

ЖУРНАЛ РАЗРАБОТЧИКОВ ЭЛЕКТРОНИКИ

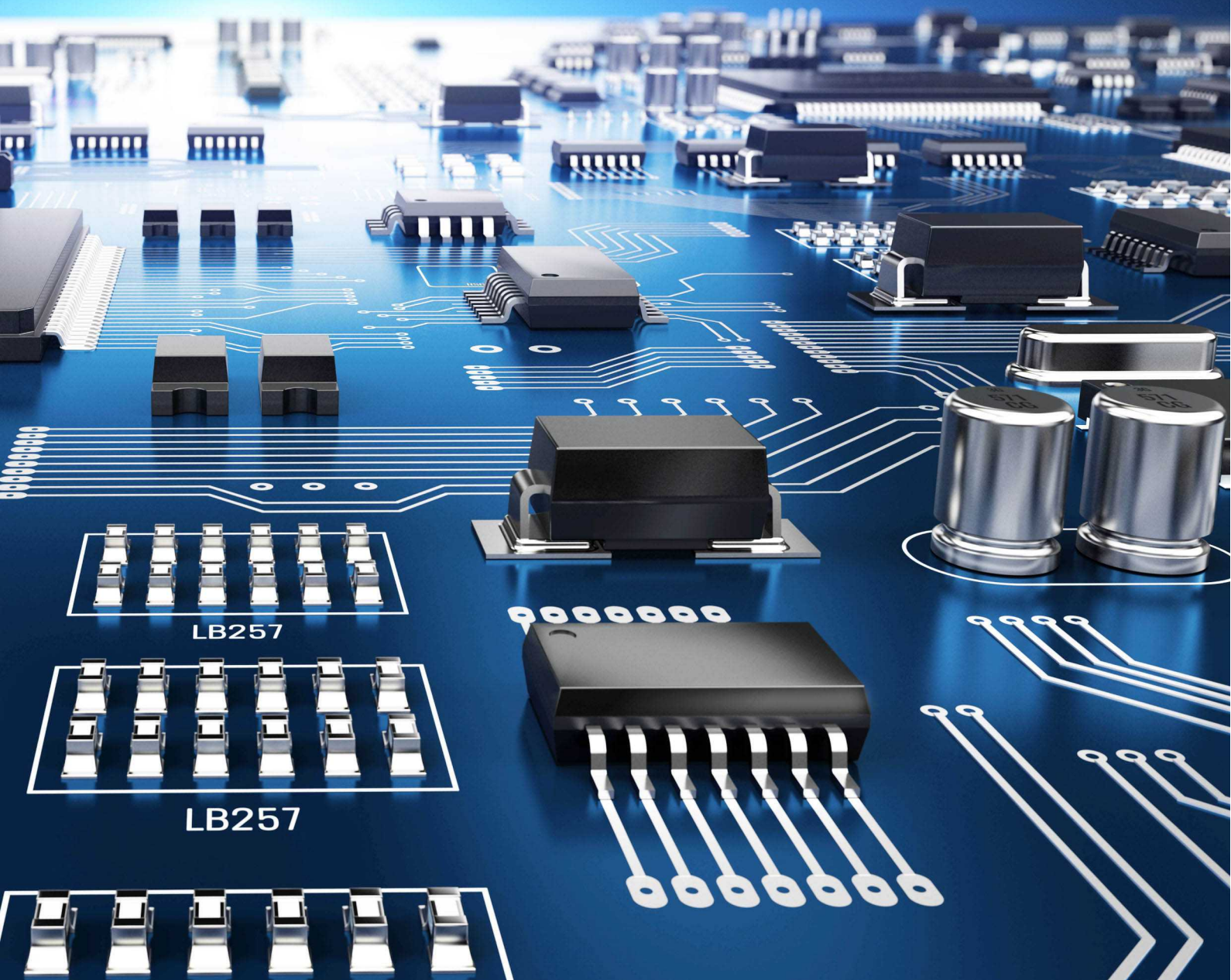
WWW.RLOCMAN.RU



# РАДИОЛОЦМАН

ЯНВАРЬ-ФЕВРАЛЬ 2022 (118)

## КАК ПОДАВЛЯТЬ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОМЕХИ В ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКАХ ПИТАНИЯ



LB257

LB257



# 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](mailto:rlocman@rlocman.ru)

+7 (495) 721-72-14

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

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

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

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

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

## Новости

- 4 MikroElektronika выпускает плату генератора сигналов сложной формы
- 5 Двухканальные драйверы затворов компании STMicroelectronics оптимизируют и упрощают управление IGBT и SiC MOSFET
- 6 Toshiba анонсирует коммутаторы нагрузки с ультранизким током покоя 0.08 nA
- 7 Четыре бельгийские школы доставляют Интернет через инфракрасный порт Li-Fi
- 8 Nexperia выпустила самый миниатюрный в мире транслятор уровней для интерфейсов SD карт

## Статьи

- 10 Способы стабилизации выходного напряжения обратноходовых преобразователей
- 16 Уменьшение уровня электромагнитных помех импульсных преобразователей путем оптимизации размещения элементов на печатной плате
- 20 Как вдвое уменьшить шум источника опорного напряжения
- 22 Генератор на таймере 555 с независимой регулировкой коэффициента заполнения и частоты
- 25 Ограничитель пускового тока защищает от короткого замыкания
- 26 Как подавлять электромагнитные помехи в импульсных источниках питания
- 31 Драйвер светодиодов для мощных вспышек систем машинного зрения

## Схемы

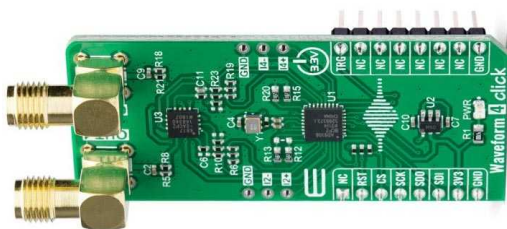
- 36 Подключение часов реального времени DS1307 к микроконтроллеру STM8 через модуль I2C
- 51 Простой генератор задержанных импульсов на двух D-триггерах
- 54 Электронный предохранитель для настройки и эксплуатации низковольтных устройств
- 58 Простая схема управления направлением и скоростью вращения двигателя
- 60 Подавление дребезга контактов с помощью встроенных в микроконтроллер EFM8LB1 конфигурируемых логических элементов
- 69 Широкодиапазонные генераторы линейно изменяющегося напряжения
- 72 Входная цепь осциллографа на основе звуковой карты
- 74 Схема АРУ с динамическим диапазоном 60 дБ
- 78 Защита токоизмерительного усилителя от бросков напряжения
- 80 Простой способ снижения мощности, рассеиваемой обмоткой реле
- 82 Генераторы ступенчато качающейся частоты
- 85 Германиевый преобразователь запускается при напряжении 260 мВ
- 88 Драйвер белых светодиодов высокой мощности для портативных приложений
- 91 Работа нескольких источников питания на общую нагрузку
- 94 Использование вывода MCLR микроконтроллера PIC в качестве выхода
- 96 LDO регулятор с ультранизким уровнем шумов
- 98 Однопроводный интерфейс клавиатуры для микроконтроллера
- 100 Как я сделал Open Source монитор качества воздуха iCaRUS
- 108 Бутстрепная цепь ускоряет активацию соленоида
- 109 Драйвер светодиодов, инвариантный к их количеству и типу
- 112 Недорогой размыкатель цепи с автоматическим восстановлением
- 115 Линейный преобразователь сопротивление-время
- 117 Ступенчато-цифровое и плавное управление частотой LC-генератора
- 119 Визуальный тестер напряжения на одном ОУ
- 122 Компенсация ошибок повышает точность источника втекающего тока
- 126 Зарядовые насосы на микросхеме TLC555-Q1
- 130 Фоторезистор в цепи обратной связи ОУ обеспечивает линейность отклика

# МикроElektronika выпускает плату генератора сигналов сложной формы

Jean-Pierre Joosting

eeNews Embedded

Компания MikroElektronika (MIKROE) выпустила плату Waveform 4 Click, дополнившую насчитывающее более 1000 устройств семейство периферийных модулей Click board. Плата работает как высокоскоростной многоканальный широкодиапазонный генератор сигналов сложной формы, необходимых в таких приложениях, как возбудители ультразвуковых преобразователей, медицинские приборы, портативные приборы, генераторы сигналов и генераторы сигналов произвольной формы.



Waveform 4 Click содержит четырехканальный 12-битный генератор сигналов специальной формы AD9106 компании Analog Devices с быстродействием 180 мегавыборок в секунду, на кристалле которого объединены статическое ОЗУ и схема прямого цифрового синтеза (direct digital synthesis, DDS), обеспечивающие генерацию сигналов сложной формы. DDS поддерживает генератор задающего синусоидального сигнала с частотой до 180 МГц с 24-битным словом настройки, обеспечивающим разрешение по частоте 10.8 Гц на бит. AD9106 имеет один частотный выход и независимые выходы с программируемым фазовым сдвигом для каждого из четырех встроенных ЦАП. Более того, данные интегрированного ОЗУ могут содержать непосредственно сгенерированные и сохраненные формы сигналов, доступ к которым можно получить с помощью последовательного периферийного интерфейса, шаблонов амплитудной модуляции, применяемых к выходам DDS, или слов программирования частоты DDS.

Платы Click основаны на стандарте 16-контактной шины mikroBUS для разъемов прототипной платы, разработанном компанией MIKROE десять лет назад. Платы Click позволяют инженерам-проектировщикам легко менять периферийные устройства, на месяцы сокращая время разработки. Компания выпускает новые платы Click почти ежедневно в 10 утра, и многие ведущие производители микроконтроллеров, включая Microchip, NXP, Infineon, Dialog, STM, Analog Devices, Renesas и Toshiba, теперь включают разъем mikroBUS в свои прототипные платы.

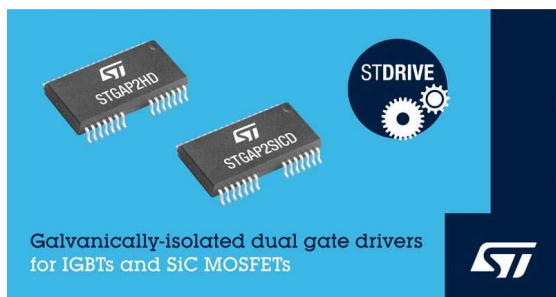


Комментирует Небойша Матич (Nebojsa Matic), генеральный директор MIKROE: «Waveform 4 Click – это иллюстрация огромного набора функций, для недорогой реализации которых у нас есть платы Click. Не тратьте время на изобретение колеса – потратив всего 109 долларов, разработчики могут приступить к проектированию немедленно».

Waveform 4 Click поддерживается библиотекой, совместимой с набором инструментальных средств mikroSDK, которая включает функции, упрощающие разработку программного обеспечения. Эта плата Click поставляется в виде полностью протестированного продукта, готового к использованию в любой системе, оснащенной разъемом mikroBUS.

# Двухканальные драйверы затворов компании STMicroelectronics оптимизируют и упрощают управление IGBT и SiC MOSFET

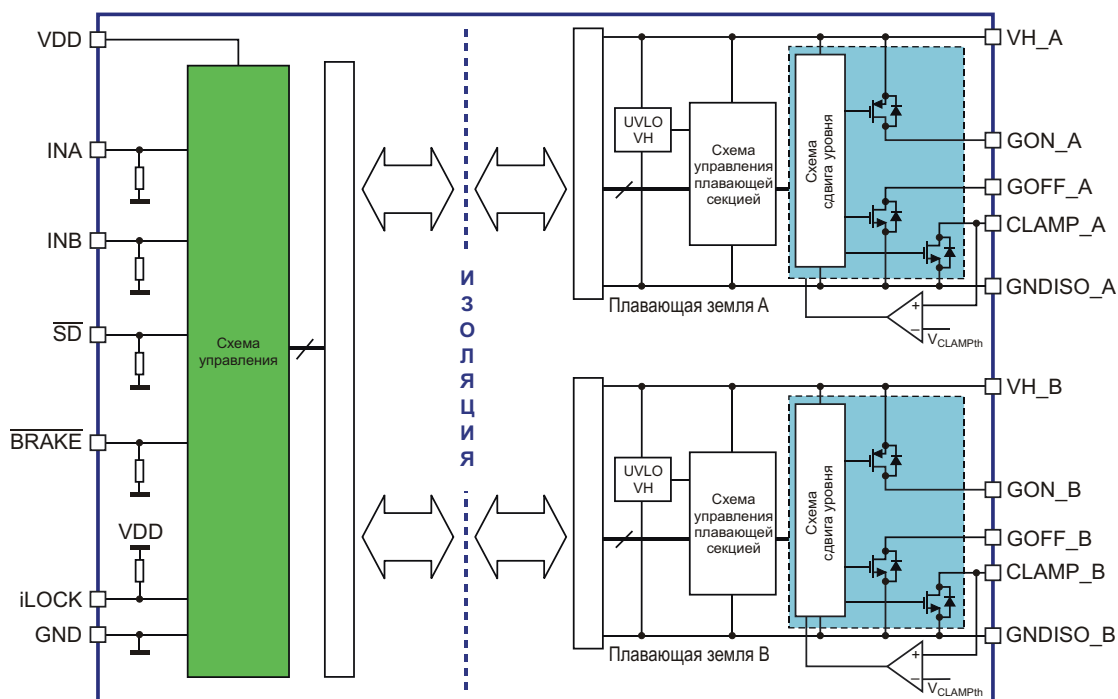
Два новых двухканальных гальванически изолированных драйвера затворов IGBT и карбидкремниевых (SiC) MOSFET компании STMicroelectronics экономят место на плате и упрощают разработку высоковольтных преобразователей энергии и промышленных приложений.



В микросхемах STGAP2HD для IGBT и STGAP2SiCD для SiC MOSFET, выпускаемых в широком корпусе SO-36W, используется новейшая технология гальванической раз-

вязки компании ST, позволяющая выдерживать переходные напряжения 6 кВ. Кроме того, устойчивость к переходным процессам со скоростью изменения напряжения до  $\pm 100$  В/нс предотвращает ложные включения в условиях электрических помех. Устройства, способные формировать мощный сигнал управления затвором с амплитудой тока до 4 А, для дополнительной гибкости имеют два выходных вывода, позволяющих независимо регулировать время включения и выключения. Активное подавление емкости Миллера предотвращает скачки напряжения на затворах во время быстрых переключениях в полумостовых топологиях.

Функции защиты схемы включают тепловую защиту, сторожевой таймер для безопасной работы и блокировку при пониженном напряжении (UVLO) в каждом канале, предотвращающую запуск в опасном режиме с низким КПД.



Блок-схема драйвера STGAP2SiCD.

Каждое устройство имеет вывод iLOCK для одновременного включения обоих каналов в приложениях с двумя коммутаторами нижнего плеча и в асимметричных полумостовых приложениях. Предусмотрена также блокировка для исключения сквозных токов в обычных полумостовых схемах. Оба драйвера рассчитаны на напряжение высоковольтной шины до 1200 В и имеют время распространения от входа до выхода 75 нс при высокой точности ШИМ.

Новые двухканальные гальванически изолированные драйверы затворов со специальными входами отключения и торможения, а также с входом включения режима ожидания для экономии энергии, предназначены для таких приложений, как источники питания, приводы, инверторы, сварочные аппараты и зарядные устройства. Кроме того, входы, совместимые с логическими уровнями ТТЛ и КМОП до 3.3 В, упрощают подключение к управляющему микроконтроллеру или сигнальному процессору.



Демонстрационная плата EVALSTGAP2SICD.

Оба драйвера STGAP2HD и STGAP2SICD уже запущены в массовое производство и в партиях из тысячи приборов продаются по ценам, начинающимся от \$1.84 за штуку. Доступны также демонстрационные платы EVALSTGAP2HDM и EVALSTGAP2SICD, позволяющие быстро оценить характеристики драйверов при управлении полумостовым силовым каскадом.

## Toshiba анонсирует коммутаторы нагрузки с ультранизким током покоя 0.08 нА

*Новые микросхемы значительно продлевают срок службы устройств с батарейным питанием*

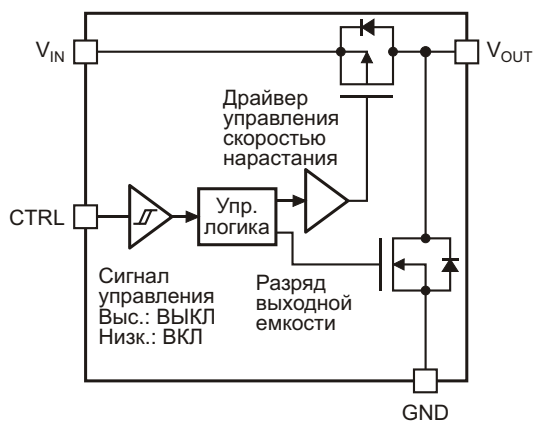
Toshiba Electronics Europe выпустила три коммутатора нагрузки, обеспечивающие значительное снижение потребляемого тока. Новые микросхемы предназначены в первую очередь для носимых устройств и приложений Интернета вещей (IoT), где они будут управлять питанием таких периферийных устройств, как датчики. Они также окажутся полезными при модернизации существующих конструкций, построенных на основе дискретных полупроводников.

Специально для устройств серии TSK12xVG Toshiba разработала новую схему драйвера, благодаря которой типовой собственный ток потребления во включенном состоянии составляет всего 0.08 нА, что примерно на 99.9% меньше, чем у выпускаемой Toshiba в настоящее время микросхемы



TSK107AG. Это значительно увеличивает время работы носимых устройств и устройств IoT, которые питаются от небольших батарей.

В серию вошли три коммутатора. TSK127VG имеет ключ автоматического разряда выходной емкости с высоким активным



Блок схема коммутатора TSC128BG.

уровнем включения, для TSC128BG этот уровень низкий, а TSC126BG не содержит цепи автоматического разряда. Устройства рабо-

тают от источника питания с напряжением от 1.0 В до 5.5 В и выдерживают управляющие и входные напряжения в диапазоне от  $-0.3$  В до 6.0 В. Микросхемы рассчитаны на протекание непрерывного тока 1.0 А и импульсного тока 2.0 А.

Все три новых прибора TSC12xBG выпускаются в недавно разработанном корпусе WCSP4G, занимающем на плате площадь всего  $0.645 \text{ мм} \times 0.645 \text{ мм}$  при высоте 0.465 мм, что значительно экономит место в компактных носимых устройствах и приложениях IoT. Инновационное покрытие обратной стороны корпуса снижает вероятность повреждения устройств в процессе монтажа.

Поставки всех трех устройств серии TSC12xBG уже начались.

## Четыре бельгийские школы доставляют Интернет через инфракрасный порт Li-Fi

Mark Halper

LEDs Magazine

Во второй раз за последнее время Li-Fi появился в классе, передавая ученикам Интернет не по радиоканалу Wi-Fi, а с помощью инфракрасных лучей. В этот раз на это пошли четыре начальные школы в Бельгии, преподав отрасли несколько практических уроков Li-Fi.



Планшету на переднем плане потребуется ключ Li-Fi для приема инфракрасных сигналов, поступающих от передатчиков, прикрепленных к потолочным светильникам в этом классе во Флобеке.

Три школы в Брюсселе, Флобеке и Ванце установили системы TruLi-Fi 6002 компании Signify. Ожидается, что вскоре то же самое сделает четвертая школа в Обанже.

Во всех четырех случаях школы отказались от источников видимого света. Вместо этого в них используется инфракрасное излучение (ИК) – часть невидимого спектра более длинных волн за пределами видимого красного цвета.

### Signify переходит на инфракрасное излучение

Хотя видимый свет действительно является одним из способов передачи Li-Fi компьютерам и гаджетам, Signify теперь переключилась исключительно на использование только ИК. Переход от видимых светодиодов к инфракрасным компания начала, когда в июне 2019 года представила систему TruLi-Fi 6002.

До этого компания использовала видимый свет для входящего канала от светильника к



*Школа во Флоренции использует для освещения светодиодные светильники Signify с подключенными к ним инфракрасными передатчиками для Li-Fi. Передатчики представляют собой блоки с черной окантовкой на одной из сторон каждого светильника.*

ноутбуку и инфракрасный для обратного исходящего канала к светильнику, который сам подключен к Интернету. ИК каналы Signify поддерживают более высокие скорости, чем предыдущие системы компании, использующие видимый свет, хотя во время презентации 6002 Signify заявила, что использует ИК не для повышения скорости, а потому, что это облегчает разработку драйверов. TruLi-Fi может обеспечивать скорость до 220 Мбит/с для входящей линии и 160 Мбит/с для исходящей. По словам пресс-секретаря TruLi-Fi, в бельгийских школах для любых направлений используется скорость 160 Мбит/с.

Свои передатчики нисходящей линии 6002 Signify предлагает в двух опциональных формах – как дополненную оснастку к светильникам Signify, или как самостоятельные устройства, без светильников.

«В некоторых школах приемопередатчики системы Li-Fi объединены с осветительными приборами, а в других устанавливаются автономно», – сообщил пресс-секретарь Signify.

Бельгийские школы используют сочетание Li-Fi и Wi-Fi. По крайней мере, Li-Fi может

помочь разгрузить насыщенный спектр Wi-Fi. Странники Li-Fi также отмечают, что он более безопасен, чем Wi-Fi, поскольку требует прямой видимости и не создает электромагнитных помех, как Wi-Fi.

## Светодиоды или лазеры? – Предстоит определить

Некоторые сторонники Li-Fi утверждают, что это быстрее, чем Wi-Fi, хотя скорость может варьироваться в зависимости от среды и приложения.

Li-Fi потенциально может значительно увеличить скорость, если заменить светодиоды лазерными чипами. Недавно компания Kyocera SLD Laser продемонстрировала свою самую быструю в истории систему Li-Fi на основе суперлюминесцентного диода на выставке потребительской электроники CES в Лас-Вегасе.

Работает ли Signify над лазерным Li-Fi? Пресс-секретарь не стал ни подтверждать, ни опровергать.

«Мы постоянно работаем над инновационными решениями в области Li-Fi, чтобы лучше обслуживать интересы наших клиентов, – сказал он. – Мы сообщаем об этих разработках только тогда, когда они приводят к созданию приложений, которые мы можем предоставить нашим клиентам».

В целом Li-Fi медленно завоевывает популярность, во многом потому, что большинство производителей устройств для конечных пользователей не внедрило эту технологию в свои продукты. Это означает, что пользователям обычно приходится подключать ключи доступа к планшетами, ноутбукам и тому подобному, иногда с помощью флешки, а иногда с помощью USB-кабеля.

В Бельгии Signify работала с бельгийским стартапом Li-Fi Solutions, предоставляя комплексное оборудование, включающее ключи доступа.

## Нexperia выпустила самый миниатюрный в мире транслятор уровней для интерфейсов SD карт

Nexperia анонсировала самый миниатюрный в мире транслятор уровней для интерфейсов карт памяти SD. Совместимая со

стандартом SD 3.0 микросхема NXS0506UP, выпускаемая в корпусе с 16 шариковыми выводами с размерами 1.45 мм × 1.45 мм ×



× 0.45 мм и шагом контактов 0.35 мм, на 40% меньше устройств предыдущего поколения в 20-контактных корпусах. В NXS0506UP также реализована функция автоматического управления направлением обмена. Кроме того, микросхема содержит фильтр электромагнитных помех и цепи защиты от электростатических разрядов, соответствующие стандарту IEC 61000-4-2. Она предназначена для работы на тактовых частотах до 208 МГц и скоростях передачи данных до 104 Мбит/с.

Комментирует Викрам Сингх Парихар (Vikram Singh Parihar), старший менеджер по продукции Nexperia: «Хотя первоначально NXS0506 предназначалась для использования в бытовых устройствах, таких как смартфоны, ноутбуки, игровые планшеты, камеры и точки беспроводного доступа, мы наблюдаем внедрение NXS0506 в домашние медицинские устройства и автомобильные системы. NXS0506 – это самый миниатюрный в отрасли транслятор уровней для карт SD 3.0, который поддерживает сверхвысокоскоростной режим SDR104, помогая потребителям



использовать преимущества более высоких скоростей передачи данных, предоставляемые решениями для карт памяти SD 3.0».

Для снижения общей стоимости компонентов в новый транслятор уровней NXS0506UP также интегрированы подтягивающие резисторы. Устройства, обеспечивающие прямое подключение к новейшим специализированным процессорам и СнК, просты в использовании, поскольку позволяют менять местами каналы данных и команд, не влияя на функциональность.

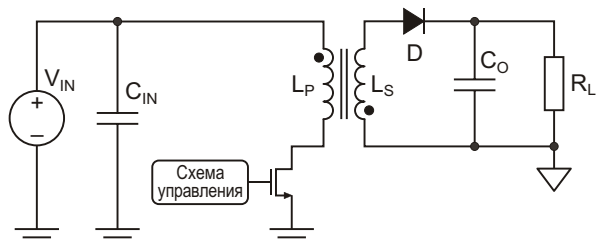
# Способы стабилизации выходного напряжения обратноходовых преобразователей

Monolithic Power Systems

## Введение

Преобразователи с обратным включением диода (Flyback Converters), обычно называемые «обратноходовыми», обоснованно входят в число самых распространенных схем, используемых в импульсных источниках питания. Ключевым преимуществом обратноходовой схемы является простота, благодаря которой изолированные источники питания мощностью от 2 Вт до 100 Вт, построенные на ее основе, имеют наилучшее сочетание размеров, стоимости и КПД.

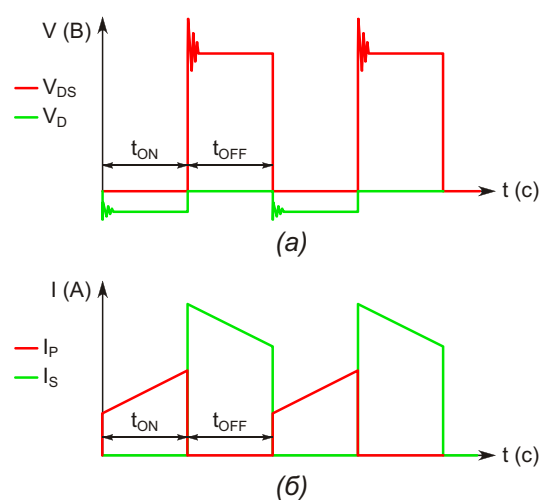
Как и большинство аналогичных схем, обратноходовой преобразователь можно условно разделить на силовую часть и схему управления. Силовая часть предназначена для изменения параметров электрической энергии, поэтому в ее состав, так же как и в остальных импульсных преобразователях, входят мощные силовые элементы, в данном случае – два ключа (MOSFET и диод), дроссель и конденсатор. Центральным элементом силовой части обратноходового преоб-



**Рисунок 1.** Принципиальная схема обратноходового преобразователя.

разователя является дроссель, конструкция которого отличается от конструкции индуктивных накопителей, используемых в других импульсных схемах. Дроссель обратноходовых преобразователей обычно содержит, как минимум, две изолированные обмотки, расположенные на общем магнитопроводе, благодаря чему он способен не только накапливать электрическую энергию, но и обеспечивать электрическую изоляцию входных и выходных цепей (Рисунок 1).

В этой статье рассмотрены способы стабилизации выходного напряжения обратноходовых преобразователей, однако прежде чем перейти к их описанию, освежим в памяти

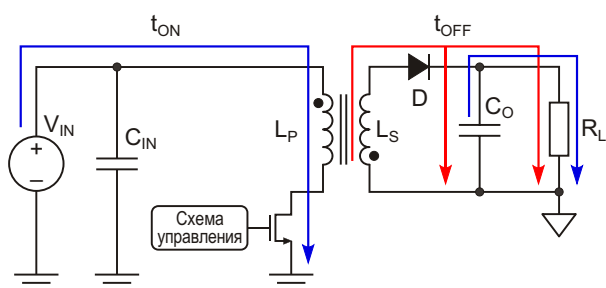


**Рисунок 2.** Диаграммы работы обратноходового преобразователя: напряжения на MOSFET и диоде – (а), ток первичной и вторичной обмотки дросселя – (б).

особенности работы силовой части этой схемы. Цикл преобразования обратноходового источника питания состоит из двух основных этапов продолжительностью  $t_{ON}$  и  $t_{OFF}$ , названия которых соответствуют состоянию силового MOSFET – включен или выключен.

Во время первого этапа силовой MOSFET в течение времени  $t_{ON}$  находится во включенном состоянии, что приводит к появлению в первичной обмотке дросселя линейно нарастающего тока, в результате чего в магнитном поле его магнитопровода накапливается некоторое количество энергии (Рисунок 2б). На вторичной обмотке дросселя при этом появляется напряжение, запирающее переход диода (Рисунок 2а), что приводит к отключению дросселя от вторичных цепей.

Поскольку ток по вторичной обмотке дросселя не протекает, нагрузка на протяжении первого этапа питается только от выходного конденсатора, расходуя его заряд, накопленный в предыдущих циклах (Рисунок 3).



**Рисунок 3.** Токи, протекающие в силовой части обратноходовой схемы на протяжении первого (синие линии) и второго (оранжевые линии) этапов преобразования.

Во время второго этапа продолжительностью  $t_{OFF}$  силовой MOSFET выключен, однако, благодаря наличию в магнитопроводе дросселя некоторого количества энергии, на его выводах появляется напряжение, открывающее диод. В результате этого магнитопровод дросселя размагничивается, а накопленная в нем энергия через открытый диод поступает в выходной конденсатор и нагрузку.

Несмотря на то, что преобразование параметров электрической энергии происходит в силовой части, за точность установки выходного напряжения отвечает схема управления, основной задачей которой является обеспечение требуемого качества выходного

напряжения при любых отклонениях в системе, в первую очередь – при изменении входного напряжения и тока нагрузки.

Как и в большинстве других импульсных схем, выходное напряжение обратноходового преобразователя можно регулировать путем изменения относительной длительности открытого состояния MOSFET (Duty Cycle, коэффициент заполнения,  $D$ ), что хорошо видно из формулы (1), связывающей напряжение на его входе и выходе:

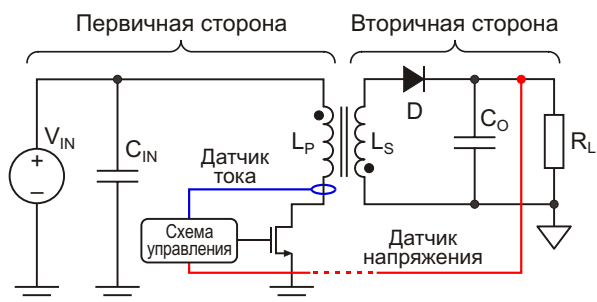
$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{n D}{1 D} \quad (1)$$

Анализ формулы (1) показывает, что коэффициент передачи по напряжению силовой части увеличивается с ростом  $D$ , что, соответственно, приводит к повышению выходного напряжения. В реальной схеме контроллер устанавливает такой коэффициент заполнения импульсов управления, подаваемых на затвор MOSFET, при котором выходное напряжение будет максимально близким к требуемому значению.

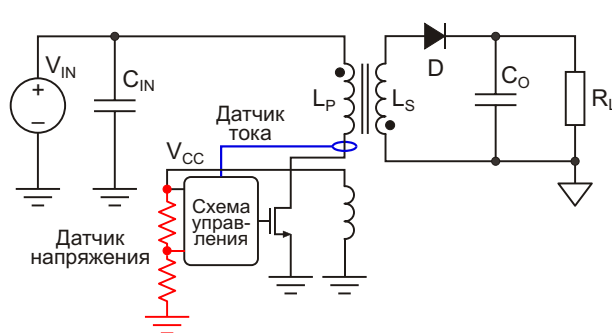
Очевидно, что для правильного управления силовой частью на входе контроллера должен присутствовать, как минимум, сигнал, пропорциональный выходному напряжению. Более точно управлять обратноходовым преобразователем можно, имея дополнительную информацию о токе первичной обмотки его дросселя, что позволяет уменьшить колебания выходного напряжения при изменении тока нагрузки и увеличить коэффициент мощности сетевых источников питания. Поэтому во многих обратноходовых преобразователях присутствуют и датчик выходного напряжения, и датчик потребляемого тока, а стабилизация выходного напряжения осуществляется путем регулировки амплитудного значения тока первичной обмотки дросселя (Рисунок 4).

## Особенности измерения напряжения

Основной проблемой, возникающей при создании обратноходовых преобразователей, является сохранение их основного преимущества – гальванической изоляции между входом и выходом. При рассмотрении подобных схем, цепи, электрически связанные с источником питания, обычно называют первич-



**Рисунок 4.** Обратногоходовой преобразователь с управлением току.



**Рисунок 5.** Принцип стабилизации напряжения на первичной стороне.

ной (Primary Side), а изолированные части, соединенные с нагрузкой – вторичной стороной (Secondary Side). Для многих приложений наличие электрической изоляции между источником питания и нагрузкой является единственным способом обеспечить требуемый уровень помехозащищенности и электробезопасности, не говоря уже о том, что в некоторых случаях нарушение изоляции источника питания может физически вывести из строя компоненты системы.

А это значит, что изоляция между первичной и вторичной стороной не должна нарушаться ни в силовой части, ни в контурах управления. Конечно, это требование не абсолютно – например, некоторые трансформаторные источники питания могут иметь ток утечки до 10 мА при электрической прочности изоляции не менее 3 кВ. Однако в общем случае ток утечки между первичной и вторичной стороной обратноходового преобразователя должен быть минимальным.

Таким образом, в обратноходовых преобразователях информация о выходном напряжении должна передаваться в контроллер без применения электрических связей. А это можно реализовать двумя способами: путем стабилизации напряжения либо на первичной, либо на вторичной стороне.

## Стабилизация напряжения на первичной стороне

В обратноходовых преобразователях питание микросхемы контроллера очень часто производится от отдельной вспомогательной обмотки дросселя (Рисунок 5). Благодаря уникальной особенности обратноходовой схемы, во время второго этапа преобразования напряжения на всех обмотках дросселя

пропорциональны друг другу. Таким образом, зная коэффициент трансформации между вторичной и вспомогательной обмоткой, можно использовать напряжение вспомогательной обмотки в качестве эквивалента выходного напряжения. Этот метод получил название «стабилизация на первичной стороне» (Primary-Side Regulation, PSR). Его главной особенностью является возможность организации контура отрицательной обратной связи по напряжению с использованием всего нескольких элементов. Стабилизация напряжения на первичной стороне не отличается высокой точностью, однако, учитывая наличие микросхем контроллеров с интегрированными узлами компенсации, его использование значительно сокращает время разработки обратноходового преобразователя.

Одним из преимуществ стабилизации на первичной стороне является минимальное количество радиоэлементов, находящихся по разные стороны изоляционного барьера. Это является очень важным в высоковольтных приложениях, поскольку позволяет уменьшить количество компонентов с жесткими требованиями к изоляции, и, соответственно, уменьшить стоимость системы.

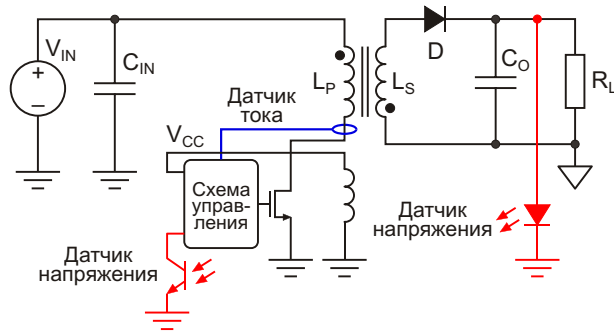
Однако и этот способ имеет недостатки. Например, измерение напряжения вспомогательной обмотки очень часто выполняется контроллером всего один раз – в самом конце цикла преобразования, когда ток в обмотках дросселя имеет наименьшее значение. Такой способ измерения снижает уровень помех в контуре обратной связи, однако он же и означает, что выходное напряжение большую часть цикла преобразования остается неконтролируемым. Поэтому переход-

ные процессы в обратноходовых преобразователях со стабилизацией напряжения на первичной стороне обычно длятся дольше, чем в схемах с другой организацией контура обратной связи.

Такой способ регулирования имеет также и худшие характеристики при стабилизации напряжений многоканальных преобразователей, особенно при большой разнице мощностей, потребляемых от вторичных обмоток. При использовании этого метода фактически стабилизируется только напряжение канала с наибольшей нагрузкой, в то время как выходные напряжения остальных каналов могут оказаться выше нормы.

### Стабилизация напряжения на вторичной стороне

Для более точной стабилизации требуется передавать в контроллер информацию о напряжении непосредственно с выходных клемм преобразователя. Этот метод получил название стабилизации напряжения на вторичной стороне (Secondary-Side Regulation,



**Рисунок 6.** Принцип стабилизации напряжения на вторичной стороне.

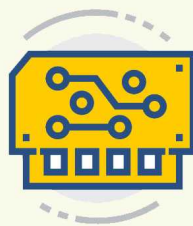
SSR). В этом случае для передачи информации о выходном напряжении используется оптоспар (Рисунок 6). Этот метод значительно уменьшает величины отклонений выходных напряжения даже при использовании многоканальных преобразователей. Во многом это связано с тем, что взаимное перераспределение энергии между вторичными обмотками осуществляется намного более эффективно, чем между обмотками, расположенными по разные стороны изоляционно-

# ElectroFind.ru

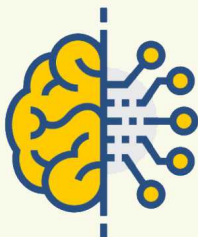
## ДОСКА ОБЪЯВЛЕНИЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОНЩИКОВ



Радиодетали



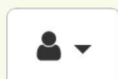
Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

**Таблица 1. Основные особенности методов стабилизации выходного напряжения обратных преобразователей**

	Стабилизация на первичной стороне	Стабилизация на вторичной стороне
Собственное энергопотребление	Ниже	Выше
Стоимость	Ниже	Выше (за счет использования более дорогих компонентов, например, оптопары)
Сложность	Ниже (за счет меньшего количества компонентов и наличия интегрированных компенсирующих узлов)	Выше
Изоляция	Меньшее количество компонентов, находящихся по разные стороны изоляционного барьера, основная изоляция обеспечивается дросселем	На качество изоляции влияют параметры дросселя и оптопары
Точность стабилизации выходного напряжения	Хуже (особенно для многоканальных преобразователей)	Лучше (могут использоваться более точные методы стабилизации напряжения)
Реакция на переходные процессы	Медленнее (поскольку выходное напряжение измеряется лишь во время второго этапа преобразования)	Быстрее (за счет постоянного контроля выходного напряжения)
Надежность	Выше (за счет меньшего количества компонентов)	Ниже (оптопара является одним из самых проблемных компонентов)

го барьера. Стабилизация напряжения на вторичной стороне позволяет также использовать более эффективные методы регулирования, например, методы взвешенной обратной связи, а также применять на вторичной стороне обмотки с отпайками.

Однако и у этого способа есть свои недостатки. Например, для создания контура отрицательной обратной связи требуется больше компонентов, особенно если узлы, формирующие его амплитудно-частотную характеристику, расположены на вторичной стороне, а контроллер – на первичной. Очевидно, что

это увеличивает размеры и стоимость преобразователя, а также уменьшает его надежность, поскольку характеристики оптопар со временем ухудшаются.

## Заключение

Каждый из рассмотренных методов стабилизации напряжения, и на первичной, и на вторичной стороне, имеет свои достоинства, недостатки и область применения. Основные особенности каждого из методов были рассмотрены выше и в сжатом виде приведены в Таблице 1. **РЛ**

УДАЛЕННЫЙ ДОСТУП

Офлайн + Онлайн

# Конференция FPGA разработчиков

МОСКВА /  
САНКТ-ПЕТЕРБУРГ /  
МИНСК / ТОМСК



[fpga-systems.ru/meet](https://fpga-systems.ru/meet)

# 2022.1

# Уменьшение уровня электромагнитных помех импульсных преобразователей путем оптимизации размещения элементов на печатной плате

*Timothy Hegarty*

## Введение

Основной причиной кондуктивных (передаваемых по проводам) и индуктивных (передаваемых через электромагнитное поле) помех, создаваемых импульсными преобразователями постоянного напряжения, являются резкие изменения напряжений ( $dv/dt$ ) и токов ( $di/dt$ ) в моменты коммутации силовых транзисторов. Одним из эффективных способов решения этой проблемы является оптимизация взаимного расположения элементов преобразователя, а также соединительных проводников печатной платы. Поиск наилучшего расположения компонентов стал особенно актуален после появления мощных арсенид-галлиевых транзисторов, обладающих высокой скоростью переключения. Однако и при использовании традиционной кремниевой элементной базы этот вопрос не следует игнорировать, поскольку импульсные преобразователи очень часто используются в автомобильной и телекоммуникационной технике, чувствительной к качеству питающих напряжений и к окружающей электромагнитной обстановке.

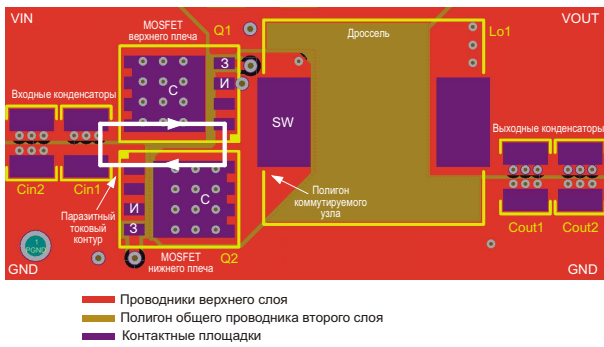
В этой статье приведены методы уменьшения уровня электромагнитных помех, создаваемых импульсными преобразовате-

лями, силовая часть которых строится по полумостовым схемам и состоит из двух мощных MOSFET, управляемых контроллером. В частности, будет рассмотрено влияние величины индуктивности паразитного контура силовой коммутируемой цепи на амплитуду нежелательных переходных процессов, являющихся основной причиной электромагнитных помех.

## Традиционные варианты размещения элементов

Чаще всего элементы мощного полумостового каскада, образованного, в данном примере, транзисторами Q1 и Q2 в корпусах SON с размерами  $5 \times 6$  мм, располагают на одной стороне печатной плате так, как показано на Рисунке 1. При такой компоновке основным источником электромагнитной помехи является токовый контур, образованный силовыми транзисторами и ближайшим к ним входным фильтрующим конденсатором Cin1. Как видно из рисунка, площадь образовавшейся токовой петли равна приблизительно  $20 \text{ мм}^2$ , поэтому, даже несмотря на то, что второй слой платы (L2) соединен с общим проводом (GND) и выполняет функцию экрана, уменьшающего уровень излу-

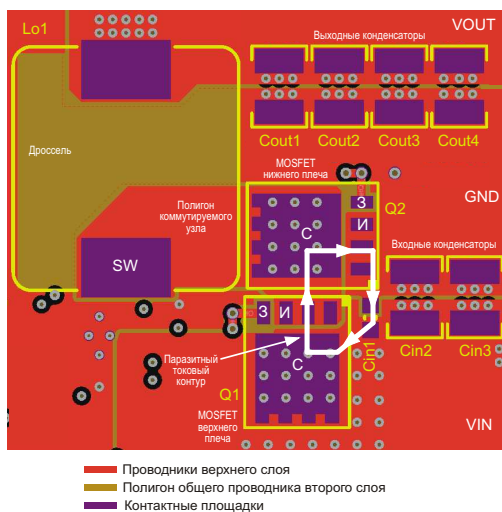




**Рисунок 1.** Печатная плата синхронного понижающего преобразователя постоянного напряжения с традиционным размещением элементов.

ния, индуктивность этого паразитного контура превышает 1 нГн, что является достаточно большим значением для многих приложений.

Чуть более эффективным, с точки зрения электромагнитной совместимости, случаем размещения элементов является вариант, при котором транзистор верхнего плеча Q1 устанавливается повернутым на 90° относительно транзистора, подключающего силовую дроссель к общему проводу (Рисунок 2). Такое расположение позволяет, во-первых, улучшить условия охлаждения транзистора Q1 за счет его установки на печатный проводник большей площади, а во-вторых, переместить конденсатор Cin1 ближе к силовым транзисторам и уменьшить размеры его корпуса до 0603. Кроме того, подобная U-образная компоновка позволяет сократить длину обще-



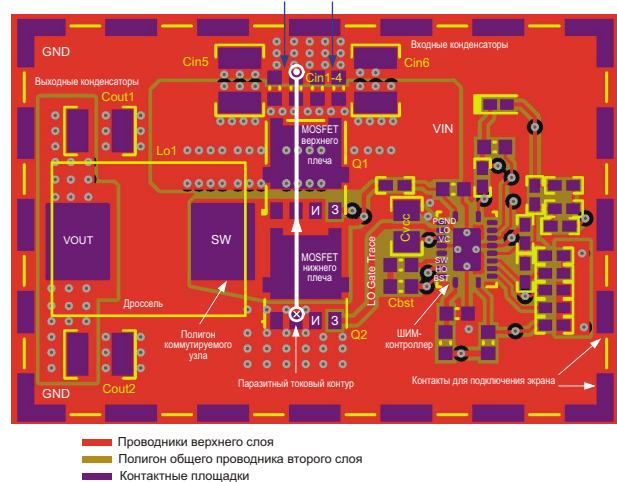
**Рисунок 2.** Печатная плата синхронного понижающего преобразователя постоянного напряжения с лучшим размещением элементов.

го проводника, соединяющего входные и выходные конденсаторы с истоком транзистора нижнего плеча.

## Оптимизированное размещение элементов

Расположение элементов с наименьшей площадью петли паразитного контура показано на Рисунок 3. В этом варианте высокочастотный ток замыкается по первому (относительно слоя, на котором расположены элементы силовой части преобразователя) внутреннему слою многослойной печатной платы. При такой компоновке пути протекания высокочастотного тока оказываются расположенными друг над другом, в результате чего площадь поперечного сечения паразитной петли уменьшается до 2 мм<sup>2</sup>. Кроме того, встречно-параллельное протекание прямого и обратного токов взаимно компенсирует создаваемые ими магнитные поля, что еще больше уменьшает паразитную индуктивность.

Четыре параллельно включенных входных конденсатора в корпусах 0603 имеют низкий импеданс на высоких частотах и, в совокупности со сплошным полигоном первого внутреннего слоя печатной платы, обеспечивают отличные условия для протекания паразитных токов.

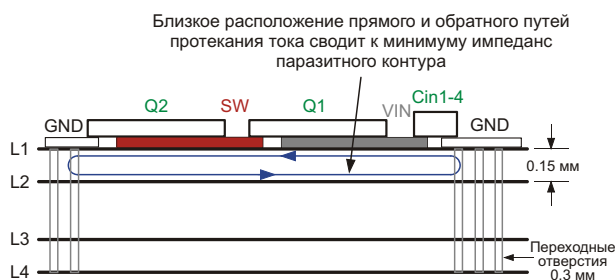


**Рисунок 3.** Печатная плата синхронного понижающего преобразователя постоянного напряжения с оптимизированным размещением элементов.

Чтобы сформировать законченное представление об оптимальной компоновке элементов импульсных преобразователей, на Рисунок 3 показан чертеж печатной платы понижающего преобразователя на основе контроллера LM5146-Q1, способного работать с входным напряжением, достигающим

100 В. При необходимости уровень электромагнитного излучения этого узла можно дополнительно уменьшить, поместив его элементы в защитный экран, который можно припаять к специализированным контактным площадкам, расположенным по периметру области размещения преобразователя.

Принцип взаимной компенсации электромагнитных полей, создаваемых паразитным контуром, хорошо виден на Рисунке 4, где показано поперечное сечение печатной платы рассмотренного преобразователя. Из рисунка видно, что высокочастотный ток через переходные отверстия замыкается по соединенному с общим проводом слою L2, расположенному в непосредственной близости от слоя L1, на котором расположены элементы преобразователя.



**Рисунок 4.** Путь протекания тока паразитно-го контура по проводникам печатной платы.

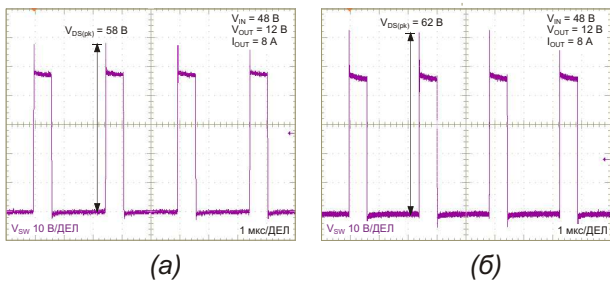
Важную роль в подавлении электромагнитных помех играет батарея из четырех параллельно соединенных керамических конденсаторов емкостью 10 нФ, обозначенных на Рисунке 3 как Cin1 – Cin4. Эти конденсаторы должны быть небольшого размера, например, 0402 или 0603, и располагаться как можно ближе к стоку транзистора верхнего плеча Q1. Из-за малых размеров эти элементы будут иметь низкое значение эквивалентной последовательной индуктивности (Equivalent Series Inductance, ESL) и, соответственно, высокое значение собственной резонансной частоты (Self-Resonant Frequency, SRF), что обеспечит их емкостную реакцию в более широком диапазоне частот. Отрицательные выводы этих конденсаторов соединяются с общим полигоном слоя L2 с помощью нескольких переходных отверстий диаметром 0.3 мм, что также уменьшает индуктивность этого участка цепи.

Уменьшение электромагнитного излучения достигается также и за счет минимизации площади силовой части полигона коммутируемого узла, который, в данном примере, практически полностью состоит из контактных площадок, предназначенных для установки силового дросселя и полевых транзисторов. Немаловажную роль играет также и расположение на одной стороне печатной платы других проводников, связанных с коммутируемым узлом, в частности, проводников, соединенных с выводами SW и BST контроллера. Отсутствие переходных отверстий в этих цепях означает, что элементы с высоким значением  $dv/dt$  не появятся на другой стороне печатной платы. А это, в свою очередь, позволит избежать нежелательных высокочастотных токов в эталонной заземляющей пластине во время испытаний на электромагнитную совместимость.

И последним решением, благоприятно влияющим на уровень электромагнитной совместимости, является размещение двух выходных керамических конденсаторов Cout1 и Cout2 с разных сторон силового дросселя. Разделение тока перезаряда выходного конденсатора на две равные части позволяет как взаимно компенсировать магнитные поля, создаваемые ими, так и, за счет уменьшения активного сопротивления, уменьшить разницу потенциалов точек, связанных с общим проводом, сводя к минимуму эффект «отскока земли» («Ground Bounce» Effect).

## Результаты тестирования

Осциллограммы напряжения коммутируемого узла преобразователя с оптимизированным расположением элементов (Рисунок 3), снятые широкополосным осциллографом, показаны на Рисунке 5а. Из рисунков видно, что при индуктивности паразитного контура около 500 пГн нежелательные колебания напряжения в этой части схемы («звон») практически отсутствуют. Кроме того, оптимизация размещения элементов позволяет уменьшить выброс напряжения в момент включения транзистора верхнего плеча и практически свести к нулю отрицательные выбросы в момент его выключения, что позволяет сделать вывод о меньшей эмиссии электромагнитных помех в области частот выше 30 МГц.

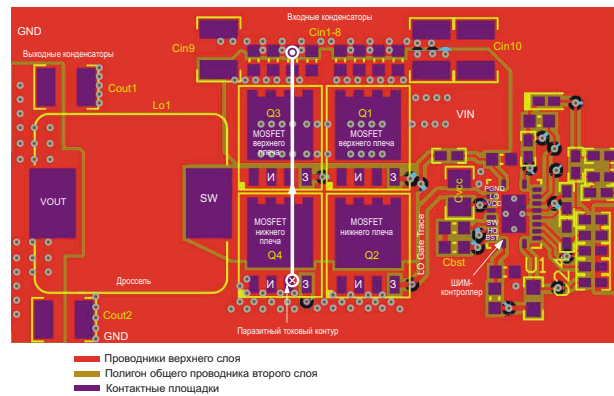


**Рисунок 5.** Осциллограммы напряжения коммутируемого узла преобразователя с оптимизированным (а) и традиционным (б) расположением компонентов.

Для сравнения на Рисунке 5б показаны аналогичные осциллограммы преобразователя с традиционным расположением элементов (Рисунок 2), работающего в том же режиме. Как видно из рисунка, в этой схеме выбросы напряжения в момент включения транзистора верхнего плеча приблизительно на 4 В больше, чем в схеме с оптимизированным размещением элементов.

### Размещение элементов мощных преобразователей

Для увеличения выходного тока преобразователей используют параллельное соединение транзисторов. В этом случае они должны размещаться на плате так же, как и в схеме, показанной на Рисунке 3. Пример такой



**Рисунок 6.** Расположение элементов мощного преобразователя с параллельно соединенными транзисторами.

компоновки, в которой в силовой части преобразователя используются четыре мощных полевых транзистора, – по два в каждом плече – приведен на Рисунке 6.

Так же как и в предыдущей схеме, высокочастотные токи паразитных контуров протекают через малогабаритные керамические конденсаторы типоразмера 0603, в то время как токи низкой частоты замыкаются через входные конденсаторы большей емкости типоразмера 1210. **РЛ**

### Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM5146-Q1](#)

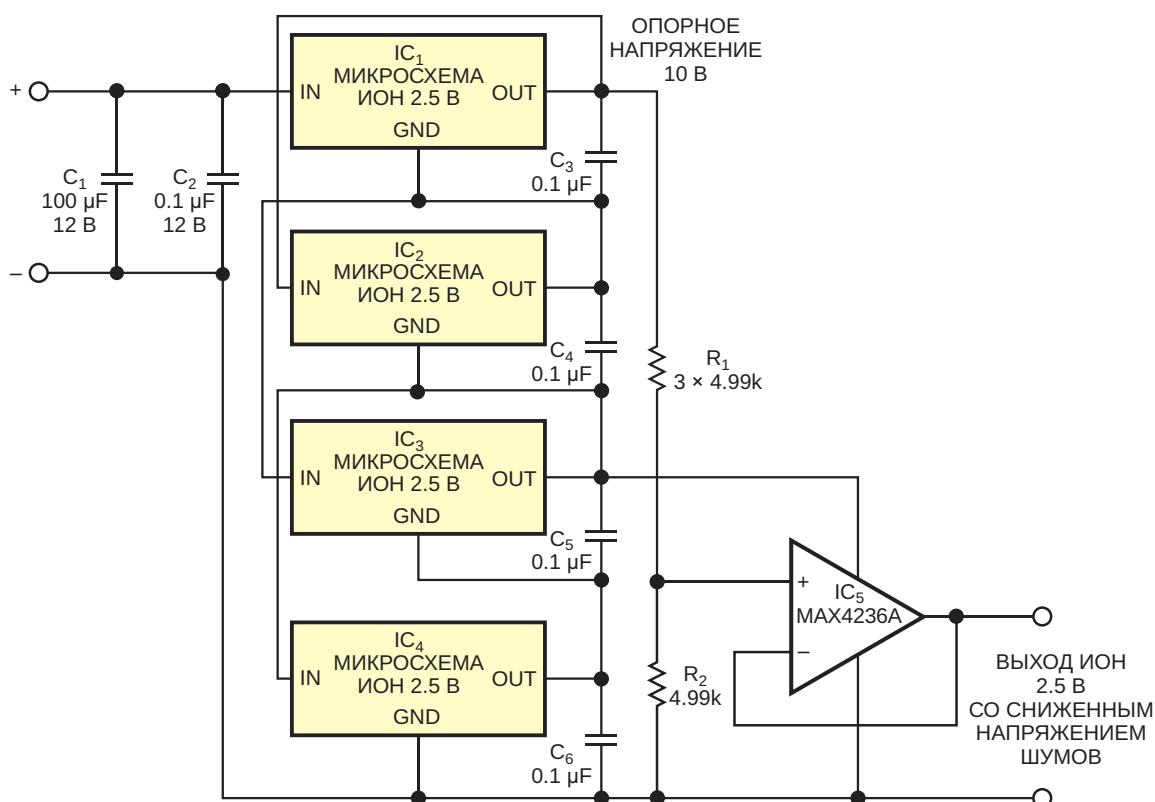
# Как вдвое уменьшить шум источника опорного напряжения

Alfredo H Saab, Steve Logan

EDN

Снижение уровня низкочастотного ( $1/f$ ) шума, генерируемого микросхемой источника опорного напряжения, может оказаться сложной задачей. Теоретически, уровень шума можно уменьшить добавлением к выходу опорного источника фильтра нижних частот.

На практике RC-фильтр нижних частот для подавления шумовых компонент ниже 10 Гц требует больших номиналов последовательного сопротивления и параллельной емкости. К сожалению, последовательный резистор большого номинала вносит погрешности



**Рисунок 1.** Четыре ИОН 2.5 В IC<sub>1</sub>–IC<sub>4</sub> выдают напряжение 10 В. Резисторы R<sub>1</sub> и R<sub>2</sub> образуют делитель, который уменьшает выходное напряжение 10 В до 2.5 В и снижает напряжение выходного шума вдвое. Буферный усилитель IC<sub>5</sub> изолирует схему ИОН от нагрузки.

**Таблица 1.** Напряжения шумов, измеренные в схеме на Рисунке 1 при использовании четырех ИОН 2.5 В типа MAX6037.

Точки измерения	Шум (мкВ с.к.з.)	Шум (мкВ пик-пик)
Выход со сниженным напряжением шумов	1	10
Выход IC <sub>1</sub> (между выводами OUT и GND)	1.9	20
Выход IC <sub>2</sub> (между выводами OUT и GND)	1.6	19
Выход IC <sub>3</sub> (между выводами OUT и GND)	1.7	20
Выход IC <sub>4</sub> (между выводами OUT и GND)	2.7	30

сопротивления и тепловой шум, а сопротивление утечки параллельного конденсатора образует непредсказуемую и нестабильную шунтирующую цепь. Вместе эти два элемента образуют шумный и температурно зависимый делитель напряжения, напрямую влияющий на точность и долговременную стабильность источника опорного напряжения. Кроме того, загрязнения поверхности печатной платы могут добавить еще один возможный путь утечки и источник ошибок.

Несколько источников опорного напряжения можно включить последовательно, чтобы уменьшить их шум  $1/f$ . Постоянные выходные напряжения опорных источников суммируются линейно, а их некоррелированные внутренние шумовые источники суммируются геометрически. Для примера рассмотрим стек из четырех микросхем, каждая из которых содержит источник постоянного опорного напряжения  $V_{REF}$  и включенный последовательно генератор случайного шума  $V_{NOISE}$ . Тогда, обозначив суммарное опорное напряжение и суммарное напряжение шумов как  $V_{REF\_TOT}$  и  $V_{NOISE\_TOT}$ , соответственно, получим:

$$V_{REF\_TOT} = 4 \cdot V_{REF}$$

и

$$V_{NOISE\_TOT} = \sqrt{4 \cdot (V_{NOISE})^2} = 2 \cdot V_{NOISE}$$

**Таблица 2.** Напряжения шумов, измеренные в схеме на Рисунке 1 при использовании четырех ИОН 2.5 В типа MAX6143.

Точки измерения	Шум (мкВ с.к.з.)	Шум (мкВ пик-пик)
Выход со сниженным напряжением шумов	0.27	2.2
Выход IC <sub>1</sub> (между выводами OUT и GND)	0.52	4.7
Выход IC <sub>2</sub> (между выводами OUT и GND)	0.6	4.8
Выход IC <sub>3</sub> (между выводами OUT и GND)	0.5	4.3
Выход IC <sub>4</sub> (между выводами OUT и GND)	0.55	4.7

Таким образом, исходное отношение напряжения шумов к постоянному опорному напряжению делится пополам.

Способ добавления нескольких источников опорного напряжения (ИОН) для получения одного опорного напряжения с меньшими шумами показан на Рисунке 1.  $R_1$  и  $R_2$  являются частью высокостабильной матрицы металлопленочных резисторов, а буферный усилитель IC5 имеет низкий уровень шума, низкое входное напряжение смещения и низкие температурные коэффициенты напряжения смещения.

В Таблицах 1 и 2 представлены шумовые напряжения, возникающие в результате объединения четырех источников опорного напряжения 2.5 В двух типов. В каждой таблице показаны напряжения шумов, измеренных в полосе от 0.1 до 10 Гц для каждого из четырех ИОН от IC<sub>1</sub> до IC<sub>4</sub> и для их комбинации. Обратите внимание, что разброс отношений среднеквадратичных значений к пиковым значениям связан с субъективностью метода измерения. В дополнение к снижению шума в диапазоне от 0.1 до 10 Гц схема также уменьшает долговременный дрейф опорного напряжения. **РЛ**

## Материалы по теме

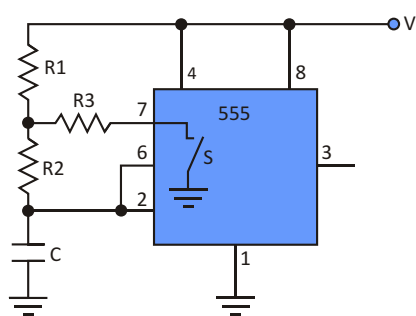
1. [Datasheet Maxim MAX6037](#)
2. [Datasheet Maxim MAX6143](#)
3. [Datasheet Maxim MAX4236A](#)

# Генератор на таймере 555 с независимой регулировкой коэффициента заполнения и частоты

Jordan Dimitrov

Electronic Design

Релаксационный генератор, основанный на микросхеме таймера 555 в стандартном включении, не может обеспечить коэффициент заполнения, в точности равный 50%. Это общеизвестный факт. К счастью, есть несколько способов обойти эту проблему. Лучше всего включить дополнительный резистор R3 между точкой соединения «штатных» резисторов R1 и R2 и выводом коллектора разрядного транзистора микросхемы (Рисунок 1).

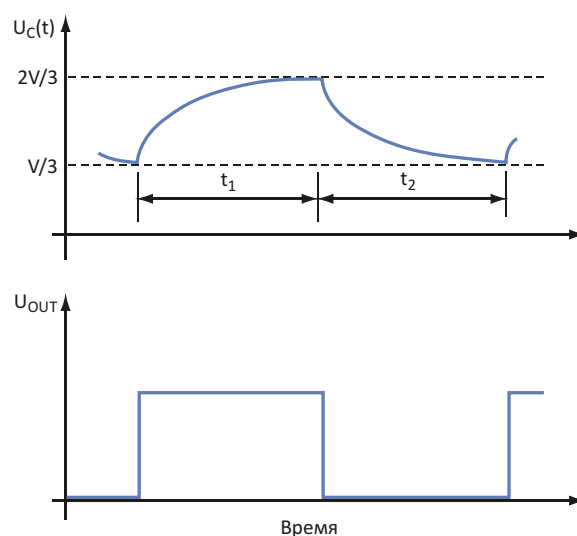


**Рисунок 1.** Добавление резистора R3 к стандартной схеме на таймере 555 позволяет установить коэффициент заполнения, равный 50%.

Проблема в том, что изменения сопротивления R3 сильно влияют на выходную частоту

[1]. В этой статье показано, как достичь регулируемого коэффициента заполнения в 50% при минимальном изменении частоты.

Даже с дополнительным резистором таймер работает в обычном режиме. Когда внутренний ключ S микросхемы разомкнут, конденсатор C заряжается через цепь R1-R2 (Рисунок 2), и напряжение на нем возрастает. Когда оно достигает  $2/3$  напряжения питания



**Рисунок 2.** Третий резистор не влияет на нормальный цикл заряда-разряда схемы.

V, ключ замыкается, и конденсатор начинает разряжаться. Когда напряжение падает до уровня V/3, ключ размыкается опять, и цикл повторяется.

Временные интервалы  $t_1$  и  $t_2$  равны:

$$t_1 = R1C(p - 1) \ln(2), \quad (1)$$

$$t_2 = R1C \cdot p \cdot \frac{q}{q - 1} \ln \frac{q - 2}{2q - 1}, \quad (2)$$

где  $p = R2/R1$  и  $q = R3/R1$ . Если коэффициент заполнения равен 50%, то  $t_1 = t_2$ , поэтому:

$$(p - 1) \ln(2) = p \cdot \frac{q}{q - 1} \ln \frac{q - 2}{2q - 1}. \quad (3)$$

А частота – это просто

$$f = \frac{1}{2t_1} = \frac{0.7213}{R1C(p - 1)}. \quad (4)$$

Формула (3) связывает  $p$  и  $q$ . Если  $p$  задано, можно рассчитать  $q$ . Обратите внимание, что член под логарифмом в правой части формулы всегда должен быть положительным. Это выполняется, когда и числитель, и знаменатель имеют одинаковые знаки, и это дает для  $q$  два интервала: один от 0 до 0.5, а другой от 2 до бесконечности. При этом для вычисления  $q$  можно использовать простую итеративную процедуру. Когда это будет сделано, можно будет определить  $R1$ ,  $R2$  и  $R3$ .

Процедура заключается в следующем:

1. Установите желаемую частоту и выберите значение емкости  $C$ .
2. Выберите величину  $p$  и рассчитайте  $q$  по формуле (3).
3. С помощью формулы (4) найдите сопротивление резистора  $R1$ .

**Таблица 1.** Зависимость сопротивлений  $R1$ ,  $R2$  и  $R3$  от  $p$

$p$ $R2/R1$	$q$ $R3/R1$	$R1n$ (кОм)	$R2n$ (кОм)	$R3n$ (кОм)
10	0.0418	3.280	32.795	0.137
5	0.0764	6.013	30.063	0.459
1	0.2248	18.038	8.038	4.055
0.1	0.3911	32.795	3.280	12.826
0.05	0.4068	34.357	1.718	13.976

**Таблица 2.** Отклонения коэффициента заполнения (DC) и частоты (F) при изменениях сопротивлений

$R1 = R1n + 5\%$		$R2 = R2n + 5\%$		$R3 = R3n + 5\%$	
Откл. DC (%)	Откл. F (%)	Откл. DC (%)	Откл. F (%)	Откл. DC (%)	Откл. F (%)
-0.44	0.01	0.21	4.56	0.24	0.24
-0.82	0.01	0.36	4.35	0.46	0.46
-2.56	-0.05	0.83	3.25	1.80	1.80
-5.52	-0.93	0.42	0.87	5.73	5.73
-6.03	-1.21	0.24	0.48	6.63	6.63

4. Рассчитайте  $R2 = pR1$ .

5. Рассчитайте  $R3 = qR1$ .

В Таблице 1 приведены номинальные значения  $R1n$ ,  $R2n$  и  $R3n$ , определенные с помощью этой процедуры для пяти значений  $p$  при частоте 20 кГц и емкости  $C$ , равной 1 нФ.

Поскольку величины сопротивлений резисторов должны быть округлены до стандартных значений, коэффициент заполнения не будет равен ровно 50%. Вопрос в том, как настроить его с минимальным изменением частоты. Ответ ясен из Таблицы 2, где процентные отклонения коэффициента заполнения (duty cycle, DC) и частоты  $F$  рассчитаны для случаев, когда сопротивление одного из трех резисторов увеличивается на 5%, в то время как два других остаются неизменными. Обратите внимание, что наилучшие результаты достигаются тогда, когда для регулировки коэффициента заполнения используется  $R1$ .

Схема, сконструированная в соответствии с описанной выше процедурой (при  $p = 1$ ), была протестирована. Сопротивления резисторов были такими:  $R1 = 18.2$  кОм,  $R2 = 18.2$  кОм и  $R3 = 4.12$  кОм. Затем сопротивление  $R1$  менялось в пределах  $\pm 5\%$ . Допускаемые отклонения номиналов всех резисторов составляли 1%. Из Таблицы 3 видно, что результаты, особенно коэффициент заполнения, были очень близки к значениям, предсказанным Таблицей 2. Они также намного лучше указанных в [1], где использовался переменный резистор  $R3$ .

**Таблица 3.** Результаты испытаний схемы

$R1$ (кОм)	DC (%)	$F$ (кГц)	Откл. DC (%)	Откл. $F$ (%)
17.3	49.03	18.881	2.83	0.07
18.2	50.46	18.866	[1]	[1]
19.1	51.77	18.826	-2.60	-0.22

Различия между теорией и экспериментом обусловлены допусками сопротивлений резисторов. Очевидно, что больше всего эти допуски влияют на частоту. Если требуется более точное управление частотой, можно выбрать большее значение  $R$  и/или использовать более точные резисторы. Первый вариант сужает диапазон регулировки коэффициента заполнения, а второй увеличивает цену.

При необходимости частоту можно регулировать независимо от коэффициента заполнения, изменяя емкость конденсатора  $C$ . **РЛ**

### Ссылка

1. <http://home.cogeco.ca/~rpaisley4/LM555.html>

### Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM555](#)



# Ограничитель пускового тока защищает от короткого замыкания

Ryan Brownlee

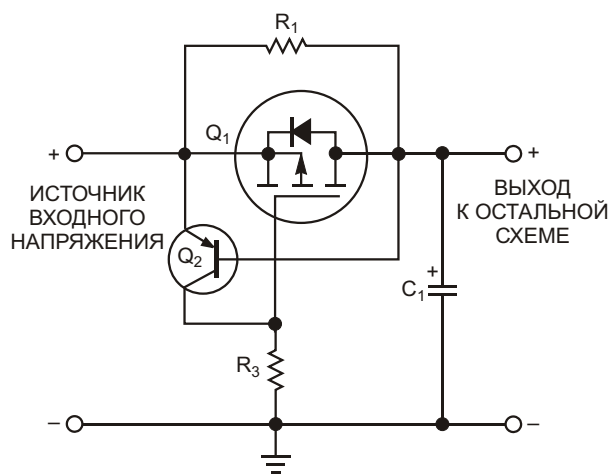
EDN

При наличии в схеме большой емкости возникают проблемы контроля пусковых токов. Самый простой подход предполагает подключение резистора последовательно с батареей конденсаторов, но резистор впустую рассеивает мощность и добавляет падение напряжения. Схема на Рисунке 1 решает эти проблемы и обеспечивает дополнительное преимущество. При пуске схемы р-п-р транзистор  $Q_2$  удерживает n-канальный MOSFET  $Q_1$  в закрытом состоянии до тех пор, пока напряжение на конденсаторе  $C_1$  не вырастет до уровня, достаточного для выключения  $Q_2$ . В течение этого интервала пусковой ток в конденсатор  $C_1$  и остальную часть схемы идет через резистор  $R_1$ . Когда  $Q_2$  закрывается,  $Q_1$  включается, образуя низкоомный путь тока, параллельный  $R_1$ . При выключении внешнего питания конденсатор  $C_1$  разряжается и схема сбрасывается.

В качестве дополнительного преимущества эта схема обеспечивает защиту от коротких замыканий. По мере увеличения тока через  $Q_1$  падение напряжения на внутреннем сопротивлении открытого транзистора увеличивается. Когда падение напряжения на  $Q_1$  достигает примерно 0.6 В (открывающее напряжение база-эмиттер транзистора  $Q_2$ ),  $Q_2$  включается, закрывая  $Q_1$ , и ток нагрузки теперь течет через резистор  $R_1$ . Устранение короткого замыкания восстанавливает нормальную работу, позволяя транзистору  $Q_2$  выключиться, а  $Q_1$  – включиться. Обратите внимание, что, поскольку сопротивление открытого MOSFET  $Q_1$  выполняет функцию токоизмерительного резистора, порог сраба-

тывания защиты может варьироваться в зависимости от температуры окружающей среды и характеристик  $Q_1$ . Можно настроить пороги включения и выключения  $Q_1$ , выбрав соответствующий резистор  $R_1$  и транзистор  $Q_1$  с подходящим сопротивлением открытого канала. Добавление обычного диода или стабилизатора последовательно с эмиттером транзистора  $Q_2$  увеличивает ток срабатывания при коротком замыкании.

Выбор компонентов и номиналов для этой схемы зависит от конкретного приложения. Возможно, может потребоваться выбрать резистор  $R_1$  большой мощности или добавить радиатор к транзистору  $Q_1$ , но во многих случаях схема экономит энергию по сравнению с традиционными решениями. **РЛ**



**Рисунок 1.** Схема на мощном MOSFET ограничивает пусковой ток и защищает от коротких замыканий.

# Как подавлять электромагнитные помехи в импульсных источниках питания

Steve Taranovich

Electronic Design

Электромагнитные помехи являются настоящим бедствием при проектировании силовой электроники, а подавлять их можно множеством способов. Добавление помехоподавляющего фильтра вначале может показаться самым очевидным выбором, но, возможно, имеются более хорошие решения.

Структуры современных электронных силовых систем становятся все более насыщенными, с огромным количеством взаимосвязей. Соответственно, борьба с электромагнитными помехами в таких системах становится все более трудной задачей.

Одним из главных источников электромагнитных помех (ЭМП) является импульсный источник питания. Он может находиться вне проектируемой системы или печатной платы

(ПП), или же быть частью проекта и устанавливаться на ПП. В любом случае, уровень электромагнитных помех должен быть снижен для прохождения стандартных испытаний на электромагнитную совместимость (ЭМС), а также для исключения влияния на работу окружающей электроники. Эта статья познакомит проектировщиков схем с несколькими из лучших способов борьбы с электромагнитными помехами в их проектах.

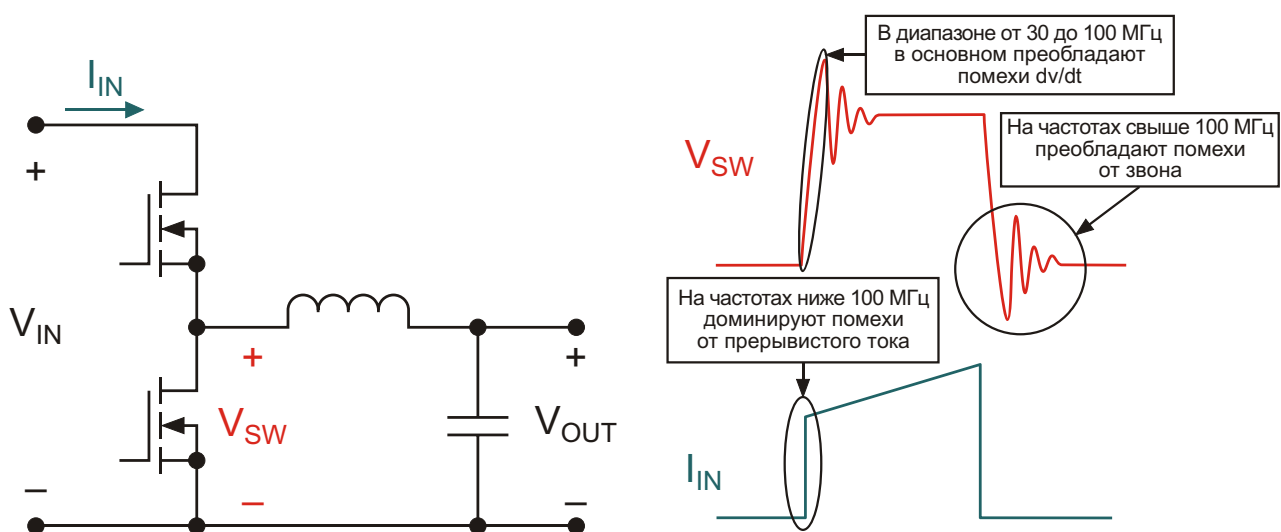


Рисунок 1. На этой схеме показаны источники помех импульсного блока питания.

## Импульсный блок питания

Благодаря заметно более высокому КПД по сравнению с линейными регуляторами, импульсные блоки питания стали ключевыми компонентами в конструкциях многих систем. Основной причиной помех, способных повлиять на их надежную работу, является процесс переключения мощных кремниевых MOSFET или GaN транзисторов, сопровождающийся протеканием в схеме прерывистых токов (Рисунок 1). В следующих разделах будут затронуты некоторые из лучших способов ослабления различных видов электромагнитных помех [5].

## Способы подавления кондуктивных помех

Кондуктивные помехи [6] анализировать легче, чем излучаемые; разработчики могут использовать для этого стандартные методы анализа цепей. Однако многие элементы в анализе ЭМП являются паразитными и не будут представлены на принципиальной схеме.

Вследствие открывания и закрывания мощных полупроводниковых переключательных приборов в схеме появляются значительные прерывистые токи. Эти токи проникнут на входы понижающих преобразователей, на выходы повышающих преобразователей, а также на входы и выходы обратных ходовых и понижающе-повышающих преобразователей.

Прерывистые токи создадут пульсации напряжения, которые могут проникнуть в другие части системы через гальванические связи между цепями. Такие токи должны быть отфильтрованы на входе преобразователя для уменьшения пульсаций напряжения. На выходе мощного преобразователя также может потребоваться фильтр, чтобы облегчить прохождение испытаний на соответствие стандартам ЭМС.

Синфазную помеху, как правило, труднее анализировать, поскольку обычно она обусловлена зарядом/разрядом паразитных ёмкостей, из которых самые значительные – это ёмкость радиатора - мощный полупроводниковый прибор или межобмоточная ёмкость трансформатора.

## Способы подавления излучаемых помех

Излучаемую помеху можно оценить двумя способами [5]:

- По электромагнитному полю, измеряемому с помощью антенны на расстоянии нескольких метров от источника помехи.
- По магнитному полю, измеряемому с помощью пробника вблизи индуктивных компонентов схемы.

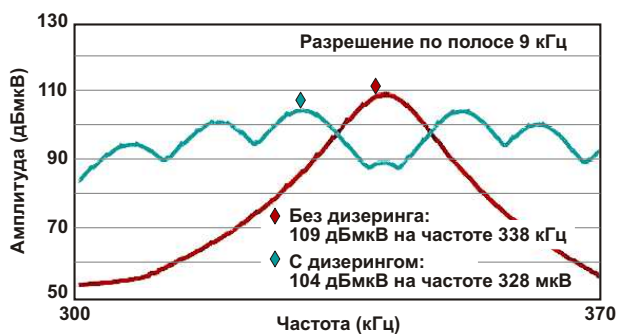
Источником электромагнитного поля обычно является ток, протекающий по какому-либо контуру и содержащий высокочастотные гармоники. Уменьшение площади этого контура, снижение скорости изменения тока ( $di/dt$ ) или его амплитуды способствуют ослаблению излучаемой помехи.

## Модуляция частоты переключения в импульсных источниках питания

Принудительное изменение рабочей частоты импульсного преобразователя (дизеринг) для расширения спектра снизит уровень электромагнитных помех и облегчит разработчикам сертификацию на соответствие стандартам ЭМС в тех случаях, когда фильтров и оптимизированной компоновки может быть недостаточно. Суть дизеринга [1] в неглубокой модуляции частоты переключения импульсного стабилизатора. Рассмотрим его подробнее.

Электромагнитное излучение от импульсного источника занимает широкую полосу частот, поскольку форма импульсов в его цепях близка к прямоугольной, но наибольшая энергия приходится на основную гармонику. Небольшая модуляция рабочей частоты (типичная глубина – 3% или около того) распределит большую часть пиковой энергии помех в более широкой полосе частот. Общая энергия электромагнитного излучения останется прежней, но часть её, излучаемая в узкой полосе, уменьшена, а электромагнитные помехи, соответственно, эффективно снижены.

Пример на Рисунке 1 показывает подавление пикового уровня помехи на 5 дБ, что может играть решающую роль при выборе между быстрым выводом устройства на рынок после прохождения испытаний на



**Рисунок 2.** График квазипикового уровня помех вблизи частоты 330 кГц показывает подавление уровня помех на 5 дБ при модуляции частоты переключения.

ЭМС или длительной работой над снижением уровня помех ниже допустимых стандартами пределов (Рисунок 2).

### Конструкция корпуса и расположение выводов ослабляют ЭМП

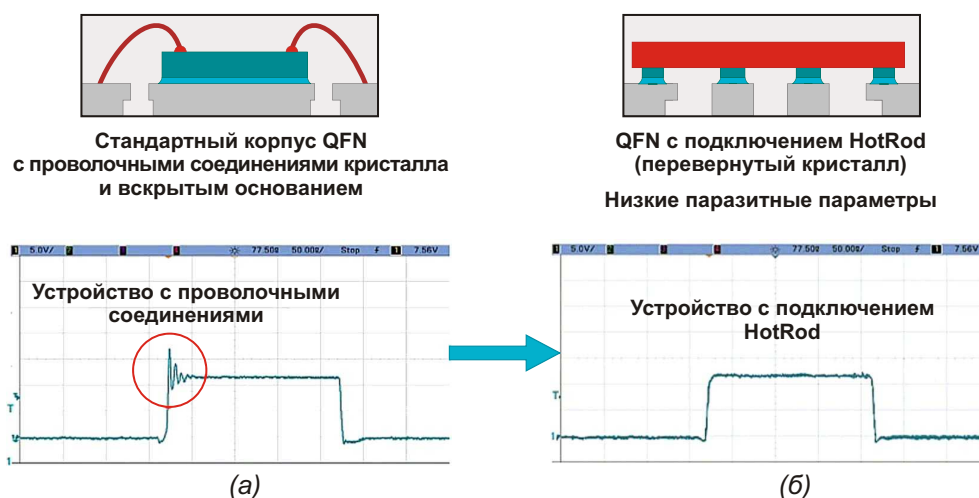
Многие разработчики могут и не задумываться о роли корпуса полупроводникового прибора, тоже способного помочь подавлению помех. Одним из замечательных примеров является корпус мощных MOSFET для быстродействующих импульсных источников питания. В преобразователях такого рода имеются быстро изменяющиеся напряжения ( $dv/dt$ ) и токи ( $di/dt$ ), увеличивающие уровень электромагнитных помех в системе.

Разработчики могут решить проблему, добавив фильтр. Однако прежде чем делать это, увеличивая габариты конструкции (и тем самым, снижая плотность мощности), обратите внимание на технологии корпусирования, которые также могут помочь подавлению помех. Далее приводится несколько примеров того, как специальные корпуса мощных MOSFET могут улучшить подавление ЭМП.

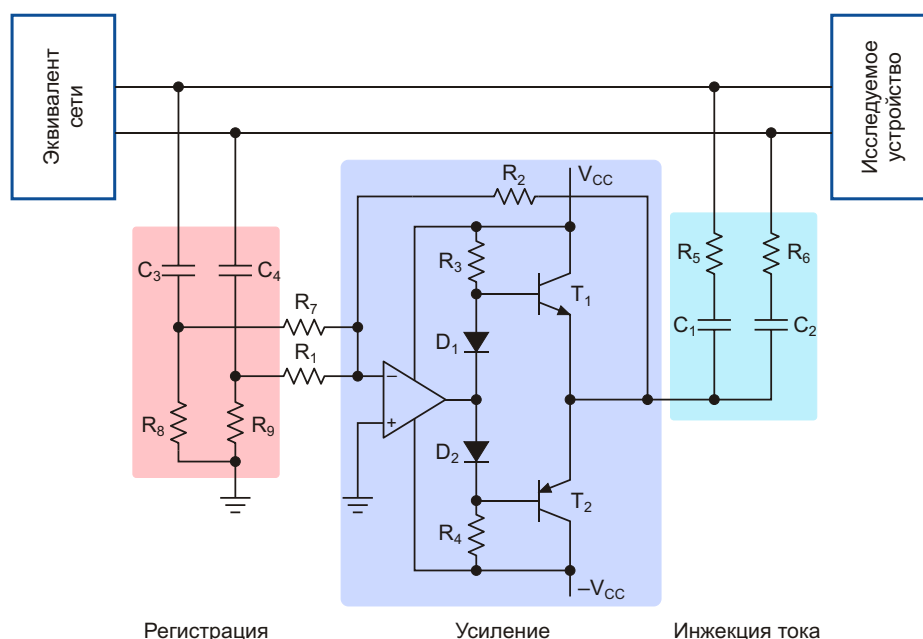
Параллельное расположение сильноточных выводов питания и «земли» такого корпуса позволит симметрично разместить блокировочные конденсаторы, шунтирующие вход по высокой частоте. Кроме того, эквивалентная паразитная индуктивность петли из двух равных и параллельных индуктивностей уменьшается вдвое.

Проволочные соединения кристалла с выводной рамкой корпуса QFN в некоторых случаях можно исключить, заменив их медными столбиками и перевернув кристалл (Рисунок 3).

Токи, протекающие по входной цепи, создадут встречно направленные магнитные поля, что компенсирует магнитную компоненту поля и ослабит излучаемые помехи. Таким образом, благодаря симметричной компоновке тех контуров входной цепи, в которых имеются быстро изменяющиеся токи, создаваемые ими магнитные поля взаимно компенсируются.



**Рисунок 3.** В обычном корпусе QFN используются проволочные соединения кристалла с внешними выводами, вызывающие значительный звон при переключении (а). В корпусе улучшенной конструкции «перевернутый кристалл» соединён с внешними выводами медными столбиками, что исключает звон (б).



**Рисунок 4.** Такая усовершенствованная конструкция фильтра без индуктивных компонентов может работать с выходными токами порядка 60 А.

Ещё один способ снижения уровня электромагнитных помех, связанных с корпусом, – размещение сплошного «земляного» полигона для обратного тока непосредственно под двумя контурами дросселя на другом слое печатной платы, например, на втором слое, расположенном непосредственно под силовыми цепями верхнего слоя.

### Помехоподавляющий фильтр

Такие фильтры могут иметь дискретную или модульную конструкцию. Разработчикам силовой электроники придется выбирать вариант, наилучшим образом удовлетворяющий требованиям их проекта с точки зрения затрат времени, габаритов и стоимости.

### Фильтры ЭМП в структуре мощного блока питания

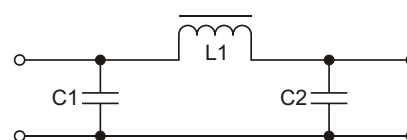
Важно свести к минимуму габариты помехоподавляющего фильтра в мощном импульсном блоке питания [7]. Конструкция фильтра, не содержащая индуктивных компонентов, гораздо компактнее классической и обеспечивает хорошую плотность мощности.

Например, в конструкции активного фильтра, показанной на Рисунке 4, используется компенсация напряжения помехи инжек-

цией заряда в линию питания без применения индуктивных компонентов. Чтобы увеличить силу тока и мощность на выходе фильтра, а также снизить вносимые потери, после ОУ используется двухтактный усилительный каскад. Эта конструкция фильтра достаточно устойчива, чтобы заменить пассивный помехоподавляющий фильтр.

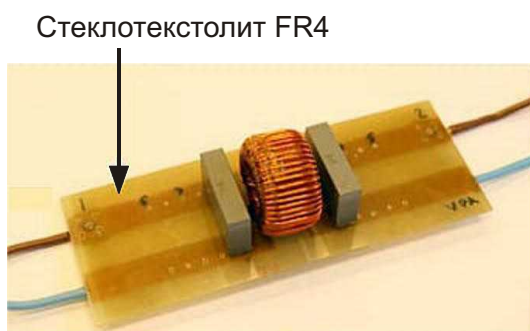
### Экранирование фильтра ЭМП как последняя попытка побороть кондуктивные помехи

Фильтр дифференциальной помехи (Рисунок 5) сам способен создать кондуктивные помехи в системе электропитания.

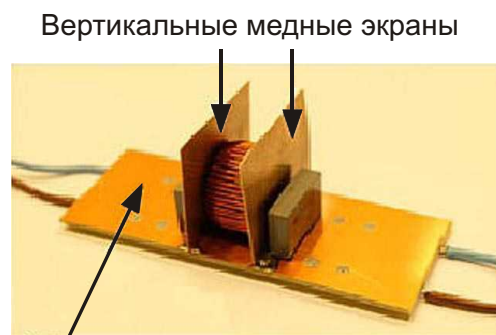


**Рисунок 5.** Схема П-образного фильтра ЭМП.

В такой ситуации может помочь медный экран под дифференциальным фильтром (Рисунок 6а). Когда все остальные методы не дают удовлетворительного результата,



(а)



(б)

**Рисунок 6.** Два варианта конструктивного исполнения П-образного фильтра: (а) – на одно-сторонней ПП, (б) – на двусторонней ПП с вертикальными экранами из меди. Расстояние между компонентами фильтра везде 3.5 мм.

добавьте полигоны сверху и снизу ПП, а также два вертикальных медных экрана со стороны входа и выхода фильтра (Рисунок 6б).

## Подведём итоги

Разработчикам необходимы понимание и инструменты для минимизации влияния кондуктивных и излучаемых электромагнитных помех как на проектируемое устройство, так и на соседнее оборудование. В этой статье основное внимание уделено импульсным блокам питания, дающим значительный прирост КПД по сравнению с линейными источниками, но способным потребовать много времени для борьбы с электромагнитными помехами. Представленные здесь методы и средства предлагают способы улучшения конструкции импульсного источника питания, облегчающие прохождение испытаний на ЭМС и сокращающие затраты времени на проектирование. **ПЛ**

## Ссылки

1. [Understanding Noise-Spreading Techniques and their Effects in Switch-Mode Power Applications](#), TI Power supply design seminar
2. [An overview of conducted EMI specifications for power supplies](#)
3. [An overview of radiated EMI specifications for power supplies](#)
4. [Enhanced HotRod QFN Package: Achieving Low EMI Performance in Industry's Smallest 4-A Converter](#)
5. [Reducing EMI in switch mode power supplies](#)
6. [Simple success with conducted EMI from DC-DC converters](#)
7. [Research of active EMI suppression strategy for high power density power supply](#), IEEE Xplore
8. [Time-Saving and Cost-Effective Innovations for EMI Reduction in Power Supplies](#)
9. [Effect of shielding and component placement in DM EMI filters on a power supply's conducted EMI](#), IEEE Xplore

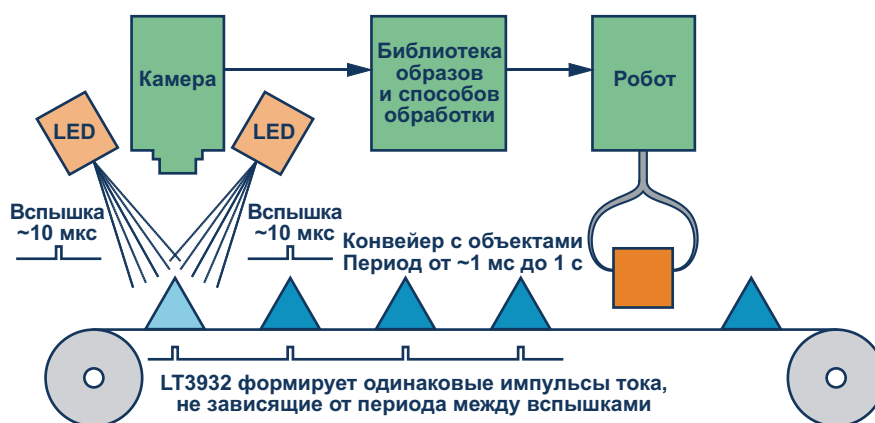
# Драйвер светодиодов для мощных вспышек систем машинного зрения

Keith Szolusha, Kyle Lawrence

Analog Dialogue

Для получения высокоскоростных изображений, необходимых в самых разнообразных приложениях обработки данных, в системах машинного зрения используются очень короткие вспышки интенсивного света. Например, движущиеся с высокой скоростью конвейерные ленты проходят через системы машинного зрения для быстрого контроля этикеток и дефектов. Вспышки на основе инфракрасных и лазерных светодиодов обычно используются в датчиках приближения и движения систем машинного зрения. Системы безопасности излучают высокоскоростные трудно обнаруживаемые светодиодные вспышки для распознавания движения и захвата и хранения записей с камер видеонаблюдения.

Одной из проблем во всех этих системах является формирование сильноточных и коротких (микросекунды) импульсов светодиодной вспышки камеры с очень большими периодами ожидания, которые могут составлять от 100 мс до 1 с и более. Формирование коротких прямоугольных сигналов светодиодной вспышки, разделенных длительными периодами времени, является нетривиальной задачей. Из-за того, что токи возбуждения светодиодов (или светодиодных цепочек) превышают 1 А, а время включения сокращается до микросекунд, сложность технического решения возрастает еще больше. Многие драйверы светодиодов, поддерживающие высокоскоростную ШИМ, не могут эффективно



**Рисунок 1.** Пример машинного зрения на промышленной конвейерной ленте. Системы контроля работают с разными скоростями, но технология вспышки должна быть быстрой и четкой.

но работать с длительными периодами выключения и мощными короткими импульсами тока без ухудшения прямоугольной формы сигнала, необходимой для правильной обработки высокоскоростных изображений.

## **Собственная технология управления светодиодной вспышкой компании AD**

К счастью, быстродействующий драйвер светодиодов LT3932 может обеспечить светодиодные цепочки вспышек камер машинного зрения током до 2 А даже при длительном отключении на 1 секунду, 1 час, 1 день или дольше (Рисунок 1). Реализованная в LT3932 специальная функция управления вспышкой камеры позволяет поддерживать состояние заряда выходного конденсатора и контура управления даже в течение длительного времени простоя. После выборки состояния выходных конденсаторов и конденсаторов контура управления LT3932 продолжает подзаряжать эти компоненты в течение всего времени отключения, чтобы компенсировать свойственные им токи утечки, которые не учитываются другими драйверами светодиодов.

Запатентованная технология, реализованная в LT3932, допускает масштабирование путем параллельного соединения нескольких драйверов для увеличения тока светодиодной вспышки. При этом желаемая форма импульса вспышки и его целостность сохраняются. Из Рисунка 2 видно, как легко соединить параллельно два драйвера для 3-амперной вспышки камеры; при этом максимальный ток составляет 4 А.

Требования к светодиодным вспышкам систем машинного зрения намного выше, чем может обеспечить стандартный драйвер для ШИМ регулятора яркости. Дело в том, что большинство высококачественных светодиодных драйверов предназначены для диммирования с частотой ШИМ не менее 100 Гц. Это связано с тем, что более низкие частоты могут восприниматься человеческим глазом как раздражающее мерцание или дерганье, даже если импульсы ШИМ, управляющие светодиодами, строго прямоугольные и периодические. При частоте 100 Гц теоретическое максимальное время выключения составляет около 10 мс. В течение 10 мс выключенного состояния правильно спроек-

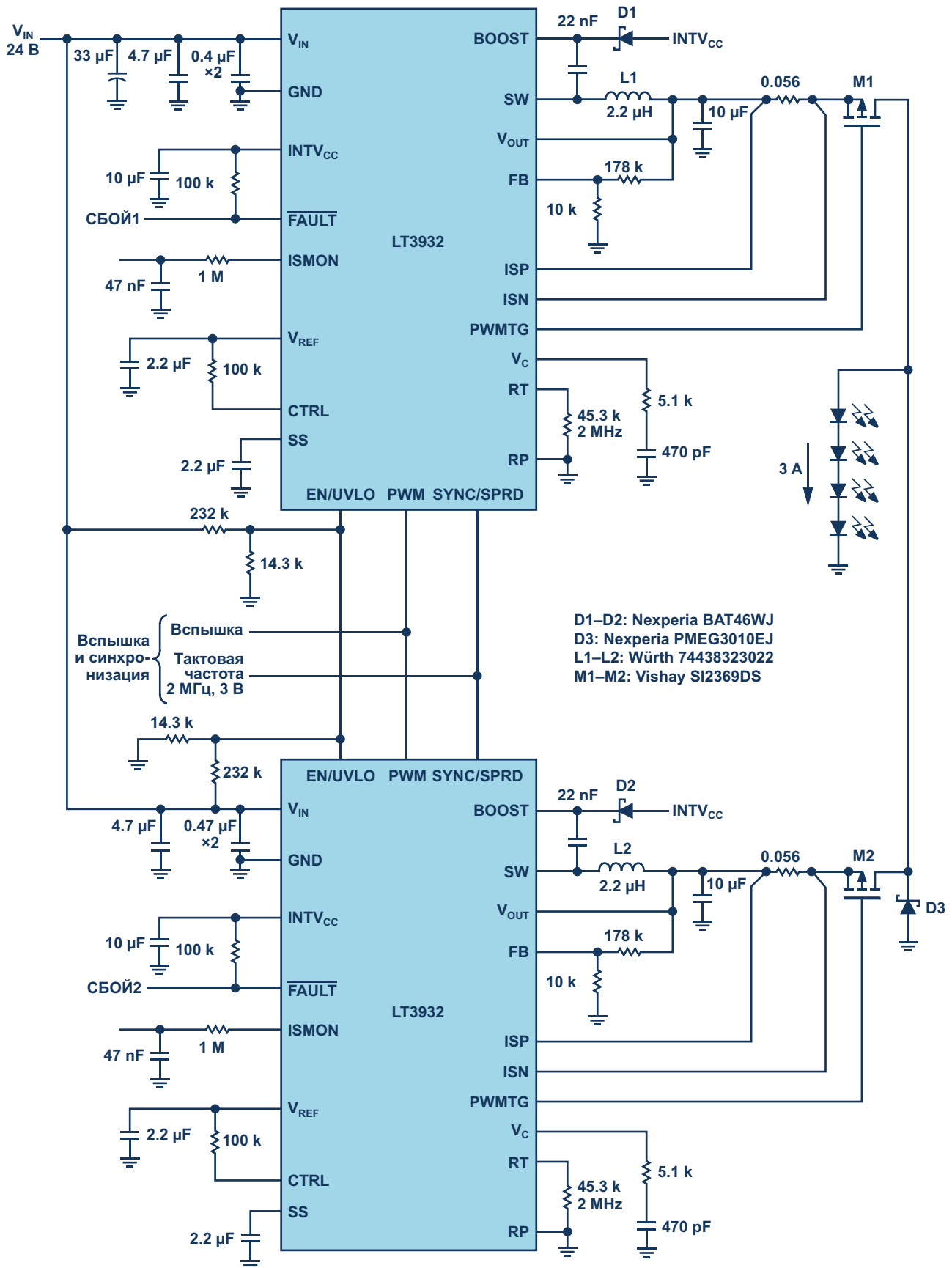
тированный драйвер светодиода теряет минимальное количество заряда выходного конденсатора, что позволяет ему запускать свой контур управления примерно в том же состоянии, в котором он находился во время последнего включения импульса ШИМ. Скорости отклика и нарастания тока дросселя, а также включение следующего импульса ШИМ тока светодиода могут быть быстрыми и воспроизводимыми при минимальном времени запуска. Более длительное выключение (для частот ниже 100 Гц) может привести к потере заряда выходного конденсатора из-за утечки, что мешает быстрой реакции при повторном включении светодиода.

## **Параллельное включение драйверов светодиодов для увеличения выходного тока**

Драйверы светодиодов работают как источники тока, стабилизируя ток, возбуждающий светодиоды. Поскольку ток течет только в одном направлении к выходу, несколько драйверов светодиодов можно соединять параллельно, и их токи будут суммироваться в нагрузке. Источники тока не нуждаются в защите от обратных токов. В то же время регуляторы напряжения по своей природе плохо подходят для распределения тока. Если все они будут стремиться стабилизировать выходные напряжения одного уровня, а в их цепях обратной связи будут небольшие различия, через регулятор может потечь обратный ток.

Драйвер светодиодов стабилизирует свой выходной ток независимо от других драйверов, которые могут подавать дополнительный ток в выходную нагрузку. Это делает параллельное включение драйверов светодиодов довольно простым. Например, показанная на Рисунке 1 конструкция светодиодной вспышки из двух параллельных драйверов LT3932 эффективно управляет четырьмя светодиодами 3-амперными импульсами тока длительностью 10 мкс, разделенными длительными периодами ожидания, определяемыми системой машинного зрения. Каждый преобразователь LT3932 отдает половину общего тока цепочки во время включения импульса ШИМ, выключается и сохраняет свое выходное состояние после отключения ШИМ. Время выключения может быть корот-





**Рисунок 2.** Включенные параллельно 1.5-амперные светодиодные драйверы LT3932 обеспечивают систему машинного зрения импульсами амплитудой 3 А с длительным временем отключения.

ким или длинным, никак не влияя на воспроизводимость формы сигнала вспышки.

Приложения с параллельными драйверами вспышек камер почти также просты, как и одиночные преобразователи при длительном отключении. Преобразователи отслеживают общее выходное напряжение в конце активного состояния последнего импульса ШИМ и поддерживают выходной конденсатор заряженным до этого состояния даже во время длительных пауз. Каждый преобразователь отключает свой выходной MOSFET схемы ШИМ от общей нагрузки и поддерживает заряд своего выходного конденсатора примерно на уровне, на котором он находился в последнем состоянии, подавая в этот конденсатор ток по мере утечки энергии. Любые утечки, возникающие в этих конденсаторах при длительном бездействии, компенсируются подкачкой небольшого тока. В начале следующего импульса ШИМ выходные MOSFET схемы ШИМ включаются, и новый цикл начинается примерно при таком же состоянии выходных конденсаторов, в каком они были во время последнего импульса, независимо от того, прошло ли 10 мс или целый день.

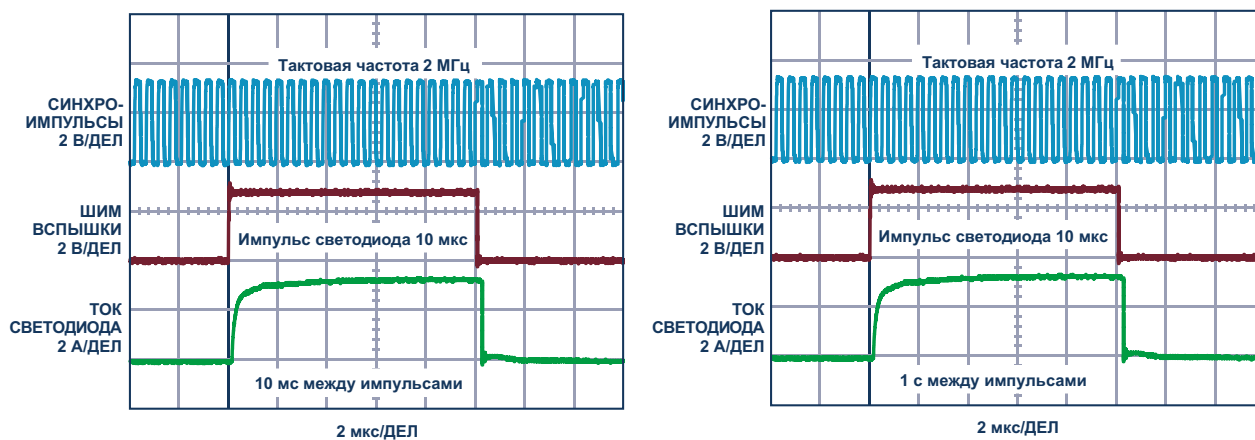
Осциллограммы сигналов в соединенных параллельно драйверах LT3932 при возбуждении четырех светодиодов 3-амперными импульсами тока длительностью 10 мкс показаны на Рисунках 3а и 3б. Импульсы тока светодиодов имеют крутые фронты и малую задержку, независимо от того, составляет ли

время выключения ШИМ 10 мс (100 Гц) или 1 с (1 Гц), что идеально подходит для систем машинного зрения.

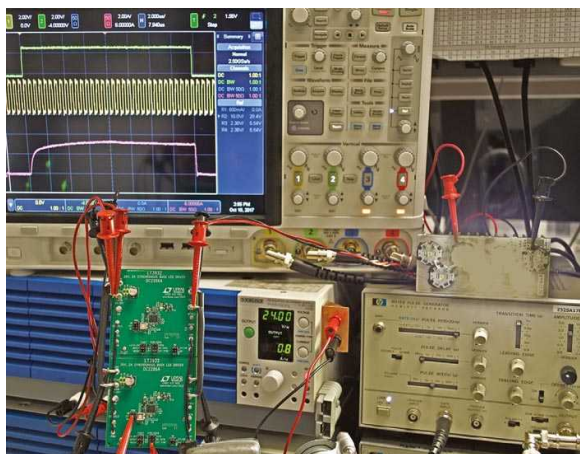
## Ток может быть еще больше

Количество включаемых параллельно драйверов светодиодов не ограничено двумя преобразователями. Для формирования еще более сильноточных сигналов с крутыми фронтами могут быть параллельно соединены три или более преобразователей. Поскольку в этой системе нет ведущего или ведомого устройства, все преобразователи вырабатывают одинаковое количество тока и равномерно распределяют между собой нагрузку. Рекомендуется, чтобы синхронизация всех параллельных преобразователей драйверов светодиодов выполнялась общим тактовым сигналом. Это дает гарантию, что пульсации на выходных конденсаторах всех преобразователей будут примерно синфазными, так что токи пульсаций не потекут обратно в преобразователь или между разными преобразователями. Важно также, чтобы импульсы ШИМ оставались в фазе с тактовой частотой 2 МГц. Это гарантирует, что импульсы светодиодной вспышки камеры сохранят крутые и не дрожащие фронты, обеспечивая наилучшие результаты обработки изображений.

Демонстрационная схема DC2286A с микросхемой LT3932 предназначена для использования в качестве понижающего светодиодного драйвера с выходным током 1 А, управляющего одним или двумя светодиодами.



**Рисунок 3.** Формы сигналов 3-амперной вспышки камеры с параллельными драйверами светодиодов из Рисунка 1 выглядят одинаково, независимо от времени выключения ШИМ. Картина была бы такой же при выключении ШИМ на день или дольше.



**Рисунок 4.** Две демонстрационные платы DC2286A с микросхемами LT3932 легко соединяются параллельно для создания светодиодной вспышки системы машинного зрения, показанной на Рисунке 1, с токами от 3 А до 4 А.

Эти схемы можно легко изменять и включать параллельно, как показано на Рисунке 1, для увеличения выходного тока или напряжения. Рисунок 4 демонстрирует простоту соединения двух таких схем для управления четырьмя светодиодами 10-микросекундными импульсами тока 3 А от входного напряжения 24 В. При тестировании схемы в качестве источника синхронизированного тактового сигнала можно использовать генератор импульсов, как показано на Рисунке 4. В производственной системе машинного зрения для формирования синхронизированных тактовых импульсов и импульсов ШИМ

может использоваться микросхема генератора. Для получения еще более мощных импульсов тока добавьте дополнительные преобразователи демонстрационной схемы DC2286A, используя ту же схему параллельного соединения.

## Заключение

Для формирования быстрых прямоугольных сильноточных импульсов тока, необходимых для автоматизированной обработки изображений, в системах машинного зрения могут использоваться параллельно включенные драйверы светодиодов. Запатентованная технология драйвера светодиодной вспышки камеры LT3932 может быть расширена до более высоких токов путем подключения параллельных преобразователей. Соединенные параллельно преобразователи LT3932 позволяют формировать импульсы тока длительностью порядка единиц микросекунд с амплитудой 3 А и более даже при длительных паузах. Импульсы светодиодной вспышки камеры сохраняют крутые и не дрожащие фронты, независимо от того, сколько длится пауза между вспышками. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT3932](#)
2. [Datasheet Nexperia BAT46WJ](#)
3. [Datasheet Nexperia PMEG3010EJ](#)
4. [Datasheet Vishay Si2369DS](#)

# Подключение часов реального времени DS1307 к микроконтроллеру STM8 через модуль I2C



*Александр Русу, Одесса, Украина*

**В**о многих приложениях процессы и события очень часто должны привязываться к астрономическому времени. Не оказалась исключением и моя экспериментальная система для выращивания рассады [1], в которой мне потребовалось включать и выключать фитолампы по определенному расписанию. Поскольку в микроконтроллерах STM8, выбранных в качестве аппаратной основы для ее реализации, модуль часов реального времени (Real Time Clock, RTC) отсутствовал, мне нужно было или реализовывать его самому, или использовать для этого внешние специализированные компоненты.

После недолгих колебаний был выбран последний вариант. Решающим аргументом стало то, что, используя микросхему, специально разработанную для этой задачи, можно получить нужный результат быстро и с прогнозируемым качеством, в то время как самостоятельная реализация известных вещей еще неизвестно к чему приведет.

В качестве часов реального времени была выбрана микросхема DS1307, отличающаяся своей доступностью, невысокой ценой и наличием достаточно большого количества аналогов, что свидетельствует о ее популярности. Приятным, хоть и не востребованным, дополнением стало наличие в ней 56 байт свободной оперативной памяти (с независимым питанием) и генератора импульсов.

Однако подключение ее к микроконтроллеру STM8 [2] оказалось не такой простой задачей, как пишут в статьях из серии «полу-

чение результата за 5 минут». Дело в том, что связка STM8 + DS1307 с использованием модуля I2C имеет ряд специфических особенностей, которые могут легко поставить в тупик человека, не знакомого с этими устройствами. Поэтому я искренне надеюсь, что, прочитав эту статью, люди, не знакомые с микросхемами RTC и STM8, смогут быстро повторить подобную схему.

Сразу обращаю внимание, что материал статьи рассчитан на подготовленных специалистов, уже знающих, что такое микроконтроллеры, периферийные модули и прочие элементарные вещи. Хорошим дополнением к этой статье станут описание интерфейса I2C [3], техническая документация на выбранные микросхемы [2, 4], а также примеры работы с модулем I2C из библиотеки STM8S/A Standard Peripherals Library (StdPeriph\_Lib) [5].

## Аппаратная часть системы

Часы было решено сделать в виде отдельной платы, предоставляющей сведения о текущем времени по запросу внешнего (по отношению к плате) контроллера системы, поэтому ее принципиальная схема (Рисунок 1) во многом похожа на схемы других плат, одна из которых уже была рассмотрена в [1]. Основным элементом модуля является микроконтроллер DD1 (STM8S003F3P6), фактически выполняющий функцию «переводчика» команд, проходящих по системной шине, на язык, «понятный» микросхеме часов реального времени DD2 (DS1307). Микросхема DA2

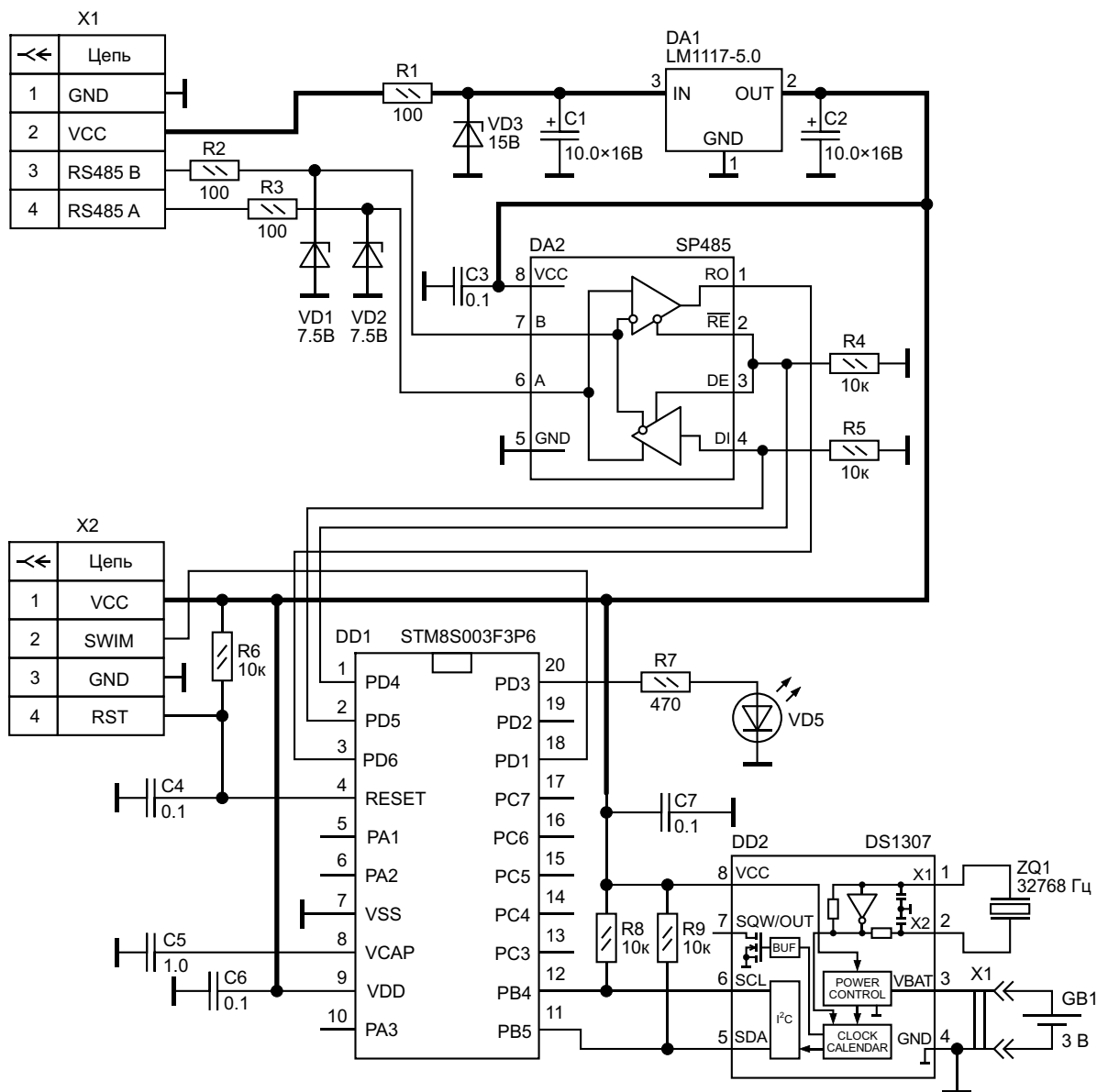


Рисунок 1. Принципиальная схема платы часов.

(SP485) служит для преобразования уровней сигналов интерфейса RS-485, используемого для обмена данными между платами, в уровни, пригодные для использования модулем UART. Питание платы осуществляется напряжением 5 В, формируемым компенсационным стабилизатором DA1 из входного напряжения, которое может находиться в диапазоне от 7 В до 14 В.

Микросхема DS1307 требует для своей работы всего двух внешних компонентов: часового кварца ZQ1 с резонансной частотой 32.768 кГц и необязательного резервного источника питания GB1 с напряжением 2.0...3.5 В, в качестве которого удобно

использовать 3-вольтовые литиевые батарейки CR2032. И хотя батарейка является необязательной – микросхема DS1307 может полноценно функционировать и без нее, – ее отсутствие делает бессмысленным весь замысел, ведь именно она позволяет часам работать после исчезновения напряжения VCC.

Обмен данными между микросхемами DD1 и DD2 происходит по интерфейсу I<sup>2</sup>C, поэтому DS1307 подключается к выводам 11 (информационный сигнал – SDA) и 12 (тактовый сигнал – SCL) микроконтроллера STM8S003F3P6, связанным с ее аппаратным модулем I<sup>2</sup>C. Резисторы R8 и R9 необходимы для формирования сигнала с высоким логи-

ческим уровнем на линиях SDA и SCL. К сожалению, использовать для этой цели встроенные подтягивающие резисторы портов PB4 и PB5 нельзя. Во-первых, они активны только при работе порта в режиме входа, а во-вторых, их поведение во время работы модуля I2C в технической документации не описано. Практика показала, что они, вероятнее всего, неактивны, поскольку при обрыве в цепи резистора R8 (из-за неправильной разводки печатной платы), обмен данными происходил с огромным количеством ошибок.

## Работа DS1307 при напряжении питания 3.3 В

Согласно технической документации, напряжения питания микросхемы DS1307, как и большинства ее аналогов, должно быть в пределах:

- вывод VCC (основное напряжение питания) – 4.5...5.5 В;
- вывод BAT (батарея) – 2.0...3.5 В.

Проблема заключается в том, что недорогие версии программаторов ST-LINK могут не поддерживать работу микроконтроллеров, питающихся напряжением 5 В, хотя микросхемы STM8 могут функционировать при напряжении питания от 3.0 В до 5.5 В. Поэтому при наличии такого программатора во время загрузки и отладки программного обеспечения микросхемы DD1, DD2 и DA2 приходится питать напряжением 3.3 В, получаемым с контакта 1 разъема X2. И если при таком напряжении проблем с работой приемопередатчика SP485 обычно не возникает, по крайней мере, при небольших расстояниях между платами, то алгоритм работы микросхемы DS1307 в этом режиме может отличаться от нормального.

При отсутствии батареи GB1 микросхема DS1307, по крайней мере один ее тестовый экземпляр, при питании от источника с напряжением 3.3 В продемонстрировала полную работоспособность. Конечно, при отключении питания часы останавливались, а содержимое оперативной памяти уничтожалось, но для того, чтобы «почувствовать» эту микросхему и отладить программное обеспечение, этого вполне достаточно. Следует отметить, что после отключения питания разрушение информации в оперативной

памяти микросхемы DS1307 происходит спустя несколько минут, хотя часы останавливаются сразу. Видимо, заряда, накопленного в фильтрующих конденсаторах и паразитных емкостях микросхемы, оказывается достаточно для сохранения содержимого ОЗУ в течение некоторого времени.

А вот при наличии батарейки и подаче на вывод VCC напряжения 3.3 В микросхема DS1307 перестает отвечать за запросы по интерфейсу I2C, хотя часы при этом продолжают работать и время не сбивается. О возможности такого поведения микросхем DS1307 нужно помнить, иначе во время отладки программного обеспечения можно потратить некоторое время на поиск несуществующей проблемы.

## Организация программного обеспечения

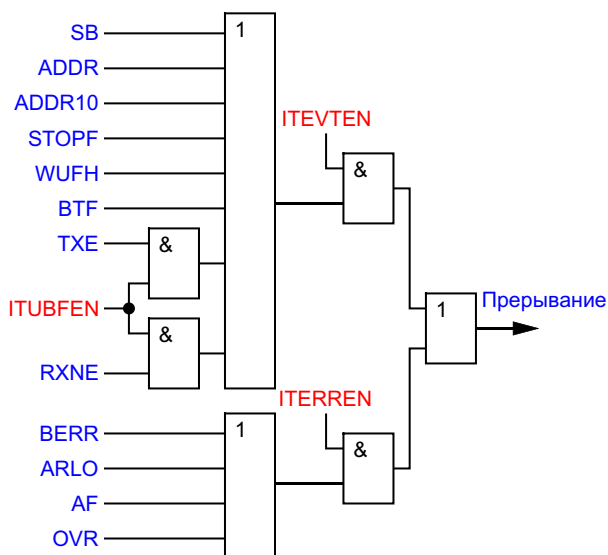
Во время работы платы часов могут одновременно происходить два почти никак не связанных между собой программных процесса:

- обмен данными между STM8 и DS1307 по интерфейсу I2C;
- обмен данными между STM8 и внешним контроллером по интерфейсу UART.

Из этих двух процессов более приоритетным является процесс обмена данными по интерфейсу UART, поскольку этот интерфейс более критичен к задержкам в обработке информации, чем I2C.

Особенности обмена данными по интерфейсу UART были подробно рассмотрены в [1]. Поскольку этот процесс более приоритетен, его обработка производится с помощью прерываний. А вот при обмене данными по интерфейсу I2C от использования прерываний было решено отказаться.

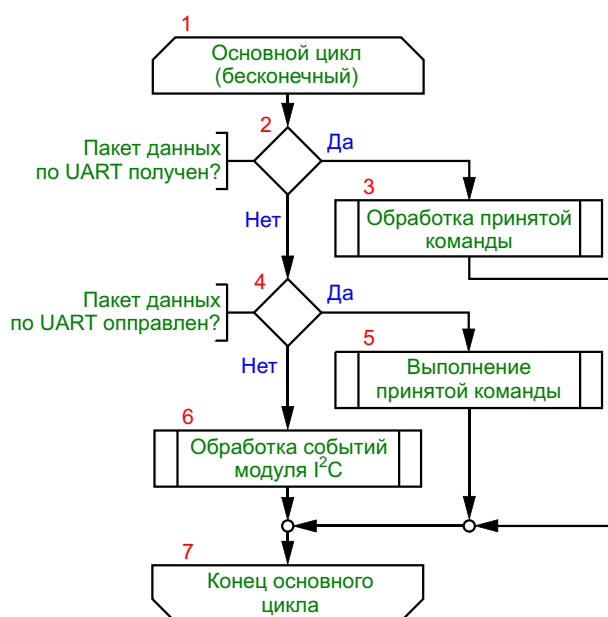
Дело в том, что модуль I2C микроконтроллеров STM8 имеет всего один вектор прерывания, в который «навалены» все события, генерируемые этим устройством, (Рисунок 2), поэтому, даже если анализировать только те флаги, которые могут быть подняты в режиме ведущего, обработчик уже получится достаточно сложным. Не следует забывать, что обмен данными по интерфейсу I2C намного сложнее, чем при использовании интерфейса UART, поэтому количество событий, генерируемых модулем I2C, в том числе и ошибок,



**Рисунок 2.** Организация прерываний модуля I<sup>2</sup>C микроконтроллеров STM8 [2].

значительно больше. Кроме того, модуль I2C может формировать одинаковые прерывания, например, завершение передачи стартового бита, совершенно в разные моменты сеанса обмена, поэтому при их обработке недостаточно просто проверить флаги – нужно еще понимать, как поступать на этом этапе обмена.

Если возложить эту нагрузку на обработчик прерывания, то есть риск надолго в нем «зависнуть», что приведет к ошибкам в работе UART. Поэтому было решено перенести



**Рисунок 3.** Алгоритм основного цикла программы.

обработку событий интерфейса I2C в общий программный поток.

В итоге основной цикл программы (main) получился следующим (Рисунок 3). Обработка запросов центрального процессора, передаваемых по интерфейсу UART, имеет более высокий приоритет, поэтому после приема пакета данных он должен быть обработан в первую очередь. Поскольку обработка пакета, в том числе и формирование ответа,

**Таблица 1.** Список констант I2C\_Event\_TypeDef с указанием проверяемых флагов [5]

Название константы	Флаги регистра SR3					Флаги регистра SR1						
	DUALF	GENCALL	TRA	BUSY	MSL	TXE	RXNE	STOPF	ADDR10	BTF	ADDR	SB
I2C_EVENT_MASTER_MODE_SELECT				1	1							1
I2C_EVENT_MASTER_TRANSMITTER_MODE_SELECTED			1	1	1	1					1	
I2C_EVENT_MASTER_RECEIVER_MODE_SELECTED				1	1						1	
I2C_EVENT_MASTER_MODE_ADDRESS10				1	1				1			
I2C_EVENT_MASTER_BYTE_RECEIVED				1	1		1					
I2C_EVENT_MASTER_BYTE_TRANSMITTING			1	1	1	1						
I2C_EVENT_MASTER_BYTE_TRANSMITTED			1	1	1	1				1		
I2C_EVENT_SLAVE_RECEIVER_ADDRESS_MATCHED				1					1			
I2C_EVENT_SLAVE_TRANSMITTER_ADDRESS_MATCHED			1	1		1					1	
I2C_EVENT_SLAVE_GENERALCALLADDRESS_MATCHED		1		1								
I2C_EVENT_SLAVE_BYTE_RECEIVED				1			1					
I2C_EVENT_SLAVE_STOP_DETECTED								1				
I2C_EVENT_SLAVE_BYTE_TRANSMITTED			1	1		1				1		
I2C_EVENT_SLAVE_BYTE_TRANSMITTING			1	1		1						

может занять достаточно длительное время, эта операция (блок 3) была перенесена в общий поток для выполнения в фоновом режиме. Таким же образом выполняются и операции после отправки ответа центральному процессору (блок 5), например, перезагрузка микроконтроллера. Если же в данной итерации основного цикла нет ни команд, которые нужно обработать, ни команд, которые нужно выполнить, тогда происходит обработка событий, связанных с модулем I2C (блок 6).

Из-за достаточно большой сложности интерфейса I2C во многих рекомендациях по работе с модулем I2C, в том числе и в примерах из библиотеки StdPeriph\_Lib, рекомендуется ориентироваться на обработку «событий» – определенной комбинации флагов в

регистрах состояния модуля I2C (I2C\_SR1, I2C\_SR2 и I2C\_SR3). Специально для этого в библиотеке StdPeriph\_Lib присутствует специализированная функция **I2C\_CheckEvent**, в которую передается константа типа **I2C\_Event\_TypeDef** с уже закодированной комбинацией проверяемых флагов (Таблица 1).

Для работы с модулем DS1307 была создана специализированная структура TDS1307, основные переменные которой приведены в Листинге 1. Главной переменной, определяющей текущий алгоритм обработки событий, связанных с модулем I2C, является переменная **State** – в зависимости от ее значения выполняются совершенно разные операции, поэтому она служит своеобразным переключателем алгоритмов.

#### Листинг 1. Описание структуры TDS1307

```
typedef struct
{
    uint8_t State;           // состояние обмена данными

    uint8_t Rx[BUFFER_SIZE]; // буфер передачи
    uint8_t Tx[BUFFER_SIZE]; // буфер приема

    bool HasDataToWrite;    // флаг наличия данных для записи

    int32_t Time;           // текущее время

    // служебные переменные
    uint8_t ByteCount;
    uint8_t ErrorCount;
    uint8_t PulseCount;
} TDS1307;
```

DS1307 содержит часы, календарь и 56 байт оперативной памяти. Вся информация, хранящаяся в этой микросхеме, находится в 64 регистрах, каждый из которых доступен для чтения и записи (Таблица 2). В этом проекте используются только часы, поэтому для обмена данными достаточно приемного (массив **Rx**) и передающего (массив **Tx**) буферов размером всего три байта (**BUFFER\_SIZE** = 3).

Формат хранения данных, используемый в микросхеме DS1307, является крайне неудобным для последующего использования. Поэтому в этом проекте было принято решение о его преобразовании. Время, передаваемое центральному процессору и принимаемое от

него, хранится в 32-разрядной переменной **Time**, содержащей количество секунд, прошедших после полуночи (0...86399). Такой формат хранения времени позволяет проводить с ним простые операции сложения, вычитания и сравнения и упрощает настройку системы, например, с помощью персонального компьютера.

Флаг **HasDataToWrite** содержит информацию о том, что переменная **Time** была изменена контроллером системы по интерфейсу UART, что является эквивалентом того, что есть данные, предназначенные для записи в микросхему. Этот механизм используется для установки часов по интерфейсу UART.



**Таблица 2. Регистры микросхемы DS1307**

Адрес	Бит 7	Бит 6	Бит 5	Бит 4	Бит 3	Бит 2	Бит 1	Бит 0	Содержимое
0x00	CH		Десятки		Единицы				Секунды
0x01	0		Десятки		Единицы				Минуты
0x02	0		Десятки		Единицы				Часы
0x03	0	0	0	0	0	Единицы			День недели
0x04	0		Десятки		Единицы				Число
0x05	0		0	Десятки	Единицы				Месяц
0x06	Десятки				Единицы				Год
0x07	OUT	0	0	SQWE	0	0	RS1	RS0	Настройки
0x08 – 0x3F	Пользовательская информация								ОЗУ

Переменные **ByteCount**, **ErrorCount** и **PulseCount** являются служебными и используются на разных стадиях обмена данными. Их конкретное назначение станет понятным чуть позже.

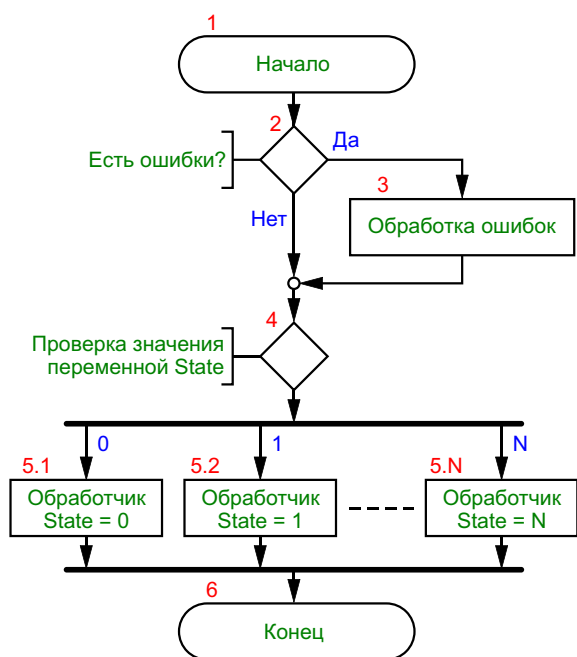
Общий алгоритм обработки событий, связанных с микросхемой DS1307 (блок 6 на Рисунке 3), реализованный в подпрограмме **DS1307\_Execute**, выглядит следующим образом (Рисунок 4). При каждом вызове этой подпрограммы в первую очередь проверяются флаги ошибок модуля I2C, хранящиеся в его регистре SR2 (блоки 2 и 3). После этого производится проверка значения переменной **State**, и уже после этого выбирается один из

блоков (5.1 – 5.N), в котором и происходит, собственно, обработка текущего события.

### Проверка ошибок

Большинство флагов ошибок модуля I2C расположено в регистре SR2. Поскольку модуль I2C при работе с DS1307 используется только в режиме ведущего (Master), то и контролировать следует флаги ошибок, связанные с этим режимом. В первую очередь следует проверять флаг AF (Acknowledge Failure), свидетельствующий о том, что микросхема DS1307 не сформировала бит ACK, являющийся подтверждением приема информации (возможно информация до нее не доходит), и флаг ARLO (Arbitration Lost), сигнализирующий о том, что на шине I2C появился еще один ведущий. Поскольку появление еще одного ведущего в данной схеме принципиально невозможно, то установка бита ARLO (он устанавливается при обнаружении изменения сигнала на линии SDA при высоком уровне на линии SCL) свидетельствует о наличии проблем на аппаратном уровне, например, об обрыве в цепях подтягивающих резисторов. Вероятность установки флага OVR (Overrun), сигнализирующего о возможной потере принятых данных при работе в режиме ведущего, крайне мала. Тем не менее, установка этого флага может свидетельствовать о неправильной работе программы, поэтому лучшешний раз перестраховаться.

Проверять флаги ошибок необходимо в обязательном порядке, поскольку их установка свидетельствует о наличии непредвиденных проблем. Если этого не делать, то программа может намертво «зависнуть» в ожидании события, которое уже никогда не наступит. Например, при случайной установке низкого уровня на линии SDA при высоком



**Рисунок 4.** Алгоритм подпрограммы обработки событий, связанных с микросхемой DS1307.

уровне на линии SCL из-за воздействия помехи поднимется флаг ARLO, что приведет к сбросу флага MSL (Master/Slave) в регистре SR3, что, в свою очередь, приведет к совершенно непредвиденному переводу модуля I2C из режима ведущего в режим ведомого (Slave). А поскольку все события, связанные с режимом ведущего, подразумевают проверку флага MSL (Таблица 1), это значит, что программа зависнет в ожидании завершения, например, окончания передачи байта, который уже никогда не будет передан из-за того, что модуль I2C прекратил передачу.

*Листинг 2. Код обработки ошибок модуля I2C*

```
if (P->State > READ_DATA)
{
    if (I2C->SR2 & (uint8_t)(I2C_FLAG_OVERRUNUNDERRUN
        | I2C_FLAG_ARBITRATIONLOSS
        | I2C_FLAG_ACKNOWLEDGEFAILURE))
        P->State = RESET_I2C;
}
```

## Первый этап обмена данными – завершение работы с микросхемой DS1307

Все руководства по работе с интерфейсом I2C, в том числе и существующие в сети Интернет примеры работы с микросхемой DS1307, начинаются с инициализации модуля I2C с последующей передачей стартового бита. Однако при работе с часами реального времени так делать нельзя, иначе вы получите, как говорят в Одессе, «большой гембель». Это происходит из-за скрытого коварства интерфейса I2C, усугубленного энергетической независимостью микросхемы DS1307.

Согласно спецификации интерфейса I<sup>2</sup>C [3], для передачи стартового бита необходимо перевести линию SDA в состояние низкого уровня при высоком уровне на линии SCL. Первая проблема заключается в том, что линия SDA может удерживаться в состоянии низкого уровня как микроконтроллером, так и микросхемой DS1307, ведь обмен данными по этой линии происходит в двух направлениях. Вторая проблема заключается в том, что интерфейс I2C может работать на какой угодно частоте – обмен данными можно даже приостановить на неопределенное время, а

Алгоритм обработки ошибок может быть любым, в том числе и достаточно сложным. В этом проекте использовался самый простой подход, заключающийся в полной перезагрузке интерфейса I2C, поэтому при обнаружении ошибок переменной **State** присваивается начальное значение **RESET\_I2C** (равное единице) (Листинг 2) и весь обмен данными начинается с самого начала. Обратите внимание, что проверку ошибок необходимо проводить только при активном модуле I2C, то есть, когда обмен данными с микросхемой DS1307 уже успешно прошел начальные этапы.

затем, например, через год, продолжить с того же самого места. И, наконец, третья проблема заключается в том, что микросхема DS1307 имеет собственный источник энергии (батарею), от которого питаются все ее узлы, в том числе, и отвечающие за работу интерфейса I2C.

Таким образом, если в момент, когда микросхема DS1307 удерживала низкий уровень на линии SDA, произойдет отключение модуля I2C, например, из-за проблем с питанием, перезагрузки микроконтроллера или обнаружения ошибок в обмене данными, то шина I2C может оказать намертво зависшей. Линия SDA будет удерживаться в состоянии низкого уровня микросхемой DS1307 до тех пор, пока в батарее есть энергия, и микроконтроллер не сможет сформировать ни стартовый, ни стоповый бит.

Вывести микросхему DS1307 из этого состояния можно двумя способами. Первый способ заключается в полном отключении питания – для этого придется извлечь батарею, что, во-первых, долго и неудобно, а во-вторых, приводит к сбросу времени. Второй способ заключается в том, что микроконтроллер должен «завершить начатое», то есть закончить начатый когда-то обмен данными.

А для этого нужно продолжить формирование импульсов на линии SCL до тех пор, пока микросхема DS1307 не освободит линию SDA.

Поскольку подобный режим работы в модуле I<sup>2</sup>C не предусмотрен, это придется делать вручную – путем формирования нужных сигналов на соответствующих портах ввода-вывода. Поэтому модуль I<sup>2</sup>C нет смысла инициализировать сразу после перезагрузки микроконтроллера, как обычно делается со многими периферийными модулями. Это нужно делать лишь тогда, когда есть полная уверенность, что он сможет работать, то есть когда и на линии SCL, и на линии SDA будут высокие уровни.

Подготовка к запуску модуля I<sup>2</sup>C состоит из нескольких шагов. На первом шаге (Листинг 3) нужно отключить модуль I<sup>2</sup>C (если он до этого был включен). Отключение модуля производится с помощью подпрограммы **I2C\_Cmd**, которая, в данном случае, сбрасывает бит PE в регистре CR1. Однако прежде чем это сделать, необходимо завершить предыдущие коммуникации, иначе модуль I<sup>2</sup>C может оставить порты ввода-вывода, связанные с линиями SCL и SDA, в режиме альтернативных функций и даже удерживать на них низкий уровень сигнала. Проще всего это сделать путем генерации стопового сигнала путем вызова подпрограммы **I2C\_GenerateSTOP**.

*Листинг 3. Исходный код первого шага запуска модуля I2C*

```
switch (P->State)
{
    case RESET_I2C:
        // отключаем модуль I2C
        if (I2C->CR1 & I2C_CR1_PE)
        {
            I2C_GenerateSTOP(ENABLE);
            I2C_Cmd(DISABLE);
        }

        // настройка портов
        GPIO_Init(CLK_LINE, GPIO_MODE_OUT_OD_HIZ_SLOW);
        GPIO_Init(SDA_LINE, GPIO_MODE_OUT_OD_HIZ_SLOW);

        If (GPIO_ReadInputPin(CLK_LINE) && GPIO_ReadInputPin(SDA_LINE))
        {
            P->State = START_I2C;
        }
        else
        {
            P->PulseCount = 0;
            P->ErrorCount = 0;
            P->State = REGLUE_I2C;
        }

        break;

    . . .
}
```

После этого порты, связанные с линиями SCL и SDA, устанавливаются в режим выхода с открытым стоком и производится проверка реальных уровней сигнала, присутствующих на них. Если на обоих выводах обнаруживается сигнал с высоким уровнем, значит можно включать модуль I2C. В этом случае переменной **State** присваивается значение

**START\_I2C**. Если же хоть на одном из выводов обнаружен сигнал с низким уровнем, то можно попробовать вручную вывести микросхему DS1307 из этого состояния. В этом случае переменной **State** присваивается значение **REGLUE\_I2C** и производится обнуление служебных переменных **PulseCount** и **ErrorCount**.

На первом шаге «реанимации» интерфейса I2C (Листинг 4) происходит проверка линии SCL. Если она находится в состоянии высокого уровня, значит можно переходить к следующему шагу. Если же нет, то, возможно, нужно немного подождать.

**Листинг 4.** Исходный код проверки состояния линии SCL

```
case REGLUE_I2C:
    // проверка линии SCL
    if (GPIO_ReadInputPin(SCL_LINE))
    {
        P->State++;
        P->ErrorCount = 0;
    }
    else
    {
        P->PulseCount++;

        if (P->PulseCount == 0)
        {
            P->ErrorCount++;

            if (P->ErrorCount >= MAX_ERROR_COUNT)
                P->State = HARD_ERROR;
        }
    }
    break;
```

Механизм ожидания реализован следующим образом. При каждом вызове подпрограммы **DS1307\_Execute** переменная **PulseCount** увеличивается на единицу. Если ее значение в этот момент равно 255, то добавление еще одной единицы приведет к ее переполнению, и она станет равной нулю. В этот момент увеличивается счетчик ошибок **ErrorCount**. И если значение **ErrorCount** станет больше константы **MAX\_ERROR\_COUNT**, то переменной **State** будет присвоено значение **HARD\_ERROR** и система перейдет в состояние ошибки. Это свидетельствует о серьезной аварии – при низком уровне на линии SCL дальнейшая работа интерфейса I2C невозможна.

На следующем шаге (Листинг 5) происходят самые интересные процессы – формирование импульсов на линии SCL с контролем линии SDA при высоком уровне сигнала на линии SCL. Если обнаруживается, что микросхема DS1307 наконец-то освободила линию SDA, то микроконтроллер сразу же установит на ней низкий уровень, что эквивалентно передаче стартового бита (Рисунок 5). Уже этого будет достаточно для сброса цифрового автомата микросхемы DS1307. Одна-

ко для полного и корректного завершения предыдущего сеанса обмена требуется сформировать стоповый бит, а для этого необходимо установить на линии SDA высокий уровень при высоком уровне сигнала на выводе SCL.

**Листинг 5.** Исходный код формирования импульсов на линии SCL

```
case REGLUE_I2C + 1:
    // проверка линии SCL
    if (GPIO_ReadInputPin(SCL_LINE))
    {
        // проверка линии SDA
        if (GPIO_ReadInputPin(SDA_LINE))
        {
            // формируем стоп
            GPIO_WriteLow(SDA_LINE);

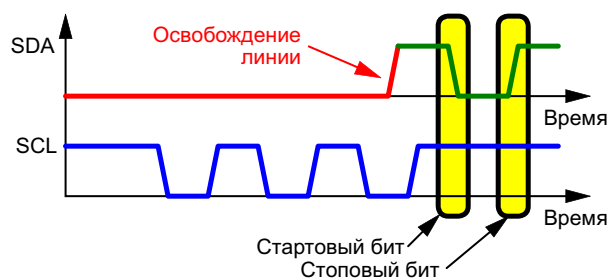
            P->PulseCount = 0;
            P->State++;
        }
        else
        {
            P->PulseCount++;

            if (P->PulseCount == 0)
            {
                P->ErrorCount++;

                if (P->ErrorCount > MAX_ERROR_COUNT)
                    P->State = HARD_ERROR;
                else
                    GPIO_WriteLow(SCL_LINE);
            }
        }
    }
    else
    {
        P->PulseCount++;
        if (P->PulseCount == 0)
            GPIO_WriteHigh(SCL_LINE);
    }

    break;
```

Длительность импульсов на линии SCL формируется так же, как и на предыдущем



**Рисунок 5.** Принцип вывода микросхемы DS1307 из зависшего состояния.

шаге – при нулевом значении переменной **PulseCount**. Количество импульсов на линии SCL определяется константой **MAX\_ERROR\_COUNT** и равно 10. Если после десяти импульсов на линии SCL линия SDA не освободилась, это означает наличие аппаратных проблем. В таком случае переменной **State** будет присвоено значение **HARD\_ERROR** и система перейдет в состояние ошибки.

На последнем шаге происходит формирование стопового бита (Листинг 6). Здесь просто формируется требуемая задержка (путем инкремента переменной **PulseCount**), после чего на линии SDA устанавливается высокий уровень логического сигнала.

*Листинг 6. Исходный код формирования стопового бита*

```
case REGLUE_I2C + 2:
    // формируем стоп
    P->PulseCount++;

    if (P->PulseCount == 0)
    {
        GPIO_WriteHigh(SDA_LINE);
        P->State = START_I2C;
    }
    break;
```

После выполнения всех проверок, наконец-то, можно включить модуль I2C, не забыв предварительно перевести порты ввода-вывода, подключенные к линиям SDA и SCL, в исходное состояние (Листинг 7). Подробно останавливаться на настройках модуля I2C нет необходимости – они все хорошо описаны в технической документации на микроконтроллеры STM8 и библиотеку StdPeriph\_Lib. В данном случае частота обмена по интерфейсу I2C была выбранной равной 5 кГц, а частота тактирования модуля I2C – 12 МГц.

*Листинг 7. Исходный код запуска модуля I2C*

```
case START_I2C: // включаем модуль I2C
    // отключаем порты
    GPIO_Init(SCL_LINE, GPIO_MODE_IN_FL_NO_IT);
    GPIO_Init(SDA_LINE, GPIO_MODE_IN_FL_NO_IT);

    // включаем модуль I2C
    I2C_Init(5000, 0, I2C_DUTYCYCLE_2, I2C_ACK_CURR,
            I2C_ADDMODE_7BIT, 12);

    P->State = READ_DATA;

    break;
```

## Второй этап – получение информации с микросхемы DS1307

С этого момента работа с модулем I2C и микросхемой DS1307 уже не вызывает особых проблем. Практически весь последующий код является интуитивно понятным и созданным на основе примеров из StdPeriph\_Lib.

Вначале необходимо передать стартовый бит (Листинг 8), однако прежде чем это сделать, необходимо настроить модуль I2C, чтобы он передавал бит подтверждения ACK в текущем байте (потом эта настройка будет меняться). Для реализации этих и всех последующих операций с модулем I2C проще всего использовать существующие подпрограммы из библиотеки StdPeriph\_Lib – для этого достаточно подключить модуль stm8s\_i2c.h с помощью директивы #include.

*Листинг 8. Исходный код передачи стартового бита*

```
case READ_DATA:
    I2C_AcknowledgeConfig(I2C_ACK_CURR);

    I2C_GenerateSTART(ENABLE);
    P->State++;

    break;
```

После передачи стартового бита модуль I2C переходит в режим ведущего, поэтому признаком завершения этой операции является обнаружение события, соответствующего константе **I2C\_EVENT\_MASTER\_MODE\_SELECT**. На следующем шаге нужно передать адрес микросхемы DS1307 (0b1101000x), чтобы она «понимала», что обращаются именно к ней.

Согласно технической документации на микросхему DS1307, младший бит адреса, передаваемого по интерфейсу I2C, определяет характер обращения: если он равен нулю, следовательно, к микросхеме обращаются для чтения, если единице – для записи. Чтобы не запутаться с адресацией, в подпрограмму **I2C\_Send7bitAddress** передается дополнительный параметр – константа **I2C\_DIRECTION\_TX** или **I2C\_DIRECTION\_RX**, в зависимости от значения которого младший бит адреса устанавливается автоматически. В данном случае, мы обращаемся к микросхеме DS1307 в режиме записи (Листинг 9).

*Листинг 9. Исходный код передачи адреса для чтения информации из DS1307*

```
case READ_DATA + 1:
    if
(I2C_CheckEvent(I2C_EVENT_MASTER_MODE_SELECT))
    {
        I2C_Send7bitAddress(0xD0, I2C_DIRECTION_TX);
        P->State++;
    }
```

```
}
break;
```

После передачи адреса микросхемы необходимо передать адрес первой ячейки памяти, откуда будет считываться информация. В данном случае нас интересуют байты, начинающиеся с нулевого адреса (Листинг 10).

*Листинг 10. Исходный код передачи адреса первой ячейки памяти*

```
case READ_DATA + 2:
    if (I2C_CheckEvent(I2C_EVENT_MASTER_TRANSMITTER_MODE_SELECTED))
    {
        I2C_SendData(0x00);
        P->State++;
    }
    break;
```

На этом первый сеанс записи в микросхему закончен – теперь она «знает», какие именно данные будут «интересовать» микроконтроллер. Однако чтобы получить эту информацию, нужно вначале перезагрузить интерфейс I2C. А для этого нужно снова передать стартовый бит и адрес микросхемы, но, ука-

зав, что теперь передавать данные будет она. Исходный код этих двух шагов такой же, как и на предыдущих этапах, за исключением того, что теперь младший бит адреса устанавливается равным нулю, а перед началом приема данных нужно обнулить счетчик принятых байт (Листинг 11).

*Листинг 11. Исходный код перезагрузки интерфейса I2C для приема данных*

```
case READ_DATA + 3:
    if (I2C_CheckEvent(I2C_EVENT_MASTER_BYTE_TRANSMITTING))
    {
        I2C_GenerateSTART(ENABLE);
        P->State++;
    }
    break;

case READ_DATA + 4:
    if (I2C_CheckEvent(I2C_EVENT_MASTER_MODE_SELECT))
    {
        I2C_Send7bitAddress(0xD0, I2C_DIRECTION_RX);
        P->State++;
        P->ByteCount = 0;
    }
    break;
```

После приема адреса с нулевым младшим битом микросхема DS1307 начнет последовательно передавать содержимое своих регистров. Признаком приема данных является бит АСК, который, в данном случае формируется микроконтроллером. Если микроконтроллеру необходимо получить следующий байт, тогда он формирует бит АСК, в противном случае микросхема прекратит передачу информации.

В данном случае модуль I2C первоначально был настроен на передачу бита АСК сразу

после приема восьми информационных бит текущего байта (Листинг 8). При приеме предпоследнего байта эту настройку нужно изменить, что и производится с помощью подпрограммы **I2C\_AcknowledgeConfig** (Листинг 12).

После того как приняли все три байта, передается стоповый бит, сигнализирующий о том, что этот сеанс обмена данными закончен. После этого можно переходить на следующий этап, заключающийся в проверке принятых данных.

**Листинг 12.** Исходный код приема информации от микросхемы DS1307

```
case READ_DATA + 5:
    if
    (I2C_CheckEvent(I2C_EVENT_MASTER_BYTE_RECEIVED))
    {
        P->Rx[P->ByteCount] = I2C_ReceiveData();
        P->ByteCount++;

        // после приема последнего байта ACK
        // передавать не нужно
        if (P->ByteCount == BUFFER_SIZE - 1)
            I2C_AcknowledgeConfig(I2C_ACK_NONE);

        if (P->ByteCount == BUFFER_SIZE)
        {
            // приняли все данные
            I2C_GenerateSTOP(ENABLE);

            P->State = CHECK_DATA;
        }
    }
    break;
```

### Третий этап – проверка принятых данных

Проверку принятых значений необходимо проводить обязательно, поскольку микросхема DS1307 имеет одну очень интересную особенность, которая может отнять немало времени у людей, невнимательно читающих техническую документацию. Дело в том, что старший (седьмой) бит регистра секунд является флагом остановки часов CH (Таблица 2). И этот флаг поднимается после каждого сбоя питания микросхемы, в том числе и после замены батареи. Таким образом, при первом включении микросхемы DS1307 будет получено время «00:00:80», при этом часы будут стоять, потому что этот флаг еще и запрещает работу тактового генератора. А это, в свою очередь, может создать иллюзию неисправности микросхемы или кварцевого резонатора, потому что осциллограф покажет полное отсутствие каких-либо колебаний на выводах 1 и 2 микросхемы DS1307.

Сбросить флаг CH можно только через интерфейс I2C путем записи информации в соответствующий регистр. Таким образом, если принятые данные являются некорректными, то нужно, как минимум, «запустить» часы, обнулив флаг CH, а заодно и установить время.

Есть еще один важный момент. Связь платы часов с контроллером системы осуще-

ствляется через переменную **Time**, поэтому ее значение может изменяться двумя способами: через интерфейс I2C, в результате обмена данными с микросхемой DS1307, и через интерфейс UART, в результате обмена данными с контроллером системы.

Признаком модификации переменной **Time** через интерфейс UART является флаг **HasDataToWrite**. Поэтому если этот флаг установлен, то переменной **State** будет присвоено значение **WRITE\_DATA** и модуль I2C начнет запись информации в первые три регистра микросхемы DS1307 (Листинг 13). Если же он сброшен, произойдет проверка данных, принятых через интерфейс I2C. Если они окажутся корректными, то переменной **State** будет присвоено значение **READ\_DATA**, что приведет к началу нового сеанса чтения данных их микросхемы DS1307. Если же нет, тогда переменной **State** будет присвоено значение **WRITE\_DATA** для того, чтобы записать в микросхему DS1307 корректное время, а заодно и запустить часы.

**Листинг 13.** Исходный код обработки информации от микросхемы DS1307

```
case CHECK_DATA: // проверка данных
    if (P->HasDataToWrite)
    {
        CalculateTxBuffer(P);
        P->State = WRITE_DATA;
        P->HasDataToWrite = FALSE;
    }
    else
    {
        if (CalculateTime(P))
        {
            P->State = READ_DATA;
        }
        else
        {
            // неправильное время – сброс микросхемы
            P->Tx[0] = 0;
            P->Tx[1] = 0;
            P->Tx[2] = 0;

            P->State = WRITE_DATA;
        }
    }
    break;
```

Проверка принятых данных и вычисление значения переменной **Time** производятся в подпрограмме **CalculateTime**. Если результатом ее выполнения будет «Ложь», тогда произойдет обнуление передающего буфера **Tx** и запись его в микросхему. Обратное преобра-

зование формата – формирование значений регистров микросхемы из значения переменной **Time** производится в подпрограмме **CalculateTxBuffer**, после выполнения которой производится сброс флага **HasDataToWrite**.

## Четвертый этап – запись данных в микросхему DS1307

Этот этап (Листинг 14) во многом напоминает этап чтения. Вначале передается стартовый бит, затем адрес микросхемы в режиме

записи и адрес первой ячейки, куда будет записываться информация. Но если в режиме чтения после этих операций происходил перезапуск интерфейса путем повторной передачи стартового бита, то в режиме записи дальше будет передаваться содержимое буфера **Tx**. И как только будут переданы все три байта, будет сформирован стоповый бит. После этого переменной **State** будет присвоено значение **READ\_DATA**, что приведет к началу нового сеанса чтения данных из микросхемы.

*Листинг 14. Исходный код записи информации в микросхему DS1307*

```
case WRITE_DATA:
    I2C_GenerateSTART(ENABLE);
    P->State++;
    break;

case WRITE_DATA + 1:
    if (I2C_CheckEvent(I2C_EVENT_MASTER_MODE_SELECT))
    {
        I2C_Send7bitAddress(0xD0, I2C_DIRECTION_TX);
        P->State++;
    }
    break;

case WRITE_DATA + 2:
    if (I2C_CheckEvent(I2C_EVENT_MASTER_TRANSMITTER_MODE_SELECTED))
    {
        I2C_SendData(0x00);
        P->ByteCount = 0;
        P->State++;
    }
    break;

case WRITE_DATA + 3:
    if (I2C_CheckEvent(I2C_EVENT_MASTER_BYTE_TRANSMITTING))
    {
        I2C_SendData(P->Tx[P->ByteCount]);
        P->ByteCount++;

        if (P->ByteCount == BUFFER_SIZE)
            P->State++;
    }
    break;

case WRITE_DATA + 4:
    if (I2C_CheckEvent(I2C_EVENT_MASTER_BYTE_TRANSMITTED))
    {
        I2C_GenerateSTOP(ENABLE);
        P->State = READ_DATA;
    }
    break;
```

## Подпрограммы преобразования форматов времени

Поскольку в системе время хранится в двух разных форматах, потребовалось

создать две подпрограммы, выполняющие их прямое и обратное преобразование. Исходный код подпрограммы **CalculateTime**, формирующей значение переменной **Time** из приемного буфера **Rx**, приведен в Листинге 15. Эта



подпрограмма также проверяет корректность данных, полученных по интерфейсу I2C.

Поскольку результат расчета является 32-разрядным, а в 8-разрядных микроконтроллерах STM8 нет модуля аппаратного умножения, для сокращения количества операций была применена небольшая хитрость – в исходный код программы были заложены результаты промежуточных умножений, хранящиеся в виде пяти массивов констант:

- **S10\_C** – количество секунд в каждом из десятков секунд;
- **M\_C** – количество секунд в каждой из единиц минут;

- **M\_C10** – количество секунд в каждом из десятков минут;
- **H\_C** – количество секунд в каждой из единиц часов;
- **H\_C10** – количество секунд в каждом из десятков часов.

Это позволило упростить и ускорить расчет значения переменной **Time**, который теперь сводится лишь к сложению шести 32-разрядных чисел, выбираемых из массивов по значениям соответствующих переменных (**S10**, **M**, **M10**, **H** и **H10**), сформированных из приемного буфера **Rx**.

#### Листинг 15. Исходный код подпрограммы *CalculateTime*

```
bool CalculateTime(TDS1307* P)
{
    bool Result;
    uint8_t S, S10, M, M10, H, H10;

    // секунды
    S = P->Rx[0] & 0x0F;
    S10 = (P->Rx[0] & 0xF0) >> 4;

    // минуты
    M = P->Rx[1] & 0x0F;
    M10 = (P->Rx[1] & 0xF0) >> 4;

    // часы
    H = P->Rx[2] & 0x0F;
    H10 = (P->Rx[2] & 0xF0) >> 4;

    // проверка корректности времени
    Result = (bool)((S < 10) & (S10 < 6) & (M < 10) & (M10 < 6)
        & (((H10) == 2) & (H < 4)) | ((H10 < 2) & (H < 10)));

    // массивы предварительно рассчитанных слагаемых
    const int8_t S10_C[6] = {0, 10, 20, 30, 40, 50};
    const int16_t M_C[10] = {0, 60, 120, 180, 240, 300, 360, 420, 480, 540};
    const int16_t M10_C[6] = {0, 600, 1200, 1800, 2400, 3000};
    const int16_t H_C[10] = {0, 3600, 7200, 10800, 14400, 18000, 21600, 25200,
        28800, 32400};
    const int32_t H10_C[3] = {0, 36000, 72000};

    // расчет переменной Time
    if (Result)
        P->Time = H10_C[H10] + H_C[H] + M10_C[M10] + M_C[M] + S10_C[S10] + S;

    return Result;
}
```

Обратное преобразование формата производится в подпрограмме **CalculateTxBuffer** (Листинг 16). В ней значение переменной **Time** «раскладывается по полочкам» – по регистрам микросхемы DS1307. Поскольку

подобное преобразование подразумевает использование достаточно большого количества операций деления, которые в микроконтроллерах STM8 аппаратно выполнить не представляется возможным, здесь они также

были заменены циклическими операциями вычитания и сложения.

**Листинг 16.** Исходный код подпрограммы *CalculateTxBuffer*

```
void CalculateTxBuffer(TDS1307* P)
{
    int32_t Buf = P->Time;
    uint8_t S, M, H;

    // нормализация принятого значения
    while (Buf >= 86400)
        Buf -= 86400;

    // определение количества часов
    H = 0;
    while (Buf >= 3600)
    {
        H++;
        Buf -= 3600;
    }
    // определение количества минут
    M = 0;
    while (Buf >= 60)
    {
        M++;
        Buf -= 60;
    }
    // определение количества секунд
    S = (uint8_t)Buf;
    // формирование значения регистра секунд
    P->Tx[0] = 0;
    while (S >= 10)
    {
        P->Tx[0] += 0x10;
        S -= 10;
    }
    P->Tx[0] += S;
    // формирование значения регистра минут
    P->Tx[1] = 0;
    while (M >= 10)
    {
        P->Tx[1] += 0x10;
        M -= 10;
    }
    P->Tx[1] += M;
    // формирование значения регистра часов
    P->Tx[2] = 0;
    while (H >= 10)
    {
        P->Tx[2] += 0x10;
        H -= 10;
    }
    P->Tx[2] += H;
}
```

## Заключение

Модуль I2C микроконтроллеров STM8 оказался не очень удобным для практического использования. Однако по сравнению с «ручным» методом формирования сигналов интерфейса I2C, который мне когда-то приходилось делать на микроконтроллерах, у которых не было столь развитой периферии, его использование позволяет сэкономить достаточно большое количество времени как машинного, так и личного. Поэтому с модулем I2C нужно учиться работать, и это не подлежит сомнению.

Не буду спорить, что приведенные алгоритмы и исходный код могут быть далеко не самыми красивыми и оптимальными. Однако у них одно неоспоримое преимущество – они рабочие. По крайней мере, на момент написания статьи тестовая установка проработала уже больше трех недель в режиме 24/7, и при этом не было замечено каких-либо сбоев. А если они и были, то их устранение произошло автоматически, без моего участия. Поэтому я надеюсь, что этот материал окажется полезным как специалистам, которые уже имеют определенный опыт программирования микроконтроллеров, так и тем, кто делает только первые шаги в освоении этого нелегкого, но очень увлекательного дела. **РЛ**

## Дополнительная информация

1. А. Русу. [Жонглируем прерываниями: особенности работы с модулем UART микроконтроллеров STM8](#)
2. [STM8S Value line](#)
3. [I2C Bus](#)
4. [STM8S Series and STM8AF Series 8-bit microcontrollers. Reference Manual](#)
5. [STM8S/A Standard Peripherals Library](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim DS1307](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics STM8S003F3](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LM1117](#)
4. [Datasheet MaxLinear SP485](#)

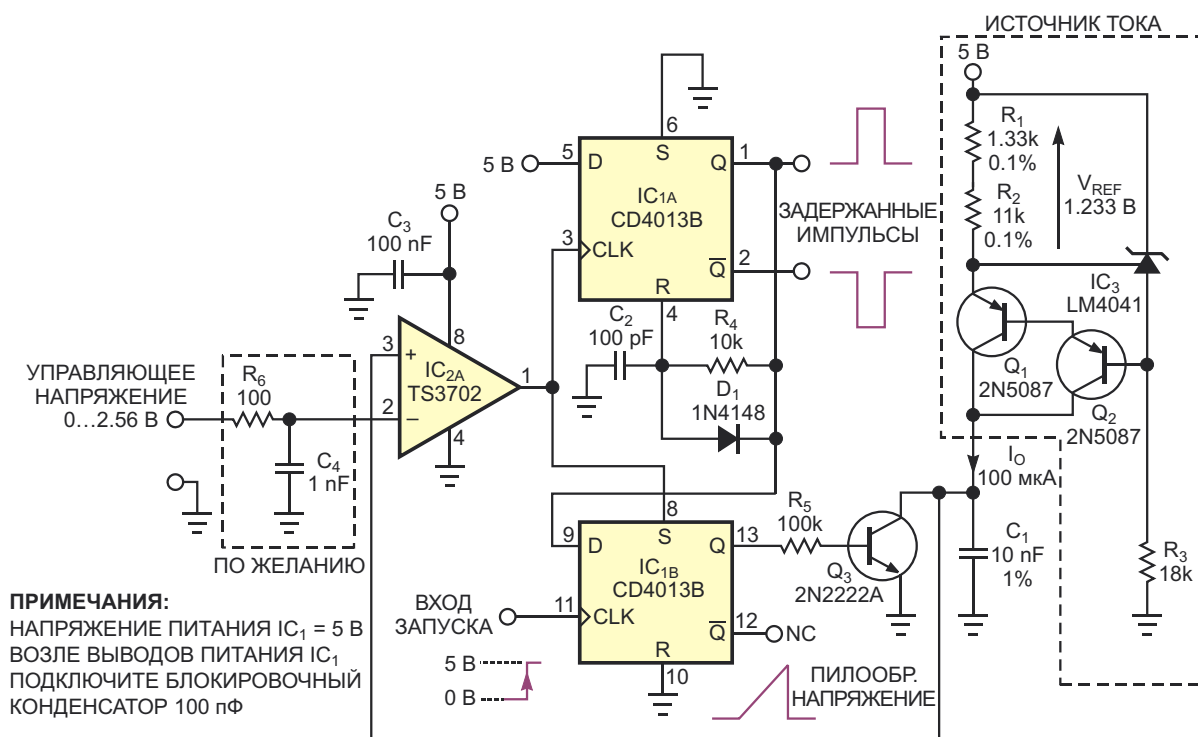
# Простой генератор задержанных импульсов на двух D-триггерах

Luca Bruno

EDN

В некоторых приложениях, таких как формирование прецизионных тактовых сигналов для АЦП с временным разделением или регулировка задержек в различных устройствах с жесткими требованиями к точности временных интервалов, необходимы настройки параметров синхронизации. В этой статье описан

генератор задержанных импульсов на основе КМОП микросхемы сдвоенного D-триггера (Рисунок 1). Схема обеспечивает точные временные задержки входного запускающего импульса. Задержка в пределах диапазона полной шкалы устанавливается постоянным управляющим напряжением. Когда схема



**Рисунок 1.** Передний фронт входного запускающего импульса инициирует начало формирования прецизионного линейно нарастающего напряжения, которое сравнивается с управляющим напряжением, генерируя точную задержку.

запускается передним фронтом импульса, на ее выходе формируется импульс, передний фронт которого задержан на величину, равную сумме выбранной временной задержки  $T_D$  и фиксированной собственной задержки распространения  $T_{PD}$ . Ширину выходного импульса определяет постоянная времени  $R_4C_2$ .

Полный диапазон задержек определяется точным источником постоянного тока  $I_O$  и конденсатором  $C_1$ . Когда транзистор  $Q_3$  закрыт, источник тока заряжает конденсатор  $C_1$ , генерируя линейно изменяющееся напряжение с наклоном, равным  $I_O/C_1$ . Задержка – это время, необходимое пилообразному напряжению, для нарастания от начального уровня до значения, установленного на входе управляющего напряжения.

В этом приложении наклон пилообразного напряжения составляет 10 мВ/мкс, поэтому диапазон полной шкалы задержек составляет 256 мкс для управляющих напряжений от 0 до 2.56 В. Установить полную шкалу задержек можно, изменив ток  $I_O$  либо выбором сопротивления  $R_1 + R_2$ , либо емкостью конденсатора  $C_1$ . Наилучшая точность достигается в диапазоне токов источника от 10 мкА до 1 мА и емкостей конденсатора от 1 нФ до 1 мкФ; при этом соответствующая шкала задержек изменяется от 2.56 мкс до 256 мс. В качестве  $C_1$  следует использовать точный пленочный конденсатор.

Основой источника тока служит точный микромощный шунтовой источник опорного напряжения  $IC_3$ , вырабатывающий напряжение 1.233 В с начальной точностью 0.2%. Микросхема LM4041 через точные резисторы  $R_1$  и  $R_2$  управляет включенными по схеме Дарлингтона транзисторами  $Q_1$  и  $Q_2$  опорным током

$$I_O = \frac{V_{REF}}{R_1 + R_2} \approx 100 \text{ мкА.}$$

Конфигурация Дарлингтона гарантирует, что базовый ток будет незначителен, а точность выходного тока коллектора будет не хуже 0.3%. Можно использовать любые мало-сигнальные транзисторы, но для лучшей точности следует выбрать малощумящие биполярные транзисторы с большим усилением по току, такие как 2N5087 или BC557C. На мик-

росхеме  $IC_{1A}$  сделан ждущий мультивибратор [1]. Ширина его выходного импульса равна

$$T_W = R_4C_2 \ln \frac{V_{DD}}{V_{TH}},$$

где  $V_{TH}$  – напряжение порога цифровых КМОП схем, а  $V_{DD}$  – напряжение питания. Поскольку

$$V_{TH} = \frac{V_{DD}}{2},$$

то

$$T_W = R_4C_2 \cdot 0.69.$$

Диод  $D_1$  сокращает время восстановления. После подачи питания транзистор  $Q_3$  находится в состоянии насыщения, принимая на себя выходной ток источника, и, как только входной импульс запускает схему, «лог. 0», появившийся на выходе  $Q$  микросхемы  $IC_{1B}$ , выключает  $Q_3$  и запускает генерацию пилообразного напряжения. Когда линейно нарастающее напряжение превысит управляющее напряжение, уровень напряжения на выходе компаратора  $IC_{2A}$  станет высоким, и нарастающий фронт на входах CLK D-триггера запустит ждущий мультивибратор  $IC_{1A}$  и через триггер  $IC_{1B}$  включит транзистор  $Q_3$ , позволяя разряжаться конденсатору  $C_1$ . После того, как входной импульс запустит схему, любой другой запускающий импульс, возникающий перед задним фронтом задержанного выходного импульса, не способен изменить состояние схемы; иными словами, схема не обладает свойством перезапуска. Это позволяет одновременно делить частоту входного сигнала и задерживать его.

Хотя микросхемы  $IC_1$  и  $IC_2$  могут работать от источника питания от 3 до 16 В, минимальное напряжение питания схемы составляет 5 В, поскольку в противном случае транзисторы  $Q_1$  и  $Q_2$  находились бы вблизи насыщения, формируя менее линейное пилообразное напряжение. Диапазон входных синфазных напряжений компаратора TS3702 ( $IC_{2A}$ ) включает «землю», что позволяет контролировать входные напряжения до 0 В.

Однако для правильной работы схемы минимальное управляющее напряжение

должно быть больше напряжения насыщения транзистора  $Q_3$ . Значение, измеренное при использовании компонентов, показанных на Рисунке 1, составило 12 мВ. Если нужно уменьшить это напряжение, можно использовать n-канальный MOSFET с логическим уровнем управления и низким сопротивлением открытого канала. Дополнительный входной фильтр нижних частот, состоящий из элементов  $R_6$  и  $C_4$ , помогает очистить от шума управляющее напряжение.

Если входное управляющее напряжение формируется с помощью ЦАП, можно сделать генератор задержки с цифровым программированием. Подходящим недорогим 8-разрядным ЦАП является AD558, имеющий внутренний прецизионный источник опорного напряжения на основе ширины запрещенной зоны и обеспечивающий выходное

напряжение от 0 до 2.56 В, что делает единицу младшего разряда равной 1 мкс. Он питается напряжением от 5 до 16 В и имеет время установления 1 мкс. Собственный ток, потребляемый схемой, составляет менее 300 мкА, поскольку в ней используются только микромощные микросхемы. [РЛ](#)

## Ссылки

1. Bhandarkar Santosh. [Простая схема заменяет механический выключатель](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD558](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4013B](#)
3. [Datasheet Microchip LM4041](#)
4. [Datasheet STMicroelectronics TS3702](#)
5. [Datasheet Central Semiconductor 2N5087](#)

# Электронный предохранитель для настройки и эксплуатации низковольтных устройств



*М. П. Басков, Москва*

Тема электронных предохранителей как самостоятельного класса устройств продолжает оставаться актуальной в случае питания аппаратуры от автономных источников, способных обеспечить значительные разрядные токи. Подтверждением этому является недавний выпуск фирмой Toshiba многофункционального самовосстанавливающегося предохранителя ТСКЕ712BNL [1].

В статье предлагается любительский вариант аналогичного устройства на дискретных элементах.

Все электронные предохранители содержат регулирующий элемент в виде биполярного или полевого транзистора и делятся на две категории:

1. Ограничители тока, в которых ток, потребляемый нагрузкой, не может превысить некоторую величину;
2. Триггерные автоматы, отключающие нагрузку при возникновении перегрузок.

Недостатком первой категории защитных устройств является значительная мощность, рассеиваемая регулирующим элементом при перегрузке и, тем более, при коротком замыкании в нагрузке.

Вторая категория защитных устройств, как ясно из названия, работает по принципу триггера – после аварийного срабатывания элек-

тронного предохранителя требуется его ручное или автоматическое приведение в рабочее состояние.

Существенным недостатком этого вида защиты является то обстоятельство, что такие предохранители практически непригодны для защиты устройств, стартовые токи которых в несколько раз превышают номинальные значения, например имеющих на входе конденсаторы большой емкости.

Логически рассуждая, можно прийти к выводу, что оптимальный алгоритм работы электронного предохранителя выглядит так: после возникновения стартовой перегрузки предохранитель переходит в режим ограничения тока на время  $T_1$ , позволяющее защищаемой аппаратуре выйти на штатный режим. Если перегрузка продолжается больше времени  $T_1$ , предохранитель отключает нагрузку от источника питания.

Любая нештатная перегрузка считается случайной, поэтому после отключения нагрузки предохранитель выжидает время  $T_2$ , затем делает тестовое включение нагрузки. Если перегрузка не исчезла, повторяется процесс, описанный выше.

Поскольку в течение времени  $T_1$  на регулирующем элементе выделяется значительная мощность, вызывающая его нагрев,

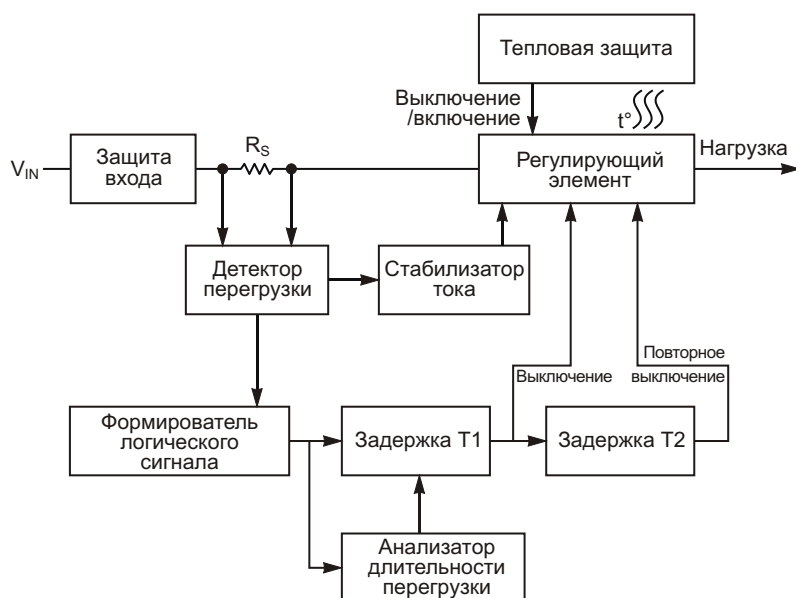


Рисунок 1. Блок-схема электронного предохранителя.

время T2 должно быть достаточным для его охлаждения. Таким образом, время T1 должно быть больше длительности стартового процесса в защищаемой аппаратуре, а время T2 определяется допустимым нагревом регулирующего элемента при повторяющихся циклах включения-выключения.

Если время T2 слишком мало, чтобы обеспечить естественное охлаждение регулирующего элемента, необходимо дополнить предохранитель тепловой защитой, исключающей включение регулирующего элемента до его остывания.

Для того чтобы избежать повреждения при подключении к источнику питания в неправильной полярности, предохранитель должен иметь соответствующую защиту на входе.

Блок-схема предохранителя, реализующая описанный выше алгоритм и дополнительные узлы, приведена на Рисунке 1.

Несмотря на обилие функциональных узлов в блок-схеме, практическая реализация электронного предохранителя весьма проста и требует лишь нескольких активных компонентов.

Автор использует такой предохранитель при работе с автомобильной электроникой, так как случайные замыкания при наладке устройств, питаемых от аккумуляторов, имеют, как известно, крайне неприятные последствия.

Принципиальная схема электронного предохранителя изображена на Рисунке 2.

Защита от неправильной полярности выполнена на транзисторе VT1 по известной схеме, которая детально разобрана в [2] и [3].

Транзистор VT3 совместно с R7 выполняет функцию детектора перегрузки и одновременно является частью стабилизатора тока. Когда падение напряжения на резисторе R7 достигает величины 0.6 В, транзистор VT3 начинает открываться, частично закрывая транзистор VT4. Это ограничивает ток в нагрузке до момента срабатывания защиты. Ток ограничения определяется сопротивлением резистора R7. Его величина рассчитывается по формуле:

$$R_7 = \frac{0.6}{I_{огр}} \text{ (A)}$$

В схеме на Рисунке 2 ток ограничения составляет около 2.4 А.

Транзистор VT2 при перегрузке открывается синхронно с VT3, напряжение на его коллекторе начинает расти, и когда оно достигает примерно трех вольт, триггер Шмитта на элементе DD1.1 формирует на выходе отрицательный перепад напряжения, который затем инвертируется элементом DD1.2. Положительный перепад напряжения на выходе

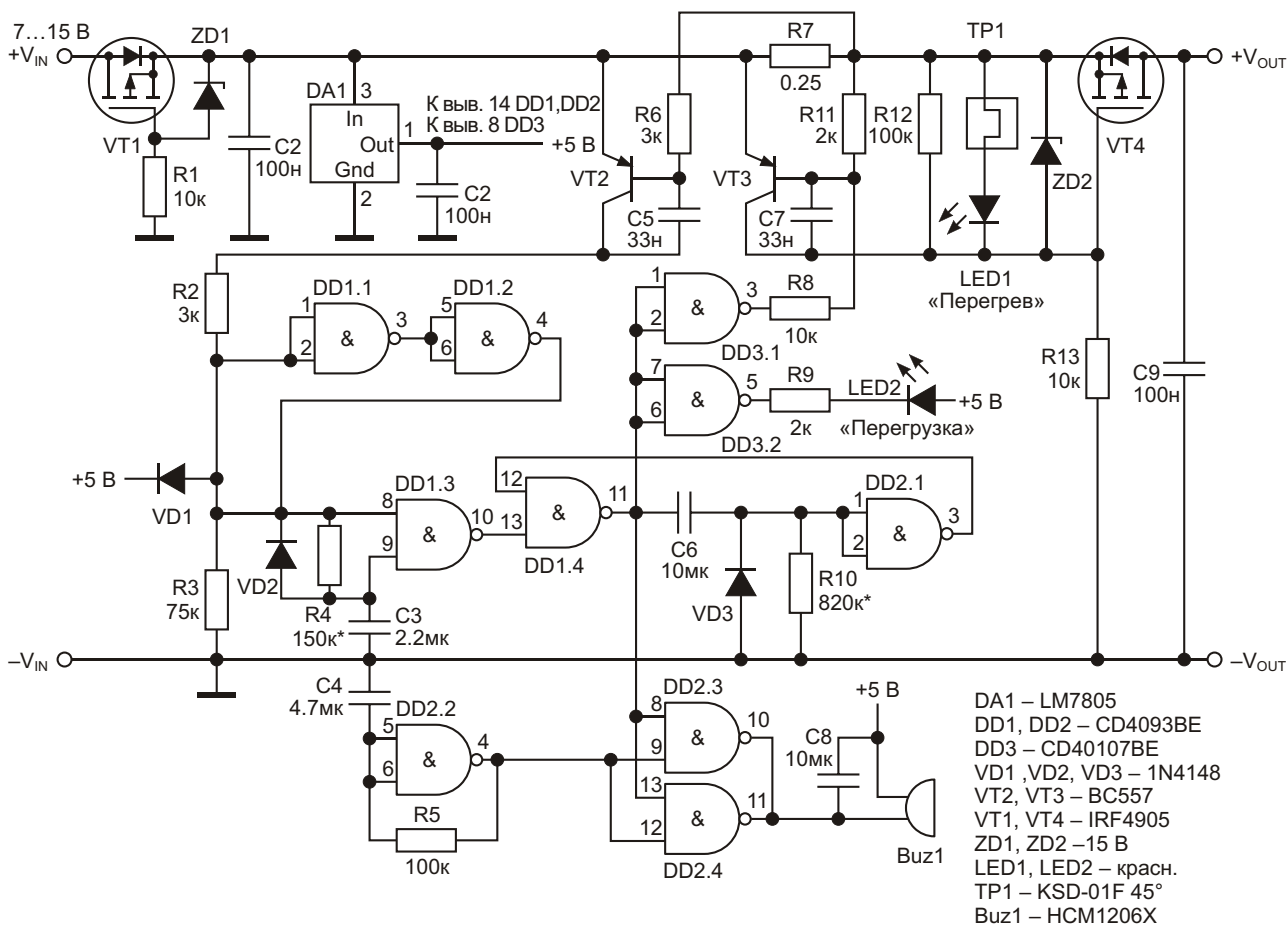


Рисунок 2. Принципиальная схема электронного предохранителя.

DD1.2 начинает заряд конденсатор C3 через резистор R4. Время заряда конденсатора до порога срабатывания триггера Шмитта на входе элемента DD1.3 соответствует времени T1, упомянутому при описании алгоритма.

Если перегрузка закончится раньше, чем сработает триггер Шмитта, конденсатор C3 начнет разряжаться через диод VD2 и резистор R3, вследствие чего отключения нагрузки не произойдет! Таким образом, элемент DD1.3 совместно с C3 и R4 соответствует двум узлам на блок-схеме: анализатору длительности перегрузки и блоку задержки сигнала на время T1.

Если за время T1 перегрузка не прекратится, то на выходе элемента DD1.3 формируется отрицательный перепад, запускающий ждущий мультивибратор на элементах DD1.4 и DD2.1. При этом на выходе DD1.4 установится высокий уровень, который в свою очередь вызовет появление низкого уровня на выходном транзисторе с открытым

сток микросхемы DD3.1. Ток через резистор R8 полностью откроет VT3, вследствие чего транзистор VT4 закроется, обесточив нагрузку.

Через некоторое время (T2), необходимое для заряда конденсатора C6 ждущего мультивибратора, на выходе элемента DD2.1 установится низкий уровень, а на выходе DD3.1 – высокий. Ток через резистор R8 прекратится, и предохранитель вновь перейдет в режим ограничения тока в нагрузке. Если перегрузка исчезла, то восстановится штатный режим работы. Если перегрузка продолжается, описанный выше цикл повторится.

При указанных на схеме величинах время-задающих элементов время T1 равно 380 миллисекунд, а время T2 – около 8 секунд. При повторении устройства пользователь может изменить временные параметры предохранителя, исходя из конкретных характеристик нагрузки, или сделать их регулируемыми в широких пределах.



Логические элементы, не использующиеся непосредственно в работе электронного предохранителя, задействованы для индикации аварийного состояния – световой (DD3.2) и звуковой (DD2.2, DD2.3, DD2.4).

Несмотря на высокую скважность тестовых импульсов и относительно небольшой средний ток через VT4, последний ощутимо нагревается при длительных перегрузках, что требует его установки на радиатор.

На блок-схеме присутствует тепловая защита, которой на принципиальной схеме соответствует биметаллический тепловой предохранитель TP1. Тепловой предохранитель выполнен в корпусе ТО-220, что позволяет смонтировать его максимально близко к транзистору VT4. В реальной конструкции тепловой предохранитель расположен зеркально транзистору VT4 по другую сторону медной пластины толщиной 2 мм площадью около 10 квадратных сантиметров и крепится тем же винтом. Температура срабатывания теплового предохранителя составляет 45 градусов. Это в какой-то степени гарантирует, что температура кристалла транзистора VT4 не превысит допустимых значений.

Специфика работы MOSFET в линейном режиме заставляет очень внимательно относиться к их тепловому режиму и избегать нагрева кристалла до температур, близких к максимально допустимым.

Используемый в качестве регулирующего элемента транзистор IRF4905 не является оптимальным для работы в линейном режиме, однако три года эксплуатации подтвердили надежность устройства.

Электронный предохранитель, описываемый в этой статье, испытывался при коротком замыкании на выходе и напряжении источника 25.5 В (два 12-вольтовых аккумулятора, соединенных последовательно). После 4 - 5 тестовых включений срабатывала тепловая защита.

При штатном напряжении 12.8 В и коротком замыкании на выходе тепловая защита срабатывала после 12 - 15 тестовых включений. Исходя из условий эксплуатации, устройство смонтировано в корпусе без вентиляционных отверстий с размерами 90 × 60 × 20 мм.

Определенным недостатком электронного предохранителя, предложенного вниманию читателей, является относительно большое падение напряжения на резисторе R7 при токах, близких к порогу срабатывания защиты. Однако любой предохранитель предполагает рабочие токи, существенно меньшие порога срабатывания защиты, так что это не является большой проблемой. **PL**

## Ссылки

1. [К продуктовой линейке Toshiba добавлен многофункциональный самовосстанавливающийся электронный предохранитель.](#)
2. Шульгин О. А. [Защита устройств от неправильной подачи полярности питания.](#)
3. Jim Walker. [MOSFET в низковольтных схемах защиты от обратного напряжения.](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM7805](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4093BE](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD40107BE](#)
4. [Datasheet Infineon IRF4905](#)
5. [Datasheet Ruichi KSD-01F](#)
6. [Datasheet JL World HCM1206X](#)

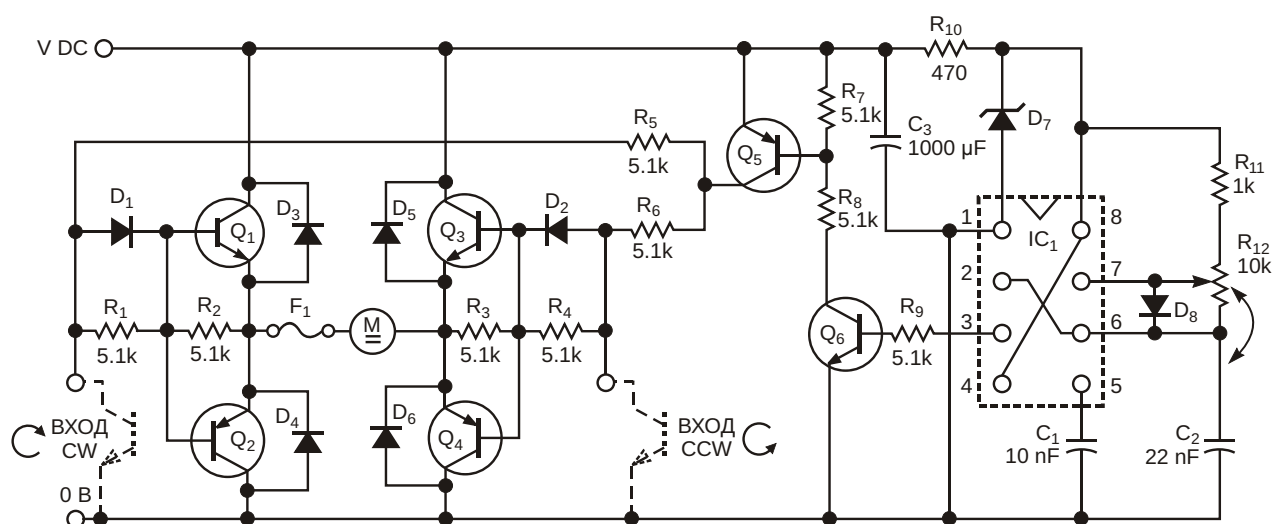
# Простая схема управления направлением и скоростью вращения двигателя

Jean-Bernard Guiot

EDN

При разработке систем, включающих небольшие электромоторы, может оказаться полезным простой двунаправленный контроллер двигателя с регулировкой скорости. Схема такого контроллера показана на Рисунке 1. В ней используются обычные компоненты, допуски и номиналы которых не критичны, если они поддерживают требуемые уровни напряжения, тока и мощности. Преимуществами схемы являются низкая стоимость, небольшие размеры, гибкость и доступность компонентов. Ее можно собрать

менее чем за час на плате размером примерно  $75 \times 100$  мм; ее высота меньше 12 мм. Транзисторный H-мост позволяет двигателю вращаться в двух направлениях. Верхним плечом H-моста управляет импульсный модулятор, позволяющий регулировать скорость вращения. Для запуска вращения в одном направлении необходимо один из входов (CW или CCW) соединить с шиной 0 В. Это можно сделать, например, с помощью переключателей, транзисторов или ТТЛ-схем с открытым коллектором. При высоких уровнях



**ПРИМЕЧАНИЯ:**

Q<sub>1</sub>, Q<sub>3</sub> = TIP142.

Q<sub>2</sub>, Q<sub>4</sub> = TIP147.

Q<sub>5</sub> = BC161, BC556, 2N3906.

Q<sub>6</sub> = BC160, BC546, 2N3904.

IC<sub>1</sub> = ТАЙМЕР 555.

D<sub>3</sub> TO D<sub>6</sub> = BYV26E.

D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>8</sub> = 1N4148, 1N4007.

D<sub>7</sub> = СТАБИЛИТРОН 15 В, 0,4 Вт

**Рисунок 1.** С помощью этой простой схемы можно устанавливать скорость и направление вращения двигателя.

напряжения на обоих входах (нет команды) транзисторы  $Q_2$  и  $Q_4$  закрыты, и двигатель останавливается. При этом двигатель испытывает небольшое тормозящее воздействие от переключающихся транзисторов  $Q_1$  и  $Q_3$ .

При низком уровне на одном из входов (вход подключен к 0 В), например, на CW или CCW, открывается один из транзисторов  $Q_2$  или  $Q_4$ , базовые токи которых ограничиваются резисторами  $R_1$  и  $R_4$ . Импульсный управляющий сигнал, подаваемый на базу транзистора  $Q_1$  или  $Q_3$ , замыкает базу на землю, выключая соответствующий транзистор. В противоположном плече транзистор  $Q_4$  или  $Q_2$  закрыт, но на базу  $Q_3$  или  $Q_1$  через диод  $D_2$  или  $D_1$  и резистор  $R_6$  или  $R_5$  поступают импульсы от модулятора. Таким образом,  $Q_3$  или  $Q_1$  открываются каждый раз, тогда включается транзистор  $Q_5$ . В модуляторе использована микросхема таймера 555 ( $IC_1$ ), включенного автоколебательным мультивибратором. Стабилитрон  $D_7$  и резистор  $R_{10}$  ограничивают напряжение питания микросхемы  $IC_1$  максимально допустимым значением 15 В. Времязадающий конденсатор  $C_2$  заряжается через резистор  $R_{11}$ , верхнюю часть потенциометра  $R_{12}$  и стабилитрон  $D_7$ . Разряд происходит через нижнюю часть потенциометра  $R_{12}$ . Если для обозначения позиции движка  $R_{12}$  ввести величину ( $\alpha = 0.5$  – середина,  $\alpha = 0$  – верх,  $\alpha = 1$  – низ), время заряда будет выражаться как

$$T_{ON} = 0.693C[R_{11} + R_{12}(1 - \alpha)]$$

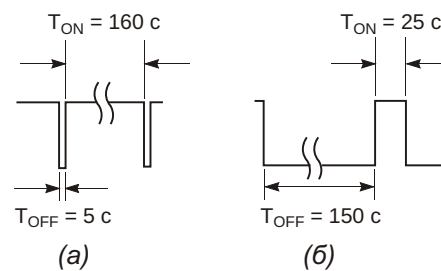
а время разряда

$$T_{OFF} = 0.693CR_{12}\alpha$$

Таким образом, общий период импульсов равен

$$T_{ON} + T_{OFF} = 0.693C[R_{11} + R_{12}(1 - \alpha)] + 0.693C[R_{12}\alpha]$$

Выходной сигнал на выводе 3 представляет собой прямоугольные импульсы с почти фиксированной частотой и регулируе-



**Рисунок 2.** Положение движка потенциометра управления скоростью определяет коэффициент заполнения импульсов модулятора. (а) –  $\alpha = 0$ , движок в самом внизу; (б) –  $\alpha = 1$ , движок вверху.

мым коэффициентом заполнения. На Рисунке 2а движок потенциометра находится в крайнем нижнем положении ( $\alpha = 0$ ). На Рисунке 2б движок потенциометра находится в крайнем верхнем положении ( $\alpha = 1$ ).  $Q_5$  и  $Q_6$  смещают уровень импульсов для управления базами транзисторов  $Q_1$  и  $Q_3$ , которые открываются только в то время, когда напряжение на выходе таймера 555 (вывод 3) имеет высокий уровень ( $T_{ON}$ ). Длительность их открытого состояния задает скорость вращения. Диоды  $D_3$ - $D_6$  защищают транзисторы  $Q_1$ - $Q_4$  от индуктивных бросков напряжения. Предохранитель  $F_1$  защищает всю схему от токовой перегрузки. Конденсатор  $C_3$  между шиной  $V_{CC}$  и землей предназначен для фильтрации пиков тока. Схема помогала определять скорости или передаточные отношения редукторов во время испытаний и настройки прототипов на небольших станках. Предпочтительнее использовать транзисторы Дарлингтона, выбирая их в соответствии с напряжением источника питания и током мотора. (И не забывайте о большой индуктивности двигателя). Сопротивление резистора  $R_{10}$  и рабочее напряжение стабилитрона выбирают, исходя из напряжения источника питания  $V_{CC}$ . **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM555](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics TIP142](#)
3. [Datasheet STMicroelectronics TIP147](#)
4. [Datasheet Vishay BYV26E](#)

# Подавление дребезга контактов с помощью встроенных в микроконтроллер EFM8LB1 конфигурируемых логических элементов



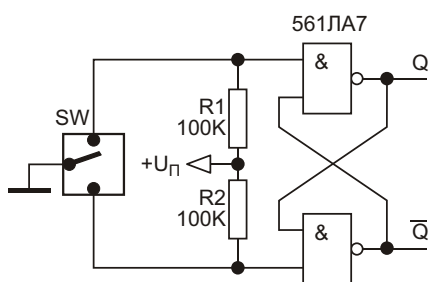
Алексей Кузьминов, Москва

*В статье приведены аппаратные и программные средства антидребезговой схемы, основанной на RS триггере, построенном на двух конфигурируемых логических элементах (Configurable Logic Unit – CLU), встроенных в относительно новый 51-совместимый микроконтроллер (МК) EFM8LB12. CLU работают автономно, абсолютно не требуя участия не только процессора МК, но даже тактового генератора при своем функционировании. Применение встроенных в МК конфигурируемых логических элементов позволяет существенно экономить на аппаратных средствах устройств на базе МК, что значительно снижает размер плат подобных устройств и, как следствие, их стоимость.*

## Введение

Для ручного управления какими-либо функциями в МК, как правило, используются различного рода кнопки, при замыкании или размыкании контактов которых возникает хорошо известный эффект – их дребезг. Он проявляется в том, что вместо одного фронта импульса (или перепада) возникает с десяток (а то и больше) импульсов, приводящих к ложным срабатываниям каких-либо устройств МК, которые запрограммированы на запуск от одного фронта (или спада). Длительность дребезга контактов кнопок составляет от долей до нескольких миллисекунд. Для исключения подобных ложных срабатываний применяют как аппаратные, так и програм-

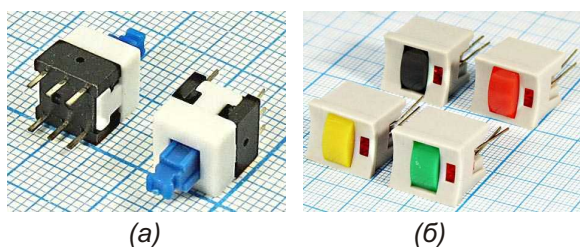
мные способы. Последние используют организацию программных временных задержек, например, с помощью таймеров, с длительностью, заведомо превышающей длительность дребезга. Недостаток таких задержек – дополнительное использование ресурсов МК (таймеров и дополнительной памяти МК, требующейся для подобных программ), а также большое время задержки (для некоторого запаса по времени). Что касается аппаратных средств, то они бывают двух типов. Первый основан на различных RC-цепочках совместно с микросхемами (например, ждущий мультивибратор), которые затягивают фронт импульса (или перепада) на время, также заведомо большее длительности дребезга. Недостаток этого способа – также боль-



**Рисунок 1.** Антидребезговая схема на RS триггере.

шое время задержки, которое во многих критических случаях просто неприемлемо. Второй способ основан на использовании различного рода триггеров, например, RS-триггера (Рисунок 1). При замыкании, например, верхнего контакта переключателя SW триггер перебрасывается первым же касанием контактов, и дальнейший их дребезг на триггер уже не влияет. При размыкании верхнего контакта и движении переключателя к нижнему триггер также сохраняет свое состояние, несмотря на дребезг размыкающего контакта, а первое же касание переключателя нижнего контакта перебрасывает триггер в противоположное состояние, и дальнейший дребезг нижнего контакта на состояние триггера не влияет. Эта схема хорошо известна и достаточно часто используется, так как имеет повышенное быстродействие по сравнению с первым типом (см. выше), но в комментариях к ней, как правило, можно обнаружить, что она имеет один серьезный недостаток, а именно, – необходимость использовать кнопку с двумя переключаемыми контактами (а не одним). Однако, на взгляд автора, недостаток этой схемы кроется совсем не в этом, поскольку кнопки с переключаемыми контактами выпускаются миллионами штук и имеют «копеечную» стоимость.

Например, кнопка с двумя группами переключаемых контактов (то есть, с 6-ю контактами) PS-800L размером 8×8 мм (Рисунок 2а)



**Рисунок 2.** Кнопки: а – PS-800L, б – PSM2-1.

стоит менее 15 руб. Такие кнопки выпускаются как с фиксацией, так и без фиксации. Последняя, например, используется в любом настольном компьютере (системном блоке) в кнопке RESET.

Кроме того, выпускается кнопка P2-0S (PSM2-1) (со встроенной кнопкой PS-800L) уже в корпусе с удобной ручкой для нажатия и даже со светодиодом, торец которого выведен на верхнюю часть корпуса (Рисунок 2б). Стоимость такой кнопки – не более 50 руб.

Кнопки PS-800L и PSM2-1 легкодоступны: они продаются как в компаниях, торгующих электронными компонентами, так и в магазинах радиодеталей.

Но если кнопки такие дешевые и легкодоступные, то в чём же тогда заключается недостаток схемы на Рисунке 1? А недостаток схемы заключается в необходимости использования дополнительных аппаратных средств (то есть сама микросхема, например, 561LA7 и резисторы R1 и R2), которые существенно увеличивают размер всего устройства. (Например, размер КР561ЛА7 более чем в 10 раз превышает размер корпуса EFM8LB12-QFN32 и еще больше размера корпуса EFM8LB12-QFN24).

Избавиться от аппаратных средств позволяет одно новшество, которое в последнее время стали применять в МК, а именно – встроенные конфигурируемые логические элементы (устройства) – Configurable Logic Unit, сокращенно, CLU. Информация о CLU, что в руководстве пользователя EFM8LB1 (EFM8LB1 Reference Manual [1]), что в статье о применении CLU [2] довольно скудна. Там, например, даже не перечислены все логические функции CLU, как их записывать в программе и т.п. Ниже в кратком виде этот пробел будет восполнен. Кроме того, будет объяснена идея, как с помощью CLU создать «схему» внутри МК, соответствующую схеме Рисунок 1.

Итак, в МК EFM8LB1 имеются четыре CLU: CLU0, CLU1, CLU2 и CLU3. Каждый CLU имеет 3 входа: А, В и С и один выход. Входы А и В – стандартные логические входы (как, например, два стандартных входа у 561ЛА7, Рисунок 1), а вход С – дополнительный вход переноса (carry) с выхода предыдущего CLU. Например, вход С CLU1 – это выход CLU0, вход С CLU0 – выход CLU3 и т.п., т.е. они как

бы расположены по кругу. Функции каждого CLU – основные функции логических элементов: И (AND), ИЛИ (OR), исключающее ИЛИ (XOR) и НЕ (NOT). Записываются функции следующими значками: «&» – И, «|» – ИЛИ, «^» – исключающее ИЛИ, «~» – НЕ. Кроме того, используются значки скобок «(», «)» и символы «А», «В» и «С». Например, чтобы получить один логический элемент 2И-НЕ как, например, в 561ЛА7 (Рисунок 1), необходимо записать: «~(А & В)». При этом соответствующий CLU будет выполнять эту функцию, а перенос С учитываться не будет (поскольку С в выражение не входит). Входы каждого CLU можно подключить либо к внешним выводам (портам) МК (их, правда, ограниченное количество), либо, например, к выходу другого CLU. Кроме того, выходы каждого CLU можно вывести на внешние выводы МК (порты), причем, для каждого выхода CLU существует один единственный порт, изменить который нельзя. Например, для выхода CLU2 предусмотрен порт P2.2, а для выхода CLU3 предусмотрен порт P2.5 (для EFM8LB12-QFN32).

Теперь, после этих пояснений нетрудно понять идею, как создать внутри МК «схему», соответствующую схеме Рисунок 1. Для этого возьмем два любых CLU, например, CLU2 и CLU3. Входы А каждого CLU и их выходы выведем на внешние порты МК, вход В CLU2 подключим к выходу CLU3, а вход В CLU3 – к выхо-

ду CLU2. Если в программных средствах для каждого CLU записать выражение  $\sim(A \& B)$ , то получим RS-триггер, как на Рисунок 1. Назначим входные порты МК (для входов А CLU) как цифровые входы (Digital OpenDrain I/O) со слаботочными подтяжками к питанию (Weak Pullup), что будет соответствовать резисторам R1 и R2, подключенным к питанию, а выходные порты (для выходов CLU) – как цифровые выходы (Digital Push-Pull Output). Если теперь к обоим входным портам подключить кнопку, то получим антидребезговую «схему», полностью соответствующую Рисунок 1. При нажатии на кнопку на выходах CLU2 и CLU3 появятся взаимно инверсные перепады напряжения, как на выходах Q и  $\bar{Q}$  RS-триггера. Причем, эти перепады не будут зависеть отдребезга контактов кнопки.

Как видно из объяснения выше, ничего сложного в организации подобной «схемы» внутри МК нет.

Дальнейшее изложение будет построено следующим образом. Вначале будет приведена принципиальная схема тестовой платы на базе МК EFM8LB12, затем – её внешний вид. Далее, в программных средствах, использующих среду Simplicity Studio, будет показано, как необходимо настроить внутренние устройства МК для получения антидребезговой «схемы». После этого будут приведены результаты работы тестовой платы (осциллограммы входных и выходных сигналов).

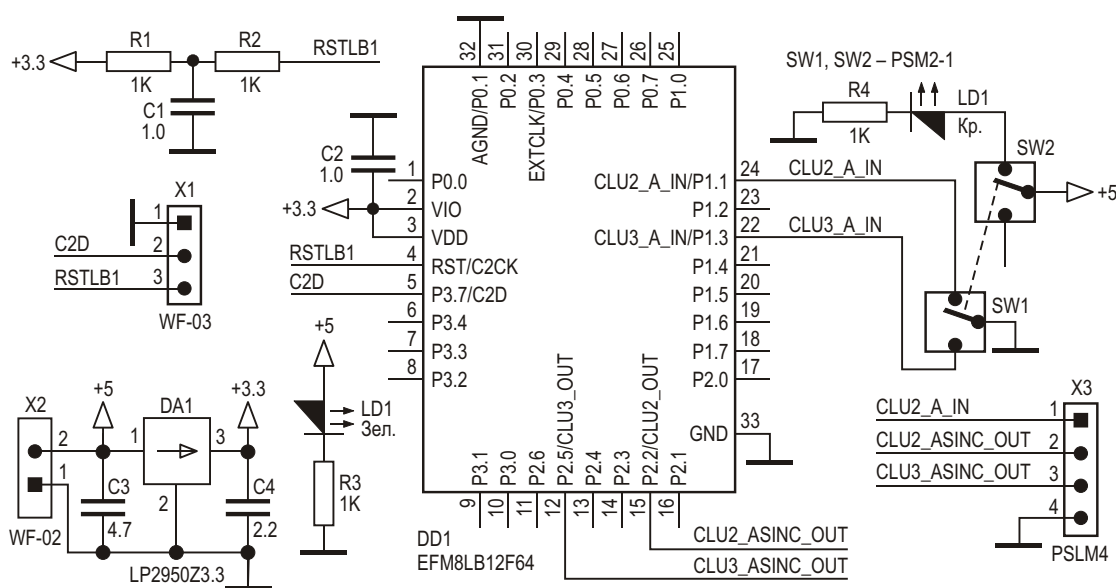
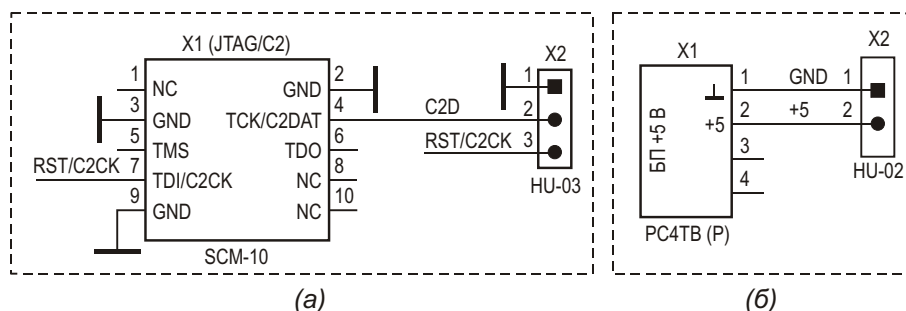


Рисунок 3. Принципиальная схема тестовой платы.



**Рисунок 4.** Схема подключения к плате кабелей: а – от USB DEBUГ ADAPTER'a, б – от БП.

## Принципиальные схемы

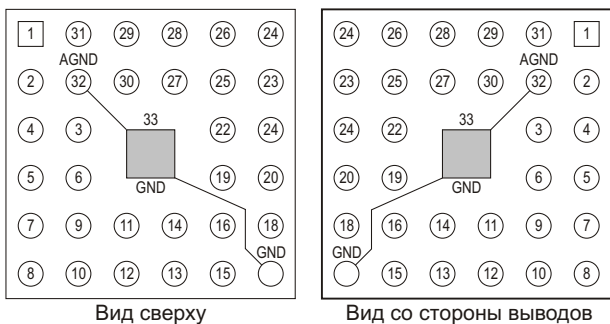
Как видно из схемы Рисунок 3, она достаточно проста. К левой части корпуса МК EFM8LB12 (DD1) подключены: питание +3.3 В (выводы 2 и 3) и сигналы для программирования (загрузки программы) по интерфейсу C2 – RSTLB1 (вывод 4) и C2D (вывод 5) с помощью USB DEBUГ ADAPTER'a. Для питания платы используется стабилизатор LP2950Z3.3 (DA1) с выходным напряжением 3.3 В, входное напряжение (+5 В) на который подается с двухконтактного разъема WF-02 (X2). Сигналы программирования (C2D, RSTLB1) и «земля» подаются на плату с разъема X1. К этому разъему подключается кабель (ответным разъемом X2, Рисунок 4а), второй конец которого подключается к выходному разъему SCM-10 (X1, Рисунок 4а) USB DEBUГ ADAPTER'a. О программировании МК EFM8LB12 с помощью USB DEBUГ ADAPTER'a подробно написано в книге автора [3]. RC-цепочка R1-R2-C1 используется как для программирования МК по интерфейсу C2, так и для запуска МК при включении питания (Power On Reset – POR). Светодиод LD1 зелёного свечения со своим токоограничительным резистором R3 сигнализирует о наличии питания на плате. К разъему X2 платы подключается кабель питания ответным разъемом HU-02 (X2, Рисунок 4б), который своим вторым концом соединен с разъемом PC4TB (P) (X1, Рисунок 4б), подключаемым к стабилизированному БП с выходным напряжением +5 В.

К правой части корпуса МК DD1 подключены входные сигналы А CLU2 и CLU3 (CLU2\_A\_IN и CLU3\_A\_IN, соответственно), соединенные с первой группой контактов кнопки PSM2-1 (SW1), а вторая группа её контактов (SW2) соединена с питанием +5 В и

встроенным в кнопку светодиодом LD2 красного свечения со своим токоограничительным резистором R4.

К нижней части DD1 подключены выходные сигналы CLU2 и CLU3 (CLU2\_ASINC\_OUT и CLU3\_ASINC\_OUT, соответственно). Сигналы CLU2\_A\_IN, CLU2\_ASINC\_OUT, CLU3\_ASINC\_OUT и «земля» выведены на 4-контактный цанговый штыревой разъем PSLM4 (X3), к которому ответным разъемом (SIP4) подключается 4-проводный кабель, провода которого подключаются к двухканальному цифровому осциллографу для наблюдения соответствующих сигналов.

Верхняя часть корпуса МК оставлена свободной по двум причинам. Во-первых, для того чтобы было возможно подключение к МК внешнего прецизионного тактового генератора, для чего предусмотрен единственный порт P0.3 (вывод 30). Во-вторых, для возможности подключения к МК сигналов UART-TX (P0.4) и UART-RX (P0.5), предназначенных для альтернативного программирования МК по интерфейсу RS-232 с COM-порта компьютера. Эти два порта также являются единственными для сигналов UART-TX и UART-RX, и изменить их в матрице соединений МК нельзя. Альтернативное программирование МК с COM-порта компьютера может потребоваться, если скупость не позволяет приобрести достаточно дорогой USB DEBUГ ADAPTER (сейчас его можно купить за 3000 – 5000 руб.). Для программирования же МК с COM-порта компьютера достаточно изготовить одноканальный преобразователь уровней интерфейса RS-232 в уровни TTL (и обратно), например, с помощью известного двухканального преобразователя уровней MAX232, или используемого автором одноканального ADM3101, о котором говорится в



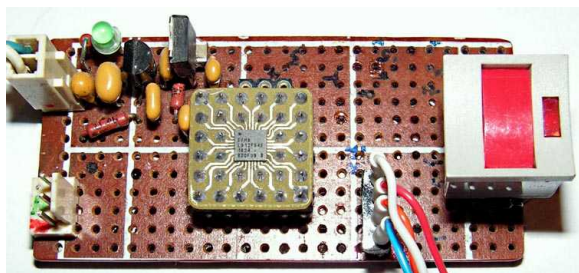
**Рисунок 5.** Контакты переходника QFN32 – PGA32.

статье автора [4]. В этой статье приведены аппаратные средства, разработанные автором, и программные средства, бесплатно предоставляемые компанией Silicon Laboratories для такого альтернативного программирования МК EFM8LB12. Вот в связи с этим для входов и выходов CLU и используются правая и нижняя часть корпуса МК EFM8LB12.

Тестовая плата смонтирована на «макетке» (см. далее), а для МК EFM8LB12 использован переходник QFN32 – PGA32 (Рисунок 5), разводка которого приведена в книге автора [3].

## Тестовая плата

Тестовая плата (Рисунок 6) не отличается особой сложностью. Слева расположены разъемы питания и интерфейса C2 для программирования МК, слева сверху – стабилизатор +3.3 В, в середине – переходник QFN32–PGA32 с МК EFM8LB12F64-QFN32, справа – кнопка PSM2-1 с встроенным светодиодом, справа снизу – разъем для подключения входных и выходных сигналов CLU к осциллографу. Коммутация по схеме Рисунок 3 сделана автором вручную с обратной стороны платы проводом МГТФ-0,03 (сечением 0.03 мм<sup>2</sup>).



**Рисунок 6.** Тестовая плата.

## Программные средства

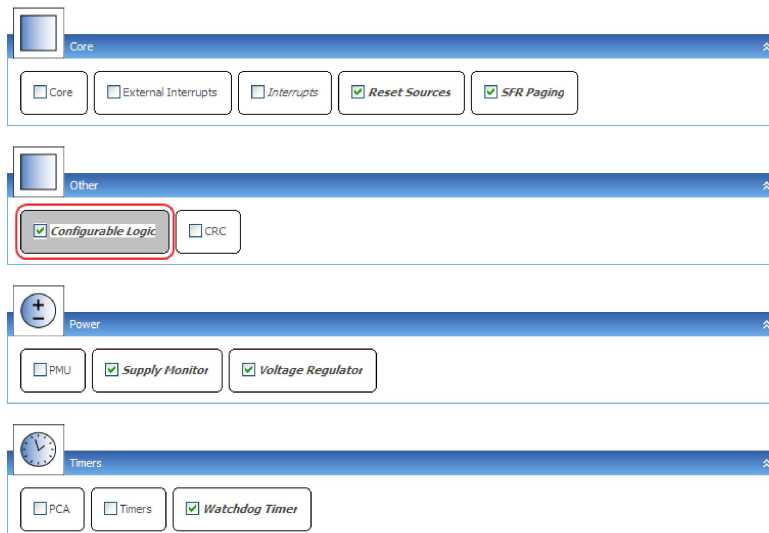
В качестве программных средств автор использовал среду программирования Simplicity Studio, бесплатно предоставляемую компанией Silicon Laboratories, в которой приведен пример программирования простейшей функции CLU A&B для МК EFM8LB12F64-QFN32 (проект EFM8LB1\_Configurable\_Logic\_AND). Этот проект был модифицирован под вышеописанную задачу. В основном всё программирование сводится к настройке устройств МК.

Для этого необходимо открыть этот проект и выбрать опцию EFM8LB1\_Configurable\_Logic\_AND.hvconf (в самом низу проекта). Далее выбрать опцию Default Mode Peripherals (внизу). При этом откроется окно, показанное на Рисунке 7а.

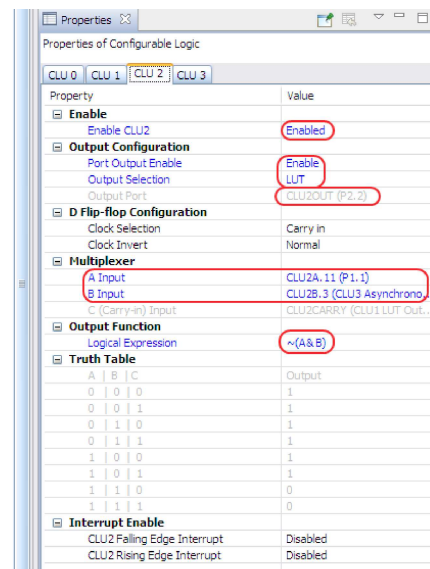
В этом окне вначале необходимо запретить все прерывания (Interrupts), разрешить источник сброса при включении питания (Reset Sources), автоматическое изменение страниц памяти (SFR Paging), устройства с конфигурируемой логикой (Configurable Logic), монитор питания (Supply Monitor), внутренний регулятор напряжения (Voltage Regulator) и запретить сторожевой таймер (Watchdog Timer) – все, что отмечено галочками на Рисунке 7а. При нажатии на кнопку Configurable Logic (в красном овале, Рисунок 7а) в окне справа будут отражены свойства всех четырех CLU. Вначале необходимо запретить CLU0 и CLU1. Далее выбрать CLU2 (Рисунок 7б) и настроить его в соответствии с опциями в красных овалах. После этого выбрать CLU3 (Рисунок 7в) и также настроить его в соответствии с опциями в красных овалах. При подведении курсора к опции Logical Expression в опции Output Function на экран выведется окно, в котором будут отражены все функции CLU и способ их написания (Рисунок 7г).

Далее следует переключиться на опцию Default Port I/O, после чего откроется окно Рисунок 8, в котором будет показан корпус МК, и отражены все 4 сигнала CLU (Рисунок 8а), а справа (Рисунок 8б) – свойства входных портов. При нажатии на опцию Port I/O в красном овале сверху в нижнем окне появится установка портов. В красном овале будет отражено свойство Pull-ups enabled,

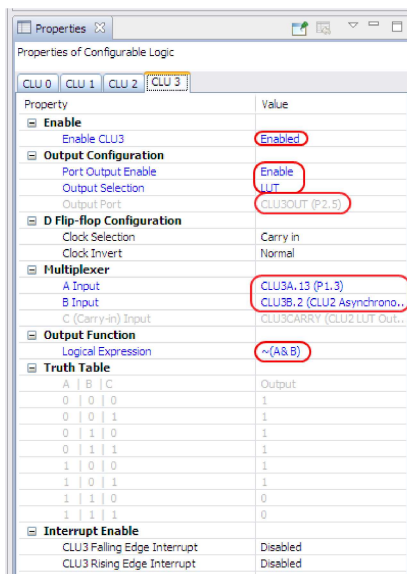




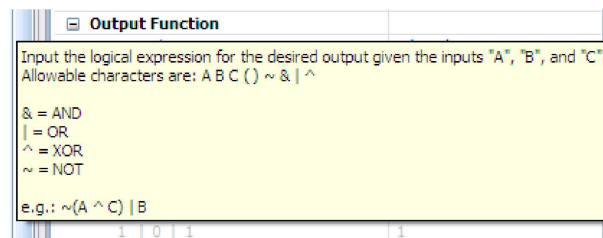
(a)



(б)



(в)



(г)

**Рисунок 7.** Настройки: а – устройств МК, б – CLU2, в – CLU3; функции CLU – г.

разрешающее подключение к входам портов слаботочных подтяжек.

При подведении курсора к сигналу CLU2\_A\_IN и нажатии на левую кнопку мыши справа откроется окно свойств этого входного сигнала – цифровой вход (Digital OpenDrain I/O – в красном овале, Рисунок 9а). Эта опция установлена по умолчанию. Аналогичная опция установлена и для сигнала CLU3\_A\_IN.

А вот для выходных сигналов CLU: CLU2\_ASINC\_OUT и CLU3\_ASINC\_OUT необходимо выбрать опцию цифрового выхо-

да (Digital Push-Pull Output – в красном овале, Рисунок 9б). Кроме того, на порте P2.2 необходимо установить опцию пропуска Skipped, иначе будет ошибка (этот порт используется для альтернативной функции МК, поэтому должен быть пропущен).

На этом настройка заканчивается.

Для сохранения настроек необходимо нажать в левом верхнем углу экрана кнопку с обозначением двойной дискеты. При этом автоматически создастся код программы инициализации устройства (InitDevice.c), в которой все настройки будут уже описаны на C51.

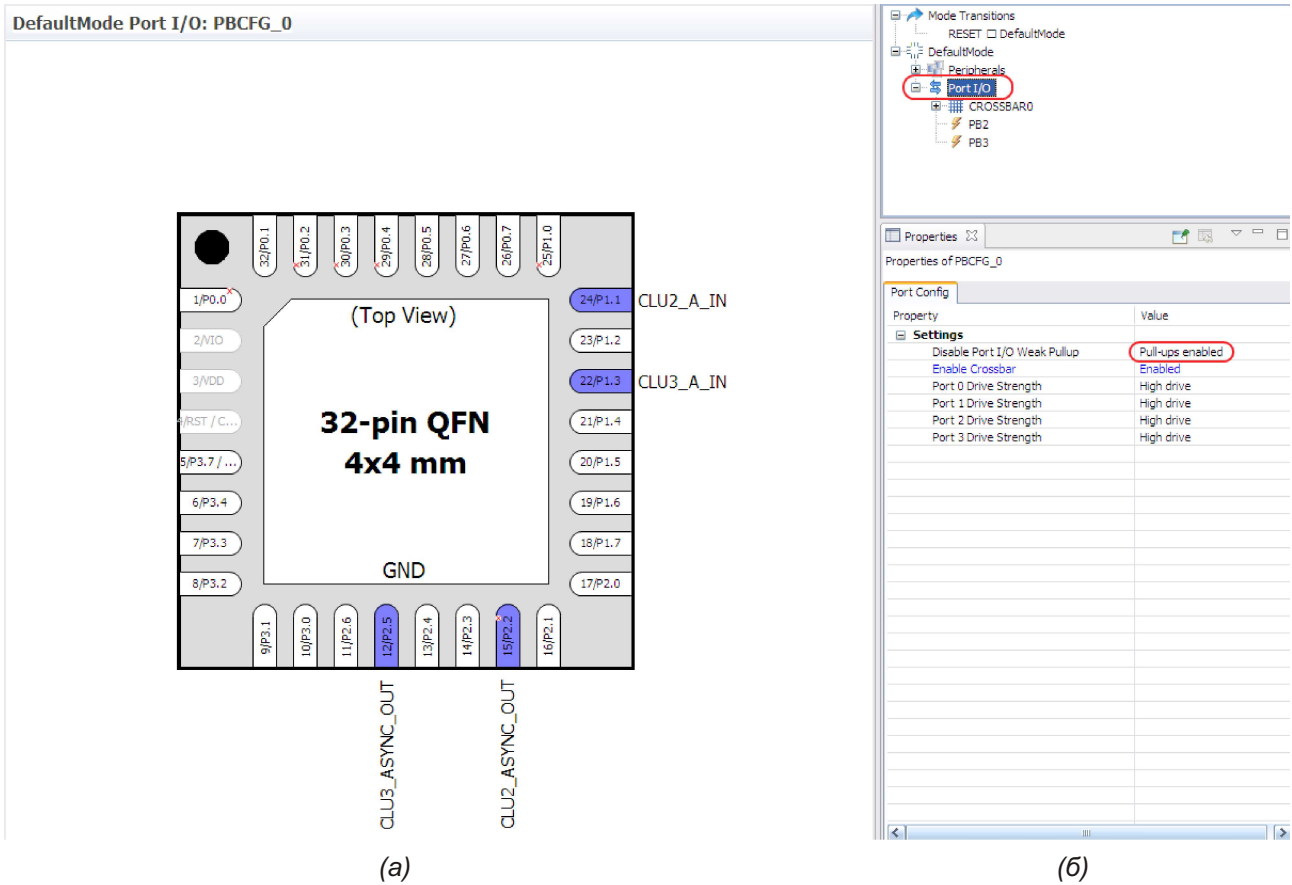


Рисунок 8. а – подключение входных и выходных сигналов к портам МК б – разрешение слаботочных подтяжек.

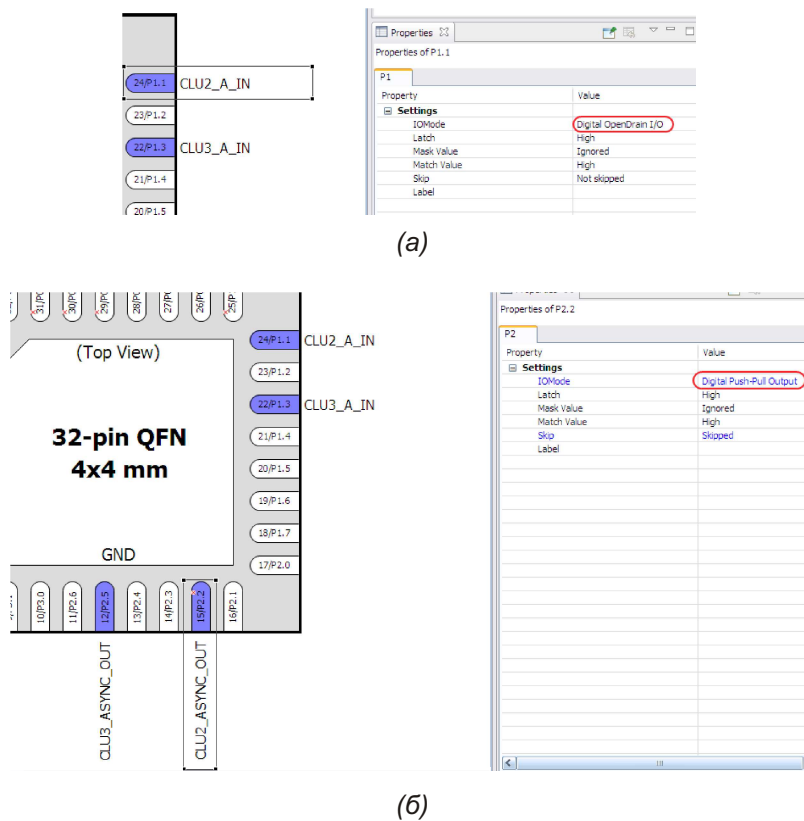


Рисунок 9. Свойства портов для: а – входных сигналов, б – выходных сигналов.

В основной же программе EFM8LB1\_Configurable\_Logic\_AND.c будет только обращение к программе InitDevice.c (`enter_DefaultMode_from_RESET();`) и оператор бесконечного обращения к самому себе (`while (1) {}`).

Текст основной программы приведен ниже.

```
//-----
// Main Routine
//-----
void main (void)
{
    enter_DefaultMode_from_RESET();

    while (1) {}
}
```

В программе InitDevice.c подпрограмма `enter_DefaultMode_from_RESET` обозначена как внешняя (`extern`) по отношению к основной программе (`main`), которая её вызывает:

```
extern void enter_DefaultMode_from_RESET (void)
{
    ...
```

После окончания генерации программы InitDevice.c необходимо оттранслировать всю программу (проект), выбрав в опции Project подопцию Build Project. При этом сгенерируется программа загрузочного формата EFM8LB1\_Configurable\_Logic\_AND.hex, которую следует запрограммировать в МК.

Тексты программ EFM8LB1\_Configurable\_Logic\_AND.c, InitDevice.c и оттранслированная программа загрузочного формата EFM8LB1\_Configurable\_Logic\_AND.hex приведены в дополнительных материалах к статье.

Здесь следует добавить следующее. Во-первых, оператор `while (1) {}`, который выполняет процессор МК в основной программе, показывает, что сконфигурированная схема на базе CLU2 и CLU3 работает автономно и абсолютно не требует участия процессора (и даже тактового генератора). Это означает, что вместо оператора `while (1) {}` можно написать любую программу уже с участием процессора (например, ручной запуск какого-либо таймера, АЦП, ЦАП и т.п.), которая будет выполняться параллельно работе схемы на CLU. Во-вторых, как можно убедиться, автором не написано ни единой строчки кода на C51 для работы схемы на

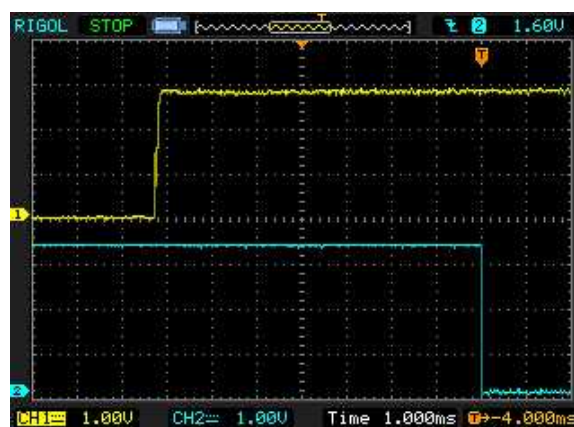
CLU; текст программы InitDevice.c сгенерирован автоматически, а текст основной программы (`main`) по умолчанию присутствует в любой программе.

## Результаты работы устройства

Осциллограммы сигналов, снятые двухканальным цифровым осциллографом (Рисунки 10 и 11), показали, что переключение сконфигурированного с помощью CLU2 и CLU3 RS-триггера происходит по первому же перепаду сигнала с дребезжащего контакта кнопки, а при переключении кнопки обратно (при ее отпускании) дребезг практически отсутствует, однако триггер переключается в исходное состояние с небольшой задержкой. Как оказалось, «поймать» дребезг не так-то просто. Для этого пришлось использовать однократный запуск осциллографа от фронта выходного сигнала CLU2 (Рисунок 10а) и



(а)

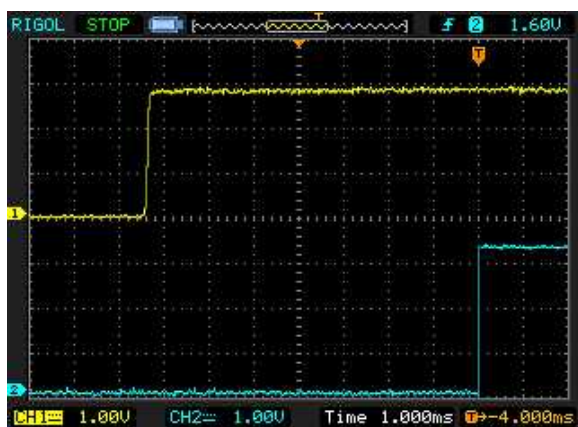


(б)

**Рисунок 10.** Осциллограммы сигналов: желтая – CLU2\_A\_IN, бирюзовая – CLU2\_ASYNC\_OUT; а – при нажатии кнопки, б – при отпускании.



(а)



(б)

**Рисунок 11.** Осциллограммы сигналов: желтая – CLU2\_A\_IN, бирюзовая – CLU3\_ASYNC\_OUT; а – при нажатии кнопки, б – при отпускании.

спада выходного сигнала CLU3 (Рисунок 11а). Вертикальное разрешение осциллографа для каждого канала составляет 1 В/дел. (надписи «CH1 = 1.00V» и «CH2 = 1.00V»), горизонтальное разрешение на Рисунках 10а и 11а составляет 200 мкс/дел.

## Загрузки

[Дополнительные материалы к статье](#)



(надпись «Time 200.0 us») и 1 мс/дел. на Рисунках 10б и 11б («Time 1.000ms»).

Как видно из осциллограмм, длительность дребезга контактов примененной кнопки составляет около 800 мкс, т.е. не превышает 1 мс.

## Заключение

Применение встроенных в МК конфигурируемых логических элементов позволяет существенно экономить на аппаратных средствах устройств на базе МК, что существенно снижает размер плат подобных устройств и, как следствие, их стоимость. Автономная работа CLU не требует ни программ с участием процессора МК (то есть дополнительной программной памяти и ресурсов процессора), ни даже тактового генератора; кроме того, применение CLU не снижает быстродействия процессора МК. **РЛ**

## Литература

1. EFM8 Laser Bee Family. EFM8LB1 Reference Manual – efm8lb1-rm.pdf. Silabs.com
2. AN921: Configurable Logic Unit – AN921\_CLU.pdf. Silabs.com
3. Кузьминов А.Ю. Связь между компьютером и микроконтроллером. Современные аппаратные и программные средства. – М. : Издательство «Перо», 2018
4. Кузьминов А. Программирование микроконтроллеров EFM8 с помощью встроенного загрузчика программ. – Радио, 2018, № 12

## Материалы по теме

1. [Datasheet Silicon Labs EFM8LB12](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LP2950](#)

# Широкодиапазонные генераторы линейно изменяющегося напряжения

Михаил Шустов, г. Томск

Приведено описание нескольких схем широкодиапазонных генераторов линейно нарастающего во времени напряжения.

Для построения генераторов линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) обычно используют генератор стабильного тока, заряжающий конденсатор, а также ключевое пороговое устройство, периодически сбрасывающее заряд конденсатора. Чаще всего такие генераторы работают в ограниченном диапазоне частот, поскольку сложно согласовать момент достижения требуемого напряжения на обкладках конденсатора и момент разрядки (сброса) этого напряжения.

На Рисунках 1–4 приведены несколько схем широкодиапазонных генераторов линейно изменяющегося напряжения.

ГЛИН, Рисунок 1, содержит генератор прямоугольных импульсов на элементах DD1.1 и DD1.2 микросхемы CD40106, токовое зеркало на транзисторах VT1 и VT2 BC557B, модулятор зарядного тока на транзисторе VT3 BC547C, накопительный конденсатор C3, а также схему синхронизации сброса заряда на транзисторе VT4 BC547C.

Частоту генерации плавно регулируют потенциометром R1.1 в пределах от 1 до 7.6 кГц. С выходов элементов DD1.1 и DD1.2 противофазные управляющие сигналы поступают на базу модулятора зарядного тока на транзисторе VT3

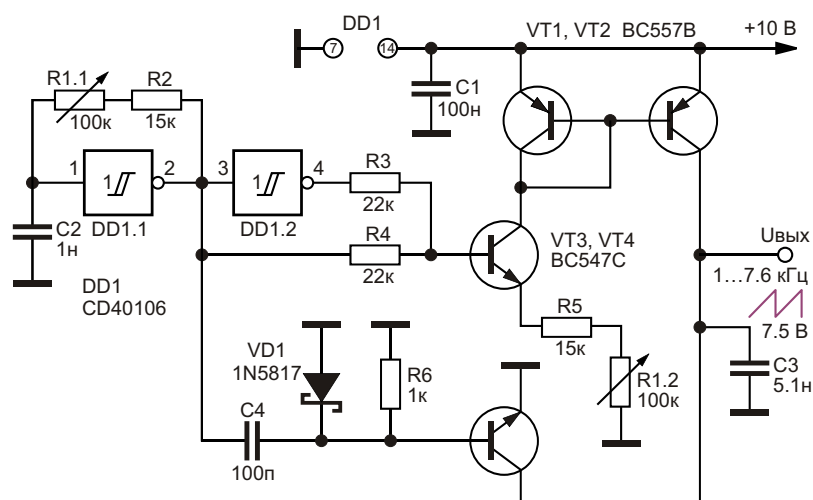
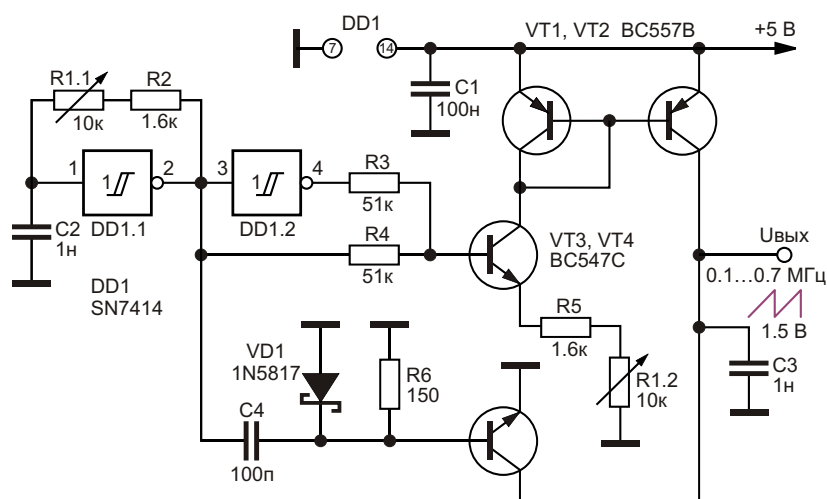


Рисунок 1. ГЛИН на диапазон частот от 1 до 7.6 кГц.



**Рисунок 2.** ГЛИН на диапазон частот от 100 до 700 кГц.

BC547C. Величина зарядного тока регулируется одновременно с изменением частоты генерации потенциометром R1.2. Выходной ток токового зеркала заряжает конденсатор C3 по линейному закону.

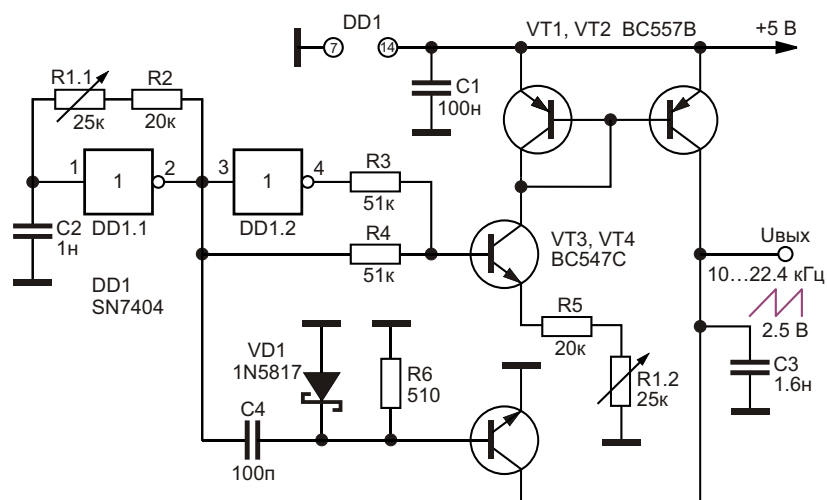
Сигнал с выхода элемента DD1.1 генератора прямоугольных импульсов через дифференцирующую цепочку C4R6 подается на базу транзистора VT4 BC547C, предназначенного для сброса заряда конденсатора C3. Сброс заряда происходит в момент появления очередного импульса прямоугольного напряжения на выходе элемента DD1.1.

Амплитуда выходного сигнала пилообразной линейно нарастающей формы достигает 7.5 В и остается постоянной во всем диапазоне частот.

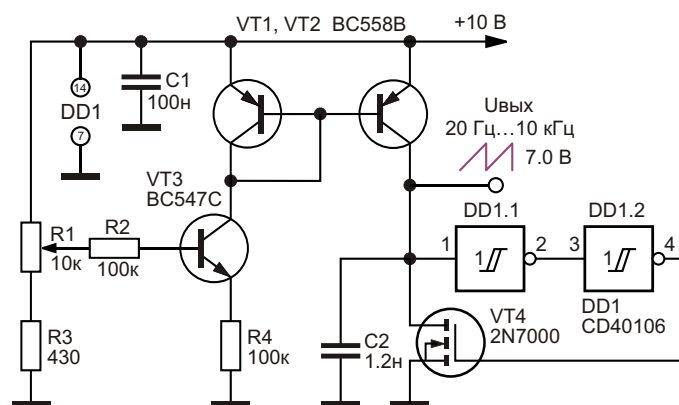
ГЛИН, Рисунок 2, выполнен на ТТЛ микросхеме DD1 SN7414. Этот генератор выполнен по аналогичной схеме, но питается от источника питания напряжением 5 В. Амплитуда выходного сигнала равна 1.5 В в диапазоне частот перестройки генератора от 100 до 700 кГц.

Третий генератор, Рисунок 3, также выполнен на микросхеме DD1 SN7414. Он работает в диапазоне частот от 10 до 22.4 кГц, амплитуда выходного сигнала 2.5 В.

ГЛИН, Рисунок 4, выполнен по принципиально иной схеме. Он также содержит ряд элементов предыдущих конструкций: токовое зеркало на транзисторах VT1 и VT2 BC558B, модулятор зарядного тока на транзисторе VT3 BC547C, накопительный кон-



**Рисунок 3.** ГЛИН на диапазон частот от 10 до 22.4 кГц.



**Рисунок 4.** ГЛИН на диапазон частот от 20 Гц до 10 кГц.

денсатор C2 и схему синхронизации сброса заряда на транзисторе VT4 BC547C. Кроме того, в состав генератора входит ключевое пороговое устройство на элементах DD1.1 и DD1.2 микросхемы CD40106 и транзисторе VT4 2N7000.

Величина зарядного тока накопительного конденсатора C2 и, следовательно, частота генерации задается регулировкой потенциометра R1. Резистор R3 ограничивает минимальное значение частоты генерации. Таким образом, конденсатор C2 заряжается по линейно нарастающему закону. Когда напряжение на обкладках конденсатора C2 превысит напряжение переключения логического элемента DD1.1, произойдет мгновенное переключение состояния логических элементов DD1.1 и DD1.2, транзистор VT4 откроется и разрядит конденсатор C2, после чего

процесс заряда/разряда этого конденсатора будет периодически повторяться.

Частота пилообразных импульсов на выходе генератора регулируется от 20 Гц до 10 кГц; максимальное напряжение на выходе генератора 7.0 В.

Частоту генерации ГЛИН, Рисунок 4, можно регулировать также потенциометром, включенным в цепь эмиттера транзистора VT3. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN7404](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN7414](#)
4. [Datasheet Microchip 2N7000](#)
5. [Datasheet Fairchild BC547C](#)
6. [Datasheet Fairchild BC557B](#)
7. [Datasheet Fairchild BC558B](#)

# Входная цепь осциллографа на основе звуковой карты

Stephen Woodward

EDN

Появление недорогих стандартизированных 16- и 24-битных аудиоустройств ввода-вывода для персональных компьютеров вдохновило на создание приложений, имитирующих осциллографы. Многие из этих «Осциллографов на звуковых картах» вполне функциональны, обеспечивая масштабирование входного сигнала, управление параметрами запуска и временной развертки, частотный анализ, хранение файлов данных и поддержку встроенных генераторов сигналов.

Но даже самые лучшие программные средства не могут преодолеть основные ограничения «железа», которое, в конце концов, было специально оптимизировано для записи и

воспроизведения звука, будучи при этом максимально дешевым. К числу таких ограничений относятся:

1. Слишком низкое входное сопротивление, обычно не превышающее 10–30 кОм, что может привести к чрезмерной нагрузке на источник сигнала.
2. Диапазон входных сигналов, ограниченный уровнем порядка 5 В пик-пик, с вероятностью повреждения (возможно, даже подключенного компьютера) в случае значительного превышения, этого уровня.
3. Ограничения полосы пропускания: сверху – значением примерно 20 кГц, снизу – 10 Гц, 20 Гц или даже 100 Гц.

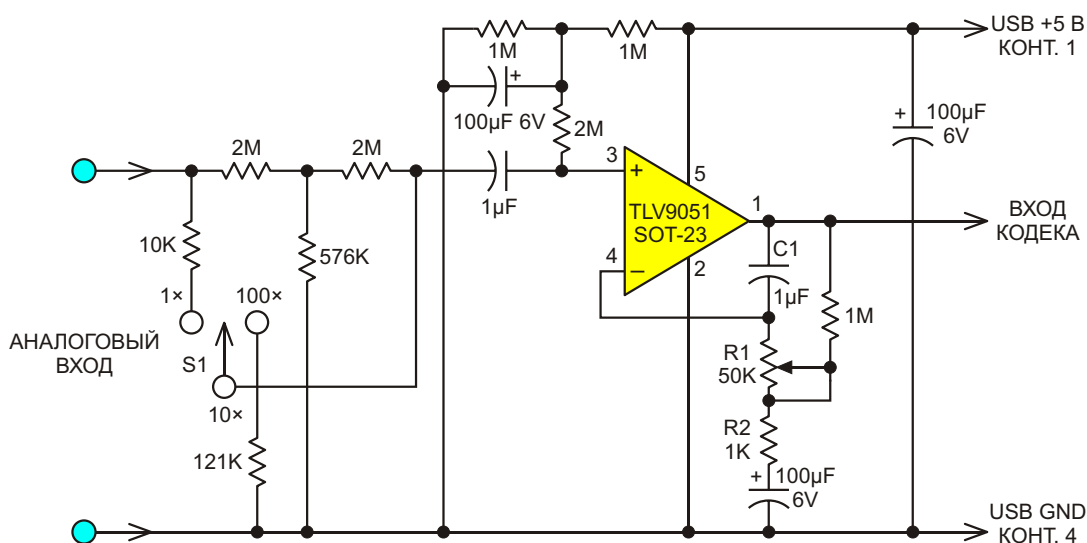


Рисунок 1. Входная цепь осциллографа на основе звуковой карты.



В ответ на это в литературе появилось множество описаний аппаратных средств. Предложены схемы входных буферов и управляемых аттенюаторов, улучшающие входное сопротивление и расширяющие диапазон измеряемых сигналов, а оригинальная конструкция, основанная на UBX AD583 [1], подняла верхний предел полосы пропускания (для повторяющихся сигналов) до 50 МГц!

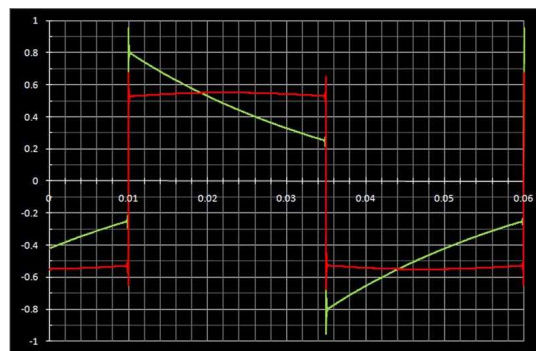
Описанная здесь входная цепь для осциллографа на основе звуковой карты немного отличается от других. Схема на Рисунке 1 сочетает в себе мегаомное входное сопротивление со ступенчатым аттенюатором  $\times 10$ - $\times 100$ , но, кроме того, дополнительно расширяет нижний предел полосы пропускания звуковой карты более чем в 10 раз. Для двухканальных осциллографов (стерео звуковая карта) схема просто дублируется.

Входная цепь начинается с аттенюатора на резисторной цепочке, коммутируемой переключателем S1. С помощью простого трехпозиционного переключателя ВКЛ-ВЫКЛ-ВКЛ она обеспечивает минимальный входной импеданс 1 МОм и трехступенчатое декадное ослабление без использования резисторов сопротивлением выше 2 МОм (точка, с которой прецизионные резисторы становятся дорогими).

Неинвертирующий буферный усилитель 9051 сдвигает уровень входного сигнала к середине напряжения питания и обеспечивает регулируемую низкочастотную коррекцию цепью обратной связи  $C1(R1+R2)$ . (Для конкретной используемой звуковой карты требуется лишь однократная калибровка). Вот как это работает.

Практически все кодеки звуковых карт имеют входы, связанные по переменному току, и даже, несмотря на то, что номинальная частота среза, определяемая постоянной времени входной разделительной RC цепи кодека может составлять всего 10 Гц (как в случае с кодеком, используемым для записи сигнала, отображаемого зеленой кривой на Рисунке 2), возникающее в результате искажение (спад вершины) типичного представляющего интерес сигнала (например, последовательности прямоугольных импульсов частотой 20 Гц, обозначенной красным цветом на Рисунке 2), может быть чрезмерным и неприятным.

Решение проблемы состоит в подборе такого значения  $(R1 + R2)$ , чтобы постоянная времени цепи обратной связи равнялась постоянной времени входа кодека и компенсировала ее; в данном примере это 22 мс. Типичное улучшение при такой однократной калибровке видно из красной кривой на Рисунке 2, что обеспечивает количественно точное воспроизведение исходной формы сигнала и всех аналогичных входных сигналов. Компенсация не совсем идеальна, поскольку в конечном итоге 9051 выйдет за пределы запаса по фазе, а также потому, что фильтрация верхних частот в кодеке иногда выполняется более сложными цепями, чем простой однополюсный RC фильтр. Тем не менее, как показывает Рисунок 2, улучшение является значительным и полезным.



**Рисунок 2.** Отклик схемы без низкочастотной коррекции характеристики кодека (зеленая осциллограмма) по сравнению со скорректированным откликом (красная осциллограмма).

Конечно, по мере того, как мы добавляем бесконечные усовершенствования к тому, что начиналось как общедоступная, простая, дешевая и веселая звуковая карта, в конечном итоге должен наступить момент, когда позолоты на лилии станет чрезмерно много, и ее экономическая эффективность будет потеряна. Надеюсь, предложенная схема не переступит эту черту. **PL**

## Ссылка

1. Doug Mercer. [Простая приставка превращает звуковую карту компьютера в высокоскоростной стробоскопический осциллограф](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TLV9051](#)

# Схема АРУ с динамическим диапазоном 60 дБ

Julius Foit

EDN

При обработке информации от аналоговых датчиков мы часто сталкиваемся с большими различиями в затухании сигналов между каналами связи или между датчиками. Или же имеют место ситуации, когда несколько идентичных датчиков в контролируемой системе возвращают сигналы примерно одинакового спектрального состава и динамического диапазона, но со значительно различающимися максимальными амплитудами. Иногда диапазон изменения значений сигналов можно оценить заранее и установить подходящие коэффициенты усиления цепей предварительной обработки. Однако чаще всего сигналы имеют непредсказуемые уровни, что приводит к потерям данных, связанным с неповторяющимися событиями. В таких случаях предотвратить насыщение измерительного канала и потерю данных может адаптивный предусилитель с автоматической регулировкой усиления (АРУ).

Предварительная обработка схемой АРУ ослабляет абсолютную амплитуду воспринимаемого сигнала, сохраняя при этом максимально возможное разрешение относительных амплитуд отдельных спектральных составляющих. В этой статье предлагается относительно простой и эффективный подход к реализации поканальной АРУ. В схеме используется метод прямого управления низкочастотным сигналом с помощью закороченного биполярного транзистора. На Рисунке 1

управляемый делитель напряжения, состоящий из постоянного сопротивления  $R_1$  и регулируемого сопротивления, управляет амплитудой сигнала переменного тока. Переменное сопротивление образовано дифференциальным сопротивлением биполярного транзистора  $Q_1$  с закороченными выводами базы и коллектора. Чтобы изменять сопротивление  $Q_1$ , в закороченный транзистор подается постоянный ток от стабилизированного источника, состоящего из источника напряжения  $V_{REG}$  и резистора  $R_2$  с большим сопротивлением. Чтобы исключить влияние  $R_2$  на передаточную характеристику схемы по переменному току, сопротивление резистора  $R_2$  должно значительно превышать сопротивление  $R_1$ .

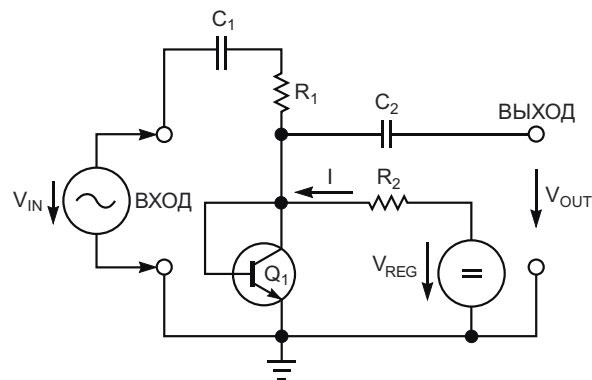
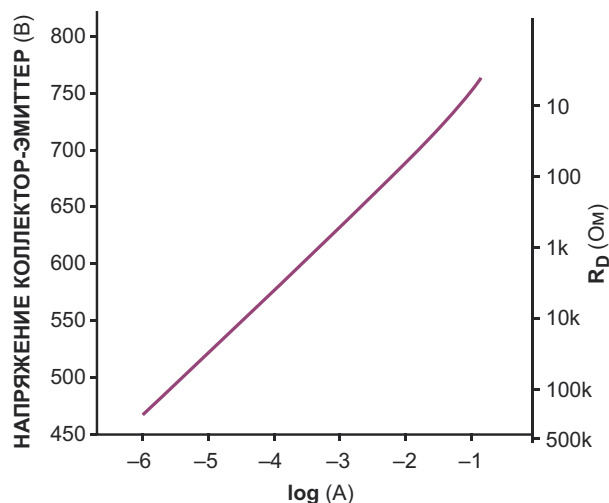


Рисунок 1. Один из элементов базовой схемы аттенюатора образован закороченным биполярным транзистором.

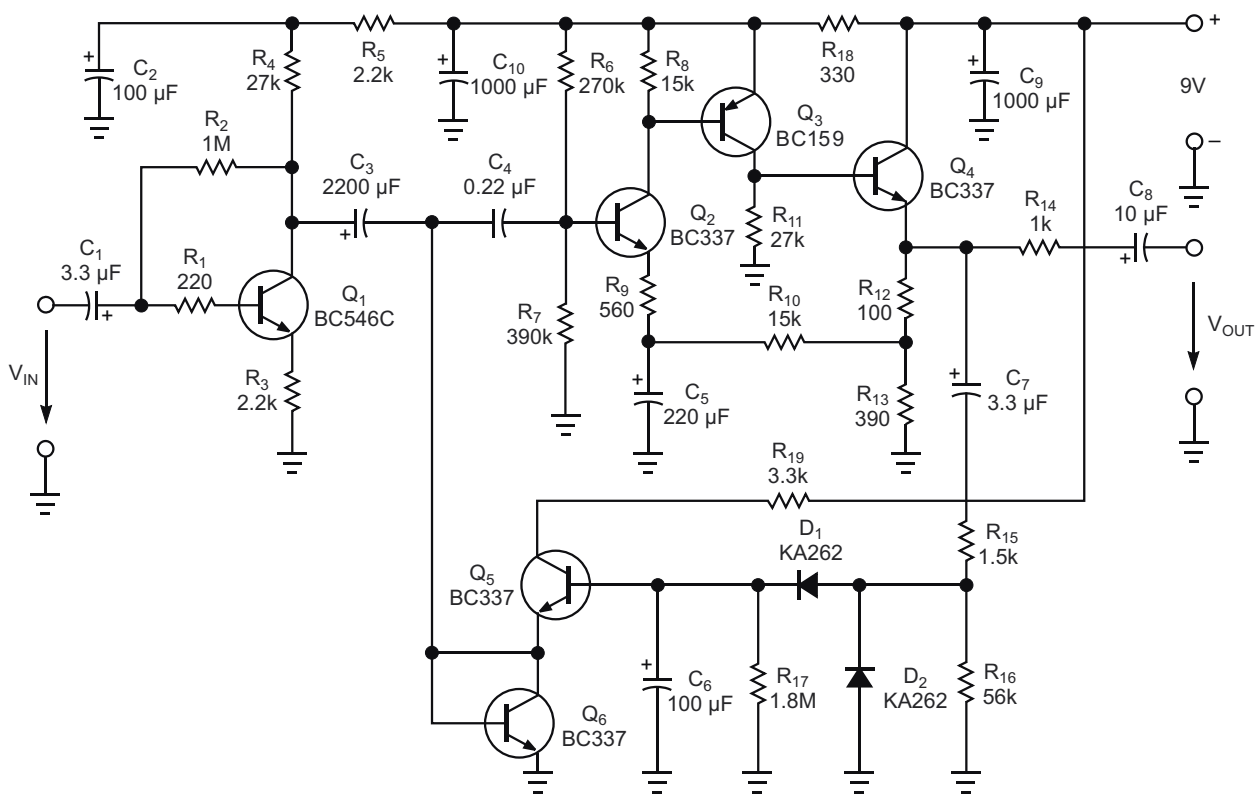
При всех разумных значениях положительного тока  $I$ , который обычно меньше максимально допустимого тока эмиттера транзистора  $I_E$ , напряжение насыщения коллектор-эмиттер транзистора  $Q_1$  меньше его порогового напряжения база-эмиттер, и транзистор работает в активном режиме. Вольтамперная характеристика закороченного транзистора сильно напоминает характеристику р-п перехода диода и соответствует уравнению Шокли, за исключением немного более высоких значений постоянного напряжения. То есть изменение напряжения устройства пропорционально логарифму изменения величины постоянного тока.

Следовательно, дифференциальное сопротивление закороченного транзистора в каждой рабочей точке его вольтамперной характеристики обратно пропорционально протекающему постоянному току. Другими словами, дифференциальная проводимость устройства прямо пропорциональна току. Поскольку в активном состоянии коэффициент передачи тока биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером обычно составляет 100 или более, дифференциальное сопротивление точно соответствует этому правилу в широком диапазоне токов.



**Рисунок 2.** Вольтамперная характеристика показывает соответствующую зависимость дифференциального сопротивления от тока для короткозамкнутого транзистора BC337-16. (Суффиксом «-16» обозначается группа транзисторов с коэффициентом передачи тока от 100 до 250).

Таким образом, изменение напряжения  $V_{REG}$  в схеме на Рисунке 1 изменяет ток  $I$  и управляет коэффициентом деления напряжения цепи  $R_1-Q_1$ . Разделительные конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  отделяют аттенюатор схемы



**Рисунок 3.** Эту схему АРУ можно собрать полностью из дискретных компонентов.

от источника входного сигнала и выходной нагрузки. Рисунок 2 иллюстрирует типичную вольтамперную характеристику короткозамкнутого малосигнального биполярного транзистора, показывающую, что дифференциальным сопротивлением можно управлять в диапазоне не менее пяти декад, то есть более 100 дБ.

В практических схемах диапазон регулирования ограничен конечными значениями сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ . Для правильной работы схемы и поддержания суммарного коэффициента нелинейных искажений (total harmonic distortion, THD) на уровне ниже 5% амплитуда выходного напряжения  $V_{OUT}$  должна составлять всего несколько милливольт. Даже с учетом этих ограничений предложенная схема аттенюатора, по-видимому, является одной из лучших и простейших схем АРУ.

Полная схема устройства показана на Рисунке 3. Входной сигнал  $V_{IN}$  управляет буферным каскадом на транзисторе  $Q_1$ , нешунтированный эмиттерный резистор  $R_3$  которого служит четырем целям. Во-первых, он увеличивает дифференциальное выходное сопротивление  $R_{D1}$  транзистора  $Q_1$  до приблизительного значения, определяемого из формулы (1):

$$R_{D1} = \frac{h_{11E} h_{21E} R_3}{h_{11E} h_{22E}} \quad (1)$$

Увеличение дифференциального выходного сопротивления схемы настолько велико, что его значение почти исключительно определяется сопротивлением резистора  $R_4$ , равным 27 кОм. Во-вторых, при нешунтированном резисторе  $R_3$  коэффициент усиления по напряжению каскада на транзисторе  $Q_1$  увеличивается до

$$A_{IC1} = (h_{22E} R_3 + h_{21E}) \frac{R_4}{R_3} D_{HE} [h_{21E} + 1 + h_{12E} (R_3 + R_4)] R_3 h_{11E} \frac{R_4}{R_3} \quad (2)$$

Это формула упрощается до

$$A_{IC1} = \frac{R_4}{R_3}$$

Обратите внимание, что  $D_{HE}$  обозначает определитель

$$h_{11E} h_{22E} - h_{12E} h_{21E},$$

включенный в эту статью для теоретической точности. Однако современные кремниевые транзисторы позволяют пренебречь числовым значением  $D_{HE}$  без существенного влияния на точность расчета. В-третьих, как видно из формулы (2), отсутствие шунтирования резистора  $R_3$  помогает линеаризовать зависимость коллекторного тока  $Q_1$  от управляющего напряжения. В-четвертых, дифференциальное входное сопротивление базы  $Q_1$  повышается до

$$R_{dBASE} = h_{11E} + h_{21E} R_3,$$

что заметно больше и в меньшей степени зависит от мгновенного положения рабочей точки, чем только  $h_{11E}$ . (В этой формуле  $R_{dBASE}$  – динамическое сопротивление базы транзистора).

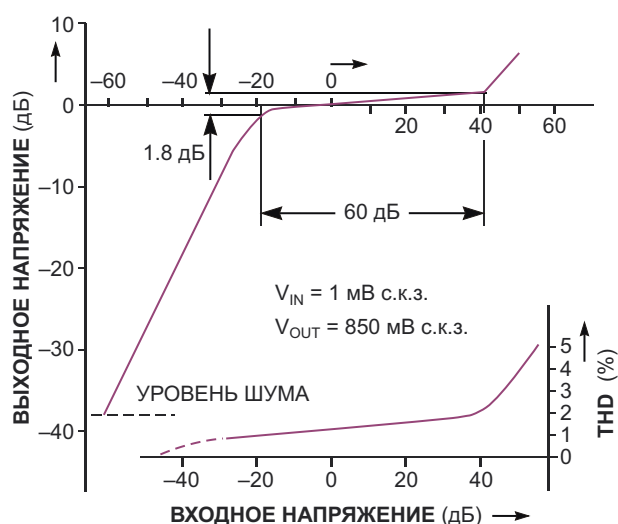
В схеме на Рисунке 3 резистор  $R_4$  соответствует верхнему (постоянному) резистору  $R_1$  на Рисунке 1, а транзистор  $Q_6$  – это элемент аттенюатора с регулируемым сопротивлением. Транзистор  $Q_5$  питает стабильным током коллектор  $Q_6$ , а включение его в конфигурации с общим эмиттером позволяет работать с небольшим током базы. Такой подход дает возможность использовать резистор  $R_{17}$ , определяющий время отпускания АРУ, с большим сопротивлением, что обеспечивает длительное время отпускания АРУ. Резистор  $R_{19}$  ограничивает максимальный управляющий постоянный ток, идущий через транзисторы  $Q_5$  и  $Q_6$ .

Благодаря большой емкости конденсатора  $C_3$  его реактивное сопротивление даже для самых низкочастотных составляющих спектра сигнала незначительно по сравнению с минимальным дифференциальным сопротивлением транзистора  $Q_6$ , то есть сопротивлением при максимальной амплитуде сигнала и полном управлении. Выпрямитель с удвоением напряжения, содержащий диоды  $D_1$  и  $D_2$ , извлекает часть сигнала из выходного каскада на транзисторе  $Q_4$  и вырабатывает управляющее напряжение для базы  $Q_5$ . Такое решение позволяет детектировать большие пиковые амплитуды несимметричных сигналов. Резистор  $R_{15}$  определяет время «срабатывания» АРУ. Слишком маленькие значения сопротивления  $R_{15}$  в сочетании с емкостью  $C_6$

могут привести к неустойчивости схемы, образовав полюс передаточной функции в цепи обратной связи. Резистор  $R_{17}$  определяет время отпускания АРУ.

Чтобы обеспечить хороший отклик на высокочастотные составляющие сигнала, в качестве  $D_1$  и  $D_2$  следует использовать диоды Шоттки или быстродействующие кремниевые диоды с р-п переходом. Основное усиление схемы по напряжению обеспечивает комплементарный каскад со связью по постоянному току на транзисторах  $Q_2$  и  $Q_3$ . Резистор  $R_{14}$  сопротивлением 1 кОм изолирует выходной эмиттерный повторитель  $Q_4$  от клеммы выходного сигнала. При необходимости можно использовать резистор  $R_{14}$  меньшего сопротивления, но если сопротивление слишком мало, соединительный кабель с большой емкостью может спровоцировать паразитную генерацию каскада на транзисторе  $Q_4$ .

На Рисунке 4 показана зависимость выходного напряжения от амплитуды входного синусоидального сигнала. Диапазон входных напряжений, в котором сохраняется эффективность работы АРУ, составляет от 100 мкВ до 100 мВ, то есть, 60 дБ. В этом входном диапазоне выходное напряжение изменяется менее чем на 2 дБ, достигая номинального значения 775 мВ с.к.з. при уровне входного сигнала  $-20$  дБ (100 мкВ с.к.з.). Входная точка 0 дБ установлена произвольно при



**Рисунок 4.** Как видно из графика амплитудной характеристики, диапазон управления составляет 60 дБ (верхняя кривая), а общие гармонические искажения значительно ниже 5% во всем диапазоне регулирования (нижняя кривая).

входном сигнале 1 мВ с.к.з., что соответствует выходному сигналу 803 мВ с.к.з. Время срабатывания АРУ для синусоидального входного сигнала, скачкообразно нарастающего от 0 до 100 мВ с.к.з., составляет примерно 0.3 с, а время отпускания при изменении от 100 мВ с.к.з. до уровня  $-20$  дБ (100 мкВ с.к.з.) равно приблизительно 100 с. На Рисунке 4 также представлен график зависимости THD от входного напряжения. Искажения остаются значительно ниже порога 5% во всем диапазоне входных напряжений.

Чтобы измерить флуктуационный входной шум attenuатора, нужно нагрузить вход номинальным сопротивлением источника 1 кОм. При низких входных напряжениях шум входного каскада на транзисторе  $Q_1$  ограничивает полезный динамический диапазон обрабатываемого сигнала. Среднеквадратичный уровень шума для входных сигналов, не превышающих порога АРУ, составляет около  $-38$  дБ относительно номинального выходного уровня. Когда АРУ становится активной, отношение сигнал/шум увеличивается пропорционально уменьшению АРУ. Например, при входном сигнале 0 дБ (1 мВ с.к.з.) отношение сигнал/шум возрастает примерно до 60:1.



**Рисунок 5.** Собранный усилитель АРУ размещается на односторонней печатной плате.

Если собрать схему, используя пассивные компоненты с номиналами, показанными на Рисунке 3, полоса пропускания усилителя по уровню  $-3$  дБ будет охватывать диапазон от 45 Гц до 35 кГц. При напряжении источника питания 9 В и отсутствии входного сигнала схема потребляет примерно 12 мА. На Рисунке 5 показана фотография собранной печатной платы. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Unitra Cemi BC159](#)
2. [Datasheet onsemi BC337](#)
3. [Datasheet onsemi BC546](#)
4. [Datasheet Tesla KA262](#)

# Защита токоизмерительного усилителя от бросков напряжения

Arpit Mehta, Prashanth Holenarsipur

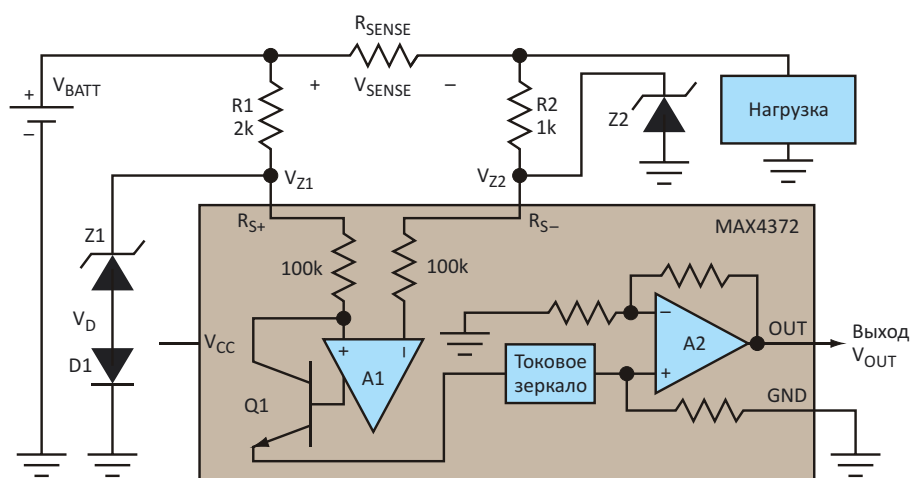
Electronic Design

Некоторым токоизмерительным усилителям приходится противостоять частым перенапряжениям. Например, токоизмерительный усилитель, контролирующий токи разряда аккумуляторной батареи автомобиля, должен выдерживать высоковольтные импульсы «сброса нагрузки», возникающие при отключении нагрузки от аккумулятора. Это вызывает индуктивные выбросы и перенапряжения на выходе генератора. Если эти импульсы превышают допустимое синфазное напряжение усилителя, усилитель требует внешней схемы защиты.

Для такой схемы нужна только пара стабилитронов, пара резисторов и еще один диод (Рисунок 1). Диапазон синфазных напряжений взятого для примера усилителя MAX4372

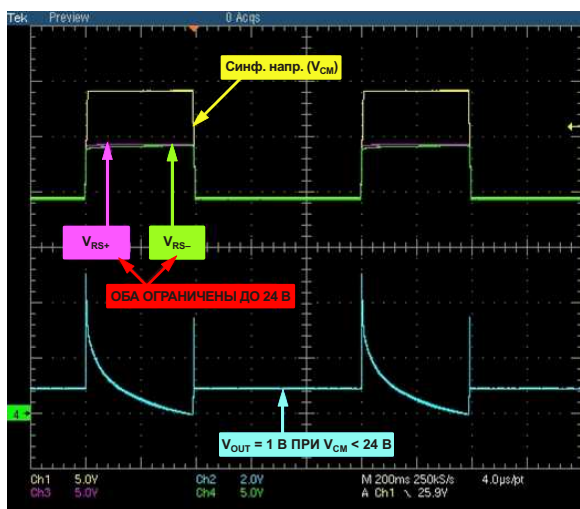
составляет от 0 до 28 В. Этого более чем достаточно для измерения напряжения автомобильного аккумулятора, которое меняется от 6 В до 18 В. Однако при сбросе нагрузки напряжения могут достигать 35 В и сохраняться в течение 0.5 с, что значительно превышает абсолютный максимум в 30 В, установленный для входного напряжения усилителя. Таким образом, усилитель нуждается во внешней защите.

Избежать дополнительных погрешностей от смещения входного напряжения можно, выбирая различные номиналы входных защитных резисторов R1 и R2 (2 кОм и 1 кОм, соответственно), компенсируя, тем самым, влияние неравных токов смещения усилителя. Подробнее о выборе номиналов этих



**Рисунок 1.** Несколько компонентов, добавленных к токоизмерительному усилителю, могут защитить схему от синфазных напряжений выше 30 В.

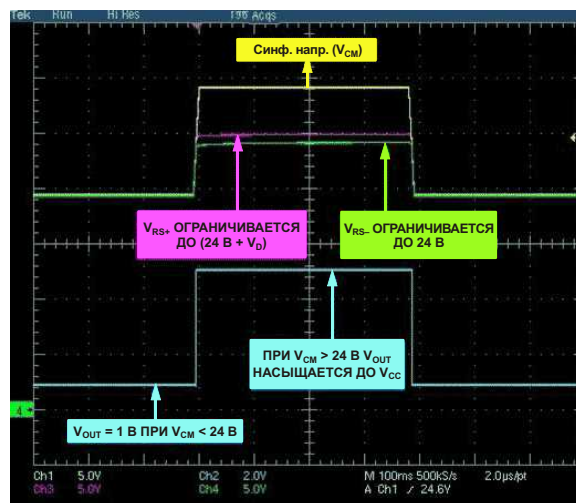
резисторов можно прочесть в [1]. Стабилитроны Z1 и Z2 имеют пробивное напряжение 24 В и способны рассеивать мощность, достаточную, чтобы выдерживать втекающие токи примерно 11 мА, которые проходят через них в условиях 35-вольтового пика при сбросе нагрузки. (Напряжение на последовательном 1-килоомном резисторе R2 равно напряжению сброса нагрузки 35 В за вычетом напряжения ограничения 24 В).



**Рисунок 2.** Без диода D1 на выходе усилителя возникают выбросы, обусловленные изменениями измеряемого дифференциального напряжения.

На Рисунке 2 показана осциллограмма выходного напряжения усилителя при наличии 35-вольтовых импульсов сброса нагрузки без диода D1. При нормальном напряжении аккумуляторной батареи выходное напряжение  $V_{OUT} = 1$  В соответствует ожидаемому (входное напряжение  $V_{SENSE} = 50$  мВ и коэффициент усиления равен 20). Возникающее при сбросе нагрузки входное синфазное напряжение ограничивается стабилитронами до 24 В, а выходной сигнал усилителя после нескольких выбросов устанавливается на уровне 0 В.

Поскольку пробивные напряжения двух стабилитронов обычно немного различаются из-за производственного разброса парамет-



**Рисунок 3.** С диодом D1, включенным последовательно со стабилитроном Z1, выход усилителя смещается к напряжению отрицательной шины питания.

ров и разных рабочих токов (Z1 работает при 5.5 мА, а Z2 – при 11 мА), разность ( $V_{Z1} - V_{Z2}$ ) проявляет себя как изменяющееся измеряемое дифференциальное напряжение, что вызывает нежелательные выбросы на выходе. Для их устранения можно добавить диод D1 последовательно с Z1 или Z2. Диод во время сброса нагрузки делает дифференциальное напряжение  $V_{Z1} - V_{Z2}$  положительным или отрицательным, что, в свою очередь, смещает выход усилителя к одной из шин питания ( $V_{CC}$  или GND), тем самым, предотвращая выбросы на выходе во время переходных процессов на входе. Подключение диода последовательно со стабилитроном Z1 смещает выход усилителя к напряжению положительной шины питания (Рисунок 3). Подключение диода последовательно со стабилитроном Z2 смещает выход усилителя к напряжению отрицательной шины питания. **РЛ**

## Ссылки

1. [Performance of current-sense amplifiers with input series resistors](#). Application Note 3888

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4372F](#)

# Простой способ снижения мощности, рассеиваемой обмоткой реле

Darryl Widman

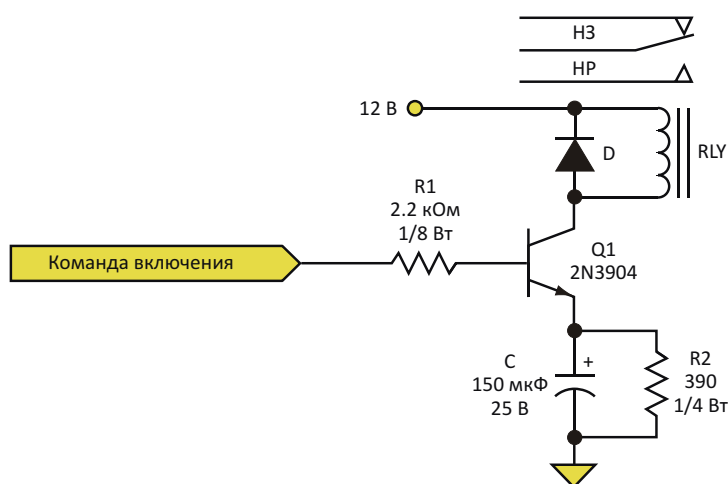
Electronic Design

Недавно инженер Санджай Р. Чендванкар из Мумбаи, Индия, предложил новый способ уменьшения тока, идущего через катушку реле [1]. Его идея была основана на использовании незадействованной в схеме пары замкнутых контактов этого реле для снижения управляющего напряжения на реле после его включения. Эта конструкция работает очень хорошо, но что делать, когда неиспользуемая пара контактов недоступна?

Хорошо известно, что возбужденная катушка реле будет поддерживать замкнутое состояние контактов даже после некоторого снижения управляющего напряжения. В течение многих лет мы использовали очень про-

стой подход к снижению управляющего напряжения реле, не требующий ни неиспользуемых контактов, ни сложных схем. Все, что нужно сделать, это добавить два простых компонента – включенные параллельно резистор и конденсатор.

Пара резистор/конденсатор разрывает обычное соединение с «землей» эмиттерного вывода управляющего транзистора (Рисунок 1). Когда управляющий транзистор выключен, резистор R2 гарантирует, что конденсатор разряжен. Когда внешняя команда включает управляющий транзистор, этот незаряженный электролитический конденсатор в течение некоторого времени представ-



**Рисунок 1.** RC-цепочка, включенная последовательно с обмоткой, обеспечивает надежное включение реле полным током, а затем снижает ток для экономии энергии.



ляет собой короткое замыкание, обеспечивая протекание максимального тока через обмотку реле и бездребезговое замыкание его контактов.

Однако по мере того, как конденсатор заряжается, напряжение на обмотке и ток через нее уменьшаются. Схема достигает установившегося состояния, когда конденсатор заряжается до такой степени, что весь ток обмотки реле проходит через резистор R2. Контакты реле будут оставаться замкнутыми до тех пор, пока не будет снято внешнее управляющее напряжение.

В этом примере сопротивление резистора примерно в два раза превышает сопротивление обмотки реле: 390 Ом для сопротивле-

ния обмотки 200 Ом. Выбранный конденсатор 150 мкФ/25 В образует комбинацию, которая хорошо работает при номинальном напряжении обмотки 12 В. Если бы эмиттер управляющего транзистора был просто подключен к «земле», цепь реле потребляла бы около 58 мА. С добавлением резистора/конденсатора установившийся ток составляет всего 20 мА, что дает хорошую экономию энергии. Дополнительные контакты реле не требуются, а два добавочных компонента стоят всего несколько центов.

### Ссылка

1. Sanjay R. Chendvankar, "[Driver Saves Power In Energized Relay](#)".

# Генераторы ступенчато качающейся частоты

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены схемы низкочастотных генераторов импульсов прямоугольной формы ступенчато изменяющейся во времени частоты. Первый из генераторов обеспечивает на своих выходах сетку из  $2 \times 8$  частот. Второй генератор – сетку из  $4 \times 15$  частот. Предусмотрена ручная установка частоты генерации, либо ступенчатое ее управление от встроенного или внешнего генератора импульсов.

Генераторы качающейся частоты (ГКЧ) находят применение в измерительной технике; такие генераторы используют, например, для получения амплитудно-частотных характеристик, а также при настройке фильтров. Помимо прочего, ГКЧ могут быть использованы в качестве генераторов фиксированных частот.

Генератор ступенчато качающейся частоты, Рисунок 1, позволяет получить на выходах сетки частот  $f_1$  и  $f_1/2$ . Частоту генератора

можно задавать ручной ступенчатой установкой, либо ступенчато переключать во времени частоты выходных сигналов при использовании внешнего или внутреннего генератора тактовых импульсов.

Генератор содержит внутренний генератор импульсов на элементе DD1.1 микросхемы CD40106, работающий на фиксированной частоте 100 Гц. Кроме того, при помощи переключателя SA1 вход счетчика импульсов на микросхеме DD2 CD4017 может быть под-

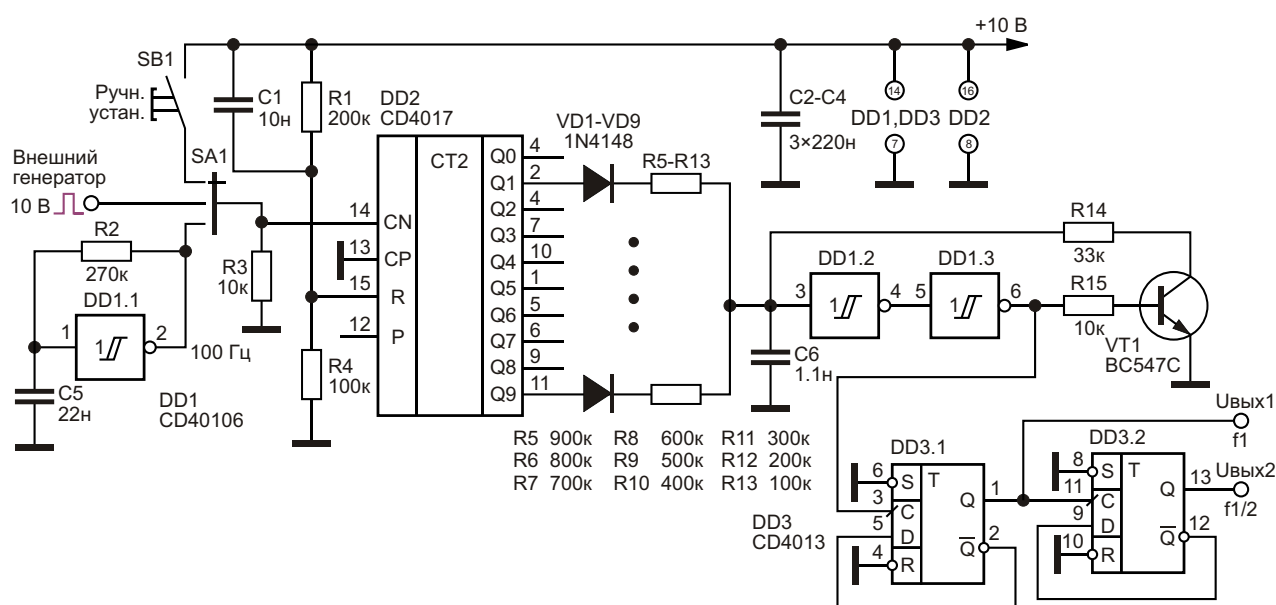


Рисунок 1. Генератор ступенчато качающейся частоты с сеткой частот  $f_1$  и  $f_1/2$ .

**Таблица 1.** Частота импульсов на выходах генератора с сеткой частот  $f_1$  и  $f_1/2$

Позиция	$f_1$ , Гц	$f_1/2$ , Гц
0	—	—
1	500	250
2	562	281
3	640	320
4	740	370
5	876	438
6	1080	540
7	1400	700
8	1980	990
9	3117	1558

ключен к внешнему генератору задающих импульсов, либо к кнопке ручного переключения частоты SB1 «Ручная установка».

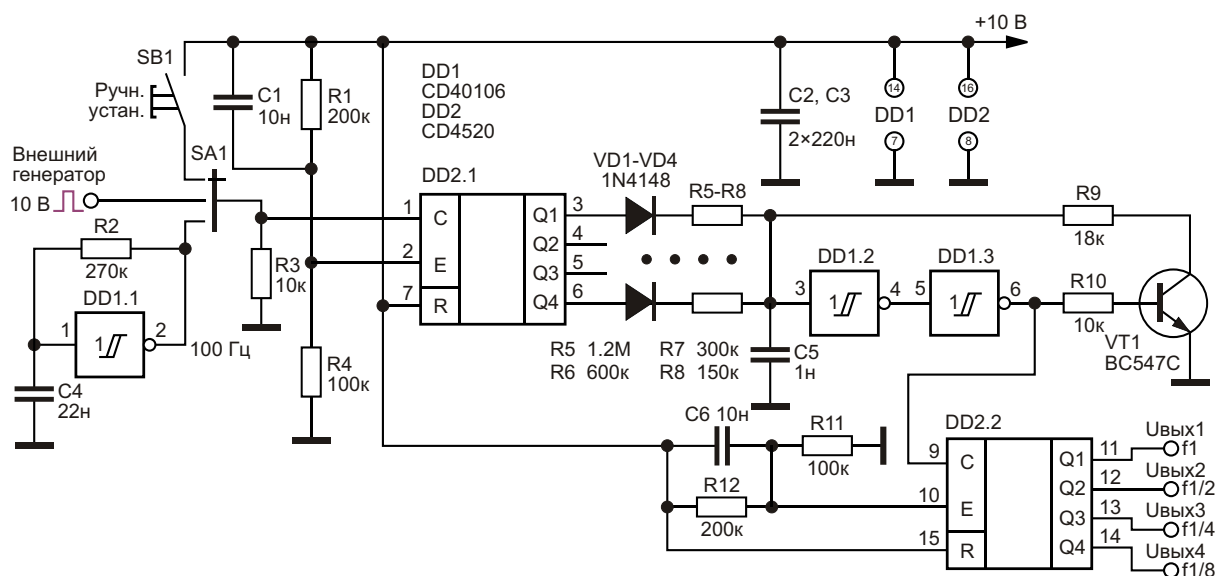
К выходам Q1–Q9 микросхемы DD2 счетчика импульсов через диоды VD1–VD9 подключена резистивная матрица R5–R13, определяющая частоту генерации импульсов иглообразной формы генератором на элементах DD1.2 и DD1.2 и транзисторе VT1 BC547C. С выхода этого генератора импульсы иглообразной формы поступают на последовательно включенную цепочку делителей частоты на D-триггерах микросхемы CD4013 (элементы DD3.1 и DD3.2).

Назначение этих триггеров – преобразование импульсов иглообразной формы в импульсы прямоугольной формы с коэффициентом заполнения 50% и одновременное последовательное деление частоты.

**Таблица 2.** Частота импульсов на выходах генератора с сеткой частот  $f_1$ ,  $f_1/2$ ,  $f_1/4$  и  $f_1/8$

Позиция	$f_1$ , Гц	$f_1/2$ , Гц	$f_1/4$ , Гц	$f_1/8$ , Гц
0	—	—	—	—
1	423	211.5	105.8	52.9
2	828	414	207	103.5
3	1240	620	310	155
4	1606	803	401.5	200.8
5	1998	999	499.5	249.8
6	2348	1174	587	293.5
7	2722	1361	680.5	340.3
8	3016	1508	754	377
9	3378	1689	844.5	422.3
10	3677	1838.5	919.3	459.6
11	3960	1980	990	495
12	4291	2145.5	1072.8	536.4
13	4558	2279	1139.5	569.8
14	4801	2400.5	1200.4	600.1
15	5080	2540	1270	635

При включении устройства за счет цепочки элементов C1, R1, R4 счетчик устанавливается в исходное состояние. При ручном управлении в этом состоянии генератор отключен, см. Таблицу 1. При каждом нажатии на кнопку SB1 уровень «лог. 1» последовательно появляется на выходах Q1–Q9 микросхемы DD2, поочередно подключая через диоды VD1–VD9 резисторы матрицы R5–R13 к плюсовой шине питания. Соответственно изменяется и частота генерации генератора импульсов на элементах DD1.2 и DD1.3 и транзисторе VT1.



**Рисунок 2.** Генератор ступенчато качающейся частоты с сеткой частот  $f_1$ ,  $f_1/2$ ,  $f_1/4$  и  $f_1/8$ .

Значения частот, получаемых на выходах триггеров (элементы DD3.1 и DD3.2) в зависимости от наличия уровня «лог. 1» на выходах Q1–Q9 микросхемы DD2, приведены в Таблице 1.

Второй из генераторов, Рисунок 2, имеет расширенную сетку (15×4) частот генерируемых сигналов. В этом генераторе для переключения элементов резистивной матрицы R5–R8, а также многоступенчатого деления частоты использована сдвоенная микросхема DD1 CD4520.

Значения частот, получаемых на выходах генератора, приведены в Таблице 2.

Резисторы, номиналы которых не попадают в ряд стандартных значений, получают параллельным или последовательным включением 2–3 резисторов, либо подбирают из группы резисторов с допуском отклонения от номинала 5–10%. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4013B](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4017](#)
4. [Datasheet Texas Instruments CD4520B](#)
5. [Datasheet Fairchild BC547C](#)

# Германиевый преобразователь запускается при напряжении 260 мВ

Clayton B. Grantham

Electronic Design

Независимо от того, о каком источнике питания портативного устройства идет речь, чем ниже напряжение, при котором запускается схема, тем лучше. Более низкое напряжение запуска также увеличивает время работы. Кроме того, чтобы полностью разрядить автономный источник питания, схема должна быть способна работать при минимальных напряжениях и токах.

Существующие повышающие схемы могут запускаться и разряжать источник питания при его напряжении до 1 В, но при этом в батарее остается слишком много неиспользуемой энергии. Другим источникам питания, таким как солнечные батареи или микротурбины, для запуска при напряжении, намного меньшем, чем 1 В, требуются специальные схемы. Например, напряжение на выходе одиночного солнечного элемента при полной освещенности составляет лишь 0.58 В.

Эту проблему решает схема, показанная на Рисунке 1. Она выполняет двухдроссельное повышающее преобразование при пусковом напряжении всего 260 мВ. Выходное напряжение индуктивных повышающих DC/DC схем выше входного. Балансная схема повышения напряжения на германиевых транзисторах проста, и хотя в ней используются всего два п-р-п транзистора, она безоговорочно запускается при очень низком напряжении. Для запуска предлагавшихся ранее повышающих схем на кремниевых транзисторах требовалось порядка вольта и намного больше компонентов.

Схема работает как автоколебательный мультивибратор. Устойчивая генерация начинается с входного напряжения  $V_{IN}$ , немного превышающего напряжение база-эмиттер ( $V_{BE}$ ) транзистора Q2. В результате создается положительный ток базы Q2

$$I_B = \frac{V_{IN} - V_{BE}}{R1},$$

протекающий через дроссель L1, и транзистор Q2 включается, соединяя L2 с землей. Транзистор Q1 закрыт, и ток дросселя L1 очень мал. Диоды D1 и D2 закрыты. Энергия,

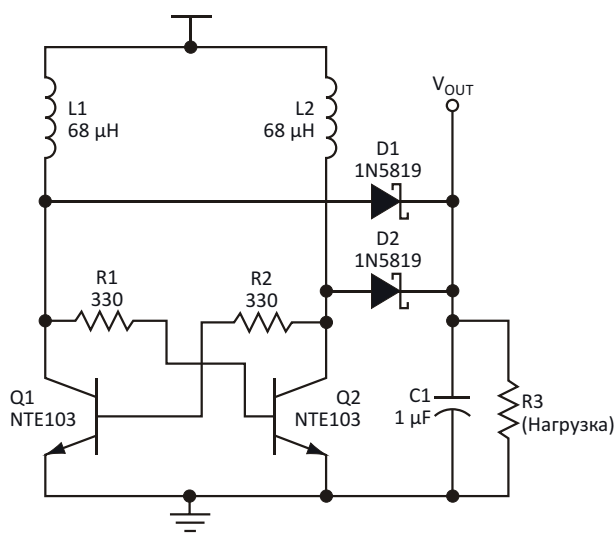


Рисунок 1. Эта повышающая схема без обратной связи запускается при входном напряжении всего 260 мВ.

запасенная в магнитном поле дросселя L2, увеличивается по мере увеличения тока L2 с положительной производной  $di/dt$ . По мере увеличения этого тока он также протекает через сопротивление насыщенного транзистора Q2. Напряжение коллектора Q2 становится достаточно большим, чтобы включить транзистор Q1.

Резистор R2 соединяет базу Q1 с коллектором Q2. Кроме того, R2 ограничивает базовый ток Q1. После включения транзистора Q1 ток, управлявший базой Q2, теперь замыкается на землю, и Q2 выключается. Выключение Q2 позволяет энергии обратного хода дросселя L2 открыть диод D2 и течь в нагрузку (R3) по мере того, как магнитное поле L1 ослабевает. Диод D1 остается закрытым. Когда L2 разряжается, диод D2 снова выключается. По мере увеличения тока дросселя L1 его магнитное поле нарастает при положительной производной  $di/dt$ . Этот ток протекает через сопротивление насыщения транзистора Q1. Напряжение коллектора Q1 становится достаточно большим, чтобы включить транзистор Q2.

Напряжение базы транзистора Q2 связано с коллектором Q1 через резистор R1, который также ограничивает ток базы Q2. После включения транзистора Q2 ток, управлявший базой Q1, замыкается на землю, и Q1 выключается. Выключение Q1 позволяет энергии обратного хода дросселя L1 открыть диод D1 и течь в нагрузку (R3) по мере того, как магнитное поле L2 ослабевает. Диод D2 остается закрытым. Когда L1 разряжается, диод D1 снова выключается.

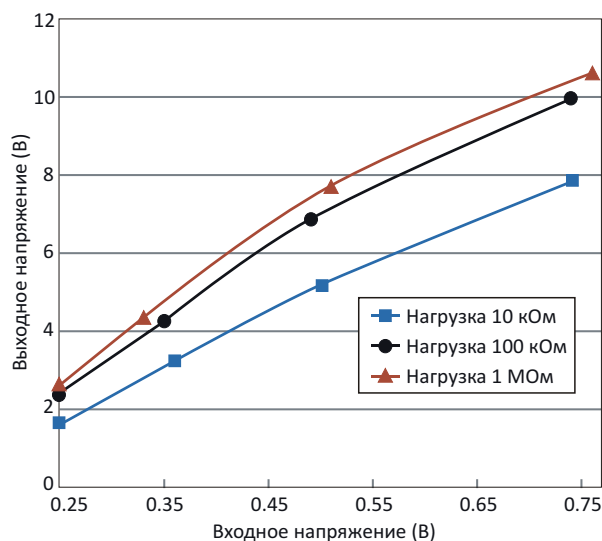
Это автоколебательный процесс повторяется до тех пор, пока напряжение батареи не упадет ниже напряжения база-эмиттер транзисторов Q1 или Q2. По мере увеличения входного напряжения увеличивается энергия, накопленная в дросселях L1 и L2, и, следовательно, увеличивается среднее напряжение на R3.

Период и скважность автоколебаний определяются индуктивностью дросселей L1 и L2, сопротивлением насыщения транзисторов Q1 и Q2, а также характеристиками переключения Q1 и Q2. Выбором соответствующих значений индуктивности и сопротивления схема может быть оптимизирована для конкретных величин нагрузки и входного напря-

жения. Для показанной на Рисунке 1 схемы типичная частота переключения составляет 88 кГц (при  $V_{IN} = 0.5$  В). При индуктивностях 100 мкГн частота уменьшается до 60 кГц, а при 39 мкГн – увеличивается до 152 кГц.

Преимущество этой сдвоенной повышающей конфигурации по сравнению с несимметричной конфигурацией заключается в том, что уровень выходных пульсаций ниже, а входной источник не выключается во время обратного хода. Для солнечной батареи или микротурбины длительность нерабочей части цикла неоптимальна.

На Рисунке 2 изображены передаточные характеристики схемы для разных величин нагрузки. Обратите внимание, что эта повышающая схема не имеет обратной связи, поэтому стабилизировать величину выходного напряжения или тока она не может. Однако в некоторых приложениях стабилизация и не требуется.



**Рисунок 2.** Ожидаемая зависимость среднего выходного напряжения от входного напряжения. Для легких нагрузок более 100 кОм выходное напряжение свыше 4.0 В поддерживается при входных напряжениях от 0.3 В.

Например, эта схема может напрямую управлять счетверенным компаратором LM2901 и счетверенным операционным усилителем LM2902. Другие приложения (логические схемы) требуют лишь ограничения верхнего значения напряжения, которое может быть выполнено с помощью шунтового регулятора или стабилитрона на выходе.

Но для достижения максимального КПД эту повышающую схему следует использовать только для временного питания полнофункциональной высокоэффективной микросхемы импульсного источника питания, подключив ее выход к слаботочному входу VCC микросхемы. Как только микросхема запустится, повышающую схему можно отключить. Сделать это можно, например, заменив резисторы R1 и R2 р-канальными полевыми транзисторами с р-п переходом (NTE326), а затем подтянув их затворы выше входного напряжения ( $V_{IN} + 1.2\text{ В}$ ).

Кроме того, входное напряжение схемы ограничено значением 2.0 В. Более высокое входное напряжение вызовет протекание чрезмерного тока в базах транзисторов Q1 и Q2, которые через R1, R2, L1 и L2 подключены непосредственно к  $V_{IN}$ .

Несколько иная характеристика передачи получается, если эта схема управляет белым светодиодом, а не резистивной нагрузкой. Для нормальной работы белого светодиода обычно требуется напряжение 3.6 В при токе 20 мА; таким образом, если источником питания является щелочная батарея, необходима

повышающая схема. Яркость светодиода напрямую зависит от среднего тока обратного хода, проходящего через диоды D1 и D2.

Измерения номинального тока светодиода при питании от щелочной батареи показали 3 мА при 0.53 В, 14 мА при 0.95 В, 26 мА при 1.19 В, 31 мА при 1.27 В и 50 мА при 1.53 В. Эти результаты были получены с дросселями Coilcraft DO1608C-683 и светодиодом NSPW500BS компании Nichia.

Во многих портативных электронных устройствах (таких как игрушки, КПК и т. д.) вы должны были бы выкинуть как «мертвую» каждую батарейку, напряжение на которой составляет около вольта. Но эта схема позволяет поддерживать светодиодную подсветку даже такими батарейками, а в случае использования аккумуляторов – обеспечить их более полный разряд. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Nichia NSPW500BS](#)
2. [Datasheet NTE NTE103](#)
3. [Datasheet NTE NTE326](#)
4. [Coilcraft DO1608C-683](#)

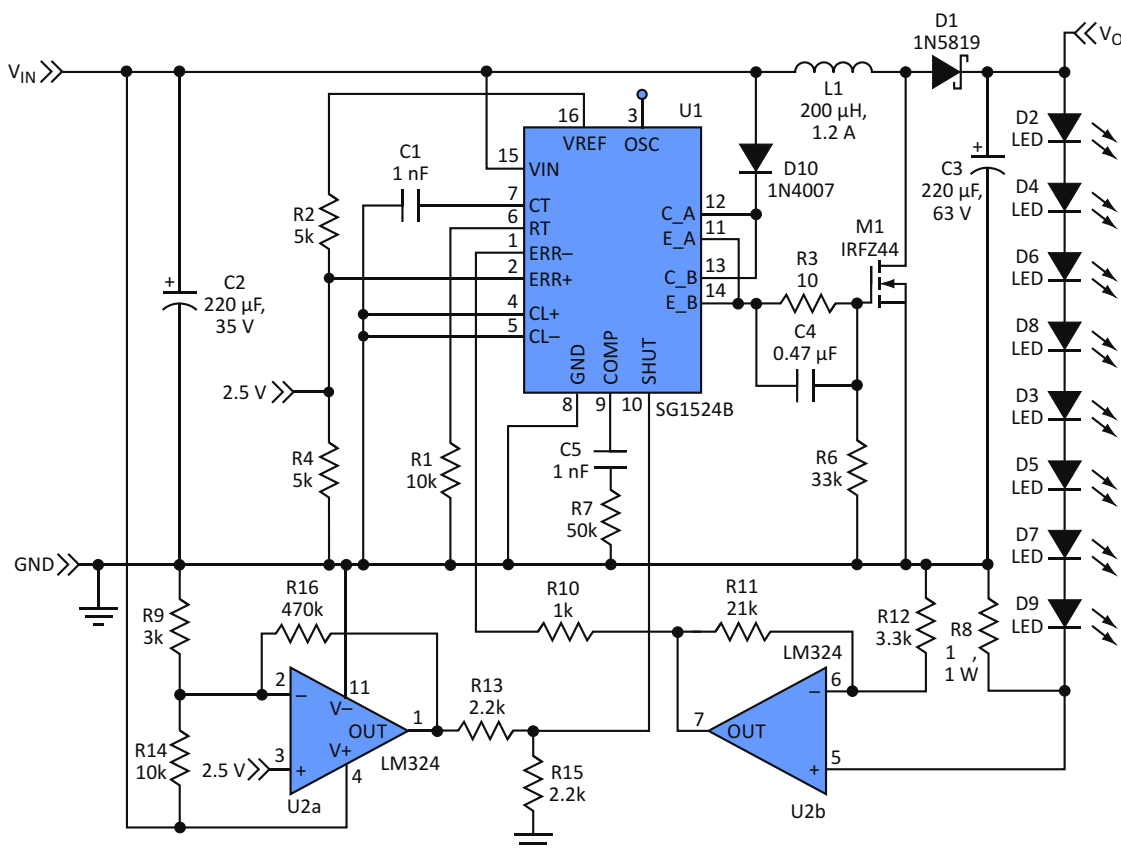
# Драйвер белых светодиодов высокой мощности для портативных приложений

Santosh Bhandarkar

Electronic Design

Многие считают белые светодиоды будущим освещением. Соединенные вместе, несколько светодиодов могут заменить лампу накаливания или компактную люми-

несцентную лампу. Для достижения полной яркости порядка 40 люмен мощным белым светодиодам требуется постоянное напряжение примерно 3.6 В при токе около 350 мА.



**Рисунок 1.** Эта схема драйвера цепочки мощных белых светодиодов поддерживает постоянную яркость свечения, независимую от изменений входного напряжения. Кроме того, она обеспечивает возможность диммирования и защиту от глубокого разряда аккумулятора.



В портативных приложениях белые светодиоды часто питаются от герметичных свинцово-кислотных аккумуляторов с типичным выходным напряжением 12 В. От такого же 12-вольтового источника питает цепочку белых светодиодов схема, показанная на Рисунке 1. Она отличается низкой стоимостью, высоким КПД, постоянной интенсивностью света, не зависящей от изменений напряжения батареи, возможностью диммирования и наличием защиты батареи.

В схеме драйвера использована микросхема SG1524 (U1) импульсного регулятора с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), работающая в повышающей конфигурации. Такая конфигурация позволяет микросхеме U1 выдавать максимальное напряжение около 40 В, которого достаточно для управления цепочкой, содержащей до 11 включенных последовательно одноваттных белых светодиодов. Из-за большой рассеиваемой мощности светодиоды должны быть установлены на подходящий радиатор. Индуктивность дросселя, емкости входного и выходного конденсаторов, параметры переключающего транзистора и выходного диода выбираются в соответствии с заданной рабочей частотой. Рабочая частота равна

$$F_{\text{OSC}} = \frac{1}{R1 C1} \quad (1)$$

Для этого примера выбрана частота порядка 100 кГц. Более высокие частоты позволяют использовать дроссели меньшего размера, но увеличивают потери переключения.

Напряжение батареи составляет 13.2 В при полном заряде и порядка 10.8 В при полном разряде. Напряжение на светодиодах должно быть достаточно высоким, чтобы светодиоды были смещены в прямом направлении при различных входных напряжениях. Для этого коэффициент заполнения D должен быть равен

$$D = \frac{V_O - V_D}{V_{IN} - V_D} \quad (2)$$

где

$V_O$  – выходное напряжение на светодиодной цепочке,

$V_D$  – падение напряжения на диоде D1,  
 $V_{IN}$  – минимальное напряжение батареи,  
 $V_{DS}$  – падение напряжения на MOSFET.

Для цепочки из восьми светодиодов  $V_O = 28.8$  В,  $V_{IN} = 11$  В и  $V_D = 0.4$  В для диода Шоттки. Пренебрегая напряжением  $V_{DS}$ , находим, что требуемый коэффициент заполнения равен 62.3%. Микросхема U1 имеет два независимых коммутационных транзистора, каждый из которых может работать с токами порядка 100 мА при максимальном коэффициенте заполнения 45%. Для получения требуемого коэффициента заполнения два транзистора соединены параллельно. Поскольку светодиодам требуется ток более 100 мА, необходим внешний MOSFET.

Для расчета величины индуктивности L1 начнем со среднего тока дросселя:

$$I_{L\_AVG} = \frac{I_O}{1 - D} \quad (3)$$

Если пульсации тока дросселя  $dI_L$  составляют определенный процент от среднего тока, пиковый ток дросселя равен:

$$I_{L\_PK} = I_{L\_AVG} + \frac{dI_L}{2} \quad (4)$$

Принимая, что пульсации равны 40% от среднего тока, получим  $I_{L\_PK} = 1.12$  А. Таким образом, индуктивность равна:

$$L = \frac{V_{IN} D}{F_{\text{OSC}} dI_L} \quad (5)$$

В этом примере формула (5) дает минимальное значение индуктивности 184.3 мкГн, когда входное напряжение  $V_{IN}$  равно 11 В. Емкость выходного конденсатора зависит от допустимой величины пульсаций выходного напряжения. Что касается емкости входного конденсатора, то она зависит от пикового тока.

Для обеспечения постоянства освещенности необходимо контролировать и поддерживать неизменным ток, проходящий через светодиоды. Для этого с помощью элементов R8, R11, R12 и U2b ток преобразуется в напряжение обратной связи, которое подается на инвертирующий вход усилителя ошибки

микросхемы U1. Эта отрицательная обратная связь регулирует коэффициент заполнения, стабилизируя ток через светодиоды. Изменение R11 обеспечивает регулировку яркости светодиодов.

Операционный усилитель U2a и резисторы R9, R13, R14, R15 контролируют напряжение батареи и выключают светодиоды, когда

напряжение батареи падает ниже 11 В, тем самым предотвращая ее глубокий разряд. **РЛ**

## Материалы по теме

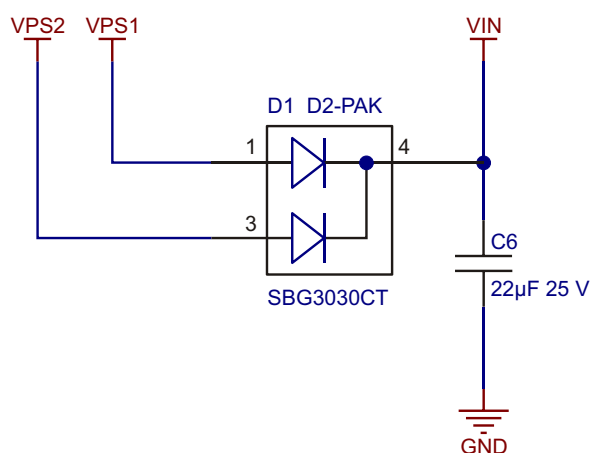
1. [Datasheet Microchip SG1524](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM324](#)
3. [Datasheet Fairchild 1N5819](#)
4. [Datasheet Vishay IRFZ44](#)

# Работа нескольких источников питания на общую нагрузку

Vardan Antonyan

EDN

Для некоторых проектов требуется больше мощности, чем может отдать один источник питания, и в такой ситуации для балансировки нагрузки можно использовать перенаправляющие диоды Шоттки (Рисунок 1). Чтобы реализовать простое распределение нагрузки, в этой схеме объединены выходные токи. Обратите внимание, что это отличается от резервирования питания; здесь другой случай, когда требуемая системе мощность не может быть обеспечена одним источником питания. Эта схема достаточно проста и будет работать в идеальных условиях, когда  $VPS2 = VPS1$ . То, что происходит в реальности, гораздо интереснее и делает такой подход несостоятельным.



**Рисунок 1.** Два источника питания с одинаковыми напряжениями работают на общую нагрузку в режиме разделения токов.

Чтобы оценить схему, можно проанализировать ее поведение при различных нагрузках и отклонениях напряжения источника питания, используя формулу для расчета прямого падения напряжения на диоде Шоттки при различных токах.

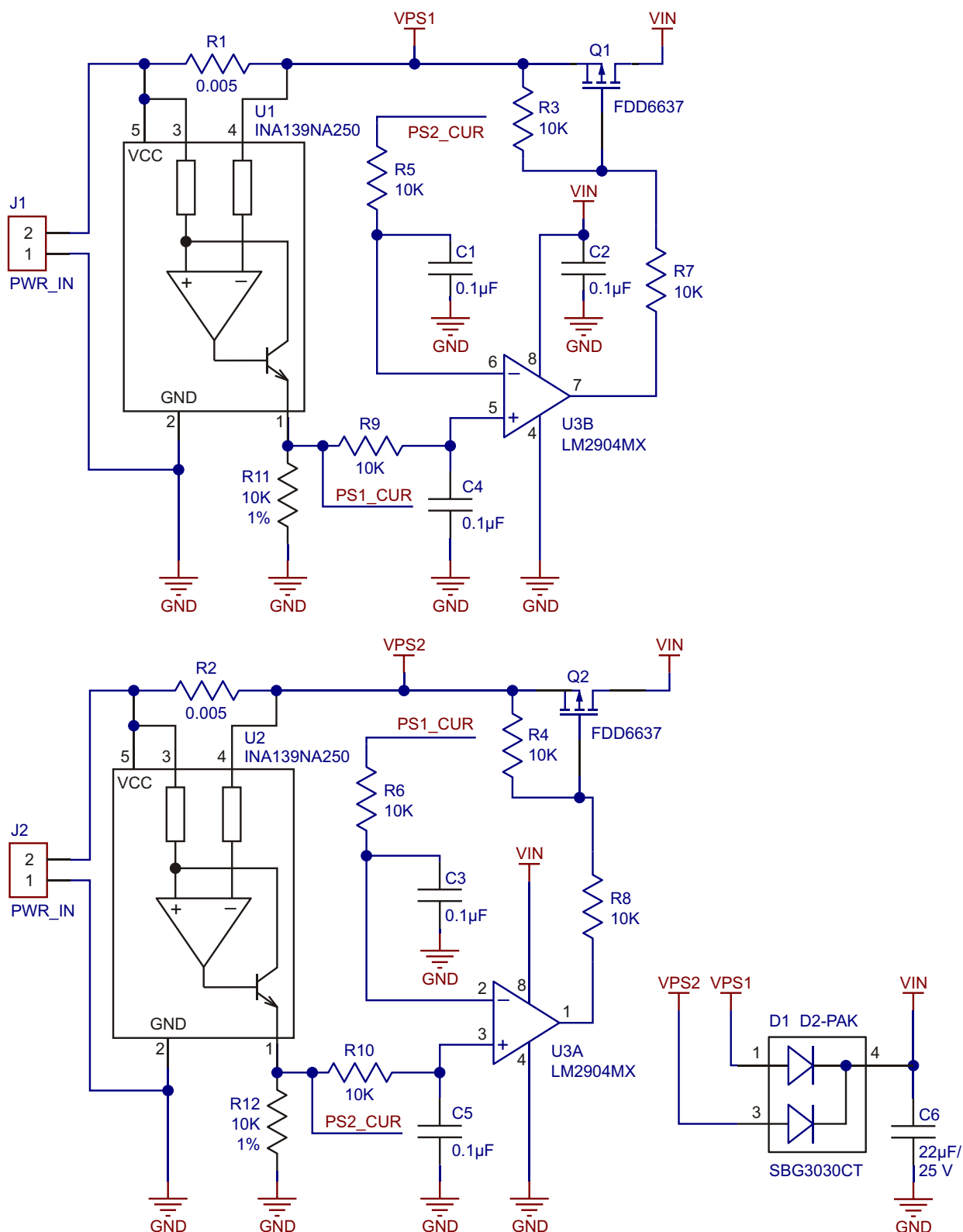
$$I = I_{SAT} e^{\frac{q(V - IR_s)}{nKT}} - 1.$$

Сложность заключается в том, что эта формула является лишь хорошим приближением, и для того, чтобы получить вольтамперную характеристику аналогичную графикам, приводимым в документации производителей диодов, нужно использовать соответствующее  $n$ . (В данном случае  $n$  было выбрано равным 10). Анализ оказался немного сложнее, чем ожидалось, поскольку пришлось рассматривать два разных источника питания и вычислять токи итеративно. Чтобы решить эту проблему, для вычисления токов и напряжений схемы использовались несколько итераций, выполненных с помощью написанной на Си программы (доступна в разделе Загрузки).

Результаты оказались неутешительными, поскольку они показывали, что при отклонении напряжения на  $\pm 1\%$  90% мощности забирается из одного источника питания. Одним словом, эта схема не является хорошим решением для источников питания с разницей

более чем в несколько десятков милливольт. Проблема в том, что не все стандартные блоки питания имеют регулировку выходного напряжения, особенно герметичные. Для ее

решения была разработана схема распределения нагрузки, использующая доступные компоненты и способная работать с любыми блоками питания (Рисунок 2).



**Рисунок 2.** Мониторы тока положительной шины измеряют токи обоих источников питания, а перекрестно управляемые транзисторы Q1 и Q2 выравнивают токи, отдаваемые каждым источником.

**Таблица 1. Только с диодами (Рисунок 1)**

	Тест	PS1	PS2	Ток нагрузки (А)	Напряжение нагрузки (В)	Мощность (Вт)	Общие потери (Вт)
Входное напряжение (В)	1	20.5	20.3	1.0	20.1	20.1	3.1
	2	20.4	20.3	2.5	20.0	50.0	4.0
	3	20.4	20.3	5.0	19.9	99.3	4.7
Входной ток (А)	1	1.1	0.1				
	2	2.4	0.3				
	3	3.9	1.2				
Входная мощность (Вт)	1	22.1	1.1				
	2	48.2	5.8				
	3	79.6	24.3				
Нагрузка (%)	1	95.0	4.9				
	2	89.3	10.6				
	3	76.5	23.4				

**Таблица 2. С распределением нагрузки (Рисунок 2)**

	Тест	PS1	PS2	Ток нагрузки (А)	Напряжение нагрузки (В)	Мощность (Вт)	Общие потери (Вт)
Входное напряжение (В)	1	20.5	20.3	1.0	20.2	20.2	3.2
	2	20.5	20.3	2.5	20.1	50.2	3.1
	3	20.4	20.2	5.0	20.0	100.2	7.5
Входной ток (А)	1	0.6	0.6				
	2	1.3	1.3				
	3	2.6	2.7				
Входная мощность (Вт)	1	11.6	11.8				
	2	26.2	27.1				
	3	53.3	54.3				
Нагрузка (%)	1	49.7	50.2				
	2	49.1	50.8				
	3	49.5	50.4				

Клеммы J1 и J2 подключаются к входам источников питания, а нагрузка подключается к VIN. Как видно из схемы, в дополнение к первоначальному перенаправляющим диодам теперь появились MOSFET Q1 и Q2, шунтирующие эти диоды для управления распределением нагрузки. MOSFET управляются операционными усилителями U3B и U3A, включенными так, чтобы каждый из них сравнивал ток собственного источника питания с током другого. Схема не предъявляет каких-либо строгих требований к компонентам, но R1, R11, R2 и R12 должны иметь допуски 1%. Сигналы на операционные усилители подаются через простые RC-фильтры нижних частот, чтобы сгладить любые скачки напряжения. Для измерения тока на выходе каждого источника питания используются токоизмерительные

усилители U1 и U2, а для выравнивания токов используется комбинация из RC-фильтра, операционного усилителя и MOSFET. Работоспособность этого решения было доказана при входном напряжении 12–19 В (обычные блоки питания ноутбуков) и токе нагрузки 10 А. Эффективность распределения нагрузки достаточно высока, чтобы каскадировать эти схемы для объединения четырех источников питания. Результаты испытаний схемы приведены в Таблицах 1 и 2. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments INA139](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor LM2904](#)
3. [Datasheet Fairchild FDD6637](#)
4. [Datasheet Diodes SBG3030CT](#)

## Загрузки

[Расчет токов и напряжений для схемы](#)

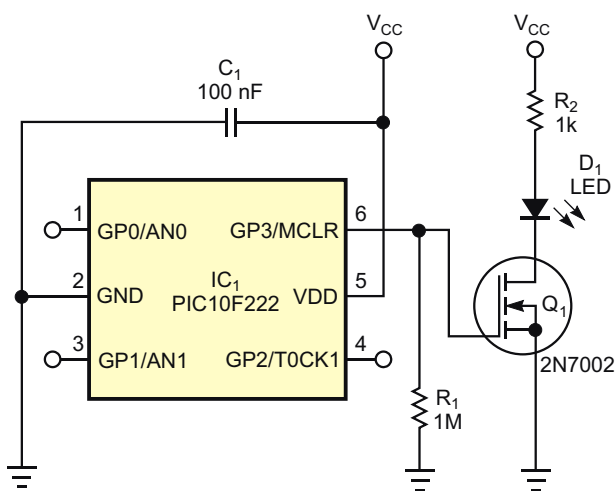


# Использование вывода MCLR микроконтроллера PIC в качестве выхода

Antonio Muñoz, Pilar Molina

EDN

Хотя производители микроконтроллеров стараются предлагать разработчикам продукты, которые почти точно соответствуют требованиям их проектов, часто бывает так, что не хватает всего одного выходного контакта. Такая ситуация особенно типична для небольших конструкций, использующих микроконтроллеры с восемью выводами или менее. В этой статье используется микроконтроллер PIC10F222 компании Microchip.



**Рисунок 1.** Добавление MOSFET и соответствующих цепей к входному контакту MCLR микроконтроллера PIC превращает этот контакт в выход.

PIC10F222, выпускаемый в корпусе SOT23-6, имеет три контакта ввода-вывода, один входной контакт, ПЗУ, флеш-память и модуль АЦП. Программировать эти крошечные микроконтроллеры нужно точно так же, как их старших братьев. Для этого требуются вывод MCLR, две линии ввода-вывода (данные и тактовый сигнал) и выводы питания ( $V_{CC}$  и GND). Чтобы войти в режим программирования, понадобятся выводы MCLR и питания. Поскольку микроконтроллер должен различать нормальный режим и режим программирования, в режиме программирования напряжение на выводе MCLR обычно достигает примерно 12 В. После этого при нормальной работе вывод MCLR можно настроить либо как вход внешнего сброса, либо как выход.

В этой конструкции один контакт был необходим для аналогового ввода, а остальные три для вывода. Таким образом, в рассматриваемой схеме потребовался дополнительный выход. По этой причине вывод MCLR в этой схеме используется в качестве выхода. Для простоты на Рисунке 1 показана только одна выходная цепь, связанная с выводом GP3/MCLR. Чтобы вывод GP3/MCLR мог работать как выход, в схеме используются конфигурируемые слабые подтягивающие резисторы, имеющиеся в этом микрокон-

троллере. Контакт GP3/MCLR должен работать на вывод, для чего в слове конфигурации микроконтроллера следует установить бит глобальной слабой подтяжки. Хотя индивидуальное конфигурирование резисторов слабой подтяжки невозможно, это не является проблемой, поскольку все остальные контакты настраиваются как аналоговые входы или цифровые выходы.

Резисторы слабой подтяжки, в зависимости от напряжений питания, имеют сопротивления от 20 до 150 кОм, поэтому для управления более сильноточными нагрузками, такими как изображенный светодиод, в этой схеме используется транзистор  $Q_1$ . Резистор  $R_1$  закрывает транзистор при отключении подтяжки. Поскольку затвор транзистора управляется сопротивлениями, максимальная частота переключения зависит от выбранного транзистора. Наихудшая ситуа-

ция возникает, когда транзистор  $Q_1$  нужно выключить. Время выключения транзистора  $Q_1$  определяется его емкостью затвор-исток и сопротивлением резистора  $R_1$ .

Напряжения программирования для вывода MCLR равны примерно 12 В. Следовательно, транзистор  $Q_1$  должен выдерживать напряжение затвор-исток, превышающее это значение. Для выбранного MOSFET это напряжение составляет  $\pm 18$  В. По этой причине не следует использовать в схеме цифровые MOSFET. Эту схему можно использовать и с другими микроконтроллерами PIC, а также почти со всеми микроконтроллерами семейства RS08KA компании Freescale. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip PIC10F222](#)
2. [Datasheet Microchip 2N7002](#)

# LDO регулятор с ультранизким уровнем шумов

Ken Yang

EDN

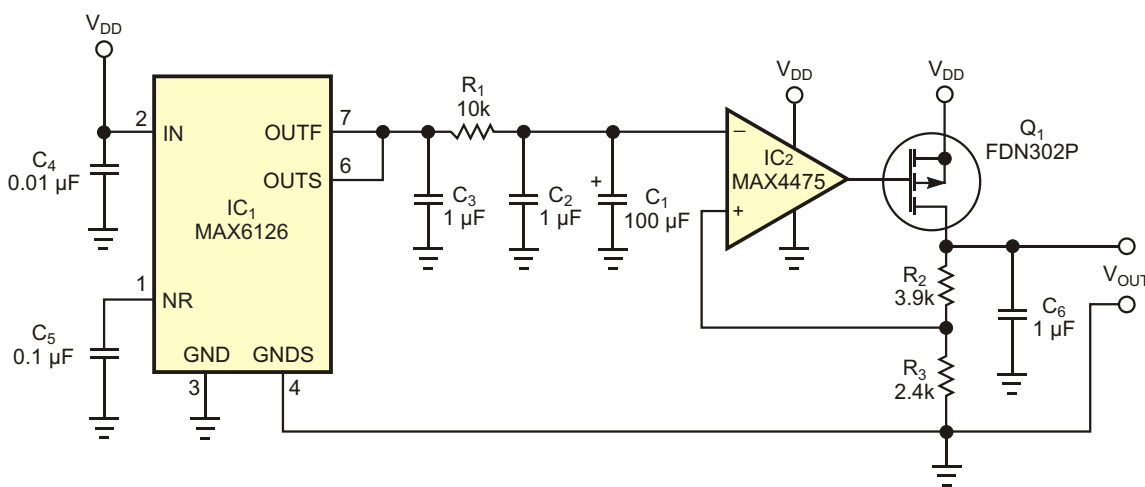
В электронных системах используется множество различных регуляторов с малым падением напряжения (LDO), но относительно немногие из них предназначены для приложений с низкими уровнями шумов. (Например, MAX8887 компании Maxim обеспечивает шумовое напряжение около 42 мкВ с. к. з.). Однако для некоторых приложений, таких как сверхмалозащумящие измерительные генераторы, требуется еще более низкий уровень шума источника питания. Чтобы достичь такого уровня, в схеме на Рисунке 1 объединены малошумящие компоненты и элементы дополнительной фильтрации, позволяющие получить минимальный выходной шум всего 6 нВ/ Гц.

Микросхема IC<sub>1</sub> источника опорного напряжения (ИОН) MAX6126 отличается низким выходным шумом. Фильтр нижних частот R<sub>1</sub>C<sub>1</sub> еще больше уменьшает этот шум, ослабляя шумовые частоты выше частоты

среза IC<sub>1</sub>, равной 0.16 Гц. Отфильтрованное опорное напряжение подается на инвертирующий вход усилителя ошибки IC<sub>2</sub> (MAX4475), который регулирует выходное напряжение с помощью истокового повторителя на мощном р-канальном MOSFET Q<sub>1</sub>. Резисторы обратной связи R<sub>2</sub> и R<sub>3</sub> устанавливают выходное напряжение в соответствии с формулой:

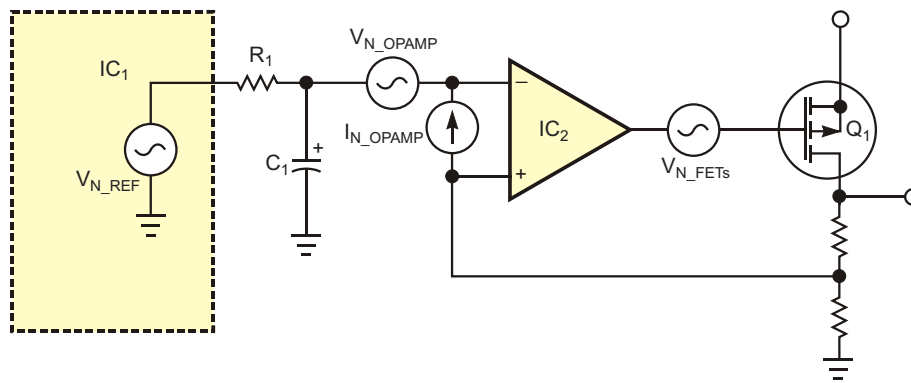
$$R_2 \ R_3 \frac{V_{OUT}}{2.048 \text{ В}} \ 1.$$

Упрощенная для шумового анализа диаграмма иллюстрирует вклад каждого компонента в общий шум (Рисунок 2). Фильтр нижних частот R<sub>1</sub>C<sub>1</sub> ослабляет высокочастотные составляющие выходного шума ИОН. Шумовой ток операционного усилителя, равный 0.5 фА/ Гц, пренебрежимо мал по сравнению с шумовым напряжением 4.5 нВ/ Гц.



**Рисунок 1.** Выходной шум этого LDO регулятора составляет всего 6 нВ/ Гц, что делает его идеальным источником питания для малошумящих генераторов.





**Рисунок 2.** В этой упрощенной версии схемы Рисунок 1 выделены источники шума для анализа.

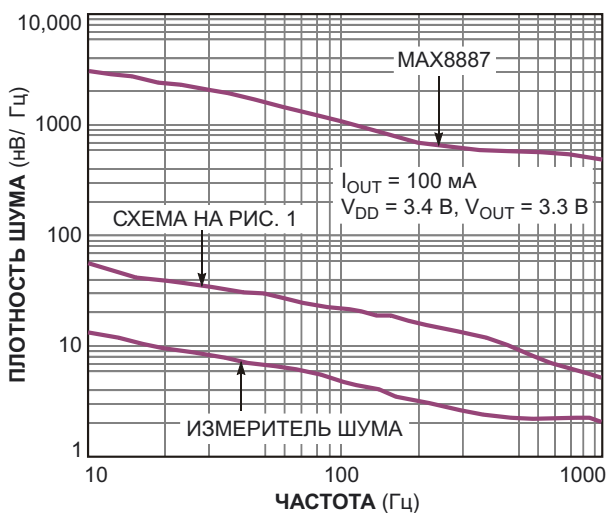
Шум источника опорного напряжения добавляется к шумовому напряжению операционного усилителя, поскольку фактически они соединены последовательно. Составляющая шума, вносимого MOSFET, появляется на выходе транзистора Q<sub>1</sub>.

Шум на инвертирующем входе микросхемы IC<sub>2</sub> равен шуму на его неинвертирующем входе:

$$V_{N\_REF} H(f) V_{N\_OPAMP} V_{N\_OUT} \frac{R_3}{R_2 R_3}$$

и

$$V_{N\_OUT} (V_{N\_REF} H(f) V_{N\_OPAMP}) \frac{R_2 R_3}{R_3}$$



**Рисунок 3.** График зависимости плотности шума от частоты для схемы LDO на Рисунок 1 проходит на 38 дБ ниже, чем у обычного малощумящего LDO регулятора, – в данном случае, MAX8887.

где

$V_{N\_OUT}$  – выходной шум LDO регулятора,  
 $V_{N\_REF}$  – шум источника опорного напряжения,  
 $V_{N\_OPAMP}$  – приведенный к входу шум ОУ,  
 $H(f)$  – передаточная функция фильтра нижних частот  $R_1C_1$ .

Если интересующая шумовая частота оказывается значительно ниже частоты среза фильтра, шумом ИОН можно пренебречь, и выходной шум схемы LDO состоит только из шума операционного усилителя, умноженного на коэффициент усиления с обратной связью. Петля обратной связи подавляет шум  $V_{N\_FET}$ , вносимый MOSFET, поэтому его вклад может не учитываться. Для частот в пределах полосы пропускания контура обратной связи схема LDO также подавляет пульсации и шумовые напряжения, создаваемые источником питания.

На Рисунок 3 показан график зависимости плотности шума от частоты для схемы на Рисунок 1, минимальный уровень которой составляет примерно 6 нВ/ Гц на частоте 1 кГц. Для сравнения на графике также показана шумовая характеристика измерителя шума и гораздо более высокая плотность шума типичной схемы LDO – например, 500 нВ/ Гц на частоте 1 кГц для малощумящего LDO регулятора MAX8887. **PL**

### Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4475](#)
2. [Datasheet Maxim MAX6126](#)
3. [Datasheet Maxim MAX8887](#)
4. [Datasheet Fairchild FDN302P](#)

# Однопроводный интерфейс клавиатуры для микроконтроллера

Israel Schleicher

EDN

**В** большинстве клавиатур нажатие клавиши замыкает контакт, соединяющий две линии матрицы XY. Если для обнаружения замыкания контакта используется микроконтроллер, проверка состояния (X+Y) линий требует такого же количества портов ввода/вывода. Схема на Рисунке 1, занимающая только один свободный контакт ввода/вывода, взаимодействует с микроконтроллером, генерируя один импульс каждый раз, когда происходит нажатие клавиши. Ширина импульса пропорциональна номеру нажатой клавиши, и микроконтроллер определяет нажатую клавишу, измеряя ширину импульса.

Микросхема IC<sub>2</sub> типа LMC555 – КМОП версия популярного таймера 555 – работает как моностабильный мультивибратор. Когда схема находится в состоянии покоя, внутренний транзистор на выводе 7 шунтирует конденсатор C<sub>6</sub>, и выход таймера (вывод 3) остается в состоянии «лог. 0». Нажатие любой клавиши на клавиатуре соединяет два резистора из двух групп – R<sub>1</sub> и R<sub>2</sub> в одной группе и R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub> и R<sub>5</sub> в другой – последовательно с R<sub>6</sub>. Сумма сопротивлений двух резисторов изменяется с шагом 10 кОм, а общее сопротивление пропорционально номеру нажатой клавиши.

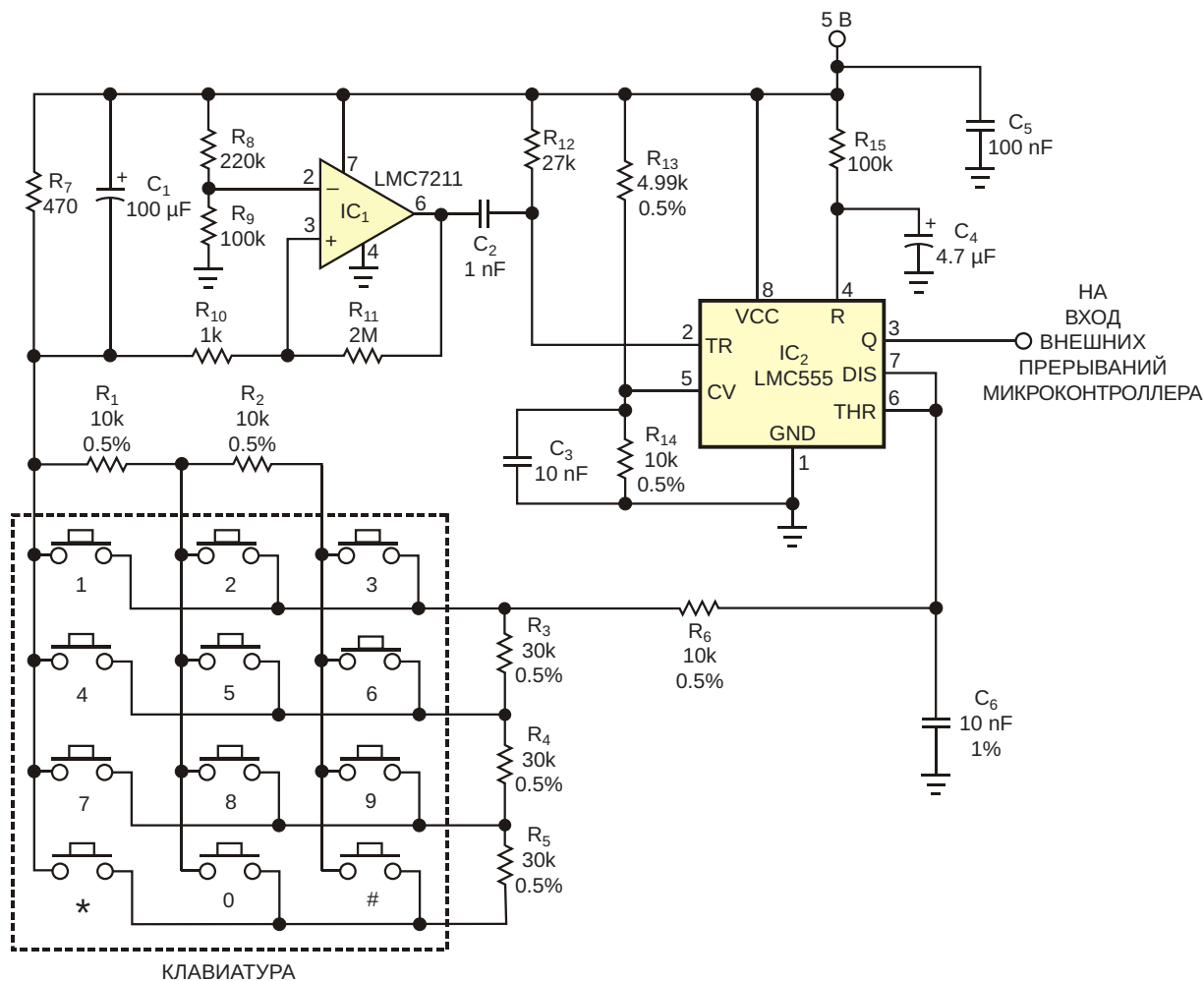
При нажатии любой клавиши ток идет через резисторы R<sub>6</sub>, R<sub>7</sub> и выбранные резисторы клавиатуры и увеличивает напряжение на выводе 7 микросхемы IC<sub>2</sub>. После того, как

конденсатор C<sub>1</sub> зарядится с небольшой задержкой, достаточной для устранения дребезга контактов клавиатуры при замыкании, КМОП компаратор IC<sub>1</sub> обнаруживает небольшое падение напряжения на резисторе R<sub>7</sub>. Уровень выходного сигнала микросхемы IC<sub>1</sub> (вывод 6) изменяется с 5 В до 0 В, и этот перепад запускает микросхему IC<sub>2</sub> по входу 2. Выходное напряжение таймера IC<sub>2</sub> (вывод 3) становится высоким и начинает заряжать конденсатор C<sub>6</sub> с постоянной времени, зависящей от выбранной клавиши. Когда напряжение на конденсаторе достигает двух третей V<sub>CC</sub>, или 3.333 В, уровень напряжения на выводе 3 становится низким, и конденсатор C<sub>6</sub> разряжается. Ширина T выходного импульса микросхемы IC<sub>2</sub> рассчитывается по формуле:

$$T = 1.1 \times R_S \times C_6,$$

где R<sub>S</sub> равно сумме сопротивлений выбранных резисторов клавиатуры и находится в диапазоне от 10 до 120 кОм. Ширина импульса изменяется от 110 до 1320 мкс с шагом 110 мкс.

Наименьшее относительное изменение ширины импульса происходит при наибольшем соотношении длительностей импульсов, которое равно 110/1320 или 8.33%. Это соотношение обеспечивает достаточный запас, позволяющий использовать компоненты со стандартными допусками ±1% или луч-



**Рисунок 1.** Две микросхемы образуют клавиатуру с ШИМ-интерфейсом, требующим лишь одного входного вывода микроконтроллера.

шие (компоненты схемы на Рисунке 1 имеют допуски  $\pm 0.5\%$  и  $\pm 1\%$ ). Резисторы  $R_{13}$  и  $R_{14}$  компенсируют разброс сопротивлений внутренних делителей напряжения  $IC_2$ , устанавливая напряжение на выводе 5 равным двум третям напряжения питания  $V_{CC}$ .

Выходной импульс схемы клавиатуры управляет входом внешних прерываний (RA2) микроконтроллера PIC16F630. Процедура обработки прерываний микроконтроллера PIC16F630 измеряет ширину импульса,

проверяет, находится ли его допуск в пределах  $\pm 40$  мкс, и возвращает числовое значение от 1 до 12, соответствующее нажатой клавише. В качестве защиты от ошибочных данных процедура возвращает код ошибки, если ширина импульса выходит за установленные пределы. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LMC555](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LMC7211-N](#)

# Как я сделал Open Source монитор качества воздуха iCaRUS



Савкин Сергей

За сутки человек вдыхает 12,000 литров или 14 кг воздуха. Даже при малейшей концентрации вредных веществ суммарно за год набегает приличная масса. Туман может быть не просто конденсатом воды, но еще и смогом, состоящим из всевозможных опасных веществ. Поговорим только о части таких веществ. Помимо пыли человек вдыхает летучие органические соединения (VOC). Это широкий класс органических соединений, включающий ароматические углеводороды, альдегиды, спирты, кетоны, терпеноиды и др. К примеру, человек за один год спокойно может вдохнуть 6.5 граммов кетонов (токсичное вещество). Это примерно половина столовой ложки ацетона. Наверное, вдыхать ацетон не полезно, но как узнать, что в нашем воздухе много летучих органических соеди-



Рисунок 1. Корпус и плата монитора качества воздуха iCaRUS.

нений? Наше правительство тоже задумывается об этом, но сегодня мы поговорим об открытом проекте iCaRUS (Рисунок 1).

Все начинающие ардуинщики первым делом делают температурный датчик, мы же пойдем чуть дальше. Будем мониторить не только температуру, но еще влажность, атмосферное давление и собственно концентрацию VOC.

## Связь

В современном мире нужен именно беспроводной датчик, поэтому прожорливые варианты типа 3G/4G/Wi-Fi пока отмечаем. Локальные решения Zigbee/Z-wave/Bluetooth тяжело масштабируются. Цена тоже играет роль, поэтому NB-IoT/CAT-M тоже пока не будем рассматривать. Возможно, в скором времени цена на модули снизится, но сейчас цена компонентов только растет. Самая подходящая связь, остающаяся для сенсоров, – это – LPWAN [1].

В мире есть несколько конкурирующих технологий; я подробно рассмотрел каждую из них и столкнулся со сложностью поиска рабочей сети с покрытием в Москве. Есть популярные LoRaWAN и SigFox, но выбор пал на отечественную технологию. Для меня самой подходящей связью в России оказалась сеть на базе российского протокола



**Рисунок 2.** Печатная плата с аккумулятором (вид сверху).

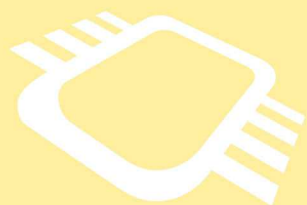
интернета вещей NB-Fi [2]. Скажу сразу, что покрытие NB-Fi компания строит для корпоративных заказчиков (то есть, можно купить

базовые станции и поставить куда надо). Однако в Москве у компании оказалось покрытие, и мне дали к нему доступ для моего устройства. Связь реализуется через чип WA1470. Можно было взять готовый модуль, но я решил пойти по сложному пути (Рисунок 2).

## Сенсоры

Изначально планировалось установить сенсор SGP30, который косвенно может давать информацию о концентрации CO<sub>2</sub>. В первой ревизии платы (Рисунок 3) все работало, но, видимо, при перепайке на вторую я что-то нажал, и все сломалось. Взял SGP40, как рекомендует производитель.

Сами сенсоры не проверялись на соответствие реальным показаниям. При желании их можно откалибровать и подать на аттестацию. Сейчас проверялась сама возможность сделать датчики качества воздуха беспроводными.



## РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

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

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



Приглашаем дистрибьюторов электронных компонентов и приборов

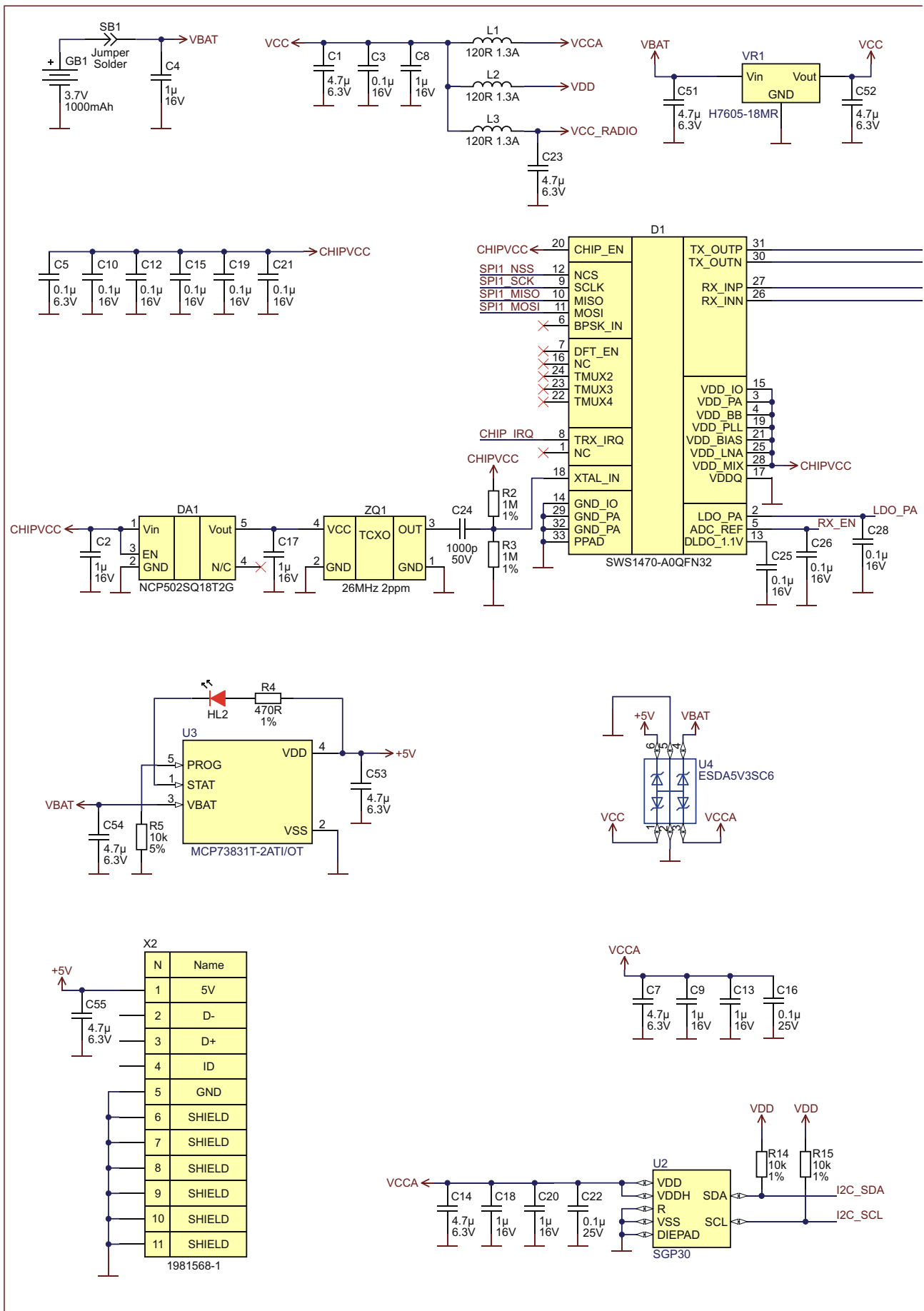
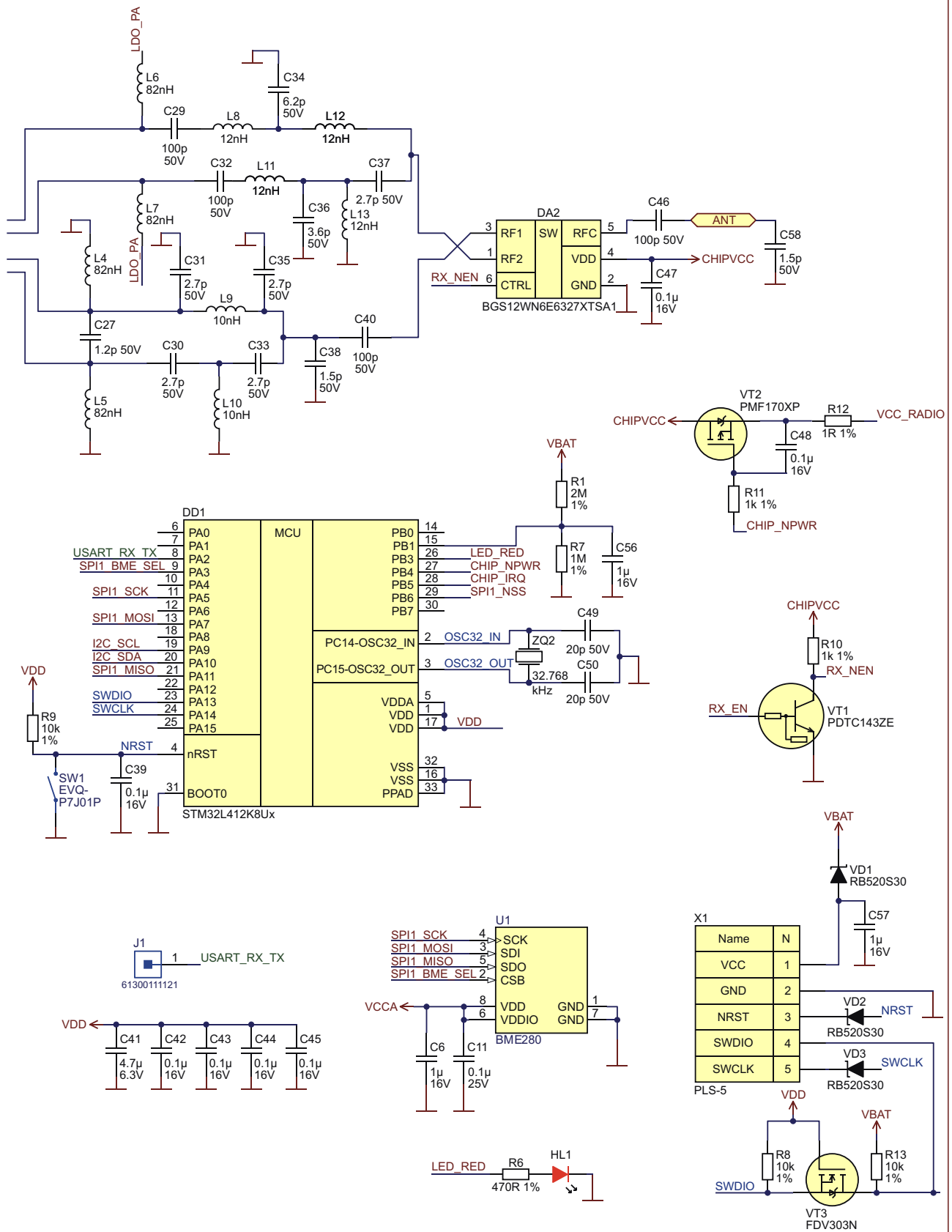
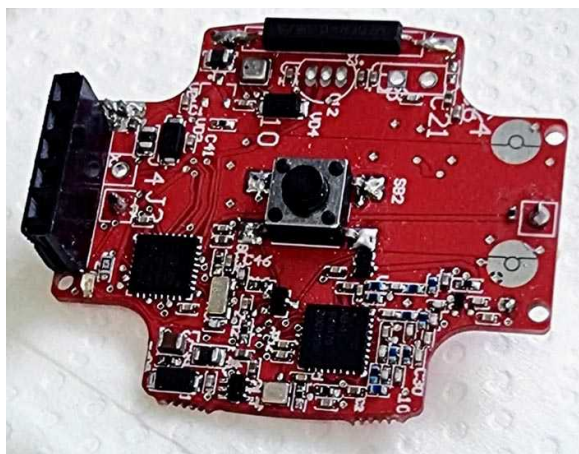


Рисунок 4. Принципиальная схема Open Source



монитора качества воздуха *icaRUS*.



**Рисунок 3.** Первый прототип, еще без подпаянного датчика SGP30.

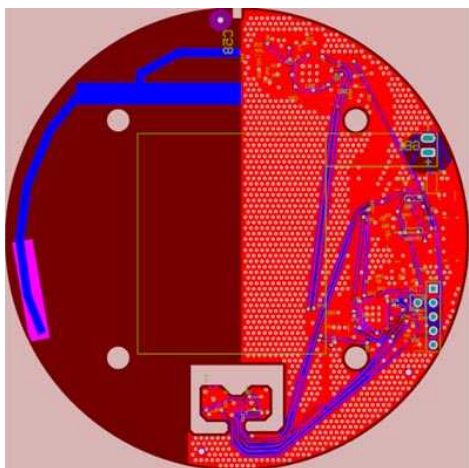
Для расчета VOC требуется сообщить сенсору SGP40 влажность и температуру; для этого установил BME280. Попутно этот сенсор умеет регистрировать атмосферное давление.

## Микроконтроллер

Выбран микроконтроллер STM32L412KB от STMicroelectronics. Он имеет малое энергопотребление, был в наличии и содержит много памяти.

## Питание

Для автономности установил Li-ion аккумулятор емкостью 180 мА·ч. В дальнейшем планируется увеличить емкость. Зарядка осуществляется через разъем Micro-USB. Для питания всей схемы используется линей-



**Рисунок 5.** Печатная плата.

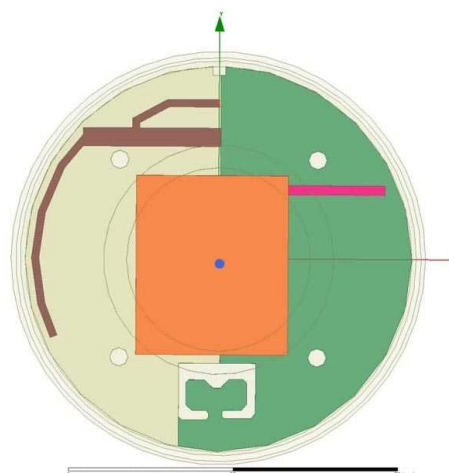
ный стабилизатор напряжения; планируется перейти на более эффективное решение.

## Схема и печатная плата

Все исходники icaRUS можно найти по ссылке [3].

Принципиальная схема монитора показана на Рисунке 4.

Плата делалась в Altium Designer с небольшой помощью авторазводки Eremex Topor (Рисунок 5).



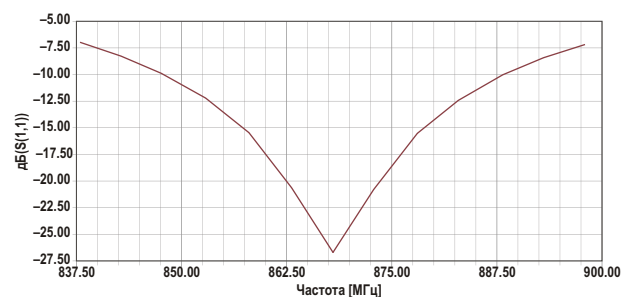
**Рисунок 6.** Модель для расчета антенны.

## Антенна

Антенна (Рисунок 6) рассчитывалась под 868 МГц с учетом расположения датчика на бетонной стене. По расчетам KCB = 1.1, после пайки и настройки получилось 1.2. Результаты расчетов можно увидеть на Рисунках 7 и 8.

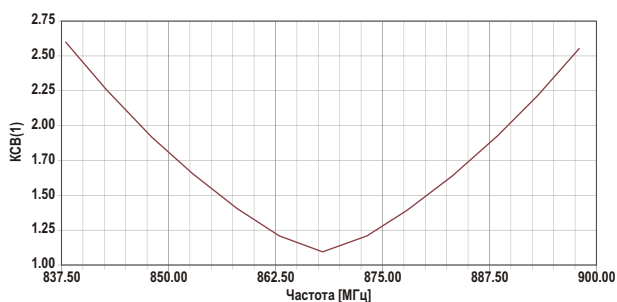
## Сборка

Паять такие корпуса микросхем в кустарных условиях очень тяжело, я бы не смог так

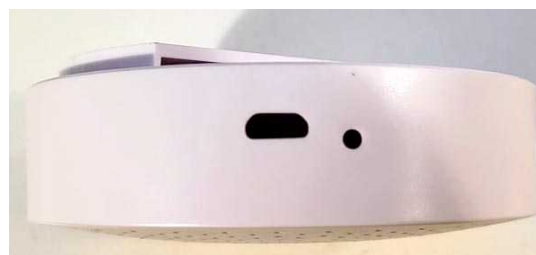


**Рисунок 7.** Коэффициент отражения волны.



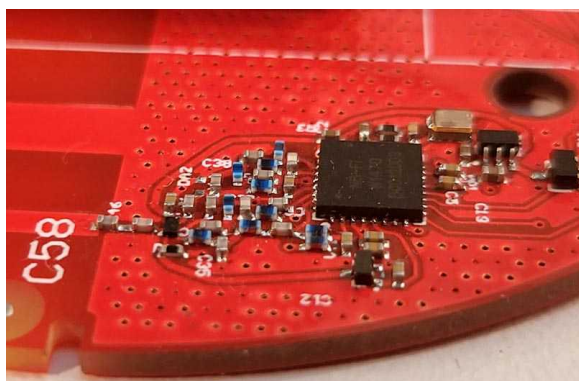


**Рисунок 8.** Коэффициент стоячей волны.



**Рисунок 10.** Корпус (вид сбоку).

сделать аккуратно. Спасибо за помощь друзьям! Собирали с помощью пасты, нижнего преднагревателя, паяльного фена и керамического паяльника. И всё получилось: результаты можете посмотреть на Рисунке 9.



**Рисунок 9.** Пайка транзистора WA1470.



**Рисунок 11.** Плата в корпусе.

## Корпус

Корпус (Рисунки 10 и 11) выбирался для установки внутри помещений, так как люди проводят, как минимум, треть своей жизни в помещениях. Корпус диаметром 90 мм имеет съемное крепление на стену, отверстие под Micro-USB и отверстие под кнопку.

## Софт

Данные отправляем каждый час с процентным расходом передаваемых показателей каждые 2.5 минуты. То есть, данные передаются раз в час, но с дополнительной информацией внутри часа. Описание самого протокола можно посмотреть в [4].

Пока что не реализовал функционал светодиода и не стал впаивать кнопку сброса.

Самым большим вопросом было общение с WA1470. Документации немного, есть толь-

ко библиотека [5], в которую можно интегрироваться. Сам чип общается по SPI и имеет еще два вывода: один – это выход для подачи прерываний, а второй – вход для включения или выключения всей микросхемы. Есть возможность взять просто модуль и общаться AT-командами.

## Потребление энергии

Измерения с периодом в 30 секунд потребляют 15.6 мкА. Вместе с передачей раз в час получается 405 мкА. Это значит, что на аккумуляторе датчик проработает всего 18 дней (Рисунок 12). Но тут сейчас передается много избыточной информации, и в реальности такие частые измерения не нужны. Кроме того, сейчас стоит аккумулятор ничтожно малой емкости 180 мА·ч. Если просто вставить батарейку типоразмера AA, то получается уже 260 дней автономности.

## Сеть и данные

Далее данные попадают на сервер NB-Fi, где их можно будет получить через API.

## Технические особенности работы с серверами

После общения со службой технической поддержки необходимо зарегистрироваться на сайте [6]. Далее при покупке чипов WA1470 нужно запросить ID с ключами, которые зашиваются во Flash память микроконтроллера по адресу 0x0801FF80.

Сами сообщения в графическом интерфейсе можно будет посмотреть на сайте [6].

Авторизация идёт согласно [6]:

```
POST https://auth.waviot.ru/?action=user-login&true_api=1
```

```
Content-type: application/json
```

```
X-requested-with: XMLHttpRequest
```

```
{"login": "example@example.com", "password": "your_password"}
```

и [7]:

```
/api/dl?modem_id=8407701&from=1574780505&to=1574783503&limit=2
```

Необходимо еще добавить JWT токен, полученный после авторизации. Как добавлять JWT, можно посмотреть в этих примерах [8].

```
GET https://lk.waviot.ru/api.modem/full_info/?id=[ваш ID]
```

```
Authorization: bearer [JWT]
```

Куда выводить полученную информацию? Этот вопрос можно решить разными способами. Нашел интересную платформу народного мониторинга. Сюда можно добавить почти любой сенсор. У данной платформы есть один недостаток – для общедоступной публикации необходима установка датчиков снаружи зданий.

Формат передачи данных для сайта народного мониторинга [9] описан на нём в разделе Справка -> API передачи данных.

## Результаты передачи данных

В дальнейшем планируется провести валидацию данных, полученных от датчика VOC. На Рисунке 13 приведен график концентрации летучих органических соединений

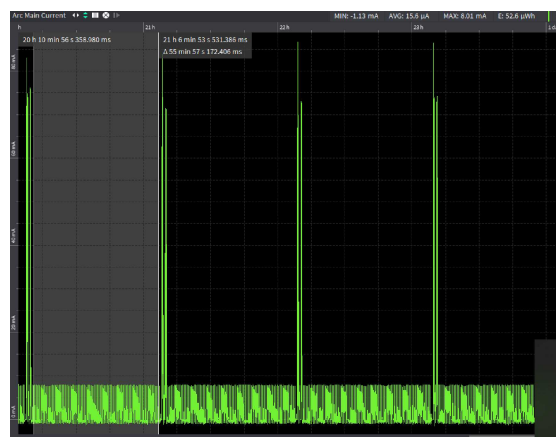


Рисунок 12. Профиль энергопотребления. Видны передачи каждый час.

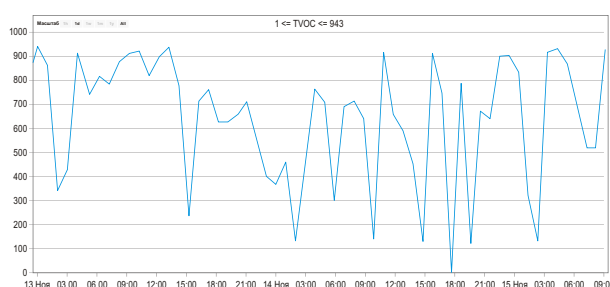
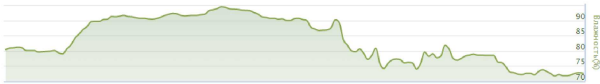


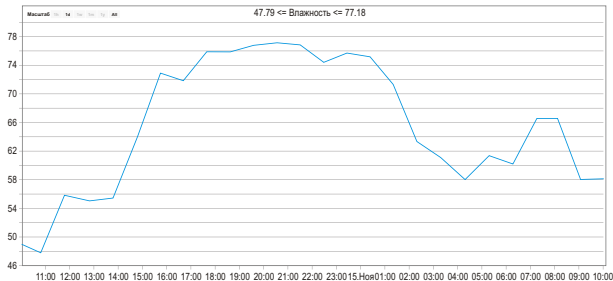
Рисунок 13. График VOC полученный с нашего датчика.

за 2 дня. Пик показаний был в полночь 13 ноября на уровне 940 ppm.

Сравнение графика изменения влажности, представленного на сайте Гидрометцентра (Рисунок 14), с нашим датчиком влажности (Рисунок 15), показывает хорошее совпадение.



**Рисунок 14.** Данные влажности сайта Гидрометцентра.



**Рисунок 15.** Показания влажности с нашего датчика.

В плате есть много недочетов. Например, перепутаны выводы стабилизатора 3.3 В. Поэтому потребуется третья ревизия платы.

Возможные апгрейды:

1. Установить всепогодные датчики, так как сейчас непонятно, как будет вести себя устройство на морозе.
2. Сделать дополнительный кейс для установки снаружи зданий для защиты от дождя и снега. Интересный похожий проект [10].
3. Установить дополнительные сенсоры опасных веществ.
4. Установить сбор солнечной энергии для полной автономности.
5. Проработать применение этой технологии в других сферах, например, в теплицах.

## Заключение

Получившийся прототип датчика подтверждает, что данные о качестве воздуха можно собирать удаленно. Вот так он выглядит внутри помещения (Рисунок 16) и снаружи (Рисунок 17). **PL**

## Ссылки

1. Sharon Shea. [LPWAN \(low-power wide area network\)](#)
2. ПНСТ (проект, первая редакция). [Информационные технологии. Интернет вещей. Протокол обмена для Интернета вещей в узкополосном спектре \(NB-FI\)](#)
3. [Simple air quality monitor](#)
4. [Протокол Water7](#)



**Рисунок 16.** Датчик в интерьере.



**Рисунок 17.** Датчик возле окна.

5. [NBFi stack for STM32 + WA1470](#)
6. [IoT платформа WAVIoT](#)
7. [API модуля driver](#)
8. [API личного кабинета ЖКХ](#)
9. [Народный мониторинг](#)
10. [Зачем нам общественный мониторинг?](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Waviot WA1470](#)
2. [Datasheet Sensirion SGP30](#)
3. [Datasheet Sensirion SGP40](#)
4. [Datasheet Bosch Sensortec BME280](#)
5. [Datasheet STMicroelectronics STM32L412KB](#)
6. [Datasheet Infineon BGS12WN6](#)
7. [Datasheet STMicroelectronics ESDA5V3SC6](#)
8. [Datasheet Fairchild FDV303N](#)
9. [Datasheet Siproin H7605](#)
10. [Datasheet Microchip MCP73831T-2ACI/OT](#)
11. [Datasheet onsemi NCP502](#)
12. [Datasheet Nexperia PDTC143ZE](#)
13. [Datasheet Nexperia PMF170XP](#)
14. [Datasheet Nexperia RB520S30](#)

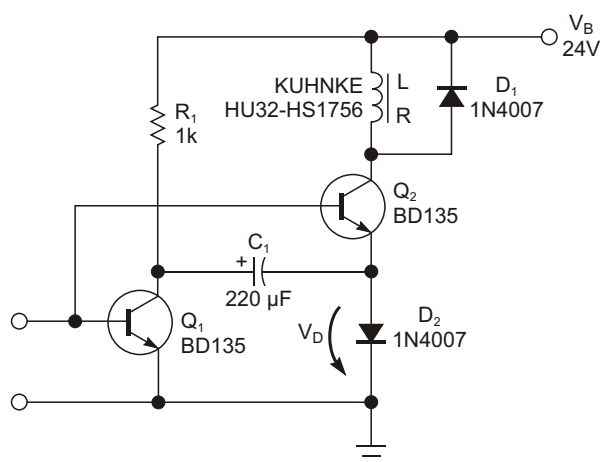
# Бутстрепная цепь ускоряет активацию соленоида

Ralf Kelz

EDN

Схема в этой статье содержит большой конденсатор, включенный последовательно с соленоидом, чтобы увеличить напряжение активации (Рисунок 1). Это повышенное напряжение обеспечивает значительно больший ток включения соленоида, ускоряя его срабатывание. Можно также подобрать рабочее напряжение или параметры соленоида, чтобы уменьшить его постоянный ток и снизить рассеиваемую им мощность, тем самым, повысив надежность за счет снижения рабочей температуры.

При 0 В на входе схемы оба транзистора закрыты. Ток резистора  $R_1$  медленно заряжает левую по схеме обкладку конденсатора  $C_1$  до напряжения питания 24 В. Диод  $D_2$  ограничивает напряжение на правой обкладке  $C_1$  до уровня 0.6 В. Когда уровень входного сигнала становится высоким, оба транзистора  $Q_1$  и  $Q_2$  открываются. В результате левая обкладка конденсатора  $C_1$  быстро подключается к зем-



**Рисунок 1.** Эта схема ускоряет активацию соленоида, временно удваивая его напряжение питания.

ле. Поскольку напряжение на конденсаторе не может измениться мгновенно, потенциал правой стороны  $C_1$  опускается до  $-23.4$  В.  $D_2$  направляет ток соленоида в конденсатор до тех пор, пока он не разрядится, после чего ток соленоида идет через  $D_2$  в землю.  $D_1$  ограничивает индуктивные броски напряжения при выключении схемы. Он фиксирует напряжение нижнего вывода соленоида на уровне 24.6 В до тех пор, пока ток в соленоиде не спадет.

Постоянная времени схемы зависит от индуктивности соленоида и выбранного значения емкости конденсатора. Ее можно рассчитать с помощью следующих формул:

$$I(t) = \frac{(2V_{IN} - V_D)e^{-\frac{t}{L}} \sinh(\frac{t}{L})}{L}$$

$$\sqrt{\frac{R^2}{2L} + \frac{1}{LC}}$$

и

$$\frac{2L}{R}$$

В этих формулах

$e$  – математическая константа,

$\omega$  – угловая частота в радианах,

$t$  – время в секундах,

$L$  – индуктивность,

$R$  – сопротивление. [PL](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor BD135](#)

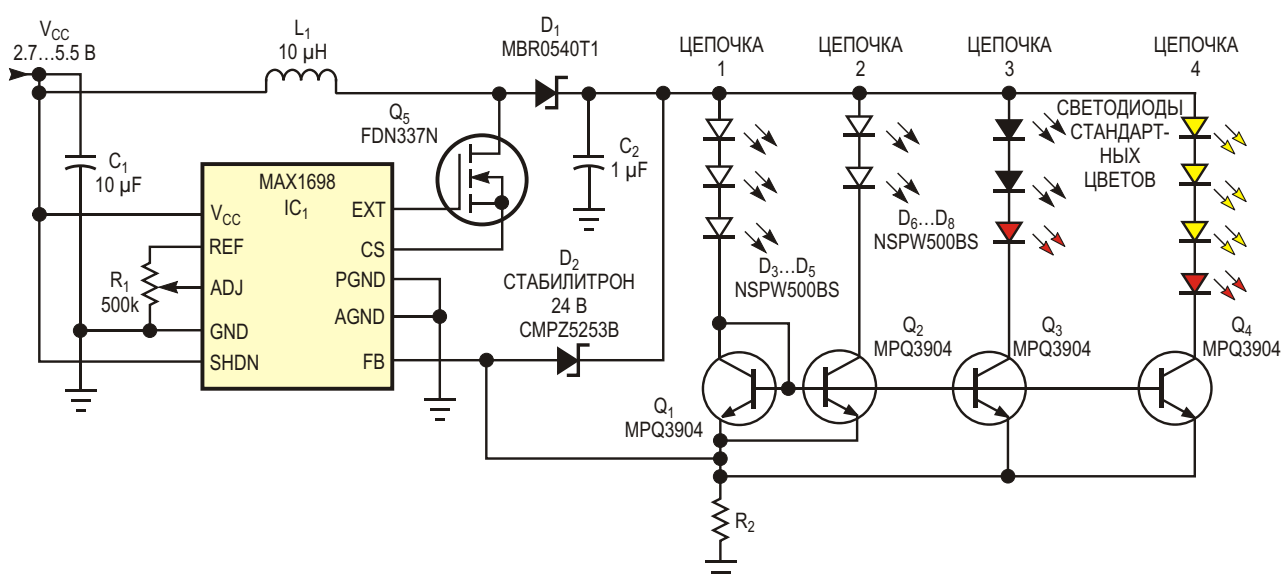
# Драйвер светодиодов, инвариантный к их количеству и типу

Mark Pearson

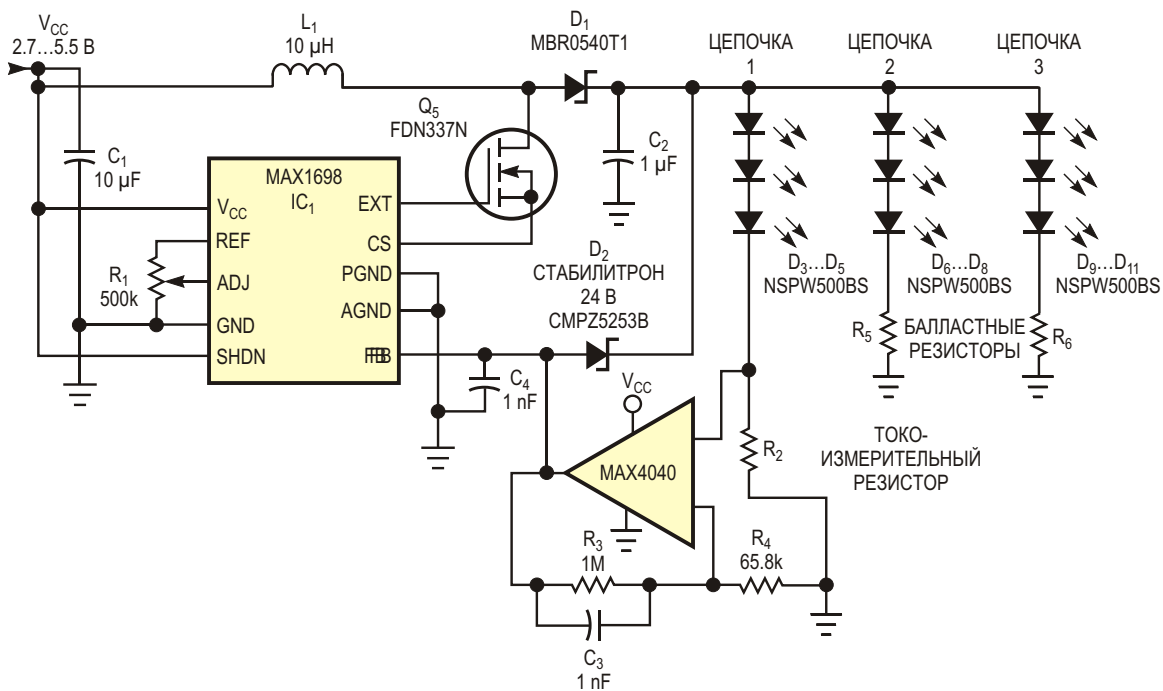
EDN

В портативных системах часто используются светодиоды разных цветов и в разных количествах каждого цвета. Вот пример: белый светодиод для подсветки дисплея, зеленый для подсветки клавиатуры и красный для индикации питания. Обычно светодиоды получают питание как минимум от двух источников: один для «стандартных» светодиодов (красный и зеленый) и один для белых светодиодов, которые имеют более высокое прямое напряжение. Светодиоды подсветки клавиатуры и светодиодные индикаторы снабжены токоограничивающими

резисторами. Чтобы исключить эти резисторы и питать группы разнородных светодиодов от одного источника, можно стабилизировать токи нескольких цепочек. На Рисунке 1 четыре цепочки светодиодов различных типов получают питание от единственного источника. В схеме смешаны светодиоды с различными прямыми напряжениями, но при этом за счет использования токового зеркала, состоящего из транзисторов  $Q_1$ - $Q_4$ , обеспечивается достаточно хорошая сбалансированность нагрузок. Это также устраняет необходимость в отдельном токоограничиваю-



**Рисунок 1.** В этой схеме драйвера светодиодов импульсный преобразователь  $IC_1$  и связанные с ним компоненты позволяют смешивать светодиоды разных типов и в разных количествах.



**Рисунок 2.** Изменение схемы Рисунок 1 снижает общую рассеиваемую мощность в стандартном приложении.

щем «балластном» резисторе для каждого светодиода или каждой цепочки светодиодов и предоставляет общую точку управления (вывод ADJ микросхемы IC<sub>1</sub>) для регулировки яркости светодиодов.

Транзисторы Q<sub>2</sub>-Q<sub>4</sub> отражают ток включенного диодом транзистора Q<sub>1</sub>. Обратите внимание, что напряжение на подключенной к транзистору Q<sub>1</sub> цепочке (светодиоды D<sub>3</sub>-D<sub>5</sub>), задающей токи остальных цепочек, должно быть не меньше напряжений на последующих цепочках светодиодов. (В противном случае запаса по напряжению у цепочек с зеркальными токами может быть недостаточно для правильной работы). Это требование можно легко выполнить в первой цепочке, установив светодиоды с большими прямыми напряжениями, такие как белые светодиоды с напряжениями в диапазоне приблизительно от 2.8 до 3.7 В, либо просто увеличив количество таких же светодиодов. Тогда схема сможет легко поддерживать последующие цепочки с более низкими нагрузками по напряжению. Токковые зеркала на согласованных транзисторах поддерживают постоянные и равные токи во всех светодиодах, независимо от их количества и типа. Такая конфигурация

позволяет использовать один источник питания и одну точку для регулировки яркости светодиодов. Любая разница в мощности между опорной цепочкой и зеркальной цепочкой рассеивается транзистором токового зеркала этой цепочки:

$$P_{\text{MAX}} = (V_{\text{OUT}} - 300 \text{ мВ} - V_{\text{LEDs}}) \cdot I_{\text{LEDMAX}}$$

где

$V_{\text{OUT}}$  – выходное напряжение преобразователя,

$I_{\text{LEDs}}$  – суммарное напряжение на светодиодах цепочки,

$I_{\text{LEDMAX}}$  – максимальный ток цепочки светодиодов.

Сопротивление токоизмерительного резистора равно

$$R_2 = \frac{300 \text{ мВ}}{I_{\text{LEDMAX}}},$$

где  $I_{\text{LEDMAX}}$  – сумма токов всех светодиодных цепочек.

При управлении теми же светодиодами без токового зеркала можно снизить мощность,

рассеиваемую в токоизмерительном резисторе и балластных резисторах, заменив токоизмерительный резистор микромощным операционным усилителем (Рисунок 2). Эта схема повышает КПД за счет уменьшения сопротивлений резисторов и связанных с ними потерь. Усиление сигнала, снимаемого с токоизмерительного резистора, примерно в 16 раз позволяет эквивалентно уменьшить величины сопротивлений  $R_2$  и балластных резисторов. При типичном значении  $R_2 = 15 \text{ Ом}$  потери составят  $(20 \text{ мА})^2 \times 15 \text{ Ом} = 18 \text{ мВт}$  для каждого из трех резисторов. Если же  $R_2 = R_5 = R_6 =$

$= 0.931 \text{ Ом}$ , тогда потери мощности в резисторах упадут до 1.12 мВт. Максимальное потребление тока самим операционным усилителем составляет всего 20 мкА, что соответствует рассеиваемой мощности 100 мкВт. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX1698](#)
2. [Datasheet Maxim MAX4040](#)
3. [Datasheet Central Semiconductor CMPZ5253B](#)
4. [Datasheet Nichia NSPW500BS](#)
5. [Datasheet ON Semiconductor MBR0540T1G](#)
6. [Datasheet ON Semiconductor FDN337N](#)

# Недорогой размыкатель цепи с автоматическим восстановлением

Anthony Smith

EDN

Большинству читателей знакома схема ограничителя тока на Рисунке 1, в которой ток нагрузки  $I_L$  ограничен значением

$$I_L \approx \frac{V_{BE}}{R_S},$$

где

$V_{BE}$  – напряжение база-эмиттер,

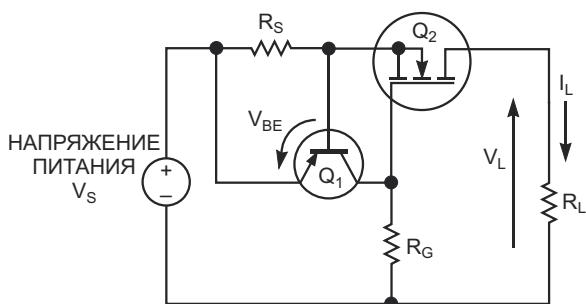
$R_S$  – сопротивление токоизмерительного резистора.

В нормальных условиях, когда напряжение база-эмиттер слишком мало, чтобы открыть транзистор  $Q_1$ , резистор  $R_G$ , включенный в цепь затвора р-канального MOSFET  $Q_2$ , поддерживает MOSFET в полностью открытом состоянии, и ток нагрузки определяется только сопротивлением нагрузки  $R_L$  и напряжением нагрузки  $V_L$ . Однако если ток нагрузки

увеличивается до точки, в которой напряжение база-эмиттер составляет примерно 0.7 В, транзистор  $Q_1$  начинает проводить ток и снижает напряжение затвор-исток ( $V_{GS}$ ) MOSFET  $Q_2$  до уровня, при котором ток нагрузки поддерживается примерно постоянным и равным величине, определяемой формулой

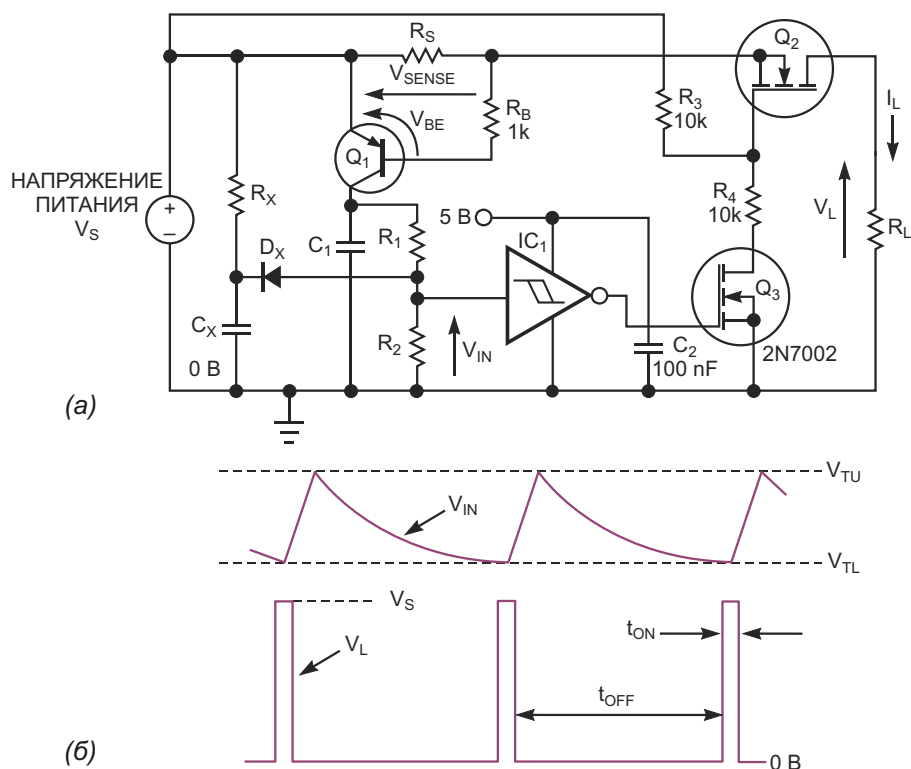
$$I_{LMAX} \approx \frac{0.7 \text{ В}}{R_S}.$$

Этот линейный ограничитель тока эффективен в приложениях, где максимальный ток нагрузки, напряжение питания или и то, и другое относительно невелики. Однако мощность, которую рассеивает проходной транзистор  $Q_2$ , ограничивает область применения схемы. Например, если максимальный ток нагрузки равен 200 мА и напряжение питания  $V_S$  равно 24 В, мощность, рассеиваемая транзистором  $Q_2$  при коротком замыкании, составляет почти 5 Вт.  $Q_2$  должен выдерживать эту мощность с достаточным запасом, и для поддержания температуры его перехода на безопасном уровне, возможно, потребуется дополнительный теплоотвод. Использование больших значений максимального тока нагрузки, напряжения питания или того, и другого усугубляет эту проблему. Во многих приложениях стоимость, размеры и вес компонентов, необходимых для управления мощностью, рассеиваемой при коротком замыкании, могут быть непомерно высокими.



**Рисунок 1.** Обычный двухтранзисторный ограничитель защищает нагрузку от чрезмерного тока.





**Рисунок 2.** Добавление нескольких компонентов превращает схему ограничения тока в генератор импульсов, уменьшающий нагрев проходного транзистора  $Q_2$  (а). Осциллограммы показывают взаимосвязь между входным напряжением схемы и напряжением нагрузки (б).

Однако, добавив несколько недорогих компонентов, можно адаптировать схему, чтобы обеспечить эффективное ограничение тока без головной боли, связанной с рассеянием мощности. Получившаяся схема работает как автоматический размыкатель цепи с автоматическим восстановлением (Рисунок 2а). Опять же,  $Q_1$  и  $R_S$  обеспечивают функцию контроля тока, в которой измеряемое напряжение  $V_{SENSE} = I_L \times R_S$ . Однако в этой схеме MOSFET  $Q_2$  либо полностью закрыт, либо полностью открыт, и никогда не находится в линейной области. Поскольку ток базы  $Q_1$  обычно невелик, падение напряжения на базовом резисторе  $R_B$  также мало, так что напряжение между базой и эмиттером приблизительно равно напряжению считывания.

Чтобы понять, как работает схема, предположим, что ток нагрузки изначально мал, а напряжение база-эмиттер меньше 0,7 В. В этих условиях  $Q_1$  выключен, а времязадающий конденсатор  $C_1$  остается незаряженным, так что напряжение  $V_{IN}$  на входе инвертора Шмитта  $IC_1$  равно 0 В. Таким образом, выходное напряжение микросхемы  $IC_1$ , равное при-

мерно 5 В, открывает транзистор  $Q_3$ , ток которого, в свою очередь, создает падение напряжения на резисторе  $R_4$ , которое включает транзистор  $Q_2$ , обеспечивая протекание тока от источника питания к нагрузке через токоизмерительный резистор и сопротивление открытого транзистора  $Q_2$ .

Если вследствие неисправности произойдет увеличение тока нагрузки до уровня, при котором напряжение база-эмиттер составляет приблизительно 0,7 В,  $Q_1$  открывается, и ток его коллектора быстро заряжает конденсатор  $C_1$ . Теперь входное напряжение быстро повышается до верхнего порога  $V_{TU}$  инвертора Шмитта, выходной уровень которого становится низким, выключая транзисторы  $Q_3$  и  $Q_2$ . Ток нагрузки падает до 0 А, напряжение база-эмиттер транзистора  $Q_1$ , соответственно, падает до 0 В, и транзистор закрывается. Конденсатор  $C_1$  начинает разряжаться через резисторы  $R_1$  и  $R_2$ , и входное напряжение медленно снижается до уровня нижнего порога  $V_{TL}$  инвертора Шмитта. В этот момент выходное напряжение  $IC_1$  снова становится высоким, транзисторы  $Q_3$  и  $Q_2$  включаются,

автоматический выключатель срабатывает, и процесс повторяется до тех пор, пока не будет устранена неисправность.

Осциллограммы показывают взаимосвязь между входным напряжением схемы и напряжением нагрузки (Рисунок 2б). Поскольку ток нагрузки проходит через  $Q_2$  только во время включенного состояния, средняя мощность, рассеиваемая транзистором, прямо пропорциональна коэффициенту заполнения:

$$P_{AVG} = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}},$$

где

$P_{AVG}$  – средняя мощность в ваттах,

$t_{ON}$  – время включенного состояния,

$t_{OFF}$  – время выключенного состояния.

Если постоянная времени, задаваемая элементами  $C_1$ ,  $R_1$  и  $R_2$ , достаточно велика, время выключенного состояния обычно будет намного больше, чем включенного, и результирующая мощность, рассеиваемая транзистором  $Q_2$ , будет низкой. Так же, как и в линейном ограничителе тока, пороговый ток автоматического размыкателя устанавливается токоизмерительным резистором на уровне

$$I_{LMAX} = \frac{0.7 V}{R_S} (A).$$

Резисторы  $R_1$  и  $R_2$  образуют делитель напряжения, гарантирующий, что максимально допустимое входное напряжение микросхемы  $IC_1$  никогда не будет превышено. Их сопротивления следует выбирать такими, чтобы при полностью открытом транзисторе  $Q_1$  входное напряжение составляло 5 В или менее, исходя из того, что напряжение на  $C_1$  примерно равно напряжению питания. Кроме

того, значения сопротивлений должны быть достаточно велики, чтобы обеспечить большую постоянную времени, не требуя слишком большой емкости конденсатора  $C_1$ . Выбор транзистора  $Q_1$  не критичен, но у него должен быть хороший коэффициент передачи тока, а максимальное напряжение коллектор-эмиттер должно быть больше, чем напряжение питания. При выборе р-канального MOSFET для  $Q_2$  необходимо помнить, что в закрытом состоянии он должен выдерживать полное напряжение питания. Сопротивление токоизмерительного резистора надо выбирать таким, чтобы при максимальном нормальном значении тока нагрузки на нем падало менее 0.5 В.

Такие потребители, как лампы накаливания, емкостные нагрузки и двигатели с большим пусковым током, могут вызвать срабатывание автоматического размыкателя при включении питания. Этих проблем можно избежать, добавив конденсатор  $C_X$ , диод  $D_X$  и резистор  $R_X$ . При включении питания конденсатор  $C_X$  изначально разряжен и подтягивает входное напряжение к 0 В через диод  $D_X$ . Это предотвращает срабатывание автоматического размыкателя до тех пор, пока не спадет пусковой ток.  $C_X$  и  $R_X$  определяют задержку, по истечении которой напряжение на  $C_X$  постепенно возрастает до напряжения питания, и диод  $D_X$  закрывается, после чего автоматический размыкатель начинает реагировать на перегрузку по току. Чтобы получить правильное время задержки, надо быть готовым к экспериментам с номиналами  $C_X$  и  $R_X$ . Хорошими отправными точками являются значения, соответственно, 10 мкФ и 1 МОм. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip 2N7002](#)

# Линейный преобразователь сопротивление-время

S Kaliyugavaradan, D Arul Raj

EDN

Преобразователи, основанные на изменении сопротивления, такие как тензодатчики и пьезорезистивные устройства, находят широкое применение при измерении ряда физических параметров. В приложениях, где для сбора данных и обработки сигналов используются цифровые процессоры или микроконтроллеры, выходной сигнал преобразователя должен принимать вид, подходящий для преобразования в цифровой формат. Изменение сопротивления таких датчиков желательно

преобразовывать в пропорциональную частоту или временной интервал, чтобы выходные данные можно было легко представить в цифровом виде с помощью счетчика/таймера. Схема на Рисунке 1 линейно преобразует сопротивление датчика  $R_S$  в пропорциональный период времени. Схема по существу представляет собой релаксационный генератор, состоящий из источника тока, усилителя сигнала моста, компаратора и триггера. Ток  $I_S$  идет по двум путям через резисторы  $R_1$  и  $R_2$ ,

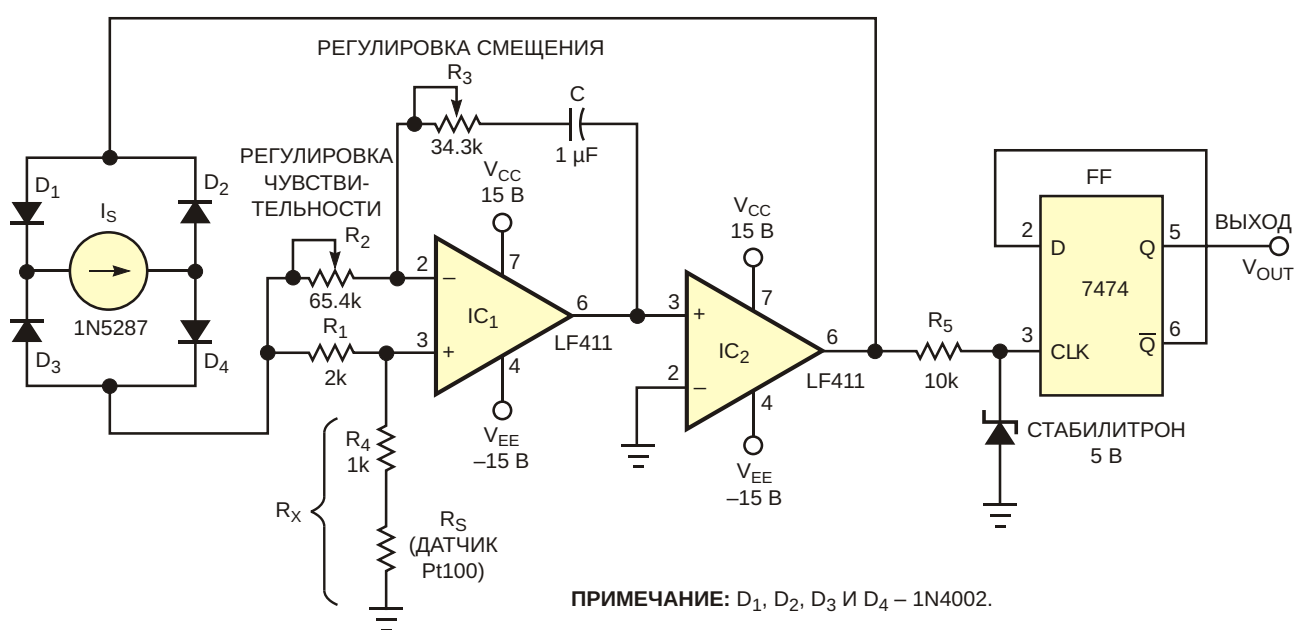
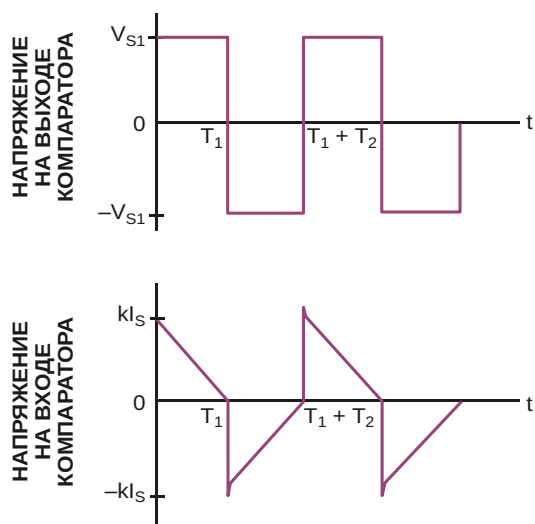


Рисунок 1. Эта простая схема преобразует значение сопротивления в период времени.



**Рисунок 2.** Форма сигналов на входе и выходе компаратора IC<sub>2</sub>.

как если бы два резистора были соединены параллельно. Считая операционный усилитель идеальным, условие возникновения генерации можно выразить неравенством

$$R_4 + R_S < \frac{R_1 R_3}{R_2},$$

где  $R_4 + R_S = R_X$ .

Формы сигналов на входе и выходе компаратора IC<sub>2</sub> показаны на Рисунке 2.  $T_1$  и  $T_2$  – это временные интервалы, в течение которых выходной сигнал компаратора принимает уровни  $V_{S1}$  и  $-V_{S2}$ , соответственно. Выходные импульсы компаратора IC<sub>2</sub>, ограниченные стабилитроном, служат тактовым входным сигналом D-триггера. С помощью триггера 7474 формируется прямоугольный выходной сигнал, поочередно меняющийся между высоким и низким уровнем с периодом

$$T = 4C \frac{R_2 R_X}{R_1} \frac{R_1 R_3}{R_1}.$$

Эта формула показывает, что схема преобразует изменение сопротивления датчика в пропорциональный период времени  $T$  с чувствительностью

$$\frac{T}{R_S} = 4C \frac{R_2}{R_1}.$$

Стоит упомянуть следующие характерные особенности схемы на Рисунке 1:

- Датчик заземлен, поэтому можно легко изменять чувствительность преобразования, изменяя сопротивления резисторов  $R_1$  или  $R_2$ .
- Не влияя на чувствительность преобразования, можно настроить значение смещения  $T_0$  (при котором изменения периода  $T$  происходят из-за изменения сопротивления датчика), подбирая сопротивления резисторов  $R_3$  или  $R_4$ .
- Напряжения смещения операционных усилителей оказывают противоположное влияние на периоды  $T_1$  и  $T_2$ , поэтому их влияние на общий период  $T$  ( $T_1 + T_2$ ) неощутимо.
- Благодаря источнику тока выходной сигнал малочувствителен к помехам в линии и к изменениям пороговых уровней  $V_{S1}$  и  $V_{S2}$ .

Рассмотрим пример преобразования сопротивления платинового датчика Pt100 в диапазоне от 119.4 до 138.51 Ом, что соответствует диапазону температур от 50 до 100 °С, в периоды времени от 10 до 12.5 мс. Конструкция проста. Поскольку ток, проходящий через датчик, является частью тока  $I_S$ ,  $I_S$  должен быть достаточно низким, чтобы ошибка, обусловленная саморазогревом, оставалась на приемлемо низком уровне. В этой конструкции используется диодный стабилизатор тока 1N5287, обеспечивающий ток  $I_S$  примерно 0.33 мА и имеющий динамическое сопротивление лучше 1.35 МОм. Более хороший источник тока можно сделать на основе микросхемы регулятора напряжения. На следующем шаге, используя подходящие и удобные фиксированные номиналы для  $R_1$  и  $C$ , нужно подстройкой потенциометра  $R_2$  установить необходимую чувствительность 130.82 мкс/Ом. Далее при фиксированном значении  $R_4$  следует настроить  $R_3$ , чтобы получить смещение, требуемое для выходного сигнала  $T$ . Номиналы компонентов для этого примера показаны на Рисунке 1. Все резисторы имеют допуск 1% и рассчитаны на рассеиваемую мощность 0.25 Вт, а конденсатор  $C$  – пленочный поликарбонатный. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Central Semiconductor 1N5287](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LF411](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN7474N](#)

# Ступенчато-цифровое и плавное управление частотой LC-генератора

Михаил Шустов, г. Томск

Частотой генерации описываемого в статье LC-генератора можно управлять как плавно, так и ступенчато. Предусмотрена как ручная установка частоты (16 позиций), так и ступенчато переключаемая во времени частота (сканирование) со скоростью, задаваемой встроенным или внешним генератором импульсов.

Для управления частотой генерации LC-генераторов, в том числе дистанционного, с целью снижения массогабаритных показателей аппаратуры используют управляемые полупроводниковые элементы – варикапы, емкость которых зависит от величины приложенного обратного напряжения.

На Рисунке 1 показана схема устройства для ступенчато-цифрового (16 позиций) и

плавного управления частотой генерации LC-генератора.

Генератор задающих импульсов, определяющий скорость переключения частот, выполнен на основе триггера Шмитта на транзисторах VT1 и VT2 BC547C. Частота генерации задается переключателем SA2 – 10, 100, 1000 Гц.

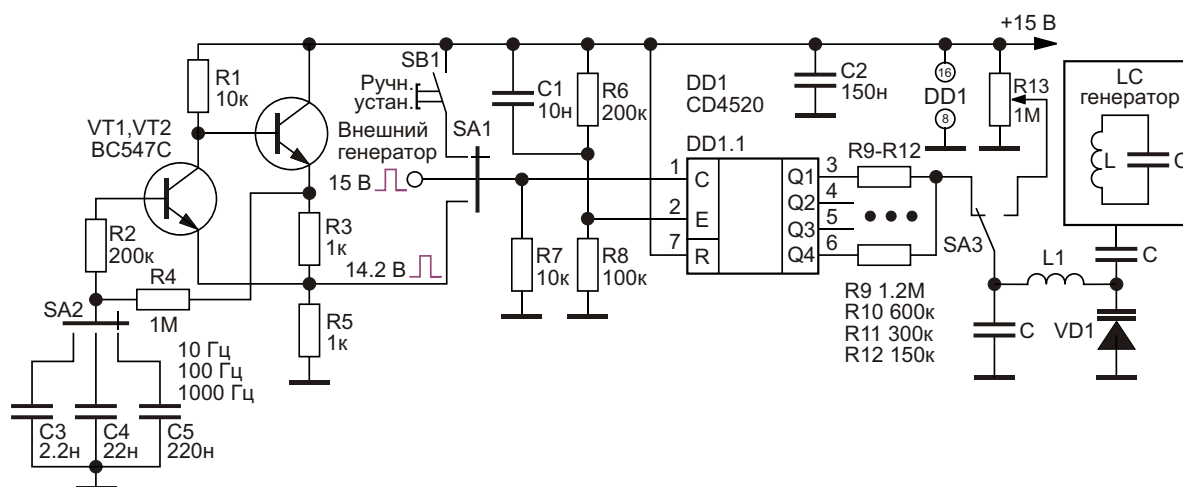


Рисунок 1. Плавно-ступенчатое на 16 позиций управление частотой LC-генератора.

Сигнал от задающего генератора подается на вход микросхемы DD1.1 CD4520. К выходам этой микросхемы подключена резистивная матрица R9–R12, переключение элементов которой с каждым приходящим на вход микросхемы счетчика импульса меняет напряжение на катоде варикапа VD1.

Переключатель SA1 позволяет переключать вход счетчика импульсов на внешний или внутренний генератор импульсов, а также позволяет вручную с использованием кнопки SB1 устанавливать частоту LC-генератора.

При помощи переключателя SA3 управляющее напряжение на катоде варикапа можно плавно регулировать потенциометром R13.

Дроссель L1 предназначен для разделения высокочастотных цепей и цепей постоянного тока. Варикап VD1 через разделительный конденсатор C1 подключают к колебательному контуру LC-генератора. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4520B](#)
2. [Datasheet Fairchild BC547C](#)

# Визуальный тестер напряжения на одном ОУ

David Dowe

Electronic Design

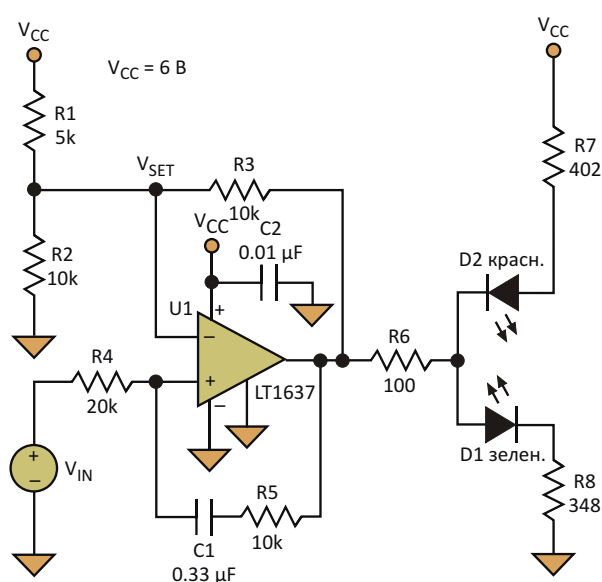
Представленная в этой статье схема обеспечивает визуальную индикацию уровня входного напряжения относительно значений верхнего и нижнего порогов и может использоваться для быстрой разбраковки по критерию «годен» - «на границе допустимого» - «негоден». Для создания основанной на

операционном усилителе (ОУ) схемы с индикацией трех режимов здесь используется модифицированный генератор с мостом Вина (Рисунок 1).

Когда входное напряжение  $V_{IN}$  выше первого порогового значения, напряжение на входе ОУ имеет высокий уровень. Если входное напряжение ниже второго порога, выходное напряжение ОУ будет низким. Для входных напряжений с уровнями, находящимися между двух порогов, операционный усилитель генерирует импульсы с размахом, равным полному диапазону его выходных напряжений.

Генерация также означает, что схема ОУ попеременно будет источником и приемником тока. Таким образом, подключение двухцветного зеленого/красного светодиода к выходу операционного усилителя может обеспечить визуальную индикацию диапазона входного напряжения. Двухцветный светодиод состоит из зеленого и красного светодиодов, имеющих противоположные полярности. Поэтому, когда ток вытекает из операционного усилителя (высокое напряжение выхода), будет гореть зеленый светодиод, а когда ток втекает в операционный усилитель (низкое напряжение выхода), будет гореть красный светодиод.

Для входных напряжений, меньших верхнего порога и больших нижнего порога, гене-



**Рисунок 1.** Этот модифицированный генератор с мостом Вина имеет три выходных состояния – высокий уровень, низкий уровень и генерация, которые зависят от величины входного напряжения. Он управляет двухцветным светодиодом, обеспечивающим визуальную индикацию уровня входного напряжения относительно верхнего и нижнего порогов.

рируемые выходные импульсы будут попеременно зажигать каждый светодиод. Однако частота колебаний достаточно велика, чтобы двухцветный светодиод воспринимался глазом не как два мигающих огонька, а как один источник постоянного желтоватого цвета. Поскольку коэффициент заполнения импульсов генератора зависит от входного напряжения, соотношение излучаемого красного и зеленого света и, следовательно, точный видимый оттенок желтого, будут зависеть от входного напряжения.

При входном напряжении, близком к верхней части окна генерации операционного усилителя, коэффициент заполнения будет близок к 100%, а свет, излучаемый двухцветным светодиодом, будет желто-зеленым. В нижней части коэффициент заполнения будет близок к 0%, и излучаемый свет будет красно-оранжевым. В середине окна генерации свет будет казаться чисто желтым.

Два устойчивых состояния схемы возникают, когда напряжение  $V_{IN}$  достаточно велико, чтобы выходное напряжение операционного усилителя достигло своего максимального значения и оставалось на нем, или когда оно достаточно мало, чтобы выходное напряжение операционного усилителя достигло своего минимального значения и оставалось на нем. Порогам этих устойчивых условий соответствует такое напряжение в точке  $V_{SET}$ , когда ток через инвертирующий вход операционного усилителя равен нулю. Тогда для порогового уровня выполняется соотношение:

$$\frac{V_{CC}}{R1} - \frac{V_{SET}}{R3} = \frac{V_{OUT}}{R2}, \quad (1)$$

где  $V_{OUT}$  – минимальное или максимальное выходное напряжение ОУ.

Резисторы R1 и R2 образуют делитель напряжения, который совместно с R3 устанавливает пороги напряжений, в пределах которых окно генерации активно. Общее правило состоит в том, что чем больше сопротивление R3, тем уже диапазон входных напряжений для генерации. Для индивидуальной настройки схемы на желаемый рабочий диапазон резисторы R1 и R2 можно заменить потенциометром.

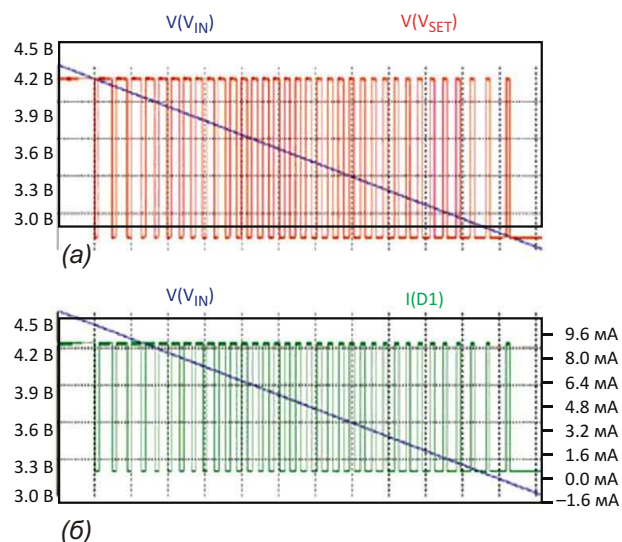
В изображенной схеме используется операционный усилитель LT1637 с максимальным выходным напряжением 5.36 В (при  $V_{CC} = 6$  В) и минимальным выходным напряжением 0.64 В. Подстановка этих значений в формулу дает верхнюю и нижнюю границы окна генерации 4.34 В и 3.15 В, соответственно. Эти минимальные и максимальные выходные напряжения, конечно, будут зависеть от  $V_{CC}$  и могут отличаться, если используются другие операционные усилители.

Частота генерации зависит от постоянной времени RC-цепи R4, R5 и C1. Центральная частота окна генерации выражается формулой

$$f = \frac{1}{C1(R4 + R5)}, \quad (2)$$

что при использовании компонентов с указанными на схеме номиналами дает 32.15 Гц.

На Рисунке 2а показан отклик схемы на входное напряжение, линейно спадающее от 4.5 В до 3.0 В и поочередно включающее три режима работы схемы. Генерация ОУ начинается, когда входное напряжение  $V_{IN}$  сравняется с максимальным значением  $V_{SET}$ , и прекращается, когда  $V_{IN}$  и  $V_{SET}$  снова становятся равными при минимальном значении  $V_{SET}$ .



**Рисунок 2.** Линейно спадающее входное напряжение демонстрирует переключение схемы между тремя режимами работы для рассчитанных значений порогов (а) по мере падения входного напряжения (б) с уменьшением коэффициента заполнения импульсов тока через зеленый светодиод.



На Рисунке 26 приведена зависимость тока зеленого светодиода от входного напряжения  $V_{IN}$ . Зеленый светодиод горит, когда  $V_{IN}$  выше 4.34 В, выключается, когда  $V_{IN}$  ниже 3.15 В, и мигает, переключаясь между двумя уровнями напряжения, в соответствии с рассчитанными значениями порогов. Измерения показывают, что коэффициент заполнения импульсов генератора равен 78% в начале и 18% в конце окна генерации. Направление тока, проходящего через красный светодиод, противоположно току зеленого светодиода, поэтому, когда красный светодиод включен, зеленый светодиод выключен.

Номиналы резисторов R6, R7 и R8, ограничивающих токи светодиодов, выбраны в

соответствии со спецификацией использованного здесь светодиода BRPG1204W компании Stanley Electric. Операционный усилитель был выбран из-за его способности работать с входными и питающими напряжениями в диапазоне до 44 В, что делает схему применимой для более высоких напряжений. Однако тогда токоограничивающие резисторы должны быть соответствующим образом масштабированы, чтобы не перегружать двухцветный светодиод. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1637](#)
2. [Datasheet Stanley BRPG1204W](#)

# Компенсация ошибок повышает точность источника втекающего тока

Christian de Godzinsky

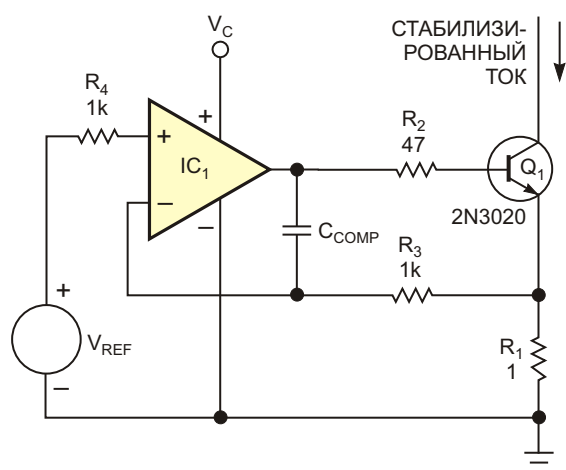
EDN

Точность источника втекающего тока можно повысить, по крайней мере, на два порядка, если добавить к нему два стандартных резистора с допусками 1%. В качестве бонуса также будут компенсированы ошибки, которые вносит базовый ток проходного транзистора с низким коэффициентом усиления по току. Чтобы сделать это, надо измерить базовый ток транзистора и добавить пропорционально масштабированную составляющую ошибки к опорному напряжению. При

проектировании источника втекающего тока в качестве проходного транзистора можно использовать MOSFET из-за его почти бесконечного усиления по мощности и низкого тока затвора. Однако мощные MOSFET имеют большие входные и выходные емкости, которые уменьшают высокочастотный выходной импеданс источника тока.

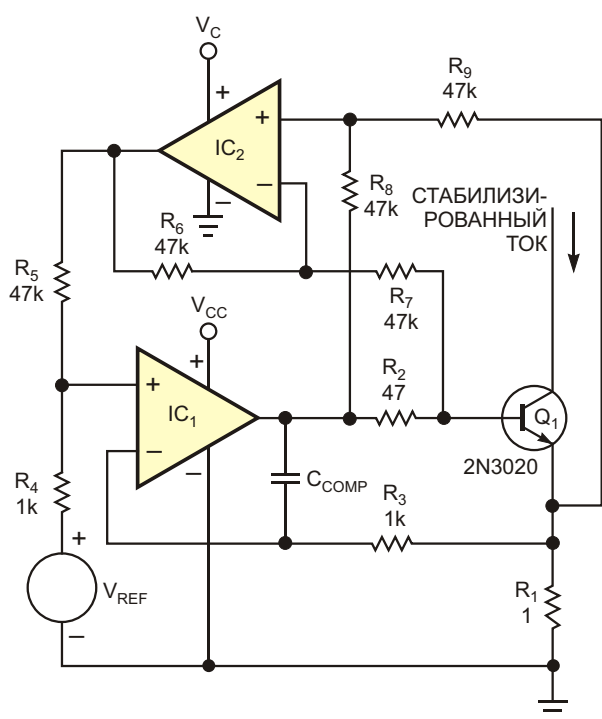
В качестве альтернативы мощный биполярный транзистор с низким коэффициентом передачи тока имеет гораздо меньшую выходную емкость, чем MOSFET сопоставимой мощности. На Рисунке 1 показана конструкция источника втекающего тока на биполярном транзисторе, серьезным недостатком, которого, к сожалению, является систематическая ошибка, обусловленная протеканием базового тока транзистора  $Q_1$  через токоизмерительный резистор  $R_1$ . Базовый ток изменяется с изменениями коллекторного тока и коэффициента передачи тока транзистора  $Q_1$ , которые, в свою очередь, зависят от производственного разброса параметров транзистора, температуры перехода и напряжения коллектор-эмиттер.

Для увеличения коэффициента усиления по току и уменьшения ошибки на выходе можно использовать транзисторы Дарлингтона, но очень немногие из них обладают хорошими высокочастотными параметрами. Мощные супербета транзисторы встречаются



**Рисунок 1.** Выходной ток этого типичного быстродействующего источника втекающего тока на основе биполярного транзистора содержит ошибку, вызванную током базы. Его нормальный выходной ток  $I_{OUT} = (V_{REF}/R_1) - I_B$ .

редко, они существенно дороже и обычно имеют более низкие частоты единичного усиления. Одним словом, несмотря на то, что биполярный транзистор имеет более высокий выходной импеданс на высоких частотах, погрешность, связанная с его базовым током, делает биполярный транзистор плохим выбором для высокоточного источника втекающего тока. Ошибки, вносимые током базы, могли бы быть компенсированы путем измерения коллекторного тока выходного транзистора и введением поправочного коэффициента, но такой подход усложняет схему и снижает выходное сопротивление источника.

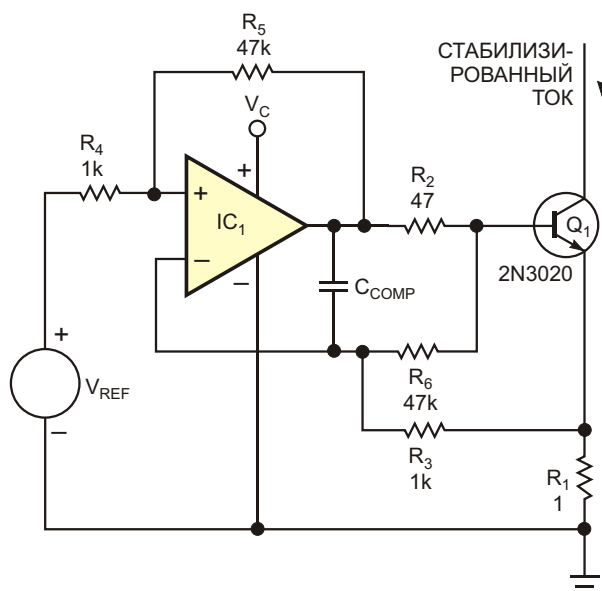


**Рисунок 2.** Добавление компенсации ошибки, вносимой базовым током, улучшает характеристики схемы. При использовании хорошо согласованных резисторов формула для выходного тока упрощается до  $I_{OUT} = (V_{REF}/R_1)$ .

Лучший подход реализован в схеме, показанной на Рисунке 2, в которую для измерения базового тока транзистора  $Q_1$  по падению напряжения на резисторе  $R_2$  добавлены дифференциальный усилитель  $IC_2$  и резисторы  $R_6 - R_9$ . Резисторы  $R_4$  и  $R_5$  масштабируют и суммируют напряжение ошибки и опорное напряжение, подаваемые на дифференциальный усилитель  $IC_1$ . Поскольку инвертирующий вход  $IC_1$  подключен к верхнему выводу

токоизмерительного резистора  $R_1$ , а не к земле, опорное напряжение  $V_{REF}$  определяет напряжение ошибки, подаваемое на  $Q_1$ , сохраняя масштабирование выходного сигнала и позволяя вычислять выходной ток как  $V_{REF}/R_1$ . В результате величина стабилизированного напряжения на резисторе  $R_1$  определяется суммой требуемого выходного тока и тока базы транзистора. Благодаря тому, что транзистор по своей природе «вычитает» собственный базовый ток, его коллекторный ток и, следовательно, выходной ток не имеют ошибки, создаваемой базовым током.

Используя комбинацию из двух усилителей  $IC_1$  и  $IC_2$ , можно упростить схему и сохранить функцию компенсации ошибки, но того же результата можно добиться, просто добавив к схеме на Рисунке 1 два резистора. Окончательная схема показана на Рисунке 3. Чтобы понять принцип ее работы, будем считать схему регулятором напряжения, поддерживающим напряжение, равное  $V_{REF}$ , на резисторе  $R_1$ . Обратите внимание, что если замкнуть базовый резистор  $R_2$ , любая синфазная ошибка, вносимая резисторами  $R_5$  и  $R_6$ , будет компенсирована и, таким образом, не будет влиять на напряжение базы транзистора  $Q_1$ . Если подать падение напряжения



**Рисунок 3.** Можно еще больше упростить конструкцию источника втекающего тока, добавив к схеме Рисунок 1 лишь два резистора  $R_5$  и  $R_6$ . Формула выходного тока остается такой же, как для схемы Рисунок 2:  $I_{OUT} = (V_{REF}/R_1)$ .

обратно на вход IC<sub>1</sub> через резисторы R<sub>5</sub> и R<sub>4</sub>, то напряжение, падающее на резисторе R<sub>2</sub> и соответствующее величине базового тока Q<sub>1</sub>, увеличит стабилизируемое на R<sub>1</sub> напряжение в соотношении R<sub>5</sub>/R<sub>4</sub>. Если отношение R<sub>5</sub>/R<sub>4</sub> сделать равным отношению R<sub>2</sub>/R<sub>1</sub>, напряжение на резисторе R<sub>1</sub> будет включать составляющую ошибки, которая эффективно компенсирует базовый ток. Если R<sub>3</sub> = R<sub>4</sub> и R<sub>5</sub> = R<sub>6</sub>, выходной ток I<sub>OUT</sub> будет описываться следующей формулой:

$$I_{OUT} = \frac{V_{REF} \cdot I_B \cdot R_2 \cdot \frac{R_4}{R_5}}{R_1} \cdot I_B.$$

Поскольку ток базы I<sub>B</sub> входит в выражение дважды с противоположными знаками и взаимно сокращается, формула упрощается:

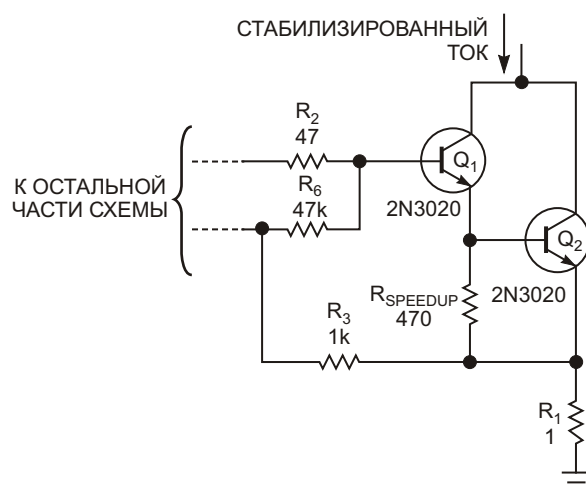
$$I_{OUT} = \frac{V_{REF}}{R_1}.$$

Для оптимизации характеристик схемы используйте следующие соотношения сопротивлений резисторов:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_5}{R_4}, \quad R_5 = R_6, \quad R_3 = R_4,$$

$$R_5 = R_4, \quad R_3 = R_1.$$

Использование в схеме на Рисунке 3 стандартных резисторов с допуском 1% уменьшает ошибку, вносимую током базы транзистора Q<sub>1</sub>, примерно до одной сотой от ее некомпенсированного уровня. Без компенсации низкий коэффициент передачи тока мощного транзистора Q<sub>1</sub> с типичным значением 25 внес бы ошибку полной шкалы тока в 4%. Схема уменьшает ошибку до 0.04% и увеличивает коэффициент передачи тока транзистора Q<sub>1</sub> до эффективного значения 2500. Идеальное согласование позволило бы снизить ошибку базового тока до практически неизмеримой величины. Обратите внимание, что диапазон входных синфазных напряжений микросхемы IC<sub>1</sub> должен включать напряжение отрицательной шины питания. Равенство сопротивлений резисторов на обоих входах IC<sub>1</sub> уравнивает входные токи смещения операционного усилителя. Минимальное значение



**Рисунок 4.** Добавление резистора R<sub>SPEEDUP</sub> улучшает характеристики двухтранзисторного выходного каскада Дарлингтона.

напряжения питания зависит от допустимой нагрузки по току усилителя IC<sub>1</sub> и от суммы наихудших падений напряжения на переходе база-эмиттер Q<sub>1</sub>, а также на резисторах R<sub>1</sub> и R<sub>2</sub>. Максимальный выходной ток схемы зависит от минимального коэффициента передачи тока транзистора Q<sub>1</sub> для случая его наиболее пессимистической оценки, умноженного на минимальный выходной ток IC<sub>1</sub>, опять же, для наихудшего случая.

Для обеспечения стабильной работы в качестве IC<sub>1</sub> следует использовать операционный усилитель, устойчивый при единичном усилении. Когда схема работает в пределах номинального диапазона токов, операционный усилитель, время отклика которого значительно больше, чем у транзистора Q<sub>1</sub>, обычно не нуждается в установке компенсирующего конденсатора C<sub>COMP</sub>. Однако небольшой конденсатор емкостью в несколько десятков пикофард гарантирует устойчивость при любых условиях – например, когда выходной ток схемы и напряжение обратной связи на резисторе R<sub>1</sub> приближаются к нулю.

Схема на Рисунке 3 будет работать так же хорошо, если в качестве Q<sub>1</sub> использовать транзистор Дарлингтона, поскольку его более высокое усиление по току дополнительно улучшает работу схемы. При использовании двух дискретных биполярных транзисторов можно улучшить время выключения составного транзистора Дарлингтона, подключив резистор R<sub>SPEEDUP</sub> между базой и

эмиттером выходного транзистора, чтобы удалить его избыточный базовый заряд (Рисунок 4).

Источник опорного напряжения может быть как фиксированным, так регулируемым, но для минимизации ошибки выходное сопротивление опорного источника должно быть достаточно низким, чтобы принимать ток обратной связи от резистора  $R_4$ . Можно

также пропорционально увеличить номиналы резисторов  $R_3 - R_6$ , чтобы снизить величину тока, потребляемого опорным источником. Удивительно, чего можно добиться, добавив всего два резистора в и без того простую схему. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Comset 2N3020](#)

# Зарядовые насосы на микросхеме TLC555-Q1

Mahmoud Harmouch

Texas Instruments

## Аннотация

В этой статье описывается альтернативное использование микросхемы TLC555-Q1 в качестве зарядового насоса. Прямоугольные выходные импульсы с размахом от напряжения питания до «земли» позволяют с помощью нескольких дополнительных конденсаторов и диодов сделать на основе этого устройства емкостной преобразователь с положительным или отрицательным выходным напряжением. Использование TLC555-Q1 в качестве зарядового насоса является простым и дешевым решением для удвоения, утроения или инвертирования напряжения питания.

Зарядовый насос можно использовать в автомобильных приложениях, требующих защиты от переплюсовки батареи. Зарядо-

вый насос также способен управлять MOSFET с низким сопротивлением открытого канала.

## Описание микросхемы

Это устройство содержит два оконных компаратора, RS-триггер, MOSFET с открытым стоком и двухтактный выходной каскад (Рисунок 1). Кроме того, микросхема имеет вывод RESET для разрешения и запрета выхода. Напряжение питания от 2 В до 15 В позволяет устройству работать в автомобильном оборудовании при полностью заряженной 12-вольтовой аккумуляторной батарее и при холодном запуске.

## Зарядовый насос с положительным выходным напряжением

Микросхема TLC555-Q1 включена в типовой конфигурации таймера (Рисунок 2). Частота переключения и коэффициент заполнения устанавливаются времязадающими компонентами R1, R2 и C5. Два диода (D1, D2) и два керамических конденсатора (C3, C4) вырабатывают положительное выходное напряжение  $2V_{CC} - 2V_F$ , где  $V_F$  – падение напряжения на диоде. Когда микросхема TLC555-Q1 выключена, выходное напряжение зарядового насоса равно  $V_{CC} - 2V_F$ . Чтобы при выключенном устройстве TLC555-Q1 выходное напряжение было равно 0 В, надо анод диода D2 соединить с выходом OUT (вывод 3).

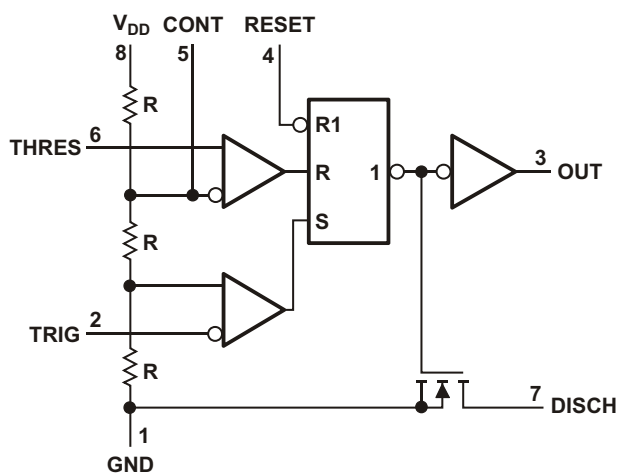
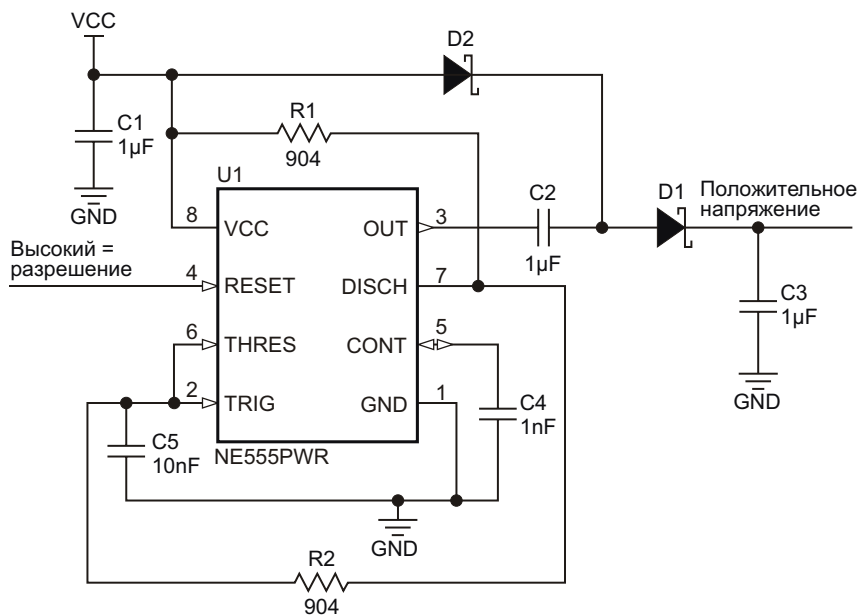
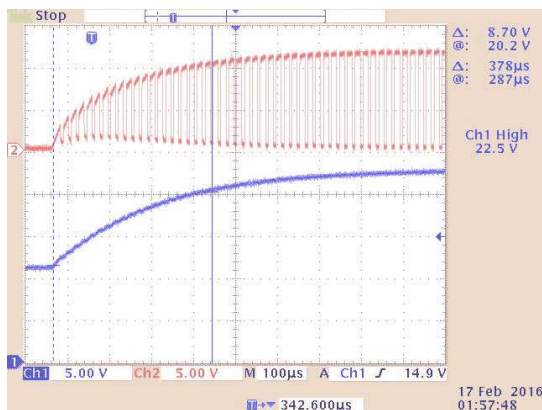


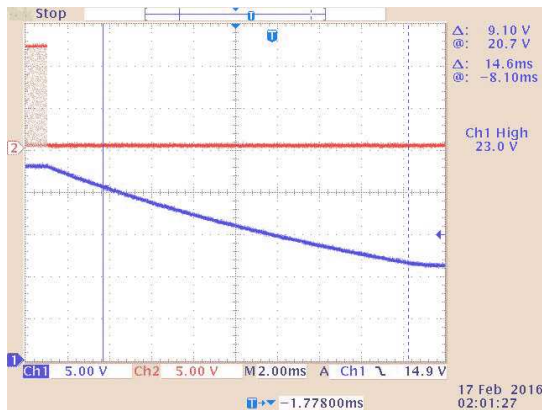
Рисунок 1. Блок-схема таймера TLC555-Q1.



**Рисунок 2.** Схема зарядного насоса с положительным выходным напряжением.



**Рисунок 3.** Включение питания – уровень на входе RESET меняется с низкого на высокий.



**Рисунок 4.** Выключение питания – уровень на входе RESET меняется с высокого на низкий.

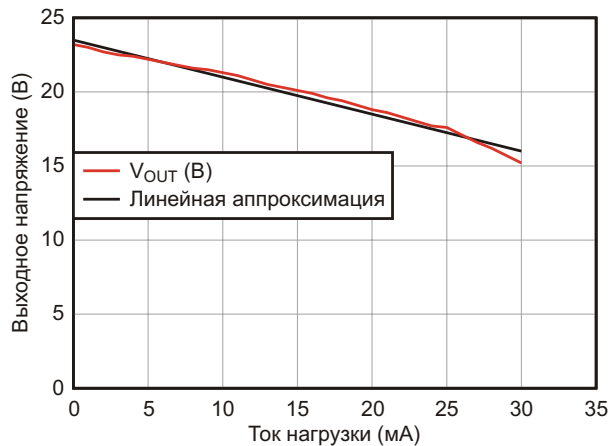
### Включение и выключение питания

Вывод RESET микросхемы может использоваться для включения и выключения зарядного насоса в соответствии с Таблицей 1.

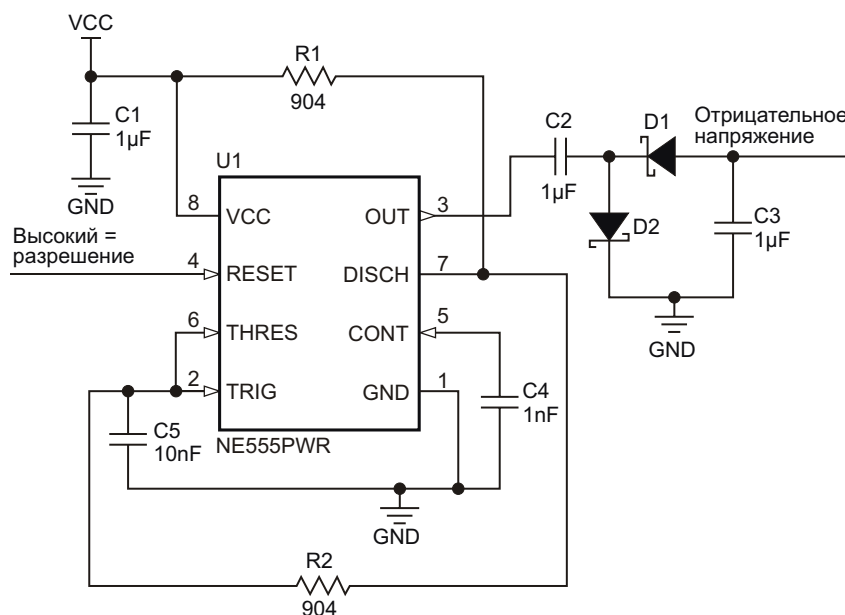
**Таблица 1.** Работа зарядного насоса с положительным выходным напряжением

RESET	OUT (выв. 3)	Зарядный насос	Выходное напряжение
Высокий	Переключение	ВКЛ	$2V_{CC} - 2V_F$
Низкий	Низкий	ВЫКЛ	$V_{CC} - 2V_F$

На Рисунке 3 показаны осциллограммы, иллюстрирующие процесс включения после изменения уровня на входе RESET с низкого



**Рисунок 5.** Зависимость выходного напряжения зарядного насоса от тока нагрузки.



**Рисунок 6.** Схема зарядового насоса с отрицательным выходным напряжением.

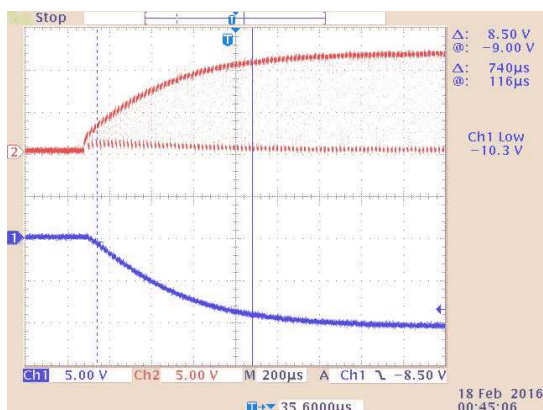
на высокий. На Рисунке 4 показаны осциллограммы, иллюстрирующие процесс выключения после изменения уровня на входе RESET с высокого на низкий.

### Характеристики

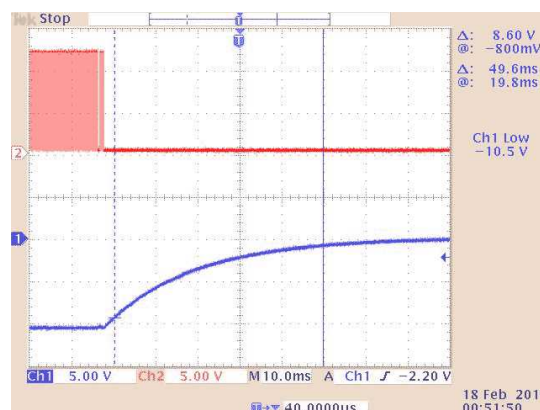
Работа удвоителя напряжения на зарядовом насосе проверялась при напряжении питания  $V_{CC} = 12$  В. Выходное напряжение равно  $2V_{CC} - 2V_F$ , где  $V_F$  – падение напряжения на диоде. На Рисунке 5 показана зависимость выходного напряжения зарядового насоса от тока нагрузки.

### Зарядовый насос с отрицательным выходным напряжением

Микросхема TLC555-Q1 включена в типовой конфигурации таймера (Рисунок 6). Частота переключения и коэффициент заполнения устанавливаются времязадающими компонентами R1, R2 и C5. Два диода (D1, D2) и два керамических конденсатора (C3, C4) вырабатывают отрицательное выходное напряжение. Когда микросхема TLC555-Q1 выключена, выходное напряжение зарядового насоса равно 0 В.



**Рисунок 7.** Включение питания – уровень на входе RESET меняется с низкого на высокий.



**Рисунок 8.** Выключение питания – уровень на входе RESET меняется с высокого на низкий.

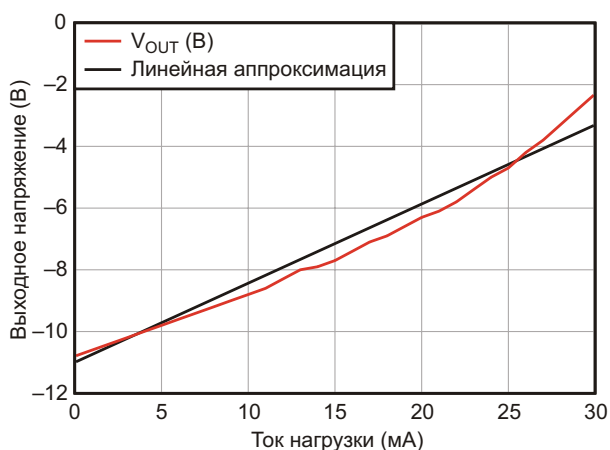


## Включение и выключение питания

Вывод RESET устройства может использоваться для включения и выключения зарядового насоса согласно Таблице 2.

**Таблица 2.** Работа зарядового насоса с отрицательным выходным напряжением

RESET	OUT (выв. 3)	Зарядовый насос	Выходное напряжение
Высокий	Переключение	ВКЛ	$-V_{CC} + 2V_F$
Низкий	Низкий	ВЫКЛ	0



**Рисунок 9.** Зависимость выходного напряжения зарядового насоса от тока нагрузки.

На Рисунке 7 показаны осциллограммы, иллюстрирующие процесс включения после изменения уровня на входе RESET с низкого на высокий. На Рисунке 8 показаны осциллограммы, иллюстрирующие процесс выключения после изменения уровня на входе RESET с высокого на низкий.

## Характеристики

Работа инвертора напряжения на зарядовом насосе проверялась при напряжении питания  $V_{CC} = 12$  В. Выходное напряжение равно  $-V_{CC} + 2V_F$ , где  $V_F$  – падение напряжения на диоде. На Рисунке 9 показана зависимость выходного напряжения инвертора от тока нагрузки.

## Краткий итог

С помощью небольшого количества внешних компонентов устройство TLC555-Q1 может быть включено в нескольких конфигурациях зарядового насоса. Его можно использовать в качестве меры экономии во многих приложениях. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TLC555-Q1](#)

# Фоторезистор в цепи обратной связи ОУ обеспечивает линейность отклика

Julius Foit, Jan Novák

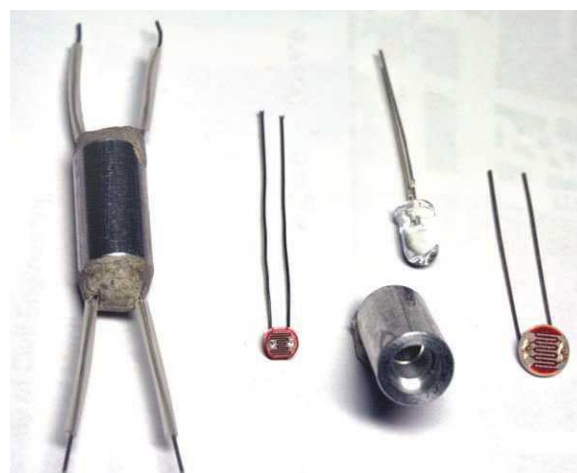
EDN

В усилителях АРУ используется нелинейность характеристик управляющих устройств. Величина активной составляющей некоторых из их дифференциальных параметров изменяется в зависимости от положений их рабочих точек по постоянному току. Типичным примером является вольтамперная характеристика кремниевого р-п перехода, дифференциальная проводимость которого прямо пропорционально проходящему через него постоянному току [1]. При таком способе управления основная проблема заключается в нелинейности передаточной характеристики управляющего элемента, которая вызывает относительно большие нелинейные искажения сигнала, когда амплитуда обрабатываемого напряжения превышает милливольты [2].

Для этой задачи подходит фоторезистор, вольтамперная характеристика которого линейна в широком диапазоне напряжений. Обычные фоторезисторы остаются идеально линейными при амплитудах сигнала до 100 В и более. Следовательно, устройством, регулирующим усиление, может быть оптопара, управляемым элементом которой является фоторезистор. В описываемой ниже схеме используется источник излучения, спектральная характеристика которого соответствует спектральной характеристике фоторезистора, а излучаемая им мощность должна, по возможности, быть линейной функцией сигнала возбуждения. Подобные оптопары имеются в продаже, но лишь немногие из них обладают характеристика-

ми, достаточно хорошими для этой цели. Обычные фоторезисторы имеют спектральные характеристики, близкие к спектральным характеристикам человеческого глаза, пик чувствительности которого приходится на длину волны примерно 500 нм. Таким образом, белый или зеленый светодиод являются хорошей альтернативой. В этой схеме для получения максимально возможной чувствительности используется белый светодиод высокой яркости.

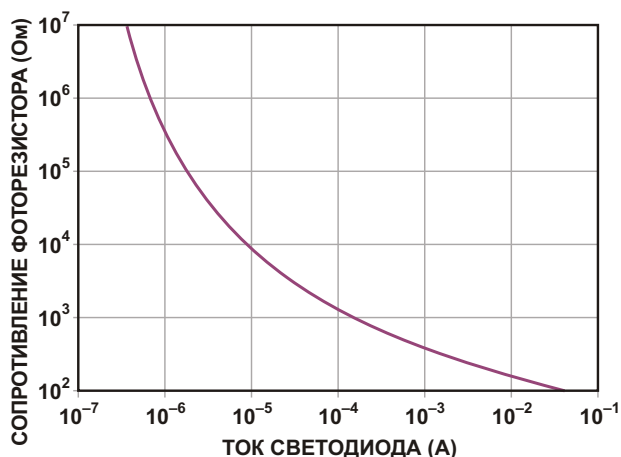
На Рисунке 1 показаны отдельные компоненты оптопары и устройство в сборе. Оптоизолятор состоит из цилиндрического держателя, в котором на одном конце закреплен стандартный 5-мм светодиод высокой яркос-



**Рисунок 1.** Оптоизолятор (слева) собран из яркого светодиода и фоторезистора, заключенных в металлическую трубку.

ти, а на другом – фоторезистор. Непрозрачный непроводящий уплотнитель предотвращает попадание в устройство внешнего света. Полированная внутренняя поверхность металлического держателя минимизирует потери света между светодиодом и фоторезистором. Для оптоизолятора были выбраны доступный фоторезистор NSL-19M51 и стандартный белый 5-мм светодиод высокой яркости L-53MWC\*E со световым потоком 2500 мкд при токе возбуждения 20 мА.

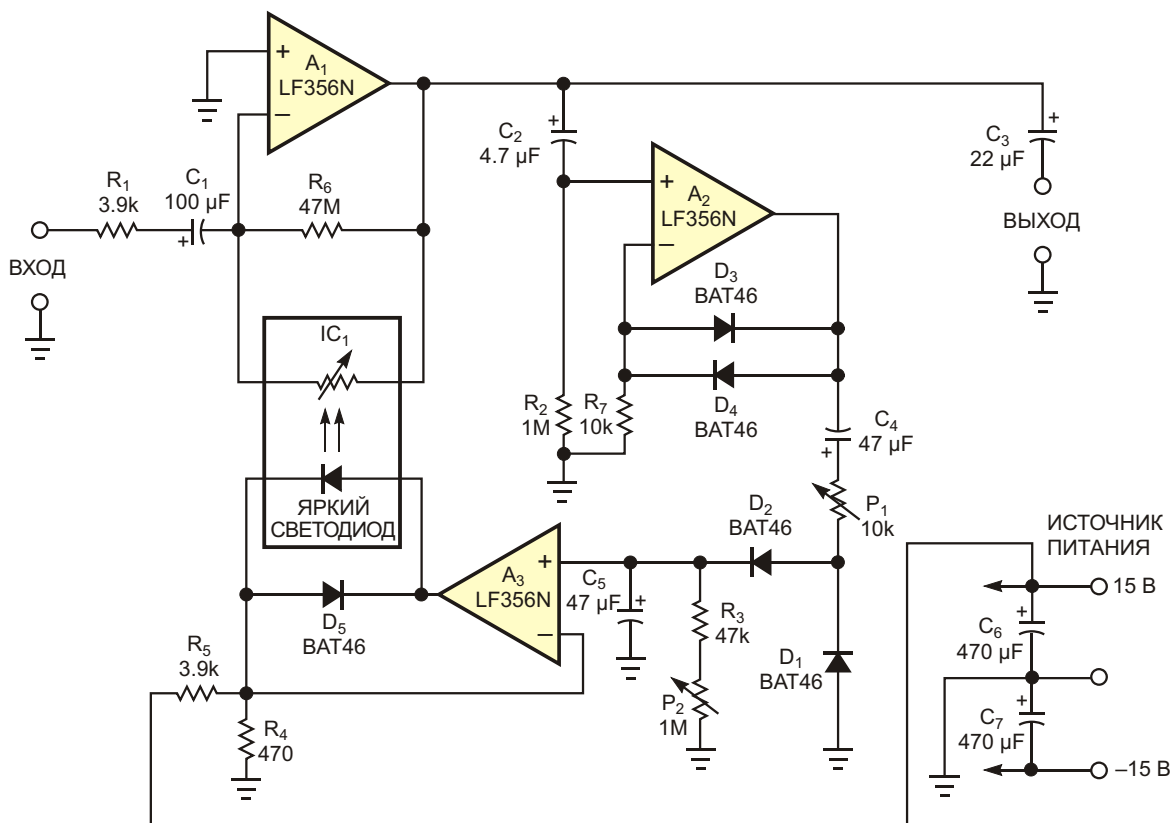
На Рисунке 2 изображена передаточная характеристика оптоизолятора, в котором используется фоторезистор типа NSL-19M51. Выходное сопротивление устройства может изменяться от 100 Ом до 10 МОм при соответствующем изменении тока светодиода от 34 мА до 0.1 мкА. Вольтамперная характеристика фоторезистора, линейная даже для сигналов большой амплитуды, позволяет использовать его в качестве элемента управления и тогда, когда требуется относительно большое напряжение сигнала, например, когда фоторезистор является частью петли обратной связи операционного усилителя (ОУ). Из Рисунка 2 также видно, что можно получить диапазон линейного изменения



**Рисунок 2.** Логарифмический отклик оптоизолятора, включенного в цепь обратной связи, обеспечивает линейную характеристику усилителя.

выходного сопротивления как минимум в пять декад при максимальном токе управления светодиодом, не превышающем допустимых выходных токов обычных твердотельных операционных усилителей.

Такой усилитель может управлять общим усилением системы в том же диапазоне без дополнительного усиления тока. Благодаря



**Рисунок 3.** В контуре обратной связи системы адаптивного усилителя используется оптопара.

линейности фоторезисторов результирующий уровень нелинейных искажений обрабатываемого сигнала почти исключительно обусловлен нелинейностью операционного усилителя. В пределах нормального рабочего диапазона общая линейность системы улучшается с увеличением амплитуды входного сигнала, поскольку величина отрицательной обратной связи увеличивается с ростом амплитуды сигнала.

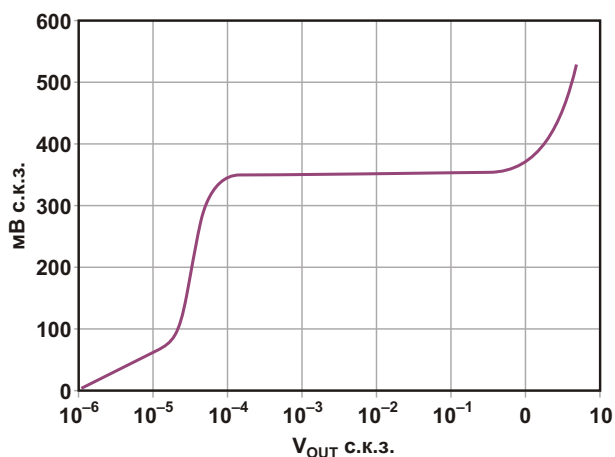
Схема усилителя показана на Рисунке 3. Основным устройством обработки сигналов является инвертирующий операционный усилитель  $A_1$ . Инвертирующее включение позволяет устанавливать абсолютное значение общего усиления от входа до выхода меньшим единицы, что дает возможность корректно обрабатывать даже входные сигналы, амплитуда которых превышает регулируемое выходное напряжение. Основным компонентом системы является оптрон  $IC_1$ , выходной фоторезистор которого служит регулируемым элементом цепи отрицательной обратной связи усилителя  $A_1$ . В отсутствие сигнала фоторезистор не освещается светодиодом, поэтому его сопротивление возрастает до высокого значения, что может привести к нестабильности режима по постоянному току и смещению статической рабочей точки усилителя  $A_1$ . Такое состояние в принципе не является вредным, поскольку путь прохождения сигнала открыт только для переменной составляющей сигнала, что предотвращает дальнейшее увеличение ошибки по постоянному току. Но как только на входе появится ненулевой сигнал,  $A_1$  без обратной связи усилит его, и начнется быстрый рост тока светодиода, что приведет к почти ступенчатому снижению выходного сопротивления оптопары до значения, достаточного для восстановления рабочей точки усилителя  $A_1$  по постоянному току. Этот скачок, пройдя через разделительный конденсатор на выход, может вызвать проблемы в цепях обработки сигнала, следующих за адаптивным усилителем. Чтобы предотвратить этот эффект, максимальное значение сопротивления обратной связи  $R_6$  нужно ограничить подходящим значением, таким, например, как 47 МОм. Входные каскады операционных усилителей на полевых транзисторах позволяют выбирать сопротивление  $R_6$  дос-

точно большим. Значение 47 МОм является разумным компромиссом, ограничивающим максимальный абсолютный коэффициент усиления напряжения каскада на  $A_1$  приблизительно до 82 дБ. Ограничивающими факторами при выборе сопротивления  $R_6$  являются шум и коэффициент усиления  $A_1$  без обратной связи.

Буфер  $A_2$  отделяет нелинейную нагрузку, которую представляют собой выпрямительные диоды, от выходного сигнала, предотвращая его искажения. Диоды  $D_3$  и  $D_4$  компенсируют изменения пороговых напряжений выпрямительных диодов  $D_1$  и  $D_2$ , включая их температурный уход. Если устанавливать регулируемую амплитуду выходного напряжения ниже порогового значения, задаваемого током смещения резистора  $R_4$ , не требуется, можно заменить диоды  $D_3$  и  $D_4$  перемычкой и исключить резистор  $R_7$ . Чтобы получить амплитуду выходного напряжения, регулируемую ниже порога, задаваемого током смещения резистора  $R_4$ , нужно установить усиление по напряжению каскада на  $A_2$  большим единицы. Для этого просто нужно включить дополнительные резисторы последовательно с диодами  $D_3$  и  $D_4$ .

В выпрямителе использованы диоды Шоттки, имеющие более низкое пороговое напряжение, чем обычные диоды с p-n переходом. Кроме того, благодаря их небольшому времени восстановления эффективность выпрямления сохраняется при высоких частотах сигнала. Выпрямитель работает как двухполупериодный удвоитель напряжения, обеспечивая полное пиковое детектирование даже сигналов несимметричной формы. Выход выпрямителя подключен к преобразователю напряжение-ток, сделанному на усилителе  $A_3$ , управляющем светодиодом оптрона. Источник тока, смещающий порог выпрямления, подключен к токоизмерительному резистору  $R_4$ . В этом случае  $R_5$  имитирует источник тока, устанавливая регулируемую амплитуду выходного напряжения. Если стабильность напряжения 15 В недостаточна, для источника тока следует использовать отдельный стабилизированный источник питания. Диод, включенный встречно-параллельно светодиоду оптрона, защищает его от напряжения обратной полярности при отсутствии сигнала.

Эта схема управления током светодиода имеет важное преимущество: она позволяет практически независимо регулировать времена срабатывания и отпускания. Время срабатывания можно регулировать подстроечным резистором  $R_1$ , увеличив, при необходимости, его сопротивление. Время отпускания устанавливается резистором  $R_2$ . Используемый фоторезистор имеет достаточно хорошее быстродействие, и величина задержки, вносимой им при ступенчатом изменении освещенности, приемлема для большинства практических требований.



**Рисунок 4.** Усилительная система имеет линейный выходной отклик в диапазоне входных напряжений от 0.1 мВ до 1 В.

На Рисунке 4 показана общая характеристика системы адаптивного усилителя. Выходной сигнал с точностью  $\pm 1$  дБ остается на постоянном уровне 350 мВ с.к.з. для напряжений входного сигнала от менее 70 мкВ до более чем 1.2 В с.к.з., то есть в диапазоне свыше 85 дБ. В отсутствие сигнала среднеквадратичное значение выходного шума составляет менее 6 мВ, что дает отношение сигнал/шум обработанного сигнала, превышающее 20 дБ в наихудшем случае в начале регулирования, улучшающееся пропорционально с увеличением уровня входного сигнала.

Ключевым параметром этой конструкции является ее линейность. Благодаря линейности фоторезистора и отделению нагрузки нелинейного выпрямителя от выхода, вклад

цепи регулировки усиления в нелинейность схемы незначителен. Таким образом, общую линейность системы в принципе определяет только усилитель  $A_1$ .

Гармонический анализ выходного сигнала на частоте 1 кГц показывает амплитуды высших гармоник ниже уровня шума усилителя  $A_1$  для всех входных напряжений до 200 мкВ с.к.з. и ниже  $-75$  дБ для входных напряжений до 1.5 В с.к.з. Нелинейные искажения становятся заметными только при больших амплитудах входных сигналов, превышающих диапазон регулирования системы; тогда при входном напряжении 2.5 В с.к.з. уровень второй гармоники увеличивается до  $-45$  дБ и третьей гармоники до  $-40$  дБ.

В пределах диапазона АРУ общая линейность передаточной характеристики улучшается с ростом амплитуды входного сигнала из-за увеличения глубины отрицательной обратной связи усилителя  $A_2$  при увеличении амплитуды входного сигнала. При сопротивлениях подстроечных резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , равных 10 кОм и 1 МОм, и ступенчатом изменении входного сигнала от 100 мкВ до 50 мВ с.к.з. времена срабатывания и отпускания составляют примерно 0.2 и 2 секунды, соответственно. Время от перегрузки входа сигналом 1 кГц с амплитудой более 10 В с.к.з. до полного восстановления чувствительности без сигнала составляет менее 2 минут. Все эти временные интервалы можно настраивать в широком диапазоне, изменяя номиналы элементов  $C_4$ ,  $C_5$ ,  $R_1$  и  $R_2$ . При этом  $R_1$  устанавливает время срабатывания, а  $R_2$  – время отпускания. **РЛ**

## Ссылки

1. Julius Foit. Схема АРУ с динамическим диапазоном 60 дБ. РадиоЛоцман, 2022, 01-02, стр. 74
2. Foit, Julius, "[Logarithmic Processing Amplifier](#)," Proceedings of the Fifth WSEAS International Conference on Microelectronics, Nanoelectronics, Optoelectronics, March 2006, pg 6.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LF356N](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics BAT46](#)
3. [Datasheet Silonex NSL-19M51](#)
4. [Datasheet Kingbright L-53MWC](#)



# 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!**