



## КАК РАБОТАЮТ ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ГИСТЕРЕЗИСНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ



## Уважаемые читатели журнала «РадиоЛоцман»!

9 лет пролетело с момента выхода первого номера нашего журнала «РадиоЛоцман» (июнь, 2011), и вот уже перед вами очередной 108 номер. На нем мы завершили начатые в начале 2020 года изменения, затронувшие внешний вид издания. Что касается организационных изменений, то, начиная с этого выпуска, они сведутся к следующему:

1. Периодичность выхода журнала меняется с одного месяца на два.
2. В новом формате журнала существенно сократится количество материалов в разделе «Новости». Количество статей в разделах «Статьи» и «Схемы» увеличится.
3. Меняется очередность публикации материалов; теперь все статьи журнала первоначально будут публиковаться на сайте <https://www.rlocman.ru>. Схемы и диаграммы к этим статьям в формате PDF будут доступны уже на сайте.

Если вы еще не подписаны на почтовую рассылку (дважды в неделю) обновлений сайта <https://www.rlocman.ru>, рекомендуем сделать это. Подписаться можно здесь <https://www.rlocman.ru/newsletter/>.

Отношения редакции с авторами остаются неизменными. Более того, мы призываем к сотрудничеству носителей передовых знаний в области разработки электроники для их популяризации.

## РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

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

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

## РАДИОЛОЦМАН.ФОРУМ

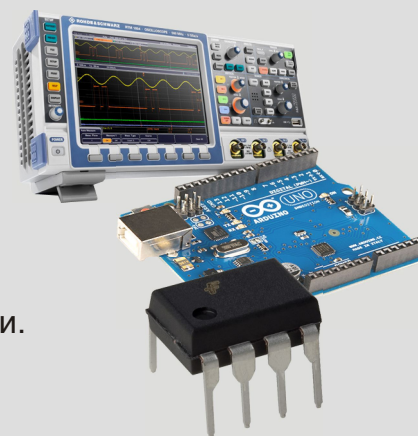
[www.rlocman.ru/forum](http://www.rlocman.ru/forum)

Обсуждайте статьи и новости, общайтесь!  
Приглашаем профессионалов.

## РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

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

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



Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

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

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (903) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

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

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление  
бесплатной подписки:  
www.rlocman.ru/magazine

## Новости

- 4 Гидрогель охлаждает электронные устройства и рекуперировывает отработанное тепло
- 5 Новые интегральные силовые модули компании EPC изменяют подход к проектированию преобразователей энергии
- 6 Infineon разработала первый в мире автономный аудиоусилитель класса D с технологией MERUS в форм-факторе HAT для Raspberry Pi
- 7 Появился компьютер Raspberry Pi Model B с объемом ОЗУ 8 Гбайт
- 9 Siemens Gamesa выпускает 14-мегаваттную ветряную турбину с диаметром ротора 222 метра
- 10 В Лос-Лунасе испытывается принципиально новая система солнечной генерации
- 11 Светодиодный драйвер управляет подсветкой салона
- 12 Plessey и Compound Photonics создали прототип микросветодиодного дисплея с диагональю 0.26" и разрешением Full HD 1080p

## Статьи

- 14 Калибровка инфракрасных аналоговых дальномеров компании Sharp
- 18 Как работают импульсные преобразователи с гистерезисным управлением
- 27 Универсальный оптоэлектронный логический элемент
- 30 Понижающий регулятор для работы при легких нагрузках
- 34 Верхние границы коэффициента заполнения
- 36 Управляемый источник питания расширяет диапазон выходных напряжений усилителя
- 40 Емкостной преобразователь напряжения, он же зарядовый насос
- 45 «Линейный» терморезистор с положительным ТКС преодолевает недостатки NTC термисторов
- 48 ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНАЯ РОССИЯ. Группа компаний Остек и ее партнеры – на рубеже 2010 годов
- 55 Электронные предохранители: достоинства и недостатки

## Схемы

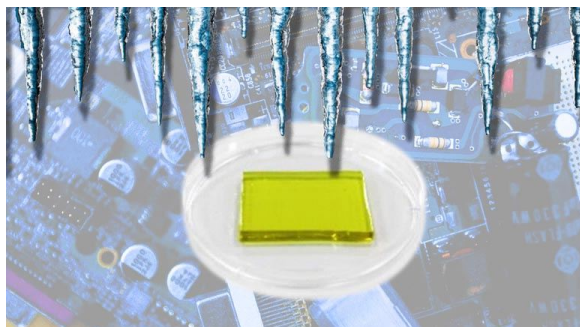
- 58 Использование LDO регулятора в качестве супервизора питания
- 61 Зависимо-последовательное включение неограниченного числа нагрузок
- 64 ИК-маяк для экспериментов с автономными мобильными роботами
- 68 Оригинальная схема изоляции датчика температуры от микроконтроллера
- 71 Схемы радиоприемников на основе аудиоусилителя LM386
- 76 Пассивное и активное ограничение тока в схеме дневной лампы с солнечным питанием
- 83 Активный малощумящий антиалайзинговый фильтр для 24-битного АЦП
- 86 Сверхмалощумящий 48-вольтовый источник фантомного питания микрофона
- 90 Оптоизолятор упрощает контроль сетевого напряжения
- 93 Нетрадиционная схема управления двигателем постоянного тока с постоянными магнитами
- 96 Мощный линейный формирователь с одним источником питания
- 98 MOSFET в обедненном режиме запускает импульсный источник питания
- 100 Простая схема защиты соленоида ограничивает время включения
- 102 Линеаризация управляющей характеристики аттенюатора с помощью операционного усилителя
- 105 Источник тока для высоковольтной схемы

# Гидрогель охлаждает электронные устройства и рекуперерирует отработанное тепло

Rehana Begg

Machine Design

*Новая гидрогелевая пленка, перенося электроны при нагревании, вырабатывает электрическую энергию*



Сегодняшнее поколение электроники сверхмощно – мы запускаем свои смартфоны на долгие часы, перелопачивая терабайты данных, и даже играем в Minecraft на наших ноутбуках. Но использование электронных гаджетов в течение продолжительного времени может привести к их перегреву, замедлению или даже повреждению компонентов.

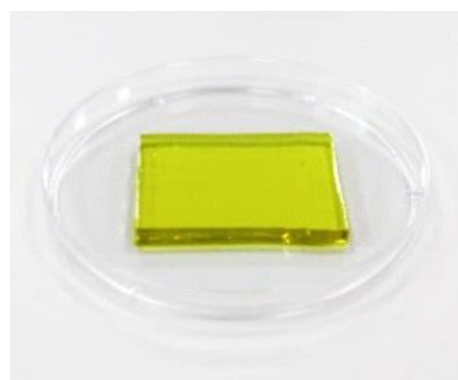
Исследователи разработали гидрогель, который, возможно, позволит как охлаждать электронику, так и преобразовывать выделяющееся из нее тепло в электричество.

В статье, опубликованной в журнале Американского химического общества Nano Letters, исследователи заявили, что их целью была разработка «умного термогальванического гидрогеля, который мог бы преобразовывать выделяющееся тепло в электричество и одновременно понижать температуру устройства». Как отметили авторы статьи, существующие до сих пор средства позволяли выполнять одну или другую функцию, но не обе одновременно.

## Как это работает

Гидрогель, изготовленный на основе полимерного (полиакриламидного) каркаса,

наполненного водой и ионами, при нагревании вырабатывает электричество. По словам исследователей, это происходит, когда два иона – феррицианид и ферроцианид – переносят электроны между электродами. В то же время, когда испаряется находящаяся внутри гидрогеля вода, возникает охлаждающий эффект. После каждого использования гидрогель регенерируется, поскольку он поглощает воду из окружающей среды.



*Гидрогель может охлаждать электронику и вырабатывать электроэнергию из ее отработанного тепла.*

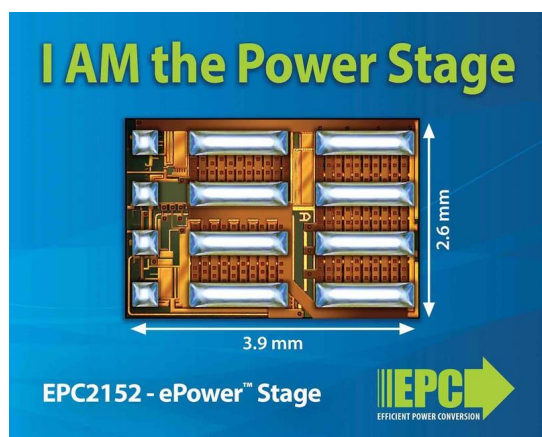
Для демонстрации работы материала исследователи прикрепили гидрогелевую пленку к аккумулятору мобильного телефона. Им удалось понизить температуру батареи на 20 °С. Теряемое тепло преобразовывалось в 5 мкВт электрической энергии.

Исследователи утверждают, что пониженная рабочая температура обеспечивает безопасную работу батареи, а собранной электрической энергии достаточно для контроля батареи или управления системой охлаждения.

# Новые интегральные силовые модули компании EPC изменят подход к проектированию преобразователей энергии

*Efficient Power Conversion (EPC) представила первую интегральную схему из нового семейства приборов, обеспечивающих более высокий уровень характеристик и меньшие размеры решения для приложений с высокой плотностью мощности, включая DC/DC преобразователи, драйверы двигателей и аудиоусилители класса D*

EPC объявляет о выпуске интегральной схемы 80-вольтового, 12.5-амперного силового каскада, предназначенного для 48-вольтовых DC/DC преобразователей, используемых в вычислительных приложениях высокой плотности и в драйверах двигателей электромобилей.



EPC2152 – это однокристалльный GaN прибор, изготовленный с использованием запатентованной EPC GaN технологии, в котором объединены драйвер и полумост на основе eGaN МОП-транзисторов. Помимо мощных выходных транзисторов, кристалл монолитной микросхемы содержит входной логический интерфейс, схему сдвига уровней, цепь зарядки бутстрепного конденсатора и буферные схемы драйверов затворов. Размеры корпуса прибора совпадают с размерами кристалла и составляют всего 3.9 мм × 2.6 мм × 0.63 мм.

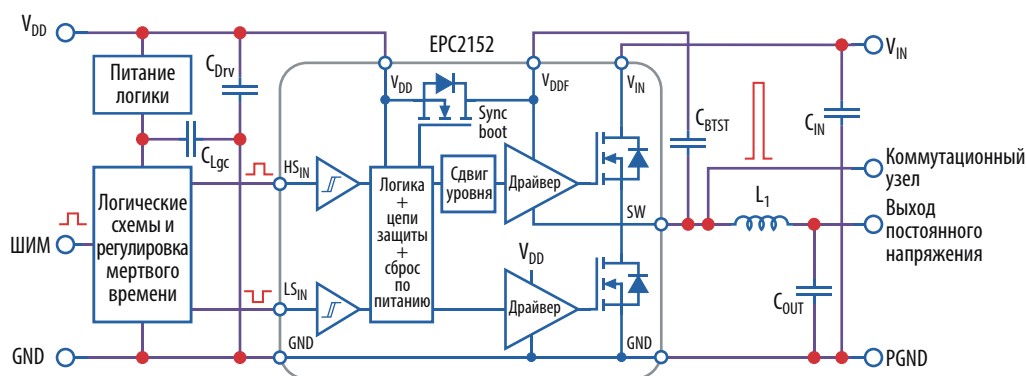
При работе в составе понижающего преобразователя 48 В/12 В на частоте переключения 1 МГц силовой каскад EPC2152 позволяет достичь КПД 96%, занимая на печатной плате на 33% меньшую площадь, чем эквивалентные многокристалльные решения на дискретных элементах.

EPC2152 – это первый прибор в планируемом к выпуску большом семействе интегральных силовых каскадов, которые будут предлагаться как в корпусах с размерами кристалла (CSP), так и в многокристалльных вариантах в корпусах QFM. В течение года семейство пополнится продуктами, способными работать на высоких частотах до 3–5 МГц, а также при больших токах от 15 до 30 А на каскад.

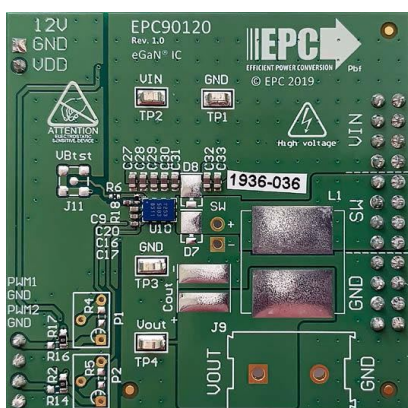
Это семейство продуктов упростит разработчикам использование преимуществ значительного улучшения характеристик, которое стало возможным благодаря технологии GaN. С устройствами, интегрированными в одной микросхеме, легче проектировать, проще разводить печатные платы, легче выполнять монтаж, экономить пространство на плате и повышать КПД.



«В истории дискретных силовых транзисторов пишется последняя глава. Интегральные решения GaN-на-кремнии обеспечивают лучшие характеристики при меньшем занимаемом пространстве и значительном сокращении усилий на разработку, – сказал Алекс Лидоу (Alex Lidow), генеральный директор и соучредитель EPC. – Это новое семейство интегральных силовых каскадов является следующим значительным этапом эволюции



Блок-схема оценочной платы EPC90120.



Оценочная плата EPC90120.

GaN преобразователей энергии от интеграции дискретных устройств до более сложных решений, которое позволяет получить внутрисхемные характеристики, превосходящие возможности кремниевых решений, и упрощает инженерам проектирование систем питания».

## Оценочная плата

Оценочная плата EPC90120, рассчитанная на максимально рабочее напряжение 80 В и максимальный выходной ток 12.5 А, основана на микросхеме EPC2152. Плата размером 50.8 мм × 50.8 мм имеет оптимизированные коммутационные характеристики и содержит все основные компоненты, необходимые для простой оценки интегрального силового каскада EPC2152.

## Цены и доступность

Силовые каскады EPC2152 в партиях из 1000 приборов продаются по цене \$5.03 за штуку.

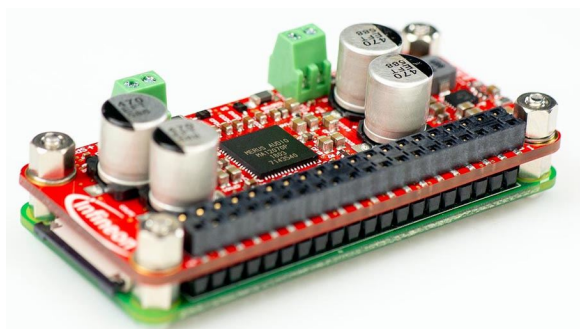
Одна оценочная плата EPC90120 стоит \$123.75.

EPC2152 и EPC90120 можно немедленно приобрести у дистрибьюторской компании Digi-Key.

# Infineon разработала первый в мире автономный аудиоусилитель класса D с технологией MERUS в форм-факторе HAT для Raspberry Pi

Infineon Technologies разработала первый в мире полностью автономный аудиоусилитель в форм-факторе платы расширения HAT (Hardware attached on Top) для Raspberry Pi. Небольшое устройство предоставляет высокое качество аудио с уровнями мощности бумбокса. Запатентованная Infineon многоу-

ровневая технология [1] гарантирует пользователям и производителям Raspberry Pi минимальные размеры и потребление, исключительно высокий КПД и HD качество звука. Основной областью использования устройства являются активные колонки с беспроводной потоковой передачей музыки.

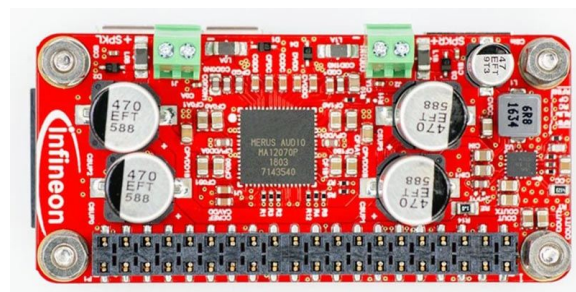


Плата (KIT\_40W\_AMP\_HAT\_ZW) совместима с Raspberry Pi Zero W, а также с Raspberry Pi 3 и 4. В ней используется многоуровневое усиление MERUS класса D, которое поддерживается усилителем MERUS MA12070P, позволяющим реализовать конструкцию, не требующую катушки в выходном фильтре. Это значительно снижает стоимость компонентов и уменьшает размеры печатной платы. При небольших размерах плата имеет высокую выходную мощность с мгновенными пиковыми значениями до 40 Вт на нагрузке 4 Ом. Решение обеспечивает лучшие в своем классе значения КПД и времени воспроизведения, достигающего 20 часов при питании от внешнего аккумулятора емкостью порядка 6700 мА ч. Плате не требуются дополнительные источники питания; для Raspberry Pi и HAT достаточно 5 В/2.5 А, получаемых из разъема USB.

Настройки аудиосистемы выполняются быстро и просто благодаря совместимости платы с основными дистрибутивами Linux, такими как Raspbian, Volumio, moOde Audio или JustboomPlayer. Для приложений Мультирум, TWS или сабвуферов возможны варианты использования платы в двухканальной конфигурации с мостовым подключением нагрузки (BTL) или в одноканальной конфигурации с параллельно-мостовым подключением нагрузки (PBTL).

## Доступность

Платы аудиоусилителей для Raspberry Pi можно приобрести со склада Infineon.



## Ссылка

1. [MERUS – многоуровневые аудиоусилители класса D для сверхкомпактных приложений.](#)

# Появился компьютер Raspberry Pi Model B с объемом ОЗУ 8 Гбайт

*Ally Winning*

Farnell представила новый вариант компьютера Raspberry Pi 4 Model B с объемом оперативной памяти 8 Гбайт, вдвое расширив память существующей высокопроизводительной модели.

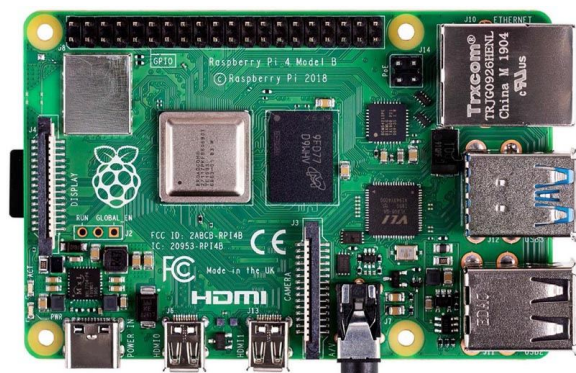
Дополнительная память предназначена для повышения производительности при выполнении приложений, обрабатывающих большие объемы данных, что делает новое устройство привлекательным вариантом для пользователей обычных настольных компьютеров.

*eeNews Embedded*

Новый компьютер был разработан, чтобы предоставить потребителям оптимальный баланс быстродействия, емкости памяти и стоимости, и 8 Гбайт памяти являются идеальным объемом для приложений, требующих обработки в реальном времени больших объемов данных при минимальных задержках. К таким приложениям относятся пограничные шлюзы, средства машинного зрения и системы распознавания лиц. Функциональность новой платы может быть еще больше расширена для приложений визуализации с

помощью недавно выпущенной высококачественной 12-мегапиксельной камеры Raspberry Pi со сменными объективами.

Увеличенный до 8 ГБ объем памяти платы также станет большим удобством для пользователей настольных компьютеров, без задержки или ожидания поддерживая просмотр веб-страниц, потоковое видео высокой четкости, облачные игры и обработку изображений.



## Основные характеристики 8-гигабайтного компьютера Raspberry Pi 4 Model B

- СнК BCM2711, изготовленная на основе техпроцесса 28 нм, значительно повышает энергоэффективность по сравнению с предыдущими моделями.
- Четырехъядерный 64-разрядный процессор ARM Cortex-A72 с тактовой частотой 1.5 ГГц утраивает скорость работы компьютера Raspberry Pi 4 Model B по сравнению с его предшественником.
- Два порта HDMI поддерживают двухдисплейные конфигурации с разрешениями до 4K.
- Два порта SuperSpeed USB 3.0 позволяют быстрее обмениваться с внешними накопителями большой емкости (до 5 Гбит/с).
- Поддержка True Gigabit Ethernet позволяет обмениваться данными на скоростях до 1 Гбит/с.
- Двухдиапазонная беспроводная сеть на частотах 2.4 ГГц и 5 ГГц, обеспечивает реальные скорости передачи данных свыше 100 Мбит/с. Модульная сертификация позволяет встраивать плату в конечные продукты, значительно сократив

объемы испытаний на соответствие, что снижает как стоимость, так и время выхода на рынок.

## Прочие характеристики

### • **Мультимедиа:**

- декодер H.265 (4кp60),
- декодер H.264 (1080p60), кодек H.264 (1080p30);
- графический интерфейс OpenGL ES 3.0;
- подсистема обработки потоковых данных с датчика изображения.

### • **GPIO:**

Определяемый пользователем интерфейс ввода/вывода общего назначения (GPIO), выведенный на стандартный 40-штырьковый разъем, с полной обратной совместимостью и дополнительной мультиплексируемой периферией UART, I<sup>2</sup>C и SPI.

### • **Поддержка SD-карт:**

Слот microSD для загрузки операционной системы и хранения данных.

### • **Питание через Ethernet:**

Поддержка PoE (Power over Ethernet) с использованием отдельной платы расширения в форм-факторе HAT (Hardware attached on Top).

Исполнительный директор Raspberry Pi Trading Эбен Аптон (Eben Upton) сказал: «Мы с нетерпением ждали этот продукт с момента выпуска Raspberry Pi 4 в июне 2019 года, и теперь, благодаря нашим тесным отношениям с партнерами по микросхемам памяти в Micron, наконец, он стал реальностью. Этот продукт и наша будущая 64-битная операционная система на основе Debian откроют для платформы Raspberry Pi широкий спектр новых высококлассных приложений».



Камера Raspberry Pi на основе 12.3-мегапиксельного датчика изображения IMX477 Sony.



# Siemens Gamesa выпускает 14-мегаваттную ветряную турбину с диаметром ротора 222 метра

- *Оффшорная ветряная турбина SG 14-222 DD с установленной мощностью 14 МВт, способная достигать 15 МВт в режиме Power Boost.*
- *Ротор диаметром 222 м, в котором используются гигантские 108-метровые лопасти V108.*
- *Сокращение за время эксплуатации выбросов CO<sub>2</sub> примерно на 1.4 млн тонн на одну машину по сравнению с генерацией энергии, основанной на сжигании угля.*
- *Годовая выработка электроэнергии, увеличенная более чем на 25% по сравнению с предшествующей машиной.*
- *Легкая 500-тонная гондола позволяющая оптимизировать конструкцию и снизить стоимость фундамента и мачты.*
- *Готовность прототипа в 2021 году, начало коммерческого использования в 2024 году.*

Еще никогда ветры перемен не были так сильны, особенно когда речь идет об удовлетворении мировых потребностей в чистой возобновляемой энергии. Вкладом Siemens Gamesa в решение этой задачи станет новая оффшорная ветряная турбина прямого привода SG 14-222 DD.



Беспрецедентная мощность 14 МВт, достигающая 15 МВт при использовании разработанной компанией функции Power Boost, ротор диаметром 222 м с лопастями длиной 108 м и поражающей воображение ометаемой площадью 39,000 м<sup>2</sup> возвышают новейшую ветровую турбину Siemens Gamesa над миром, который в настоящее время переживает огромные потрясения.

Мощность 14 МВт позволяет одной турбине SG 14-222 DD удовлетворить годовую потребность в энергии примерно 18,000 средних европейских домохозяйств. Порядка 20 оффшорных ветряных турбин SG 14-222 DD способны покрыть годовое потребление электроэнергии такого города, как Бильбао, Испания.

В роторе диаметром 222 м использованы созданные Siemens Gamesa лопасти V108.

Длинные, почти как три космических челнока, 108-метровые лопасти IntegralBlade отливаются как одно целое с использованием запатентованной Siemens Gamesa новейшей технологии. Колоссальная площадь ометания турбины 39,000 м<sup>2</sup> эквивалентна примерно 5.5 стандартным футбольным полям. В пересчете на одну установку SG 14-222 DD позволяет увеличить выработку энергии более чем на 25% по сравнению с оффшорной ветряной турбиной SG 11.0-200 DD.

Кроме того, вес гондолы нового оффшорного гиганта снижен до 500 тонн. Облегченная конструкция позволяет безопасно использовать башни и фундаменты, оптимизированные по сравнению с основаниями, необходимыми для более тяжелых гондол. Таким образом, дополнительные преимущества обеспечиваются за счет минимизации количества исходных материалов и сокращения транспортных расходов.

Создатели SG 14-222 DD опирались на практику разработки прямоприводных оффшорных турбин, глубокое понимание Siemens Gamesa и опыт, приобретенный за пять поколений продуктов с момента появле-



ния платформы в 2011 году. Основу новой оффшорной ветряной турбины составляют такие ключевые компоненты, как системы безопасности, концепции ступиц и башен, решения, касающиеся эксплуатации и технического обслуживания, а также безупречно отлаженное управление цепочкой поставок.

На всех основных мировых оффшорных рынках ветроэнергетики было установлено

более 1000 ветровых турбин прямого привода Siemens Gamesa. Среди них Великобритания, Германия, Дания, Нидерланды, Бельгия и Тайвань. Кроме того, были получены подтвержденные заказы на дополнительные 1000 турбин с прямым приводом с запланированной установкой как на территориях перечисленных выше стран, так и на новых рынках, включая США и Францию.

## В Лос-Лунасе испытывается принципиально новая система солнечной генерации

*Power Systems Design*

В поселке Лос-Лунас запущена принципиально новая вертикальная солнечная система Polygen, которая будет круглосуточно обеспечивать электроэнергией центр переработки отходов поселка. В системе используется совершенно новая технология, и поселок Лос-Лунас является первым муниципалитетом в стране, которому она стала доступна. Система была разработана и установлена компанией Wiltech Energy. Новая технология позволит получать в шесть раз больше энер-

гии, чем дают традиционные солнечные установки. Новая система занимает всего 49 квадратных футов (4.5 м<sup>2</sup>) и будет обеспечивать мощность, достаточную для поддержания работы центра утилизации. В систему также будут добавлены аккумуляторный накопитель энергии на 22 кВт и ветряная турбина.

«Имея более 300 солнечных дней в году, имеет смысл использовать естественную энергию солнца для питания зданий в деревне. – объяснил Грег Мартин (Greg Martin), мэр Лос-Лунаса. – Мы надеемся, что в ближайшем будущем солнечная энергия начнет работать на благо нашей общины».

Система Wiltech Energy уникальна своей вертикальной геометрией. «Это единственная солнечная система в мире, которая может вырабатывать энергию зимой, – объяснил Освальд Уилсон (Oswald Wilson), генеральный директор Wiltech Energy. – Благодаря вертикальной ориентации, панели работают в зимнюю погоду и даже во время пустынных песчаных бурь. Мы верим, что эта технология изменит способ получения солнечной энергии».

Уникальная вертикальная солнечная система Polygen Wiltech может питать станции зарядки электромобилей, телекоммуникационные вышки и другие базисные нагрузки. Каркас Polygen был разработан Освальдом Уилсоном (Oswald Wilson) и построен Стивеном Яворским (Stephen A. Yavorski) в компании Airmet Metalworks в Ньюарке, Нью-Джерси.

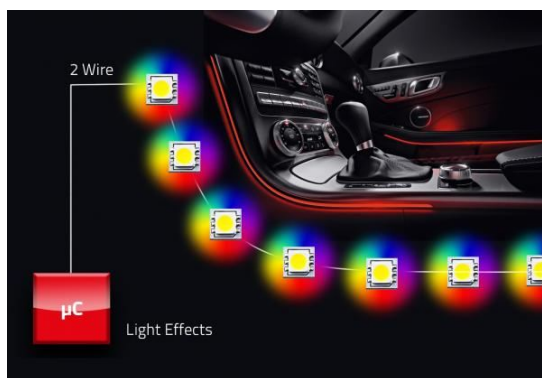


# Светодиодный драйвер управляет подсветкой салона

Christoph Hammerschmidt

eeNews Europe Automotive

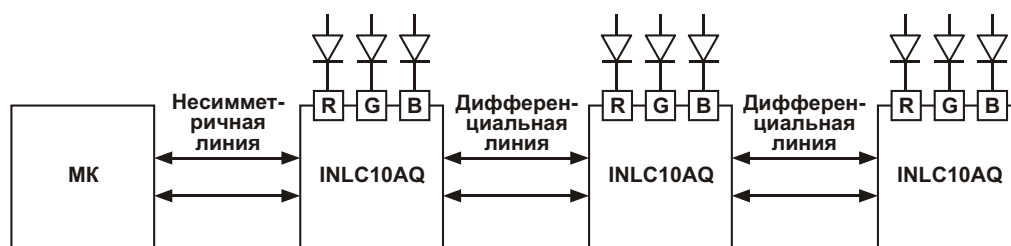
Inova Semiconductors предлагает микросхему контроллера и драйвера светодиодов, ранее интегрированную в состав интеллектуального светодиодного модуля, а теперь поставляемую как автономный драйвер, отвечающий требованиям спецификаций альянса Iseled. Устройство позволяет конструировать специализированные светодиодные цепочки для внешнего и функционального освещения салонов автомобилей.



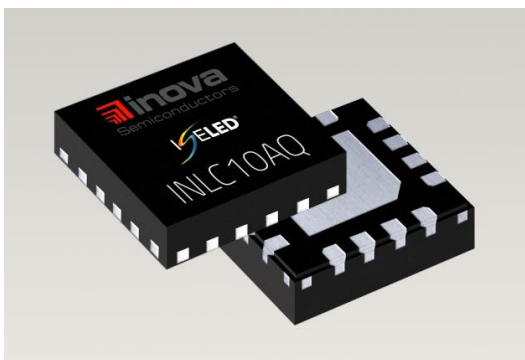
INLC10AQ может использоваться для создания светодиодных цепочек индивидуальных конфигураций, управляемых через двунаправленную дифференциальную двухпроводную шину. Таким образом можно соединить в один последовательный массив до 4079 светодиодных драйверов и контроллеров. Потребителям также доступны в промышленных объемах интеллектуальные светодиодные модули различных производителей, в одном корпусе которых объединены драйверы, контроллеры и RGB светодиоды, сертифицированные для применения в автомобильной отрасли.

INLC10AQ поддерживает такие функции, как управление цветом/яркостью и регулировка силы света. В устройстве реализованы калибровка яркости светодиодов и компенсация цветовой температуры красных светодиодов на доминирующей длине волны. Интегрированная память с однократным программированием хранит данные калибровки и компенсации, исключая необходимость группировки светодиодов по параметрам. Благодаря интеграции генератора, никакие дополнительные внешние компоненты микросхеме драйвера/ контроллера не нужны. Микросхема, требующая лишь одного напряжения питания, содержит встроенный LDO регулятор, датчик температуры и комплексные средства диагностики.

Цепочки светодиодов могут быть последовательно подключены к нескольким устройствам INLC10AQ или другим продуктам Iseled через дифференциальную двунаправленную последовательную шину с пропускной способностью 2 Мбит/с и контролем циклическим избыточным кодом. Микросхема содержит три независимых источника постоянного тока, управляемых ШИМ (488 Гц, 12 бит). Каждая микросхема в составе светодиодной цепочки имеет индивидуальный адрес на шине и доступна для чтения/записи с использованием собственного протокола Inova. INLC10AQ также может использоваться в качестве периферийного преобразователя сигналов микроконтроллера. Устройство преобразует несимметричный сигнал в дифференциальный и устанавливает соединение с первым светодиодом цепочки. В качестве преобразователя



Пример использования микросхемы в цепочке с внешними RGB светодиодами.



микросхему можно комбинировать с другими сертифицированными Iseled продуктами, содержащими в общем корпусе контроллер INLC10AQ и RGB светодиоды.

Благодаря встроенному аналого-цифровому преобразователю, три вывода микросхемы могут использоваться не только для

управления светодиодами, но и для измерения приложенного к ним напряжения. Это позволяет создавать простые датчики (приближения, прикосновения, давления) или регуляторы, интегрированные в светодиодную цепочку. Затем данные передаются обратно в контроллер по шине Iseled, не требуя дополнительных проводов для подключения датчиков.

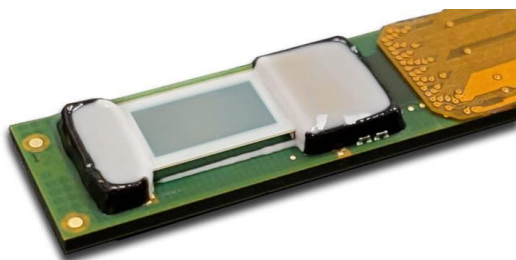
Микросхема смешанных сигналов INLC10AQ выпускается в 16-контактном корпусе WETQFN с размерами всего 3 мм × 3 мм × 0.9 мм. Параметры микросхемы гарантируются в диапазоне рабочих температур от -40 °C до +105 °C. Устройство сертифицировано на соответствие требованиям стандарта автомобильной промышленности AEC-Q100.

## Plessey и Compound Photonics создали прототип микросветодиодного дисплея с диагональю 0.26" и разрешением Full HD 1080p

*Julien Happich*

*eeNews Europe*

Американская корпорация Compound Photonics (CP) и Plessey Semiconductors объединили свои усилия для создания первых прототипов микросветодиодных (microLED) дисплеев с диагональю 0.26 дюйма и разрешением Full HD 1080p.



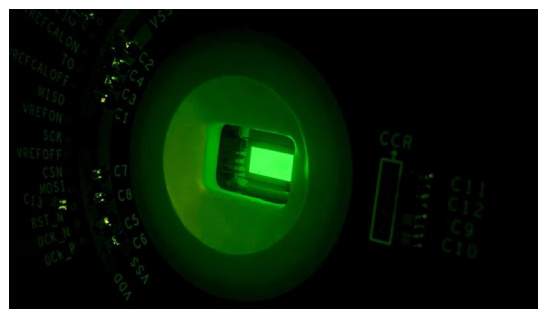
Результатом их ранее объявленного стратегического партнерства являются полностью адресуемые дисплейные модули на микросветодиодах, созданных эпитаксией GaN на кремнии, основной сферой применения которых должны быть приложения дополненной/ смешанной реальности.

Команды разработчиков из CP и Plessey успешно изготовили работоспособные дисплейные модули на микросветодиодах (microLED), в которых они совместили самые совершенные в отрасли высокоскоростные объединительные платы компании CP с революционной технологией монолитных GaN на кремнии матриц microLED, разработанной Plessey.

На своей фабрике в Плимуте, Великобритания, Plessey выпустила пластину с матрицей microLED, соединенную с пластиной объединительной платы CP. Команда CP, в свою очередь, из пары соединенных полупроводниковых пластин собрала дисплейные модули и упаковала их в корпуса на своем производственном участке в городе Фениксе, штат Аризона, США. Обе команды в настоящее время выполняют первичные исследования характеристик на предприятии CP в Ванкувере, штат Вашингтон, США.

«Сегодняшнее достижение является прямым результатом тесного делового сотрудничества команд разработчиков Plessey и CP, – прокомментировал Майк Ли (Mike Lee), президент по корпоративному и деловому развитию в Plessey. – Эта успешная демонстрация концепции подтверждает правильность выбранного обеими компаниями курса на выпуск самых высокоэффективных в отрасли дисплейных microLED модулей, обеспечивающих повышенную яркость при меньших размерах пикселей, а также более высокую частоту кадров с расширенной глубиной цвета при самом низком энергопотреблении».

«Эти прототипы microLED дисплеев являются важным подтверждением того, что монокристаллическая технология GaN на кремнии компании Plessey, ее производственные процессы и методы присоединения выводов идеально сочетаются с лидирующей в отрасли конструкцией плат корпорации Compound Photonics, обеспечивающих шаг пикселей 3.015 микрон и позволяющих создавать микродисплеи высокого разрешения 1080p (1920×1080 пикселей). В сочетании с высокоэффективной архитектурой разработанного CP драйвера NOVA, эти microLED дисплеи поддерживают интерфейс промышленного стандарта MIPI, позволяющий исполь-



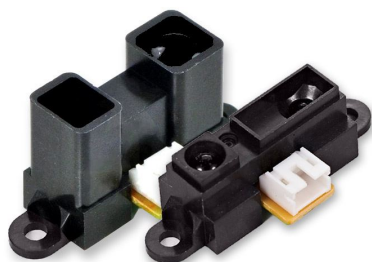
зовать уникальное решение конвейера отображения, разработанного CP для нужд приложений дополненной/смешанной реальности реального времени. Созданная CP технология может быть расширена на управление несколькими дисплеями, что обеспечивается полной программной конфигурируемостью, позволяющей заказчикам создавать свои системы в соответствии с конкретными требованиями к мощности и производительности», – добавил Иван Вонг (Yiwan Wong), генеральный директор Compound Photonics.

Первые образцы microLED дисплейного модуля с диагональю 0.26 дюйма и разрешением Full HD, объединенного с микросхемой драйвера и входным интерфейсом MIPI, как ожидается, будут доступны уже летом 2020 года.

# Калибровка инфракрасных аналоговых дальномеров компании Sharp



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



## Вступление

В любительском роботостроении широко используются инфракрасные дальномеры компании Sharp, например модели GP2Y0A41SK0F (4 – 30 см), GP2Y0A21YK0F (10 – 80 см), GP2Y0A02YK0F (20 – 150 см).

В работе [1] дано превосходное описание этих дальномеров, а также способ нормализации выходной характеристики при помощи вычислительной функции,

Для улучшения точности измерения во всем заявленном производителем диапазоне нами предлагается использовать табличный метод нормализации выходного сигнала дальномера.

В статье приведена методика калибровки ИК-дальномера SHARP GP2Y0A02YK0F с диапазоном измерения расстояния 20-

150 см и результаты тестов. Эту методику калибровки можно применить для всех дальномеров, перечисленных выше.

В приложении приведен листинг программы калибровки на языке JavaScript для микроконтроллеров на платформе Espruino, в частности, Iskra JS [2].

## Термины и сокращения

При дальнейшем изложении мы будем употреблять термин «дальномер» вместо выражения «инфракрасный аналоговый дальномер компании Sharp».

## Исследования и эксперименты

Пользователи отмечают значительный разброс результатов соседних измерений этих дальномеров. С целью исследования причин этого явления мы провели большой объем испытаний трех дальномеров GP2Y0A02YK0F в широком диапазоне количества измерений в серии в диапазоне от 10 до 100 измерений подряд и времени между измерениями в диапазоне от 0 (измерения делаются в цикле непосредственно друг за другом) до 40 миллисекунд. Кроме этого, мы сделали несколько максимально длинных выборок для понимания распреде-

```

>Seri.length = 2000 Timeout = 1
>start()
Local Mediana 966.4 Min 956.1 Max 974.9
955.9, 957.5, 2| *
957.5, 959.1, 0|
959.1, 960.7, 1| *
960.7, 962.2, 14| *
962.2, 963.8, 153| *****
963.8, 965.4, 574| *****
965.4, 966.9, 591| *****
966.9, 968.5, 383| *****
968.5, 970.1, 211| *****
970.1, 971.7, 63| *****
971.7, 973.2, 6| *
973.2, 974.8, 2| *
>

```

**Рисунок 1.** Вид распределения результатов измерений в большой выборке. Первые два столбца – выходное напряжение дальномера в милливольтгах, третий столбец – количество измерений попавших в интервал.

ления результатов в генеральной совокупности. Максимальная длина выборки (2000 измерений) ограничена объемом памяти микроконтроллера Iskra JS. Максимальная выборка показала, что распределение результатов измерения является близким к нормальному. Проверка нормальности проводилась по критерию согласия Пирсона. Типовое распределение в большой выборке представлено на Рисунке 1.

Однако при меньшем числе последовательных измерений картина существенно меняется. На Рисунке 2 представлены две последовательные выборки по 59 измерений в каждой.

```

Average = 1473.4
Min 1469 Max 1484
1469, 1471, 16| *****
1471, 1473, 18| *****
1473, 1475, 11| *****
1475, 1477, 10| *****
1477, 1479, 4| ****
1479, 1482, 0|
1482, 1484, 0|

Average = 1473
Min 1467 Max 1479
1467, 1468, 4| ****
1468, 1470, 7| *****
1470, 1472, 11| *****
1472, 1474, 13| *****
1474, 1476, 15| *****
1476, 1477, 6| *****
1477, 1479, 3| ***

```

**Рисунок 2.** Соседние выборки. Первые два столбца – выходное напряжение дальномера в милливольтгах, третий столбец – количество измерений, попавших в интервал.

В ходе испытаний мы определили, что среднее значение выборки незначительно варьирует при изменении длины выборки от 20 до 100 измерений. При меньшем значении измерений средняя величина может зави-

сеть от экстремальных значений. Интервал между соседними измерениями не оказывает заметного влияния на среднее значение выборки.

Также нами исследована зависимость погрешности измерения от угла между оптической осью дальномера и плоскостью препятствия. На Рисунке 3 представлен коллаж из скриншота показаний дальномера и расстояний, измеренных механической рулеткой.

```

>The dependence of the accuracy
of measuring distance from the angle
Measured by tape measure
>test(90) K = 48.41 Distance = 30.4 30
>test(80) K = 48.4 Distance = 30.9 31
>test(70) K = 48.39 Distance = 31.7 32
>test(60) K = 48.35 Distance = 33.5 34
>test(50) K = 48.31 Distance = 36.4 40
>test(40) K = 48.12 Distance = 41 46
>test(30) K = 47.32 Distance = 47.6 60
>test(20) K = 45.91 Distance = 58.8 87
>test(10) K = 43.86 Distance = 79.9 170

```

**Рисунок 3.** Зависимость показаний от угла между оптической осью дальномера и плоскостью препятствия.

Из Рисунка 3 следует, что дальномеры позволяют достаточно точно определить расстояние до препятствия, если угол между оптической осью дальномера и плоскостью препятствия составляет 30 градусов и менее. Увеличение погрешности при дальнейшем увеличении угла, на наш взгляд, объясняется тем, что световое пятно, формируемое излучателем дальномера на препятствии, вырождается из окружности в эллипс, и приемник реагирует на его ближний край.

Обобщая результаты наших исследований, можно сделать следующие выводы:

1. Измерение расстояния нужно производить сериями по 20 – 50 измерений в каждой.
2. Временной интервал между отдельными измерениями в серии не влияет на их точность и повторяемость.
3. Точность измерений остается неизменной, если угол между оптической осью дальномера и плоскостью препятствия составляет 30 градусов и менее.
4. Если дальномер установлен на вращающейся платформе, то после каждой смены положения необходима пауза

перед измерением для успокоения механических колебаний сервопривода длительностью не менее 250 миллисекунд.

5. Наилучшая достоверность и повторяемость результатов измерения достигается для первых 80 процентов шкалы, где типичная точность измерений не хуже 2%. В диапазоне от 80% до 100% шкалы точность снижается, однако и в этом случае типовое значение погрешностей измерения не хуже 3%.

## Калибровка дальномера

Суть калибровки заключается в следующем. В процессе калибровки препятствие смещается на фиксированное расстояние от дальномера в диапазоне 20 – 150 см. На каждой итерации делается серия измерений, и усредненный результат записывается в таблицу. В дальнейшем таблица в виде массива используется для нормализации результатов измерений расстояния.

Поскольку таблица содержит набор фиксированных значений, для получения промежуточных результатов используется интерполяция.

Если дальномер установлен на вращающемся основании, это основание надо зафиксировать так, чтобы оптическая ось дальномера являлась продолжением продольной оси платформы робота. Сам робот должен быть зафиксирован во избежание случайного смещения.

Калибровку лучше производить на стенде, где препятствие пошагово удаляется от робота с установленным дальномером. Угол между продольной осью платформы робота и плоскостью препятствия должен составлять 90 градусов. Размер препятствия определяется «углом зрения» используемых дальномеров. Точного значения в даташитах не приводится. Измеренный нами угол в горизонтальной плоскости составляет около 16 градусов, из чего следует, что размер препятствия для точной калибровки на дистанции 150 см должен быть не менее 50 × 50 см. Стенд должен иметь шкалу с шагом в 10 см. Если дальномер расположен достаточно высоко над шкалой, то на нижнюю часть робота надо нанести метку, совпадающую с вертикальной осью линзы приемника дальномера. Несоблюдение перечисленных выше требо-

ваний не позволит откалибровать дальномер с высокой точностью.

Цвет поверхности препятствия не имеет особого значения. Нами использовался коричневый упаковочный картон. Установка в качестве препятствия белого картона не оказала влияния на результаты измерений, или они были так малы, что маскировались случайными отклонениями результатов измерений.

Для исключения помех вход по питанию дальномера следует шунтировать конденсатором 1000 – 3300 микрофарад, припаянным в непосредственной близости от разъема дальномера. Провод, ведущий с выхода дальномера к соответствующему входу микроконтроллера, желательно экранировать. Эти меры обязательны, если впоследствии вы будете выполнять измерения при работающих коллекторных двигателях, например во время движения. Питая дальномер нужно от стабилизированного источника питания +5 В.

Программа калибровки написана на базовом JavaScript и может быть легко портирована на другие языки программирования микроконтроллеров, дополнена и улучшена знаками. В нашем случае программа выполняется на микроконтроллере Iskra JS в среде программирования и отладки Espruino IDE (Native) для Windows или Espruino Web IDE.

В приложении представлен листинг программы калибровки – *“calibr.js”*. Перед запуском программы нужно внести изменение в константы: выбрать количество измерений в серии, число ступеней преобразования АЦП, а также начальную и конечную дистанцию.

Для начала калибровки, поместите препятствие на отметку 20 см и вызовите измерение расстояния командой **start(20)** в консоли. Затем переместите препятствие на отметку 30 см, введите команду **start(30)** и так далее.

Если вы случайно ошибетесь и, переместив препятствие, введете команду **start** с предыдущим значением, то ничего страшного, – не нужно начинать процесс калибровки заново. Просто переместите препятствие на предыдущую отметку и повторите измерение, затем продолжайте калибровку.

На последнем шаге установите препятствие на отметке 150 см и введите команду **start(150)**, после чего программа сообщит о завершении цикла калибровки и выведет на



```
The measurement cycle is completed.
Copy the array to the clipboard and paste it into your program.
Ar= [
[ 20, 2650, 2411, 41.52, 41.52 ],
[ 30, 2411, 1865, 41.52, 46.97 ],
[ 40, 1865, 1453, 46.97, 47.51 ],
[ 50, 1453, 1176, 47.51, 47.07 ],
[ 60, 1176, 965, 47.07, 45.49 ],
[ 70, 965, 832, 45.49, 45.03 ],
[ 80, 832, 718, 45.03, 43.77 ],
[ 90, 718, 651, 43.77, 44.26 ],
[ 100, 651, 574, 44.26, 42.76 ],
[ 110, 574, 517, 42.76, 41.93 ],
[ 120, 517, 471, 41.93, 41.32 ],
[ 130, 471, 435, 41.32, 40.99 ],
[ 140, 435, 401, 40.99, 40.4 ],
[ 150, 401, 356, 40.4, 37.99 ]
]
```

**Рисунок 4.** Результат программы калибровки:

- 1 столбец – расстояние до препятствия в сантиметрах,
- 2 столбец – максимальное значение выходного напряжения дальномера в мВ для данного интервала,
- 3 столбец – минимальное значение выходного напряжения дальномера в мВ для данного интервала,
- 4 столбец – коэффициент коррекции K для начала интервала,
- 5 столбец – коэффициент коррекции K для конца интервала.

экран таблицу коррекции в форме массива, например такого, как показан на Рисунке 4. Этот массив нужно скопировать в буфер обмена и сохранить в текстовой форме для дальнейшей вставки в программу измерения расстояния.

## Загрузки

[Программы на языке JavaScript для микроконтроллера Iskra JS](#)



Программа измерения расстояния с использованием калибровочной таблицы называется "locator.js". Программа имеет блок констант, где вы можете ввести количество измерений в серии, которое должно быть равно количеству измерений при калибровке.

В специально помеченный блок нужно вставить массив, полученный в результате работы программы калибровки. Функция измерения расстояния до препятствия вызывается командой `locator()` из консоли.

## Заключение

В статье рассмотрены результаты тестирования инфракрасных аналоговых дальномеров фирмы SHARP и даны практические рекомендации по их калибровке.

Использование калибровочной таблицы не усложняет процесса измерения и обеспечивает приемлемую для практического использования точность во всем диапазоне измерения расстояний, заявленных производителем. **РЛ**

## Источники

- 1. [ИК-дальномеры SHARP](#)

## Материалы по теме

- 1. [Datasheet Iskra JS](#)

# Как работают импульсные преобразователи с гистерезисным управлением



Александр Русу, Одесса, Украина

Правильное управление процессом импульсного преобразования электрической энергии так же важно, как точный расчет режимов и корректный выбор компонентов силовой части. В предыдущих статьях, посвященных этому вопросу [1, 2], было показано, что переходные процессы при изменениях входного напряжения и тока нагрузки могут привести к нестабильной работе подключаемого оборудования и даже вывести его из строя. Следовательно, контроллер импульсного преобразователя

должен четко «понимать» что происходит в системе и быстро реагировать на происходящие события.

В этой статье будут рассмотрены особенности импульсных преобразователей электрической энергии, работающих по гистерезисным принципам управления. Однако при рассмотрении этого вопроса не следует забывать, что переходные процессы в силовой части и принципы преобразования электрической энергии не зависят от метода управ-

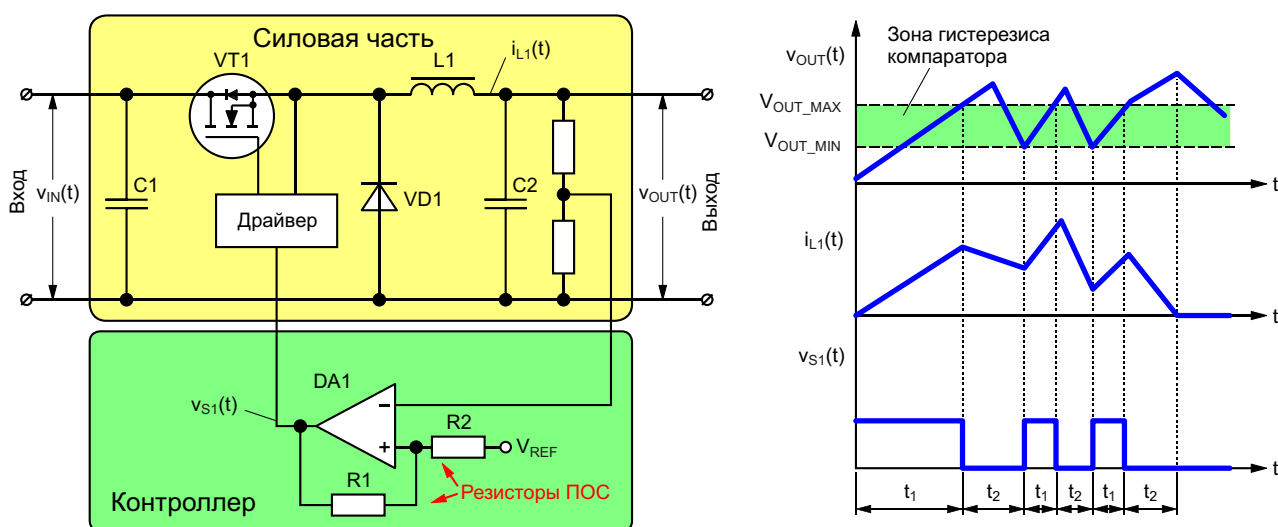
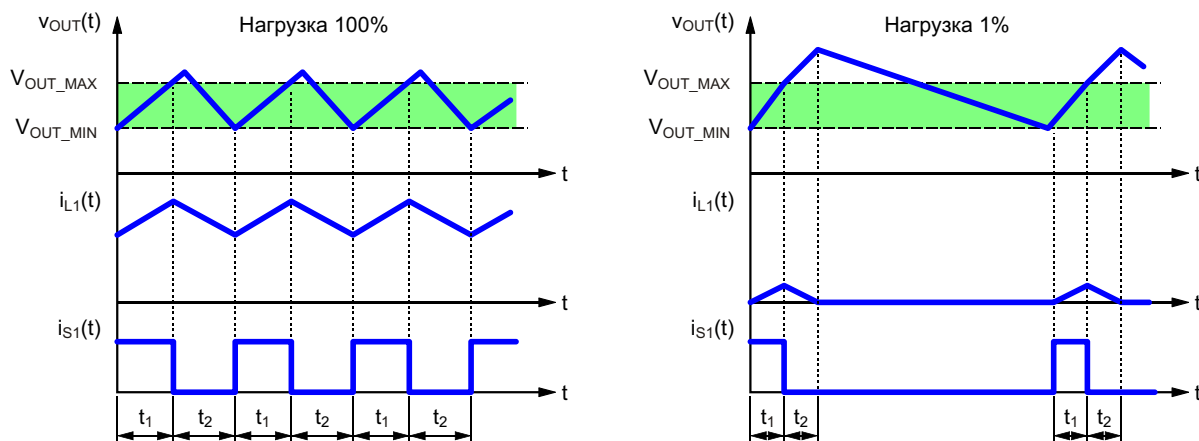


Рисунок 1. Понижающий преобразователь с гистерезисным методом управления.



**Рисунок 2.** Диаграммы работы понижающего преобразователя с гистерезисным методом управления при различных токах нагрузки.

ления, поэтому перед прочтением этой статьи все же лучше ознакомиться с материалами [1] и [2], уже опубликованными в журнале «РадиоЛоцман».

## Принцип гистерезисного управления

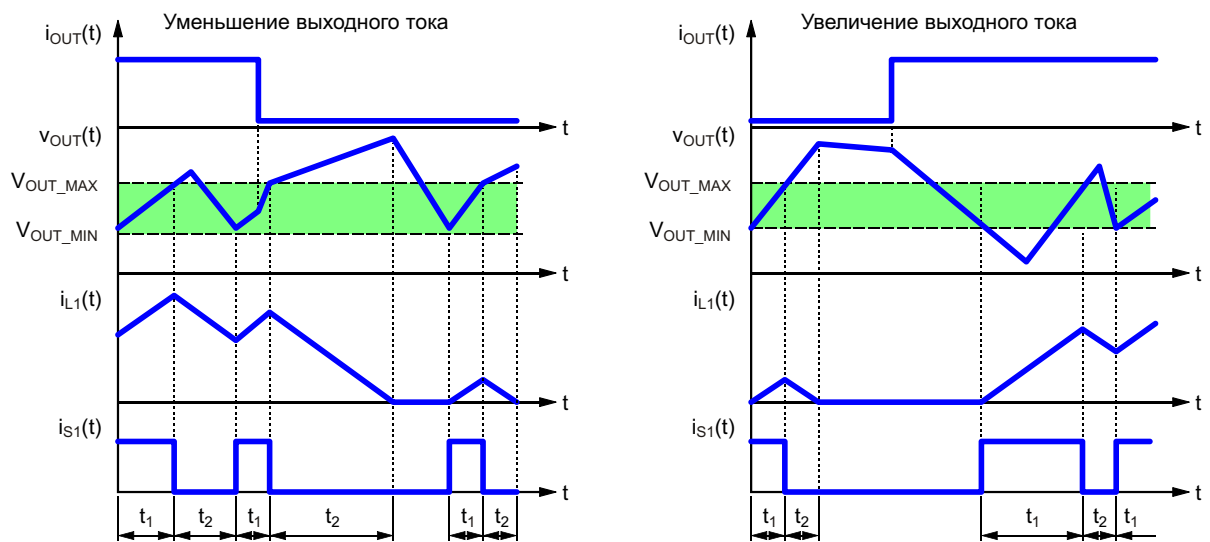
Гистерезисный метод управления позволяет создать самую простую схему управления импульсным преобразователем, которая вообще может физически существовать, ведь в этом случае для реализации контроллера достаточно единственного компаратора DA1, сравнивающего напряжение на выходе с некоторым эталонным значением  $V_{REF}$  (Рисунок 1). Принцип работы этой системы также предельно прост. Условием начала нового цикла преобразования является уменьшение выходного напряжения ниже значения  $V_{OUT\_MIN}$ . В этом случае компаратор DA1 откроет транзистор VT1, что почти сразу приведет к увеличению  $V_{OUT}$ . Как только выходное напряжение достигнет уровня  $V_{OUT\_MAX}$ , компаратор DA1 закроет транзистор VT1, и рост выходного напряжения через некоторое время прекратится.

Цикл преобразования в этом случае делится на два этапа. На первом этапе продолжительностью  $t_1$  транзистор VT1 открыт, и количество энергии и в дросселе L1, и в конденсаторе C2 возрастает. На втором этапе продолжительностью  $t_2$  дроссель L1 передает энергию в конденсатор C2 и нагрузку. В этом состоянии схема будет находиться до тех пор, пока или вся накопленная энергия не будет передана в конденсатор C2, или не начнется новый цикл преобразования.

Время начала следующего цикла преобразования зависит от скорости потребления энергии нагрузкой. При небольших выходных токах конденсатор C2 будет разряжаться долго, поэтому между циклами преобразования может пройти достаточно длительное время. Силовая часть при этом будет работать в разрывном режиме, хотя он больше похож на режим пропуска импульсов или на «икающий» режим (Рисунок 2). А вот при больших выходных токах конденсатор C2 может разрядиться настолько быстро, что напряжение на нем уменьшится до  $V_{OUT\_MIN}$  еще до того, как ток дросселя L1 достигнет нулевого значения. В этом случае силовая часть преобразователя перейдет в безразрывный режим, характерный для работы при больших нагрузках.

Очевидно, что напряжения  $V_{OUT\_MIN}$  и  $V_{OUT\_MAX}$  должны отличаться, иначе компаратор вместе с силовым транзистором перейдут в режим усиления, и вместо импульсного преобразователя мы получим обычный компенсационный стабилизатор. Наличие пульсаций напряжения на входе компаратора является отличительной особенностью всех гистерезисных методов управления. Для разделения уровней  $V_{OUT\_MIN}$  и  $V_{OUT\_MAX}$  используют компараторы, охваченные положительной обратной связью, приводящей к появлению гистерезиса при переключении, поэтому подобные методы управления и получили название «гистерезисных».

Обратите внимание, что выходное напряжение ничем не ограничено, а достижение им верхнего порога  $V_{OUT\_MAX}$  является лишь усло-



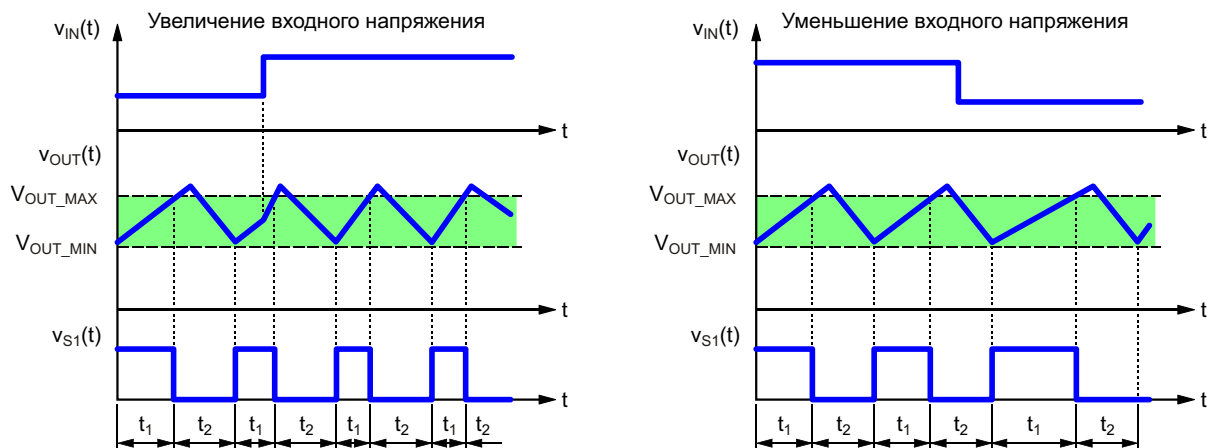
**Рисунок 3.** Переходные процессы в преобразователе при изменении тока нагрузки.

вием завершения первого этапа преобразования, после чего оно может продолжать расти на втором этапе. При резком уменьшении выходного тока это обязательно преподнесет неприятный сюрприз в виде скачка выходного напряжения (Рисунок 3), поэтому емкость конденсатора  $C2$  должна быть достаточной для поглощения всей энергии, накопленной в дросселе  $L1$ , без катастрофических последствий для подключенной нагрузки. Самое интересное, что подобная реакция на колебания тока нагрузки позиционируется не как недостаток, а наоборот, как достоинство, ведь контроллеры, основанные на других принципах управления, например, с «классическим» методом управления по напряжению, имеют в подобных ситуациях

гораздо большее время реакции и, соответственно, гораздо больший уровень колебаний выходного напряжения.

Еще быстрее гистерезисный контроллер понижающего преобразователя отреагирует на изменение входного напряжения  $V_{IN}$  (Рисунок 4). Это связано с тем, что конденсатор  $C2$  участвует в энергетических процессах на обоих этапах преобразования, поэтому независимо от того, когда и как изменилось входное напряжение, выходное напряжение останется практически в тех же пределах, что и до начала переходного процесса (разумеется, если напряжение на входе не выходило за пределы рабочего диапазона).

Итак, все гистерезисные методы управления имеют одно главное преимущество –



**Рисунок 4.** Переходные процессы в преобразователе при изменении входного напряжения.

высокое быстродействие. Их реакция на изменение входного напряжения и тока нагрузки почти соответствует идеальной реакции на переходные процессы, определенной в [1], однако попытка создать реальную схему управления на основе единственного компаратора вряд ли увенчается успехом, ведь, кроме достоинств, у этого метода есть еще и недостатки.

Основным недостатком схемы управления, показанной на Рисунке 1, является то, что ее можно использовать только в преобразователях на основе понижающей схемы, потому что только у силовой части этого типа выходное напряжение на первом этапе преобразования может увеличиваться. Для схем, у которых накопительный дроссель на первом этапе отключен от выхода (повышающая, инвертирующая, обратнoходовая схема), этот метод в оригинальном виде использовать нельзя, поскольку на первом этапе преобразования выходное напряжение будет уменьшаться и никогда не достигнет значения  $V_{OUT\_MAX}$ .

Еще один недостаток заключается в «плавающих» моментах переключений транзистора, что может быть критично для некоторых приложений. Например, в телевизорах и мониторах на основе электронно-лучевой трубки синхронизация источников питания с частотой строчной развертки позволяла значительно уменьшить уровень помех на экране. Очевидно, что при гистерезисном методе моменты переключений транзистора пред-

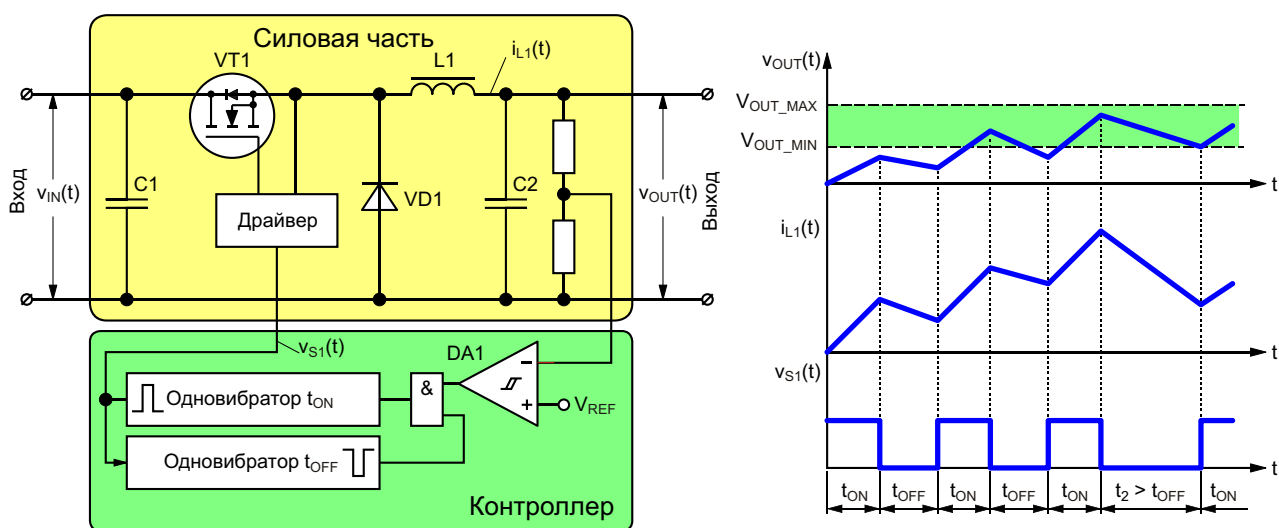
сказать невозможно, поэтому этот способ управления в подобных приложениях лучше не использовать.

Не следует также забывать, что если закоротить выход такого преобразователя, то силовая часть с большой вероятностью выйдет из строя. Действительно, в этом случае выходное напряжение всегда будет меньше и  $V_{OUT\_MIN}$ , и  $V_{OUT\_MAX}$ , поэтому транзистор VT1 будет открыт всегда, и его ток очень быстро достигнет опасных значений.

Таким образом, несмотря на простоту и высокую скорость реакции, схема Рисунка 1 в таком виде практически не используется и служит обычно лишь для иллюстрации принципов работы гистерезисных методов управления. Очевидно, что для использования в реальных преобразователях нельзя открывать транзистор VT1 на неограниченно долгое время, поэтому первой модификацией данного метода, позволившей наконец-то воплотить его в реальных контроллерах, и стала функция ограничения длительности первого этапа преобразования.

## Методы управления с ограниченной длительностью первого этапа преобразования

Итак, чтобы не преобразовывать энергию по принципу «отсюда и до обеда» и предотвратить возможный выход из строя силовой части в схему Рисунка 1 вводится ограничитель времени включения транзистора. В тех-



**Рисунок 5.** Понижающий преобразователь с гистерезисным методом управления с постоянным временем включения транзистора  $t_{ON}$ .

нической литературе этот метод получил название «метод управления с постоянным временем включения (или с постоянной длительностью открытого состояния) транзистора», хотя многие авторы предпочитают использовать англоязычное сокращение COT (Constant On-Time) без указания каких-либо подробностей.

Ключевым элементом схемы управления теперь становится одновибратор с фиксированной длительностью импульса  $t_{ON}$  (Рисунок 5), запускаемый компаратором в случае, если выходное напряжение становится меньше порогового значения  $V_{OUT\_MIN}$ . Такой контроллер уже может работать с любой схемой силовой части, поскольку ограничение максимальной длительности первого этапа преобразования теперь позволяет гарантированно пополнять энергией выходной конденсатор C2, даже если выходное напряжение еще не достигло порогового значения  $V_{OUT\_MAX}$ .

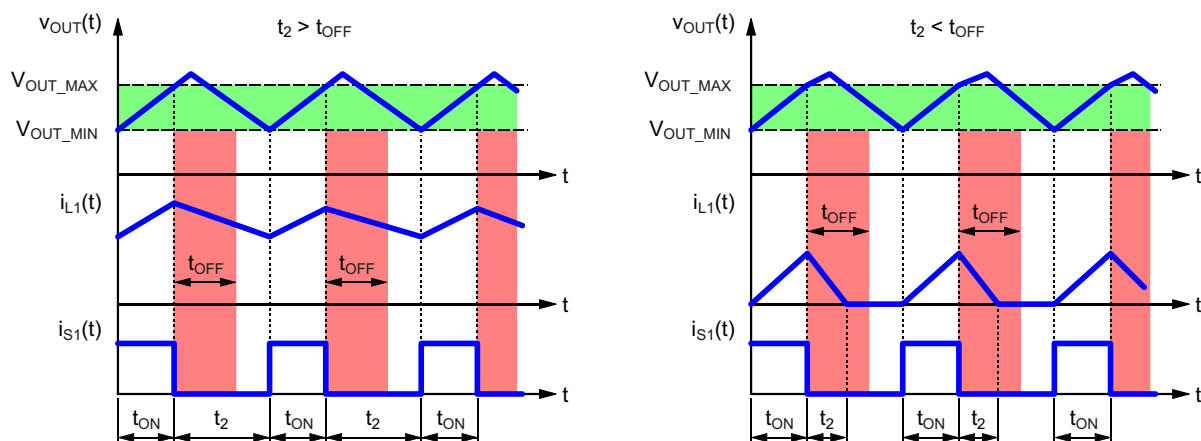
Однако для передачи энергии из дросселя L1 в конденсатор C2 также требуется время, поэтому наряду с ограничением длительности включенного состояния транзистора  $t_{ON}$  необходимо еще и следить за длительностью его выключенного состояния  $t_{OFF}$ . Только если  $t_{ON}$  теперь жестко задается, то  $t_{OFF}$  должно быть не меньше некоторого минимального значения, чтобы успеть за это время передать в выходной конденсатор хоть какую-то часть энергии.

Обратите внимание на связь значений  $t_{ON}$  и  $t_{OFF}$  с длительностями этапов преобразования  $t_1$  и  $t_2$ . Если первый этап всегда длится  $t_{ON}$

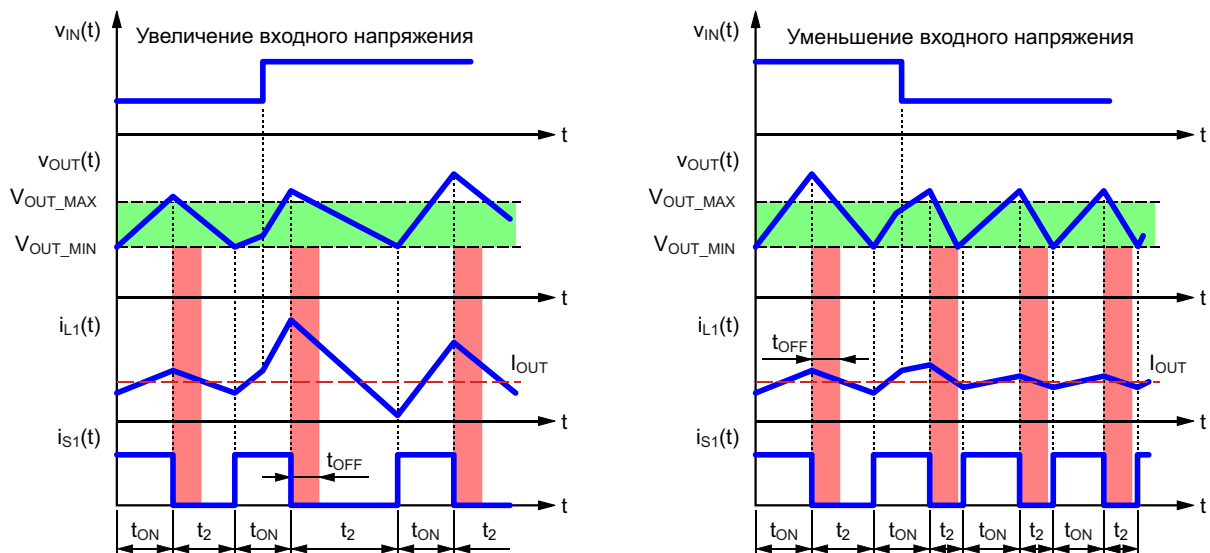
( $t_1 = t_{ON}$ ), то продолжительность второго этапа принудительно устанавливается равной  $t_{OFF}$  только в особых режимах, например, при запуске преобразователя, когда к концу второго интервала преобразования выходное напряжение меньше минимального порога  $V_{OUT\_MIN}$  (Рисунок 5). А в нормальном режиме работы она зависит только от соотношения скоростей обмена энергией между дросселем L1, конденсатором C2 и нагрузкой. Поэтому при работе в безразрывном режиме обычно  $t_2 > t_{OFF}$ , а в режиме легких нагрузок, когда выходное напряжение большую часть времени больше  $V_{OUT\_MAX}$ , диод VD1 отключает дроссель L1 от конденсатора C2 намного раньше времени  $t_{OFF}$ , поэтому в разрывном режиме обычно  $t_2 < t_{OFF}$  (Рисунок 6).

Однако если длительность первого интервала преобразования фиксирована, то чему она должна быть равна? Теоретический анализ [1, 2] показывает, что от величины  $t_1$  зависят два ключевых параметра: соотношение напряжений на входе  $V_{IN}$  и выходе  $V_{OUT}$  и количество накапливаемой в дросселе L1 энергии.

С соотношением напряжений  $V_{IN}/V_{OUT}$  все понятно – оно зависит только от параметров компонентов и величины  $t_1/t_2$ . А поскольку мы уже выяснили, что в нормальном режиме работы длительность второго этапа преобразования  $t_2$  может быть любой, то при изменении входного напряжения произойдет автоматическое изменение  $t_2$  так, чтобы соотношение напряжений  $t_1/t_2$  наилучшим образом соответствовало текущему входному напряжению



**Рисунок 6.** Длительность второго этапа преобразования  $t_2$  при различных режимах работы силовой части преобразователя.



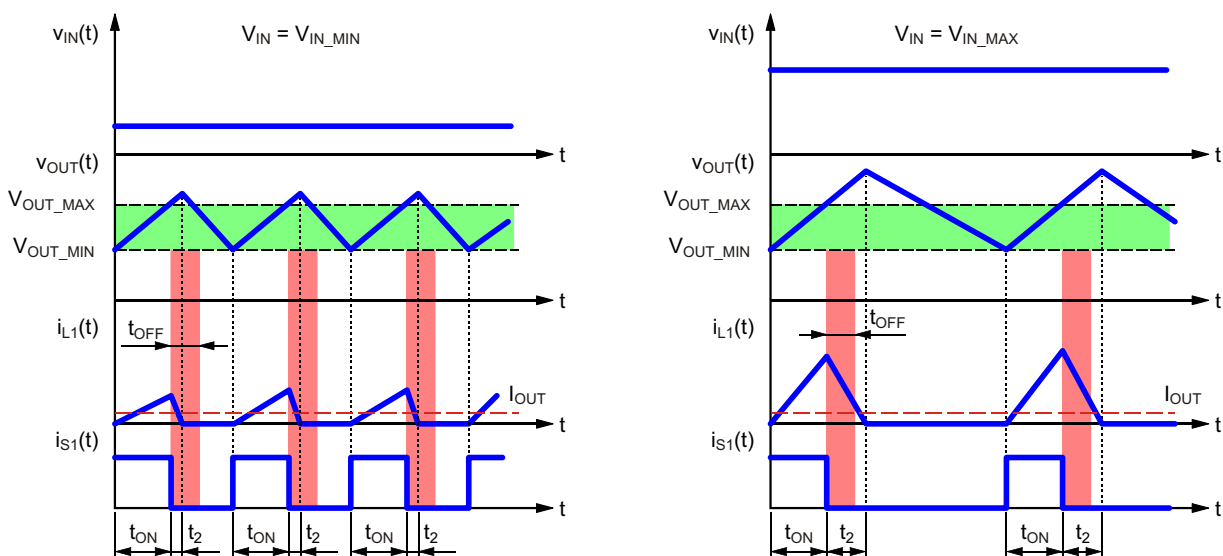
**Рисунок 7.** Переходные процессы преобразователя с фиксированным значением  $t_{ON}$  при изменении входного напряжения.

$V_{IN}$  (Рисунок 7). Однако при этом «поплывет» и частота переключений, ведь длительность цикла преобразования  $T$  равна сумме длительностей его этапов ( $T = t_1 + t_2$ ). Поэтому при увеличении входного напряжения частота переключений будет уменьшаться.

Более серьезные проблемы при увеличении входного напряжения могут возникнуть в режиме легких нагрузок. Это связано с тем, что количество энергии, накапливаемой в дросселе,  $W_{L1}$  прямо пропорционально и входному напряжению  $V_{IN}$  и длительности  $t_{ON}$  [1, 2]. Поэтому при фиксированном значении

$t_{ON}$  увеличение входного напряжения в режиме легких нагрузок приведет и к увеличению уровня пульсаций на выходе, и к уменьшению их частоты (Рисунок 8), что может потребовать установки на силовых шинах дополнительных сглаживающих фильтров и даже супрессоров.

Таким образом, жесткая фиксация длительности первого этапа  $t_{ON}$  преобразования является не самой лучшей идеей уже хотя бы потому, что это эквивалентна привязке частоты переключений к конкретному значению входного напряжения без возможности его



**Рисунок 8.** Переходные процессы преобразователя с фиксированным значением  $t_{ON}$  в режиме легких нагрузок.

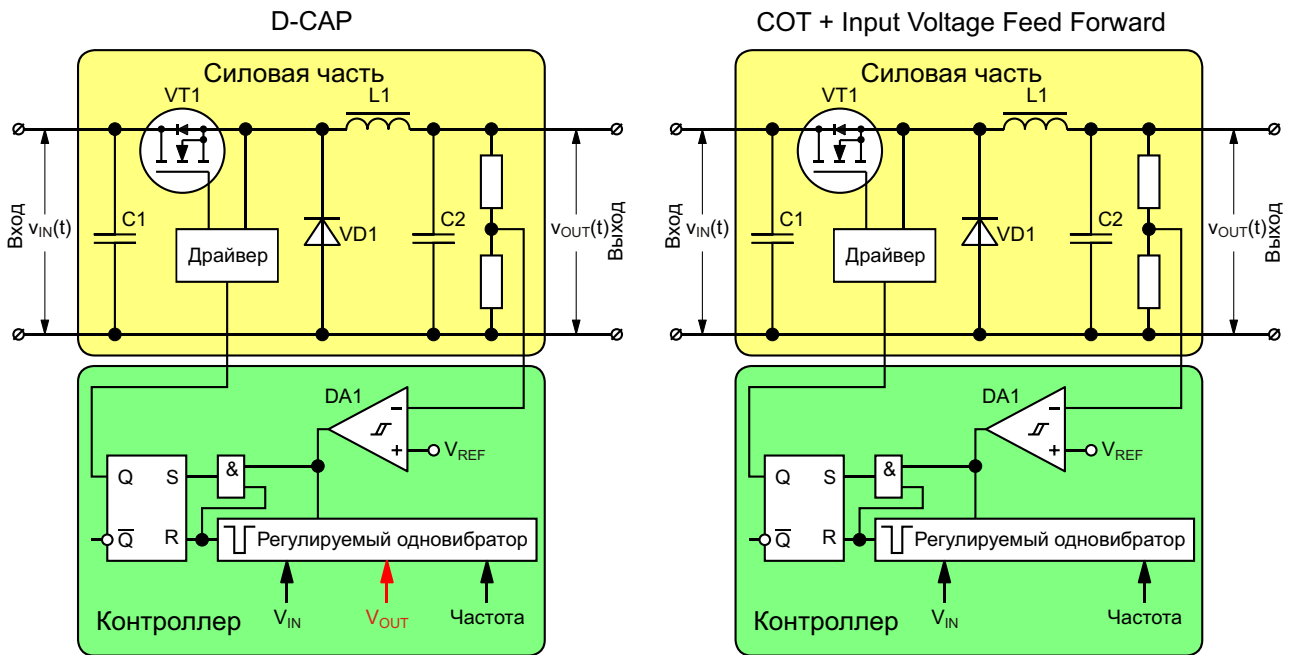


Рисунок 9. Понижающие преобразователи с различными гистерезисными методами управления.

изменения. Поэтому будет лучше, если длительность  $t_1$  сделать зависящей, как минимум, от входного напряжения, а как максимум – еще и от других параметров: напряжения на выходе, температуры и т.п.

Именно поэтому в большинстве контроллеров с гистерезисным методом управления длительность первого этапа преобразования адаптивно изменяется в зависимости от различных параметров, причем разные производители одни и те же методы управления, или, по крайней мере, очень похожие, могут называть совершенно по-разному. Например, метод с адаптивно изменяющейся длительностью  $t_{ON}$  при изменении  $V_{IN}$  в документах National Semiconductor называется «COT with

Input Voltage Feed Forward», а практически идентичный ему метод, предлагаемый Texas Instruments, получил название «Direct connection to the output CAPacitor» или сокращенно D-CAP. Разница между этой версией COT и D-CAP заключается в том, что длительность первого этапа преобразования при использовании D-CAP зависит не только от входного напряжения  $V_{IN}$ , но еще и от выходного  $V_{OUT}$  (Рисунок 9).

### Методы управления с эмуляцией пульсаций

После принудительного ограничения длительности первого этапа преобразования стало возможным использовать гистерезис-

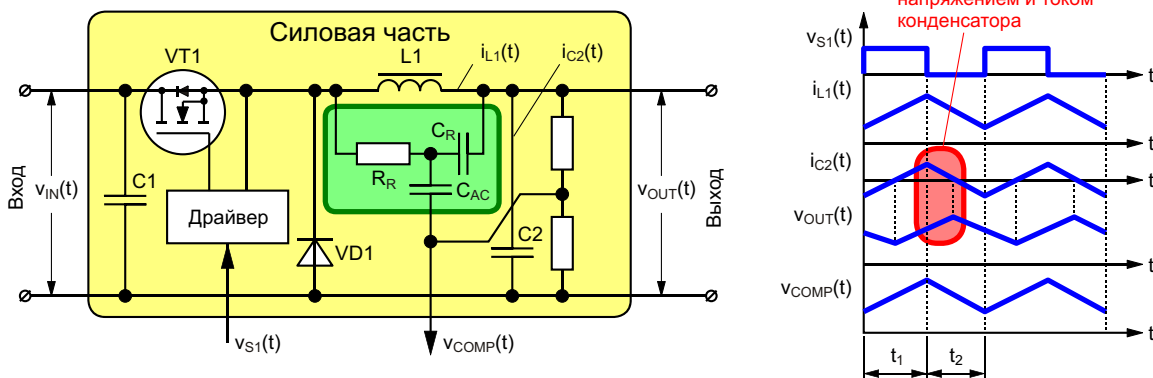


Рисунок 10. Эмуляция пульсаций выходного напряжения.



ные методы управления теоретически с любым типом преобразователя, а возможность изменения этого параметра в зависимости от значений  $V_{IN}$  и  $V_{OUT}$  позволила не утратить ключевое преимущество этих методов – высокую скорость реакции на переходные процессы. Однако обязательное наличие пульсаций выходного напряжения, а для стабильной работы схемы управления напряжение на входе компаратора должно иметь размах не менее 10...15 мВ, все еще может ограничивать практическое использование этого метода управления.

Кроме того, наличие пульсаций не позволяет использовать на выходе конденсаторы с малым эквивалентным последовательным сопротивлением (Equivalent series resistance – ESR). Дело в том, что выходной конденсатор начинает заряжаться, когда ток дросселя станет больше тока нагрузки, а это происходит приблизительно в середине первого интервала преобразования  $t_1$ . Поэтому при малом ESR фактическое напряжение на конденсаторе  $C_2$  в большинстве случаев будет смещено по фазе относительно напряжения, показанного на предыдущих рисунках (Рисунок 10). Увеличение ESR конденсатора  $C_2$  позволит уменьшить это смещение, а значит, улучшить стабильность контура управления.

Однако насколько нам необходимы реальные пульсации выходного напряжения и можно ли как-то обойтись без них? При использовании гистерезисных методов управления пульсации выходного напряжения выполняют функцию спускового крючка, запуская механизм преобразования при просядках выходного напряжения. Но для этого достаточно знать среднее напряжение на выходе, а уровень пульсации при необходимости можно и симитировать, например, с помощью RC-цепочки (Рисунок 10). В этом случае напряжение  $V_{COMP}(t)$ , подаваемое на компаратор, состоит из двух компонент: постоянной составляющей, пропорциональной выходному напряжению  $V_{OUT}$ , и переменного пилообразного напряжения, формируемого из напряжения обмоток дросселя  $L_1$ . Подбором элементов  $R_R$ ,  $C_R$  и  $C_{AC}$  можно так сформировать напряжение  $V_{COMP}(t)$ , что оно будет иметь и требуемую амплитуду, и требуемый фазовый сдвиг.

Этот метод получил название Emulated Ripple Mode (ERM). Он реализован во многих контроллерах, позиционирующихся в качестве основы для создания преобразователей, предназначенных для работы с быстроменяющейся нагрузкой, например, для питания GSM-модемов, ток потребления которых

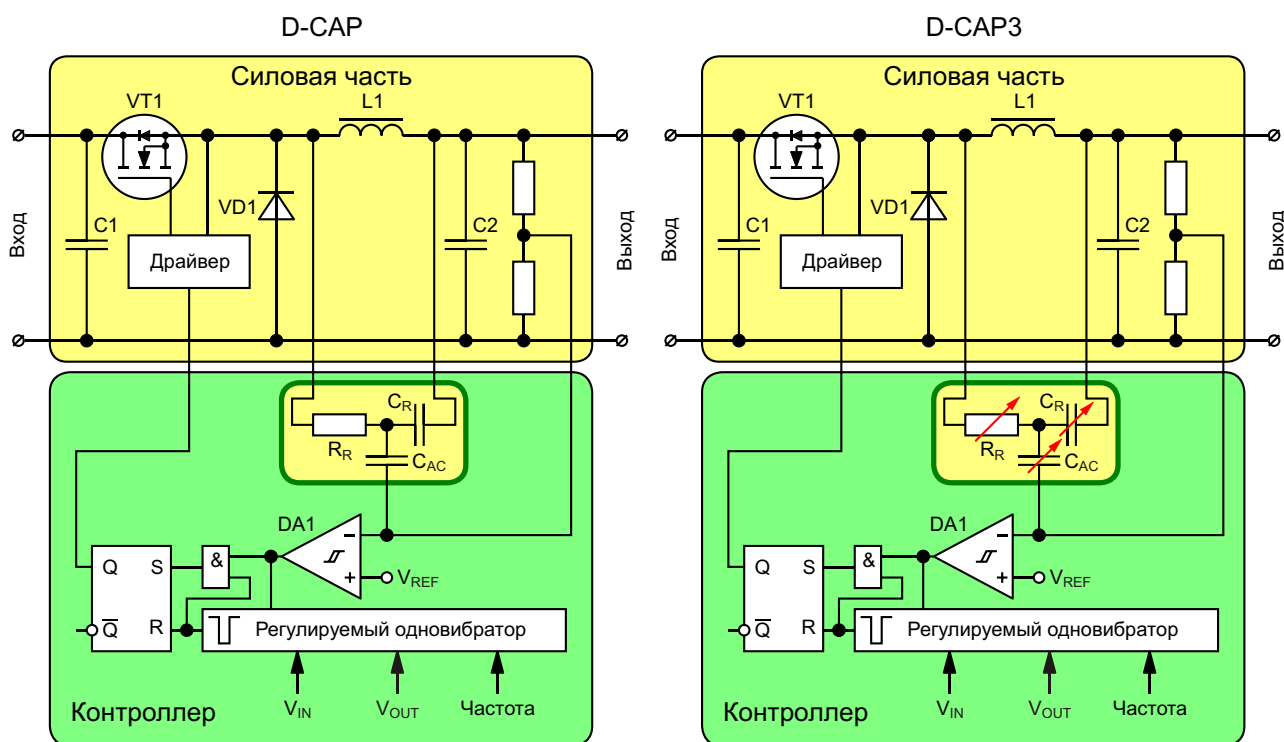


Рисунок 11. Преобразователи на основе контроллеров D-CAP2 и D-CAP3.

может за несколько миллисекунд измениться на три порядка.

Элементы  $R_R$ ,  $C_R$  и  $C_{AC}$  могут быть как внешними, так интегрированными в микросхему контроллера. Например, в контроллерах линейки D-CAP2 и D-CAP3 – дальнейшем развитии семейства D-CAP (Texas Instruments) – элементы  $R_R$ ,  $C_R$  и  $C_{AC}$  уже интегрированы в контроллер, что уменьшает количество внешних компонентов. Причем в D-CAP2 они имеют фиксированные значения сопротивления и емкости, а в D-CAP3 могут конфигурироваться, например, с помощью интерфейсов I<sup>2</sup>C или PMBus (Рисунок 11).

## Заключение

Конечно, контроллеры импульсных преобразователей с гистерезисными методами управления сложнее, чем рисунки, приведенные в этой статье. Некоторые микросхемы представляют собой целые вычислительные комплексы, сборка которых на дискретных компонентах потребовала бы не один десяток кубических дециметров драгоценного пространства. Однако и возможности их впечатляют. Например, к двухканальному контроллеру TPS53681 (Texas Instruments) многофазного преобразователя можно подключить до восьми силовых каналов и обеспе-

чить нагрузку током до 300 А при выходном напряжении от 0.9 В. Управление такой системой электропитания производится по интерфейсу PMBus, позволяющему и настраивать систему, и контролировать ее состояние в режиме реального времени. Для управления процессом преобразования используется метод D-CAP+, являющийся модификацией D-CAP для многоканальных многофазных преобразователей.

И все это было создано для обеспечения единственной цели – наилучшего отклика системы электропитания на изменения входного напряжения и тока нагрузки, поскольку высокое быстродействие является главным преимуществом гистерезисных методов управления. А вот там, где столь высокой скорости реакции не нужно, можно использовать и более простые (и, возможно, более понятные) методы управления, о которых пойдет речь в одной из следующих публикаций, посвященных этой теме. **РЛ**

## Список источников

1. Русу А.П. [Откуда появляются переходные процессы в импульсных преобразователях электрической энергии.](#)
2. Русу А.П. Как управлять импульсными преобразователями электрической энергии // Радиолюцман – 2020. – №4. – С.26 – 33.

# Универсальный оптоэлектронный логический элемент

Михаил Шустов, г. Томск

Приведено описание оптоэлектронного логического элемента, способного на выбор выполнять функции базовых двухходовых элементов цифровой техники: И (И-НЕ), ИЛИ (ИЛИ-НЕ), Исключающее ИЛИ (Исключающее ИЛИ-НЕ)

Оптоэлектронные логические элементы, хотя и не выпускаются промышленно, могут быть без затруднений синтезированы из широкодоступных дискретных элементов. Такие элементы выгодно отличаются исключительной простотой, позволяют разнести входные и выходные цепи, обеспечивая тем самым надежную гальваническую развязку. Оптоэлектронные логические элементы могут иметь открытые каналы оптической связи между передающей и приемной сторонами, что существенно обогащает область их возможного практического применения.

На Рисунке 1 приведена электрическая схема универсального оптоэлектронного логического элемента, позволяющего в зависимости от способа включения его в электрическую схему выполнять функции двухходовых элементов И (И-НЕ), ИЛИ (ИЛИ-НЕ), Исключающее ИЛИ (Исключающее ИЛИ-НЕ), или, в зарубежной транскрипции, AND (NAND), OR (NOR), XOR (XNOR), соответственно.

Входная (передающая) часть оптоэлектронного логического элемента выполнена по мостовой схеме и содержит светодиоды четырех оптоэлектронных пар. Приемная

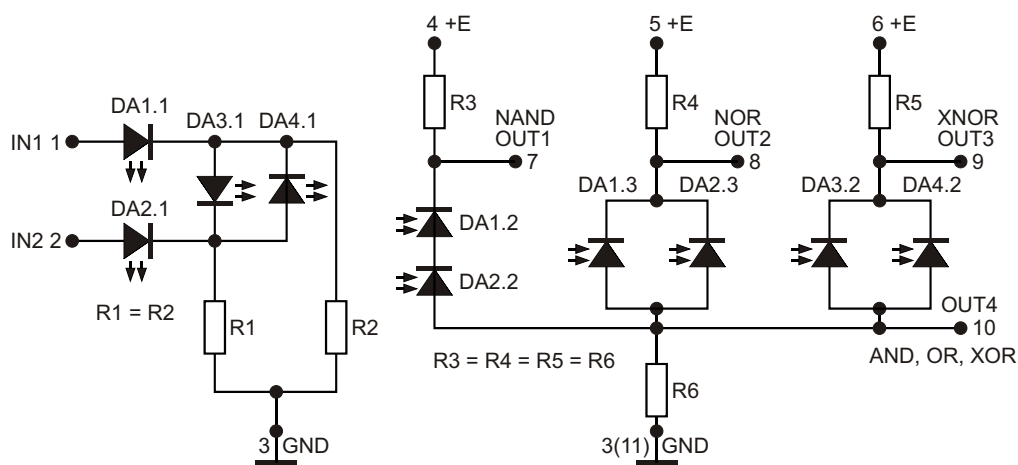
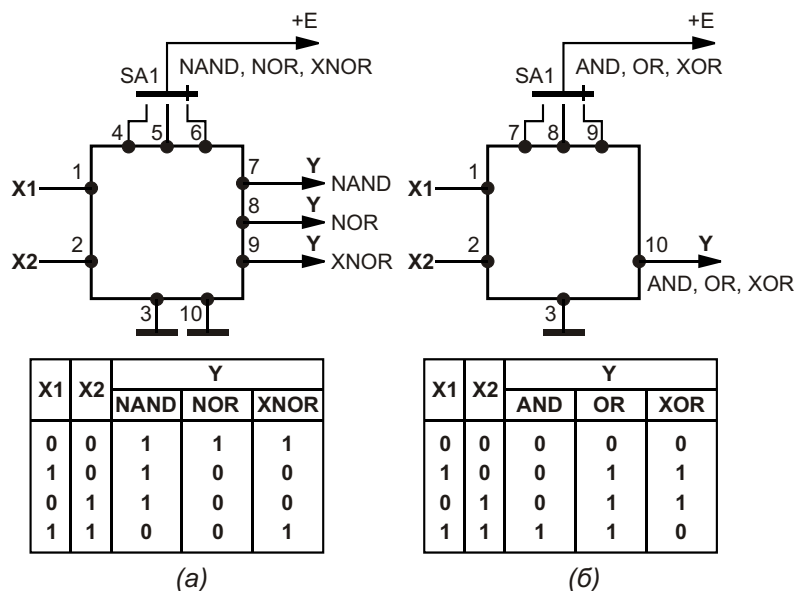


Рисунок 1. Электрическая схема универсального оптоэлектронного логического элемента.



**Рисунок 2.** Способы подключения и использования универсальных оптоэлектронных логических элементов: а) NAND, NOR, XNOR; б) AND, OR и XOR.

(выходная) часть логического элемента состоит из трех цепей, подключение которых к источнику питания определяет функцию логического элемента.

Если на входе логического элемента отсутствуют управляющие сигналы, ни один из светодиодов оптопар DA1.1–DA4.1 не излучает свет. Соответственно, на приемной стороне все фотодиоды (фототранзисторы или их заменяющие фоточувствительные элементы) находятся в высокоомном состоянии (не проводят ток). На любом из выходов OUT1, OUT2, OUT3 при условии, что выход OUT4 соединен с общим проводом (см. также Рисунок 2) и при подаче на выводы 4, 5 или 6 напряжения питания присутствует напряжение высокого уровня, приблизительно соответствующее напряжению питания E.

Рассмотрим вариант использования универсального оптоэлектронного логического элемента в качестве логического элемента И-НЕ, Рисунки 1 и 2. Для этого соединим вывод 4 с источником питания, а вывод 10 – с общей шиной. Выходной сигнал будем снимать с вывода 7 (выход OUT1).

При подаче на один из входов оптоэлектронного логического элемента управляющего сигнала уровня логической единицы, например, на вывод 1 (вход IN1) ток будет протекать через светодиоды оптопар DA1.1 и

DA3.1, а также резисторы R1 и R2. Эти светодиоды начинают светиться, переводя в токопроводящее состояние соответствующие им фотодиоды оптопар DA1.2 и DA3.2. Фотодиод оптопары DA3.2 не подключен и не участвует в работе логического элемента И-НЕ. Фотодиод оптопары DA1.2 включен последовательно с фотодиодом оптопары DA2.2, который ток не проводит. Следовательно, на выходе OUT1 сохраняется значение логической единицы.

Ситуация сохранится, если на вход IN1 будет подан сигнал уровня логического нуля, а на вход IN2 – уровня логической единицы. Положение коренным образом изменится, если на оба эти входа будет подан сигнал уровня логической единицы. В этом случае оба фотодиода оптопар DA1.2 и DA2.2 переключаются в токопроводящее состояние, и напряжение на выходе OUT1 падает практически до нуля (до уровня логического нуля).

Для того чтобы оптоэлектронный логический элемент реорганизовать для работы в качестве логического элемента И, достаточно, Рисунок 2, соединить вывод 7 с шиной питания, а выходной сигнал снимать с вывода 10 (OUT4).

Рассмотрим далее возможность работы оптоэлектронного логического элемента в качестве логического элемента ИЛИ-НЕ. Для

этого напряжение питания подается на вывод 5, а выходной сигнал снимается с вывода 8 (OUT2); вывод 10 соединяется с общей шиной.

Для схемы ИЛИ вывод 8 (и вывод 5) соединяется с шиной питания, выходной сигнал снимается с вывода 10 (OUT4), см. также Рисунок 2.

Процессы во входных цепях остаются без изменений, зато в выходных цепях в силу того, что фотодиоды оптопар DA1.3 и DA2.3 включены параллельно, любой из поступивших на вход сигналов уровня логической единицы переключит состояние сигнала на выходе логического элемента.

Рассмотрим далее работу элемента «Исключающее ИЛИ-НЕ», Рисунки 1 и 2, для чего соединим вывод 6 с шиной питания, вывод 10 соединим с общей шиной, а выходное напряжение будем снимать с вывода 9 (выход OUT3). В данном включении оригинальными становятся электрические процессы, протекающие во входных цепях. Так, при отсутствии входных сигналов светодиоды оптопар не светятся; все фотодиоды оптопар ток не проводят. На выходе элемента присутствует уровень логической единицы.

Подадим на один их входов логического элемента, например, на вывод 1 (вход IN1) управляющий сигнал уровня логической единицы. Ток будет протекать через светодиоды оптопар DA1.1 и DA3.1, а также резисторы R1

и R2. Эти светодиоды начинают светиться, переводя в токопроводящее состояние фотодиоды оптопар DA1.2 и DA3.2. Соответственно на выводе 9 (выход OUT3) появится напряжение низкого уровня. То же самое произойдет, если на вывод 2 (вход IN2) будет подана логическая единица, а на вывод 1 (вход IN1) – логический нуль.

Если на оба входа логического элемента подать сигналы уровня логической единицы, то в связи с мостовой схемой включения светодиодов оптопарных пар DA3.1 и DA4.1 ток через них протекать не сможет, соответствующие светодиоды оптопар DA3.2 и DA4.2 ток не проводят, следовательно, на выходе логического элемента будет уровень логической единицы.

Для элемента «Исключающее ИЛИ», Рисунки 1 и 2, соединим вывод 9 (и вывод 6) с шиной питания, а выходное напряжение будем снимать с вывода 10 (выход OUT4).

Таблица истинности универсального логического элемента в различных режимах его включения приведена на Рисунке 2. Переключатели SA1 показаны условно, для наглядности. Их можно заменить перемычками.

Варианты практического использования универсальных оптоэлектронных логических элементов в качестве элементов NAND, NOR, XNOR приведены на Рисунке 2а, и в качестве элементов AND, OR и XOR на Рисунке 2б. **РЛ**

# Понижающий регулятор для работы при легких нагрузках

Justin Larson и Frank Kolanko

EDN

Работа понижающих регуляторов в режиме непрерывной проводимости (continuous-conduction mode – CCM) хорошо понятна, что позволяет легко рассчитать выходное напряжение и номиналы элементов схемы. Однако слабонагруженные понижающие регуляторы работают в режиме прерывистой проводимости (discontinuous-conduction mode – DCM), более сложном для понимания. Коэффициент заполнения меняется в зависимости от соотношения выходного и входного напряжений. Коэффициент заполнения импульсов регулятора, понижающего 12 В до 6 В, равен 50%. Когда регулятор нагружен

слишком слабо, чтобы поддерживать ток дросселя непрерывным, он переходит в DCM. Коэффициент заполнения становится сложной функцией индуктивности дросселя, входного напряжения, частоты переключения и выходного тока, что значительно замедляет реакцию контура управления.

Во многих микросхемах понижающих контроллеров имеется плавающий драйвер затворов (Рисунок 1). Для повышения КПД в схеме используется отдельный источник опорного напряжения  $V_{REF}$ . При запуске он питает драйвер N-канального MOSFET напряжением, которое меньше опорного на

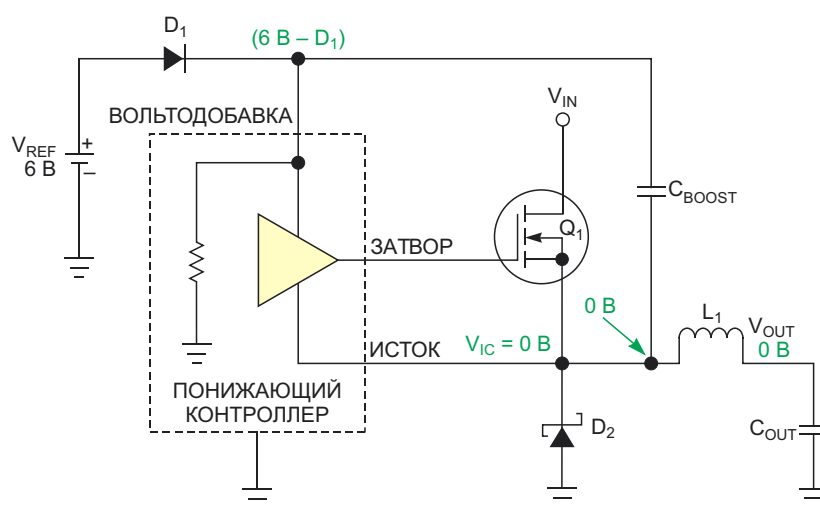
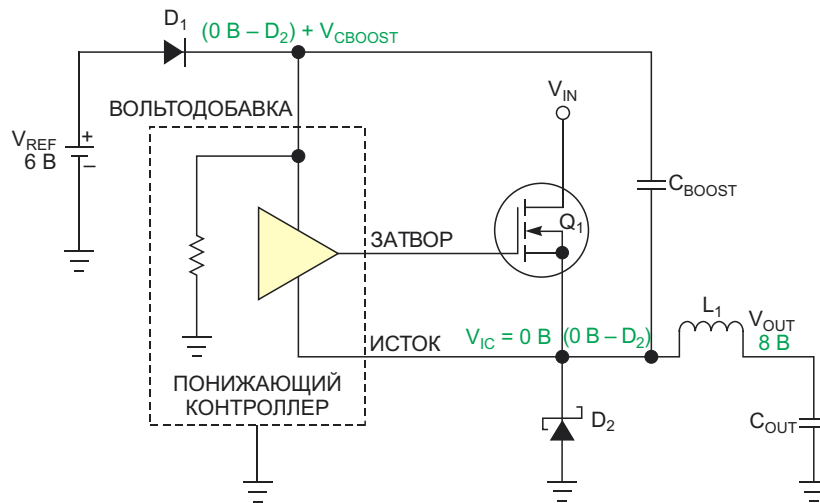


Рисунок 1. Во многих микросхемах понижающих контроллеров используется плавающий драйвер затворов.



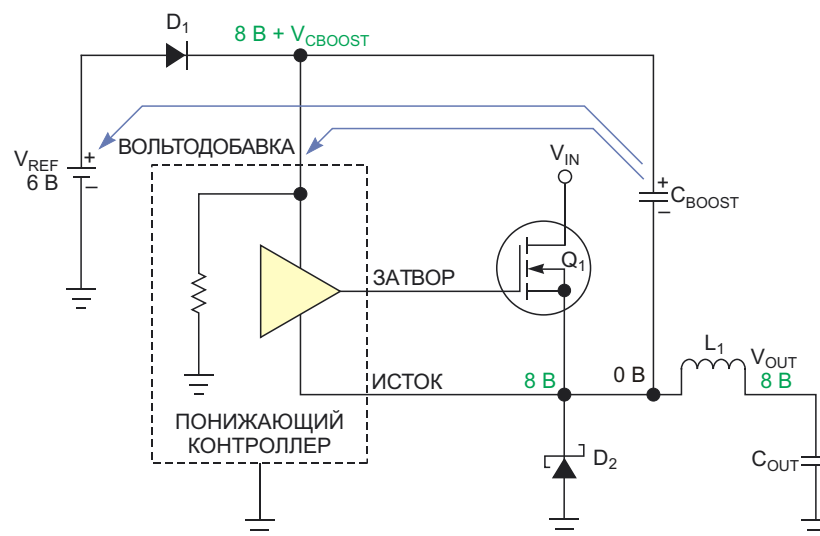
**Рисунок 2.** В ССМ ток дросселя не прерывается. Во время обратного хода, начинающегося с выключения  $Q_1$ , этот ток поступает от  $Q_1$  или  $D_2$ .

величину падения напряжения на диоде. Этого напряжения достаточно для управления затвором MOSFET, поскольку в исходном состоянии напряжение на выходе и на истоке MOSFET  $Q_1$  должно равняться 0 В.

В ССМ ток через дроссель никогда не прерывается. Во время обратного хода, начинающегося с выключения  $Q_1$ , этот ток поступает от  $Q_1$  или  $D_2$  (Рисунок 2). Напряжение, появившееся на истоке закрывшегося транзистора  $Q_1$ , ограничивается стабилитроном  $D_2$  и становится отрицательным относительно земли. Благодаря тому, что конденсатор  $C_{\text{BOOST}}$  повышает напряжение на затворе, этого напряжения достаточно для управления транзистором  $Q_1$ . Повышение напряже-

ния обеспечивает высокое напряжение на выводе BOOST, в результате чего напряжение на истоке  $Q_1$  становится отрицательным.

Система переходит в DCM, когда ток нагрузки падает до значения, при котором среднее потребление составляет менее половины величины пульсаций тока. Диод  $D_2$  предотвращает прохождение через дроссель обратного тока. В зависимости от используемой микросхемы, на ее выходе могут возникать выбросы, обусловленные большим временем реакции контура регулирования. Регулятор также может пропускать импульсы и, вообще, работать непредсказуемо. После закрывания  $Q_1$  из-за увеличенного в DCM времени выключенного состояния конденса-



**Рисунок 3.** Когда регулятор переходит в режим DCM, конденсатор  $C_{\text{BOOST}}$  разряжается.

тор  $C_{\text{BOOST}}$  начинает разряжаться через вывод BOOST и диод  $D_1$  (Рисунок 3). При напряжении на  $C_{\text{BOOST}}$ , равном примерно 3 В,  $Q_1$  не включится до тех пор, пока выходной конденсатор  $C_{\text{OUT}}$  не разрядится на столько, чтобы напряжение на истоке  $Q_1$  стало ниже, чем напряжение на выводе BOOST. Такое поведение регулятора напряжения недопустимо.

При высоких температурах увеличиваются токи утечки. Температурный коэффициент тока вывода BOOST неизвестен, поэтому работу схемы следует проверить и при низких температурах. Изучите работу системы, чтобы определить наименьшее значение

емкости конденсатора, и используйте этот результат в моделировании оценки наихудшего случая. Таким образом, увеличив значение  $C_{\text{BOOST}}$ , можно убедиться, что схема будет работать в DCM. Можно также уменьшить опорное напряжение, к источнику которого подключен диод  $D_1$ . Можно рассмотреть возможность замены  $D_1$  диодом Шоттки с малой утечкой. Если ни одно из этих решений не обеспечит надежной работы, можно выбрать другую микросхему, драйвер затвора которой привязан к земле, или изменить конструкцию и использовать архитектуру с синхронного понижающего преобразования. **PL**





# 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!



# Верхние границы коэффициента заполнения

Frederik Dostal, Analog Devices

Изменяемым параметром, используемым в контуре регулирования выходного напряжения или тока импульсного стабилизатора, является коэффициент заполнения. Коэффициент заполнения (D) равен отношению времени включенного состояния ( $T_{ON}$ ) к полной длительности цикла (T), то есть, к сумме времен выключенного состояния ( $T_{OFF}$ ) и включенного, и определяет простую взаимосвязь между входным и выходным напряжением.

$$D = \frac{T_{ON}}{T} = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}}$$

Для более точного расчета могут быть учтены и другие факторы, но для последующих объяснений они не являются решающими. Коэффициент заполнения импульсного регулятора зависит от его топологии. Коэффициент заполнения понижающего преобразователя, показанного на Рисунке 1, соответствует выражению

$$D = \frac{\text{выходное напряжение}}{\text{входное напряжение}}$$

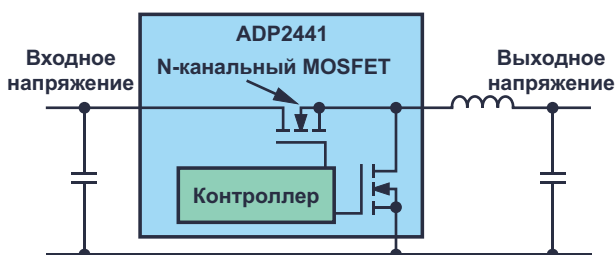


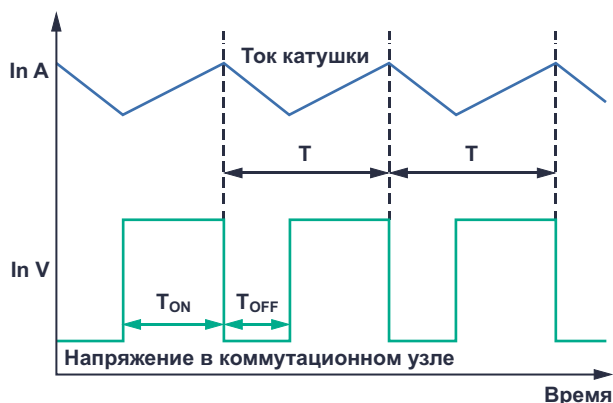
Рисунок 1. Типичный импульсный понижающий регулятор с микросхемой ADP2441.

Для повышающего преобразователя выражение для коэффициента заполнения имеет вид

$$D = 1 - \frac{\text{входное напряжение}}{\text{выходное напряжение}}$$

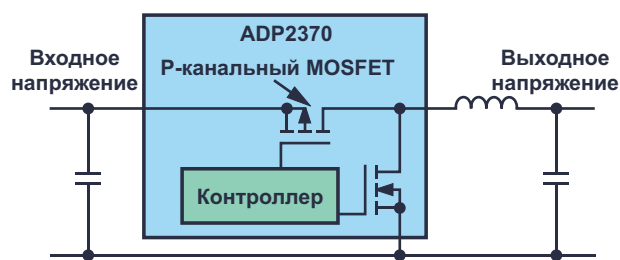
Эти формулы применимы к режиму непрерывной проводимости (CCM), то есть к режиму, в котором за период времени T ток дросселя не падает до нуля. Режим непрерывной проводимости часто используется в схемах, работающих при номинальной нагрузке. В другом режиме, называемом режимом прерывистой проводимости (DCM), который включается автоматически при легких нагрузках или преднамеренно, ток катушки на интервалах выключения прекращается. Для каждого из этих двух режимов работы существуют собственные зависимости коэффициента заполнения от соотношения входного и выходного напряжения.

Рисунок 2 иллюстрирует работу импульсного понижающего преобразователя во временной области. Здесь мы рассмотрим понижающий импульсный регулятор, работающий в непрерывающемся режиме, то есть в режиме непрерывной проводимости. От частоты переключения коэффициент заполнения не зависит. Типичные значения длительности периода T лежат в интервале от 20 мкс (50 кГц) до 330 нс (3 МГц). Если входное и выходное напряжения одинаковы, потребуется коэффициент заполнения, равный 1. Это означает, что коммутатор всегда находится только во включенном состоянии и никогда в выключенном. Однако подобное невозможно



**Рисунок 2.** Иллюстрация во временной области процессов переключения в импульсном понижающем преобразователе с непрерывающимся током катушки (CCM).

ни для какого импульсного регулятора. Для этого MOSFET верхнего плеча в схеме на Рисунке 1 должен быть постоянно открытым. В случае, когда в качестве этого ключа используется N-канальный MOSFET, для нормальной работы напряжение на его затворе должно быть выше входного напряжения схемы. Если после каждого замыкания ключ на какое-то время размыкается, как в случае коэффициента заполнения, меньшего 1, создать напряжение более высокое, чем напряжение питания, можно довольно легко, используя принцип зарядового насоса. Однако при коэффициенте заполнения 100% это невозможно. Таким образом, импульсные регуляторы со 100-процентным коэффициентом заполнения либо должны иметь сложные зарядовые насосы, работающие независимо от MOSFET импульсного регулятора, либо ключ верхнего плеча в схеме на Рисунке 1 должен быть сделан на основе P-канального MOSFET. И то и другое увеличивает как время разработки, так и затраты средств.



**Рисунок 3.** Пример импульсного регулятора, способного работать с коэффициентом заполнения 100%.

На Рисунке 3 показан импульсный регулятор ADP2370, который позволяет работать с коэффициентом заполнения 100% за счет использования P-канального MOSFET в качестве ключа верхнего плеча. Входное напряжение таких импульсных преобразователей может очень мало отличаться от выходного напряжения. При интеграции P-канального ключа в микросхему импульсного регулятора это решение не приведет к дополнительным затратам.

Если требуется, чтобы входное напряжение приложения могло понижаться до уровня, очень близкого к установленному значению выходного напряжения, следует выбрать импульсный регулятор, допускающий работу с коэффициентом заполнения 1 (или 100%).

Помимо ограничения на коэффициент заполнения, связанного с ключом верхнего плеча импульсного регулятора, существуют другие факторы, ограничивающие коэффициент заполнения. Их рассмотрению мы посвятим следующую статью. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADP2370](#)
2. [Datasheet Analog Devices ADP2441](#)

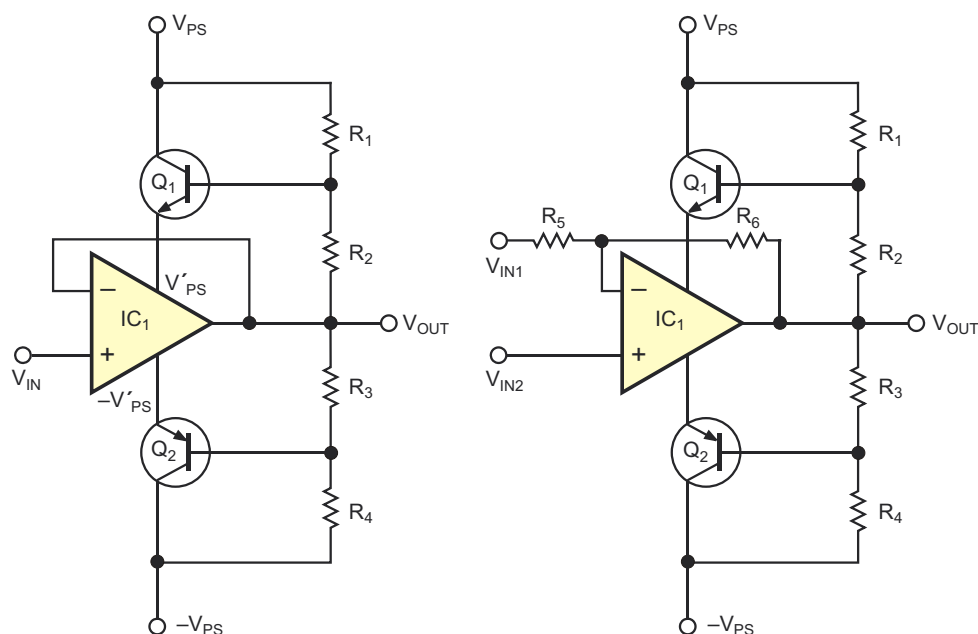
# Управляемый источник питания расширяет диапазон выходных напряжений усилителя

Yakov Velikson

EDN

Для увеличения выходного напряжения микросхемы операционного усилителя обычно требуется добавление высоковольтных внешних транзисторов. Затем получившаяся схема нуждается в коррекции для сохранения ее рабочих характеристик. Такая коррекция сложна, особенно для прецизионных операционных усилителей. В этой статье

представлена альтернатива: использование управляемого источника питания для самого операционного усилителя, способного увеличить выходное напряжение многих точных операционных усилителей без влияния на их технические характеристики. Решить эту задачу можно, подключив к источнику питания усилителя управляемые транзисторы.



**Рисунок 1.** Эти простые схемы иллюстрируют общие способы включения усилителя инвертором или повторителем, используемые для увеличения выходного напряжения.

Транзисторами управляют резистивные делители, подключенные между выходами усилителей и высоковольтными шинами питания этих транзисторов [1]. Простые схемы на Рисунке 1 иллюстрируют общие способы включения усилителя инвертором или повторителем, используемые для увеличения выходного напряжения.

Резисторы делителя  $R_1, R_2, R_3$  и  $R_4$  определяют масштаб напряжений  $V'_{PS}$  и  $-V'_{PS}$  источника питания усилителей. Если диапазон выходных напряжений составляет  $\pm 22$  В, сопротивления резисторов  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ , а напряжения  $V_{PS}$  и  $-V_{PS}$  равны 28 В, тогда напряжения  $V'_{PS}$  и  $-V'_{PS}$  попадают в следующие диапазоны, допускающие любые дополнительные потери:

$$V'_{PS} = V_{PS} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad V_{OUT} = (V_{OUT}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

и

$$-V'_{PS} = -V_{PS} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad -V_{OUT} = (-V_{OUT}) \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

или

$$3V \quad V'_{PS} \quad 25V$$

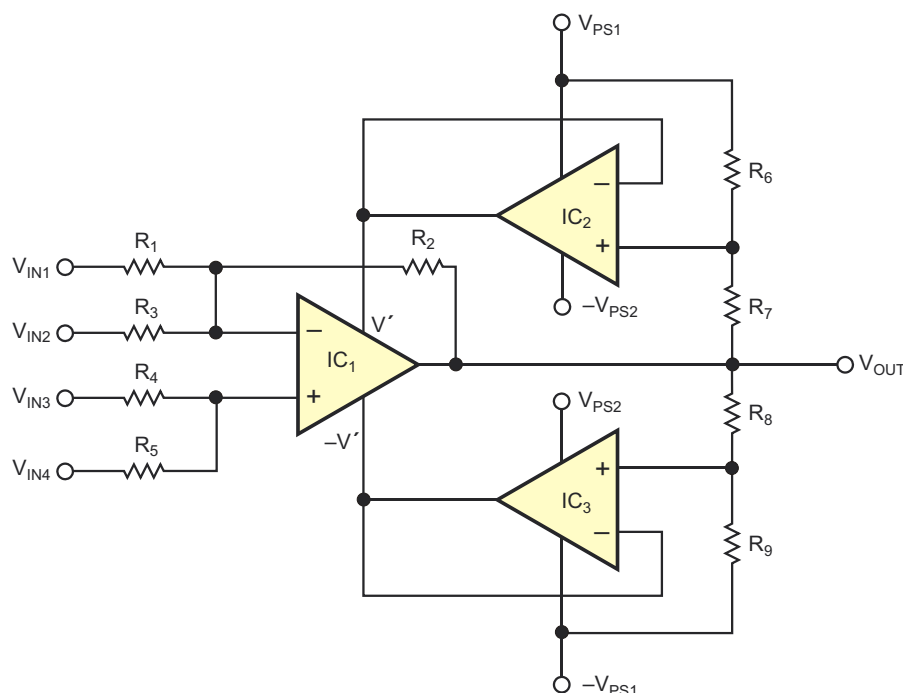
и

$$3V \quad V'_{PS} \quad 25V.$$

Однако схемы источников питания содержат транзисторы, сопротивления переходов которых влияют на работу усилителей.

Для снижения потерь и улучшения качества выходного напряжения основного усилителя можно использовать вспомогательные усилители. Требования к вспомогательным усилителям просты. Они должны питаться от симметричного двуполярного источника с напряжением более низким, чем у основного источника питания. Эти усилители должны поставлять необходимую мощность основному усилителю, а их частотный диапазон должен немного превышать диапазон основного усилителя. Чтобы исключить переходные сопротивления транзисторов, подключающих источники питания, можно использовать вспомогательные усилители. Такие схемы обеспечивают гибкость при самых разных конфигурациях усилителей [2 и 3].

На Рисунке 2 показан пример включения вспомогательных усилителей повторителями. Выходные напряжения  $V'_{PS}$  и  $-V'_{PS}$  опре-



**Рисунок 2.** Замена транзисторов операционными усилителями снижает потери и улучшает качество выходного напряжения основного усилителя.

деляются из сопротивлений подключенных резисторов по следующим формулам:

$$V' = V_{PS1} \frac{R_7}{R_6} \frac{R_7}{R_7} = V_{OUT} \left( V_{OUT} \right) \frac{R_6}{R_6} \frac{R_7}{R_7}$$

и

$$V' = V_{PS1} \frac{R_8}{R_8} \frac{R_9}{R_9} = V_{OUT} \left( V_{OUT} \right) \frac{R_9}{R_8} \frac{R_9}{R_9}$$

Если напряжения источников питания вспомогательного усилителя IC<sub>2</sub> равны 28 В для V<sub>PS1</sub> и -2 В для -V<sub>PS2</sub>, тогда для усилителя IC<sub>3</sub> -V<sub>PS1</sub> = -28 В и V<sub>PS2</sub> = 2 В, и выходное напряжение V<sub>OUT</sub> усилителя IC<sub>1</sub> равно 24 В или -24 В. Кроме того, R<sub>6</sub> = R<sub>7</sub> = R<sub>8</sub> = R<sub>9</sub> = R, так что

$$V' = 28\text{В} \cdot 0.5 \cdot 24\text{В} \cdot 0.5 = 26\text{В}.$$

Далее,

$$V' = 28\text{В} \cdot 0.5 \cdot 24\text{В} \cdot 0.5 = 2\text{В}$$

для V<sub>OUTMAX</sub> = 24 В.

$$V' = 28\text{В} \cdot 0.5 \cdot 24\text{В} \cdot 0.5 = 2\text{В}$$

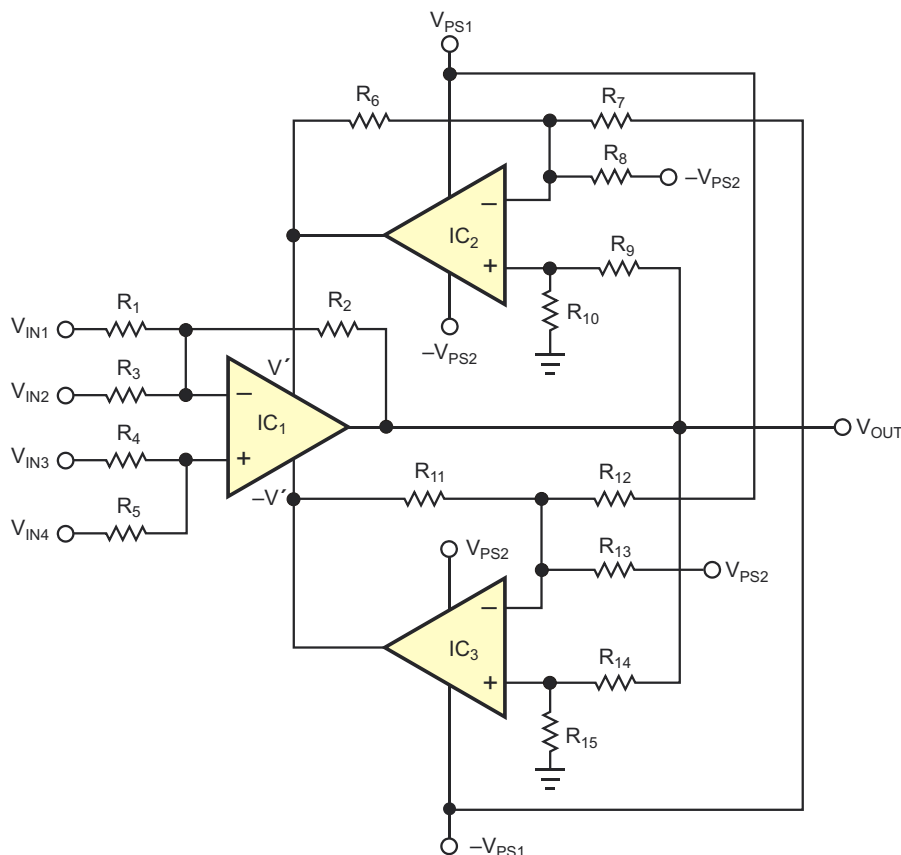
и

$$V' = 28\text{В} \cdot 0.5 \cdot 24\text{В} \cdot 0.5 = 26\text{В}$$

для V<sub>OUTMIN</sub> = -24 В.

Наибольший диапазон напряжений можно получить, используя отдельные источники питания, – один для нормальных напряжений усилителя и один для регулируемой части выходного напряжения (Рисунок 3).

IC<sub>1</sub> – это основной усилитель. Вспомогательные усилители IC<sub>2</sub> и IC<sub>3</sub> питаются несимметричными напряжениями. В этой схеме можно применять усилители многих типов, но предпочтительны современные операционные усилители, поскольку они позволяют использовать полный диапазон напряжений источника питания и имеют rail-to-rail входы и выходы. В схеме на Рисунке 3 V<sub>PS1</sub> = 28 В, -V<sub>PS1</sub> = -28 В, V<sub>PS2</sub> = 2 В и -V<sub>PS2</sub> = -2 В.



**Рисунок 3.** Наибольший диапазон напряжений можно получить, используя отдельные источники питания, – один для нормальных напряжений усилителя и один для регулируемой части выходного напряжения.

Напряжения основного усилителя равны

$$V' = (V_{PS1}) \frac{R_6}{R_7} - (V_{PS2}) \frac{R_6}{R_8} - (V_{OUT}) \frac{R_{10}}{R_9} \frac{R_7 R_8}{R_{10}} \frac{R_6 (R_7 + R_8)}{R_7 R_8}.$$

Далее,

$$V' = (V_{PS1}) \frac{R_{11}}{R_{12}} - (V_{PS2}) \frac{R_{11}}{R_{13}} - (V_{OUT}) \frac{R_{15}}{R_{14}} \frac{R_{12} R_{13}}{R_{15}} \frac{R_{11} (R_{12} + R_{13})}{R_{12} R_{13}}.$$

Пусть  $R_6 = R_{10} = R_{11} = R_{15} = R$ ,  $R_7 = R_8 = R_{12} = R_{13} = 2R$ , и  $R_9 = R_{14} = 3R$ , так что

$$\frac{R_6}{R_7} - \frac{R_6}{R_8} - \frac{R_{11}}{R_{12}} - \frac{R_{11}}{R_{13}} = 0.5,$$

$$\frac{R_{10}}{R_9} - \frac{R_{15}}{R_{14}} = 0.25$$

и

$$\frac{R_7 R_8}{R_7 R_8} - \frac{R_6 (R_7 + R_8)}{R_7 R_8} - \frac{R_{12} R_{13}}{R_{12} R_{13}} - \frac{R_{11} (R_{12} + R_{13})}{R_{12} R_{13}} = 2.$$

Затем подставляем эти значения в формулы для напряжений усилителя:

$$V' = 14\text{В} - 1\text{В} - (V_{OUT}) \cdot 0.5$$

и

$$V' = 14\text{В} - 1\text{В} - (V_{OUT}) \cdot 0.5.$$

Минимальное и максимальное значения для каждого источника питания составляют 1.5 В  $V = 28.5$  В и  $-1.5$  В  $-V = -28.5$  В. Полное напряжение источника питания ограничено пределом 30 В и может изменяться в диапазонах от 1.5 до 28.5 В и от  $-1.5$  до  $-28.5$  В. Эти диапазоны позволяют увеличить выходное напряжение основного усилителя на  $\pm 27$  В. **РЛ**

## Ссылки

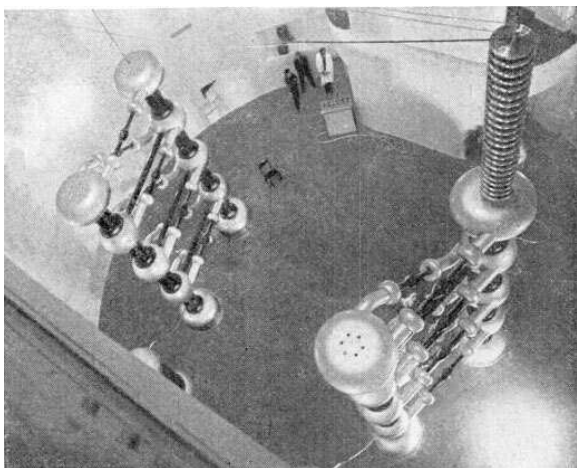
1. Velikson Yakov, Electronics, Information Book, pg 138, Energoatomiztium, St Petersburg, Russia, 1996.
2. Velikson Yakov, "Device for recurrence of voltage," Bulletin of Izobreteny (copyrights and patents), No. 3, 1991.
3. Velikson Yakov, A Murigin, and V Uchno, "The multichannel conversion of a revolving sine-cosine resolver to code," Bulletin of Izobreteny (copyrights and patents), No. 44, 1988.

# Емкостной преобразователь напряжения, он же зарядовый насос

Jeff Sorensen

EDN

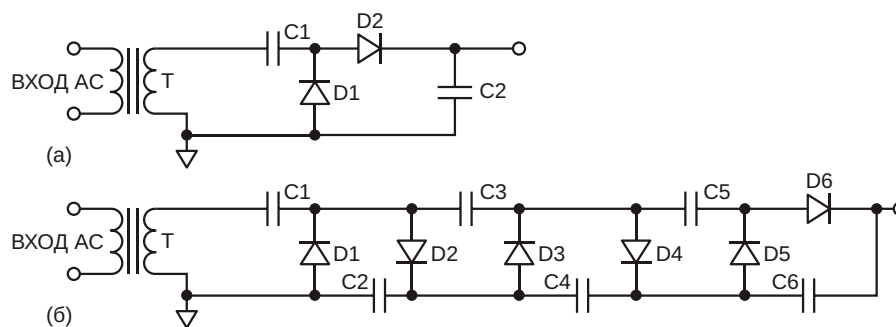
**В** 2019 году исполнилось 100 лет умножителю напряжения Грайнахера, изобретенному швейцарским физиком Генрихом Грейнахером (Heinrich Greinacher) в 1919 году. В 1932 году Дуглас Кокрофт (Douglas Cockcroft) и Эрнест Уолтон (Ernest Walton) использовали этот умножитель как базовую схему для источника питания ускорителя частиц, первой «дробилки атомов», что в итоге помогло им получить Нобелевскую премию по физике в 1951 году. По этой причине его чаще всего называют умножителем Кокрофта-Уолтона.



**Рисунок 1.** Этот двухполупериодный умножитель Кокрофта-Уолтона был сфотографирован в Институте Кайзера Вильгельма в 1937 году. 3 МВ генерировались с помощью двух 4-каскадных умножителей. Обратите внимание на три фигурки стоящих внизу людей.

Основой этой схемы является использование цепочки ключей и конденсаторов для увеличения более низкого напряжения до более высокого. Первые схемы применялись для преобразования высокого переменного напряжения в еще более высокое постоянное напряжение (Рисунок 1). Теперь в большинстве случаев схемы на коммутируемых конденсаторах используются для DC/DC преобразования. Соединяя последовательно диодно-емкостные каскады, можно получать очень высокие напряжения, используя при этом диоды и конденсаторы с рабочими напряжениями, не превышающими напряжения внутри отдельных каскадов, поскольку на компоненты воздействуют только напряжения их собственных каскадов. Базовая схема преобразователя показана на Рисунке 2а. В этой схеме верхняя обкладка конденсатора  $C_2$  заряжается до напряжения  $V_p$  положительной полуволны входного напряжения, а нижняя обкладка заряжается до  $-V_p$  во время отрицательной полуволны. (Здесь  $V_p$  – пиковое значение входного переменного напряжения). Это означает, что напряжение на  $C_2$  равно  $2V_p$ . Каскады умножения включены последовательно, поэтому каждый из них увеличивает напряжение на  $2V_p$ . Выходное напряжение схемы на Рисунке 2б в 6 раз превышает пиковое входное переменное напряжение.  $C_1$ ,  $C_3$  и  $C_5$  пропускают переменное напряжение через себя, а  $C_2$ ,  $C_4$  и  $C_6$  соединяются последовательно для сохране-





**Рисунок 2.** Одно- и многокаскадные умножители Грайнахера.

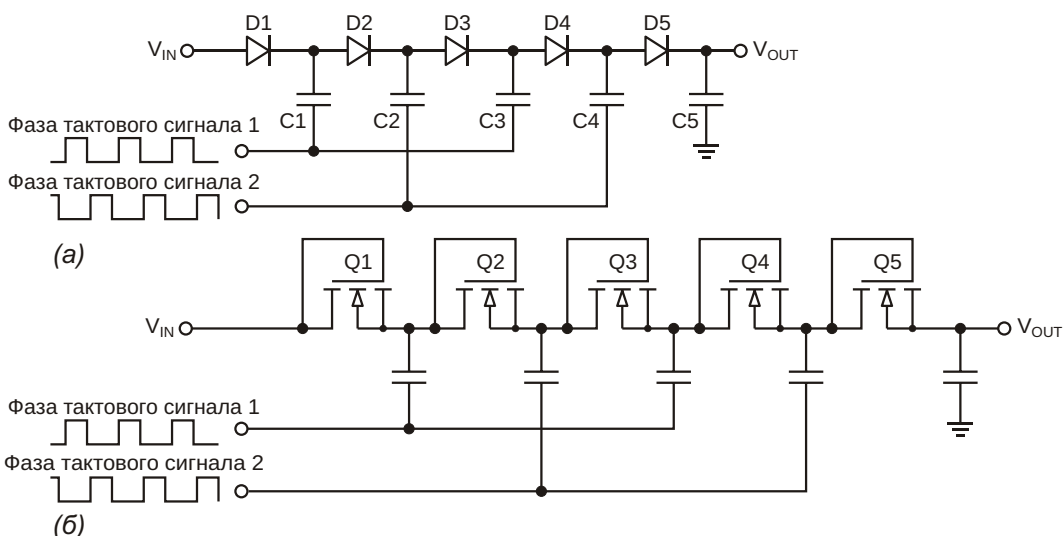
ния своих зарядов относительно земель каскадов. Также может быть реализована двухполупериодная версия этой схемы, как на Рисунке 1, тогда напряжение будет вдвое больше, чем в показанном однополупериодном примере.

Теперь вы, вероятно, скажете себе: «Это здорово, но в моем проекте не нужно дробить атомы». Это так, однако, очень похожая схема, скорее всего, есть в вашем компьютере или флэш-накопителе. Оказывается, для записи и стирания памяти и для возможности работы без отдельного источника питания флэш-память нуждается в более высоком напряжении, чем дает ее источник питания 1.8 В. Поэтому непосредственно в микросхему памяти встроен умножитель напряжения. Это не совсем то же самое, что мы здесь обсуждаем, но, возможно, очень похоже, и,

поскольку он работает с постоянным током, а не с переменным, ему приходится, так сказать, создавать собственное переменное напряжение.

Слегка переставив диоды и конденсаторы, можно создать схему, известную как зарядовый насос Диксона. Зарядовый насос Диксона (Рисунок 3) был запатентован Джоном Ф. Диксоном (John F. Dickson) в конце 1970-х годов. Он используется главным образом в микросхемах EEPROM и флэш-памяти для формирования напряжения программирования/перезаписи, которое намного превышает напряжение питания схемы.

Зарядовый насос Диксона на Рисунке 3а очень похож на удвоитель Грайнахера. Постоянное напряжение подается через вывод  $V_{IN}$  на анод диода D1. Напряжение на катоде D1 будет меньше  $V_{IN}$  на величину одного паде-



**Рисунок 3.** В зарядовом насосе Диксона используются диоды или включенные диодами МОП-транзисторы.

ния напряжения на диоде, а на аноде D2 напряжение упадет еще на столько же. Когда управляющий сигнал с амплитудой  $V_{IN}$  подается на конденсатор C1, напряжение на верхней обкладке увеличивается до суммы напряжений на диоде D1 и амплитуды управляющего сигнала. Затем это напряжение, которое уже на одно падение напряжения ниже напряжения на D1, через диод D2 заряжает второй конденсатор C2. Теперь напряжение на втором конденсаторе равно удвоенному напряжению  $V_{IN}$  за вычетом двух падений напряжения на диодах.

В многокаскадных зарядовых насосах Диксона на Рисунке 3 используется двухфазная синхронизация с уровнями управляющих сигналов, равными  $V_{IN}$ , которые попеременно управляют разными конденсаторами, но если не требуется, чтобы коэффициент повышения напряжения был большим, можно использовать и однофазную синхронизацию. Напряжение на каждом последующем каскаде на амплитуду тактового импульса за вычетом падения на диоде больше, чем на предыдущем, или

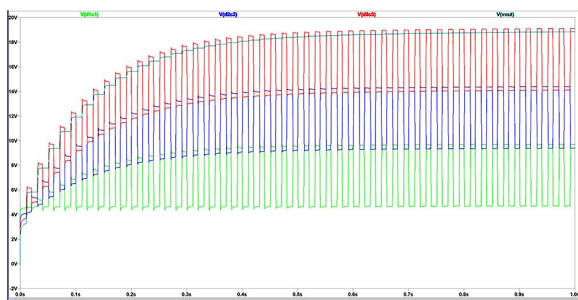
$$V_{OUT} = (N + 1)V_{IN} - (N + 1)V_{DIODE},$$

где

$N$  – количество каскадов,

$V_{DIODE}$  – прямое падение напряжения на диоде.

Потеря (падение) напряжения из-за тока нагрузки здесь не учитывается. На Рисунке 4 показаны результаты моделирования в LTspice 3-каскадного насоса Диксона с уровнями входного напряжения и тактовых импульсов, равными 5 В. Каждый каскад создает напряжение  $V_{IN}$  плюс напряжение на



**Рисунок 4.** Этот 3-каскадный зарядовый насос Диксона повышает напряжение в четыре раза.

каждом конденсаторе, через который подается тактовый сигнал. Верхняя сине-зеленая кривая соответствует достигнутому окончательному уровню постоянного напряжения. Обратите также внимание на фазовые соотношения между напряжениями повышенных уровней.

Включенные диодами МОП-транзисторы чаще всего используются в микросхемах памяти, однако диоды Шоттки обычно имеют более низкое прямое напряжение и, соответственно, вносят меньше потерь напряжения на каждый каскад. Для улучшения характеристик было разработано множество модификаций, особенно для случаев, когда доступное напряжение источника  $V_{IN}$  очень мало. Это особенно актуально для устройств памяти, работающих от источников с напряжением 1.8 В или ниже.

Эти схемы можно назвать зарядовыми насосами на основе «пожарной цепочки», поскольку в них каждый каскад сбрасывает заряд в следующий каскад.

Следующий тип можно было бы назвать «парящим» зарядовым насосом, но он более известен как зарядовый насос с плавающим конденсатором. Такие насосы очень универсальны, так как их можно использовать для повышения, понижения или изменения полярности входного напряжения. Что делает их работу уникальной, так это то, что обе стороны конденсатора на мгновение одновременно отключаются от других цепей и, следовательно, парят. Опять же, ключи, функции которых почти всегда выполняют МОП-транзисторы, используются для управления направлением тока, но используются попарно, чтобы подключать верхнюю или нижнюю обкладку конденсатора либо к источнику заряда, либо к получателю заряда. Важно, чтобы между состояниями ключей при переключении между источником и нагрузкой было мертвое время, и ключи не закрывались одновременно. Это было бы плохо и могло бы привести к тому, что ток будет течь там и тогда, где и когда он не нужен, и конденсатор не сможет «парить».

На Рисунке 5 показан один пример зарядового насоса с плавающим конденсатором. В данном случае схема, порты которой обозначены как  $V_{IN}$  и  $V_{OUT}$ , работает в режиме снижения напряжения. Здесь  $V_{IN}$  – это напряжение

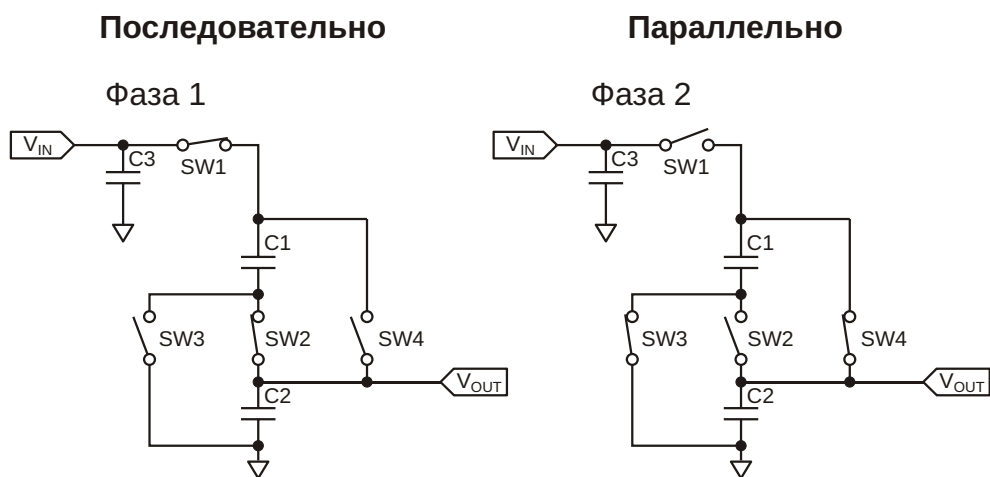


Рисунок 5. Это пример зарядового насоса с плавающим конденсатором.

источника, а  $V_{OUT}$  – генерируемое напряжение. В Фазе 1 конденсаторы C1 и C2 подключены последовательно через ключи SW1 и SW2, поэтому на каждом конденсаторе будет половина напряжения  $V_{IN}$ . В Фазе 2 последовательные ключи размыкаются, а параллельные ключи SW3 и SW4 замыкаются, соединяя конденсаторы C1 и C2 в параллель, вследствие чего напряжение на каждом из них составляет  $\frac{1}{2}V_{IN}$ , а доступный выходной ток удваивается.

Основными ограничивающими факторами здесь являются сопротивления ключей и емкости конденсаторов. Используя ключи с низкими сопротивлениями открытых каналов, можно обеспечить относительно большие токи. Емкости конденсаторов можно уменьшить, повысив частоту переключения, но лишь до определенных пределов. В конце концов, с ростом частоты доминирующим фактором станут потери переключения, поэтому существуют практические пределы того, до каких значений можно увеличивать частоту коммутации ключей. Эта базовая топология, способная обеспечивать нагрузку током от нескольких миллиампер до единиц ампер, используется во многих продуктах, доступных сегодня на рынке.

Объединив в одной схеме несколько плавающих конденсаторов, можно получить другие коэффициенты деления и умножения. Существуют также версии базовой схемы с отрицательным выходным напряжением, где происходит переход от положительного

напряжения к отрицательному напряжению, привязанному к выводу земли. Они обычно используются с операционными усилителями, которые требуют источников отрицательного напряжения и потребляют небольшие токи.

Для преобразования положительного напряжения в отрицательное может использоваться и другая топология зарядового насоса. Она основана на конденсаторе, коммутируемом диодом. Все, что нужно – это тактовый сигнал с амплитудой, равной требуемому отрицательному напряжению.

На Рисунке 6 необходимый сигнал обеспечивается входными импульсами. На положительных фронтах импульсы проходят через C1 и D2 на землю. Когда уровень тактового сигнала сменяется на низкий, связанный по переменному току импульс открывает диод D1 и заряжает конденсатор C2 отрицательным напряжением. После нескольких циклов C2 будет заряжен до отрицательного напряжения, равного амплитуде импульсов за

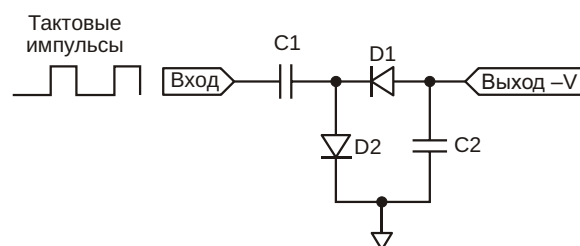
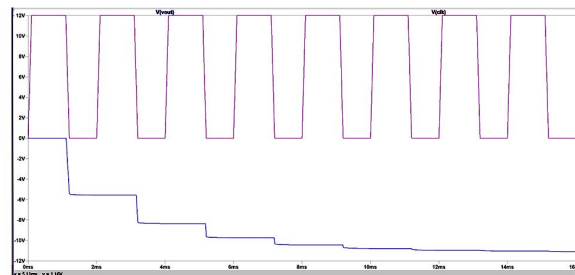


Рисунок 6. В этом инвертирующем зарядовом насосе источником необходимой энергии служат входные импульсы.

вычетом падения на диоде. Количество тока, которое можно забрать от преобразователя, зависит, прежде всего, от импеданса источника, частоты и емкости накопительного конденсатора.

На Рисунке 7 представлен результат моделирования в LTspice схемы Рисунок 6, где фиолетовый цвет соответствует сигналу управления, а синий – выходному напряжению. То, что это похоже на работу зарядового насоса Диксона, – не случайно. По сути, это та же схема, но формирующая на конденсаторе отрицательное напряжение и не имеющая положительного смещения  $V_{IN}$ , на котором построен традиционный Диксон. Все остальное идентично.

В большинстве случаев сферы применения зарядовых насосов были ограничены более низкими напряжениями и токами, но совершенствование технологических процессов производства МОП приборов в направлении увеличения как напряжения, так и мощности сделали высоковольтные и мощные зарядовые насосы реальностью. Большие коэффициенты преобразования напряжения делают зарядовые насосы привлекательной заменой трансформаторам во



**Рисунок 7.** Это результат моделирования схемы на Рисунке 5.

многих приложениях электропитания. Даже тогда, когда они используются в качестве пререгуляторов напряжения для ШИМ-преобразователей, они могут помочь повысить общий КПД по сравнению с одноступенчатым ШИМ-преобразованием. Поскольку конденсаторы относительно дешевы и малы, они также могут уменьшить стоимость и размеры конструкций преобразователей напряжения. Хотя базовая технология емкостного преобразования напряжения существует уже более 100 лет, только сейчас появились полупроводниковые технологии, необходимые для ее повсеместного распространения. Ждите, что в будущем их станет больше. **ПЛ**

# «Линейный» терморезистор с положительным ТКС преодолеывает недостатки NTC термисторов

Bill Schweber

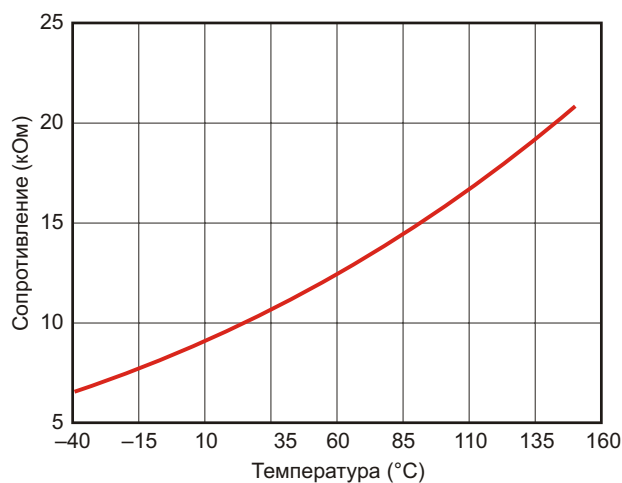
Electronic Design

*Семейство PTC термисторов решает проблемы ошибок калибровки и линейности, связанные с обычными NTC устройствами*

Температура является наиболее широко измеряемой физической переменной, и для ее измерения у разработчиков есть много вариантов датчиков, включая термопары, термометры сопротивления, твердотельные сенсоры с токовыми выходами и термисторы – и это лишь часть из того, что приходит на ум. Среди них термисторы с отрицательным температурным коэффициентом (NTC) широко используются для измерения температуры в промышленных, автомобильных, медицинских, контрольно-измерительных и бытовых приложениях из-за их низкой стоимости, широкого диапазона и относительной простоты подключения.

Однако NTC термисторам присущи хорошо известные недостатки. Наряду с большим температурным коэффициентом сопротивления (что, разумеется, хорошо), они имеют сильно нелинейную (хотя и гладкую) зависимость сопротивления от температуры (не хорошо). В результате для их эффективного

использования разработчики схем и систем должны реализовать одну или несколько стратегий. Такие методы включают многото-



**Рисунок 1.** Типовая зависимость сопротивления от температуры датчика TMP61 демонстрирует довольно высокую степень линейности.

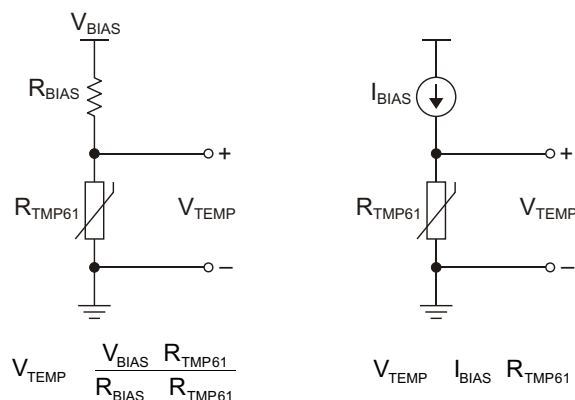
чечную калибровку, использование нескольких термисторов с перекрывающимися диапазонами, поисковые таблицы (часто с интерполяцией) или выполнение корректирующих вычислений на основе стандартного уравнения Стейнхарта-Харта (или упрощенной полиномиальной регрессии), моделирующих их передаточную функцию.

Признавая как их привлекательность, так и недостатки, Texas Instruments (TI) представила семейство основанных на кремнии термисторов с положительным температурным коэффициентом (РТС) – комплементарных к NTC устройствам и на 50% более точных. Например, высоколинейный РТС термистор TMP61 имеет номинальное сопротивление 10 кОм при 25 °С при максимальной нелинейности ±1% в интервале от 0 to 70 °С и может работать в диапазоне температур от –40 °С до +125 °С (Рисунок 1).

Он сохраняет постоянную чувствительность во всем диапазоне температур с температурным коэффициентом сопротивления (TCR) 6400 ppm/°С при 25 °С и типовым допустимым отклонением TCR, равным 0.2% во всем рабочем диапазоне. Его аналог TMP63 имеет номинальное сопротивление 100 кОм при 25 °С, тогда как сопротивление TMP64 равно 47 кОм. По сравнению с NTC-устройствами, термисторы требуют минимальных аппаратных или программных средств линеаризации или не нуждаются в них вовсе, калибруются только в одной точке, имеют меньший разброс отклонений сопротивления и обеспечивают лучшую чувствительность при высоких температурах.

TI утверждает, что, исключая необходимость в схемах линеаризации или в дополнительных NTC термисторах, эти РТС термисторы упрощают конструкцию, снижают стоимость системы и сокращают требуемую площадь печатной платы, как минимум, на 33% по сравнению с термисторами NTC.

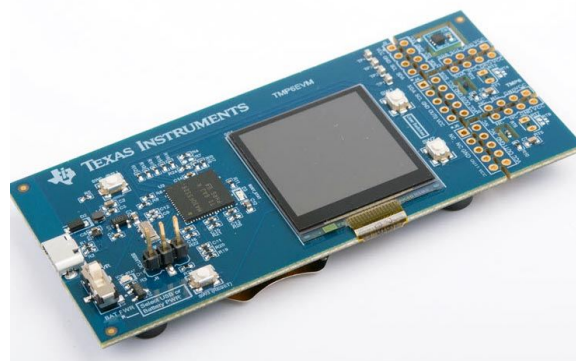
Как и для всех устройств, особенно датчиков температуры, часто работающих в агрессивных средах, существует вероятность отказа РТС термистора. Термисторы могут работать от источника напряжения или тока (Рисунок 2), и, хотя у каждого подхода к питанию есть свои плюсы и минусы, в обоих случаях короткое замыкание может иметь неприятные последствия для всей системы. По этой



**Рисунок 2.** Для питания резистивного элемента – термистора – может использоваться источник напряжения (слева) или источник тока (справа). На практике в большинстве схем, управляемых напряжением, используют логотрический метод измерения, чтобы нейтрализовать влияние дрейфа источника.

причине устройства TI имеют встроенную «защиту от отказов» на случай короткого замыкания.


Конечно, большое значение при измерениях температуры имеют физические размеры датчиков, поскольку тепловая масса влияет как на время отклика, так и на возможность размещения датчика в нужном месте. TMP61 выпускаются в корпусах нескольких типов, в том числе, в корпусе размером 0.60 × 1.00 мм (совместимом с 0402), в TO-92S (4.00 × 3.15 мм) и в SOT-5X3 (0.80 × 1.20 мм). TMP63 поставляется в корпусе размером 0.60 × 1.00 мм, а также в других корпусах TMP. Кроме того, 10-килоомные



**Рисунок 3.** Оценочный набор TMP6EVM для термисторов семейства TMP61 поддерживается подробным руководством и графическим интерфейсом пользователя для ПК с ОС Windows.

термисторы TMP61 и 100-килоомные TMP63 выпускаются в версиях для использования в схемах автомобильной электроники. Цена одного термистора в партиях из 1000 устройств начинается от \$0.05.

Для тестирования приборов и оценки их возможностей TI предлагает оценочный набор TMP6EVM, источником питания которого может служить напряжение 5 В интерфейса USB или батарейка CR2032 (Рисунок 3). Этот автономный модуль содержит выпускаемый компанией цифровой датчик TMP116, используемый в качестве локального эталона температуры, а также два анало-

говых канала. Секция датчика может быть отделена от основной платы для эмуляции системы, в которой датчик удален от хост-контроллера (обычная ситуация), в то время как на ЖК-дисплее в реальном времени отображаются потоковые данные измерений температуры с частотой обновления 2 Гц. 

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TMP116](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TMP61](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TMP63](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TMP64](#)



# Группа компаний Остек и ее партнеры – на рубеже 2010 годов

*Юрий Петропавловский*

Российская электроника в целом к середине «нулевых» годов вышла на качественно новый уровень развития, значительно повысился и уровень предприятий-производителей аппаратуры. В стране появились предприятия, производящие не только специальную технику, но и массовую бытовую аппаратуру, причем не только под своими, но и под торговыми марками зарубежных фирм. Для крупносерийного производства отечественных условных «Панасоников» предприятиям необходимо располагать технологическим сборочно-монтажным оборудованием соответствующего уровня. Производит такое оборудование сравнительно небольшое число компаний, в основном из Европы, Японии, США и Южной Кореи (есть несколько производителей из Израиля и Тайваня). Китайское оборудование на тот период не «дотягивало» до необходимого уровня качества и практически не использовалось на отечественных предприятиях.

Немалую роль в обеспечении российских производителей электроники технологическим оборудованием и материалами сыграла компания Предприятие Остек, поставляющая оборудование ведущих компаний мира и к середине «нулевых» годов занимавшая более 60% рынка такого оборудования в Рос-

сии. Состоящая из двух человек в 1991 году, компания к 2008 году располагала 160 высококвалифицированными специалистами. Сервисные инженеры компании постоянно повышают квалификацию, проходят обучение и сертификацию на предприятиях производителей технологического оборудования партнеров компании в Японии, США, Южной Кореи, Израиле и европейских странах.

Предприятие Остек представляли на российский рынок оборудование и технологические материалы для производства электроники более 60 зарубежных компаний (по состоянию на 2008-2010 годы), многие из которых являются мировыми лидерами в своих сегментах рынка.

Перечислим некоторые из них (включены компании, действующие до настоящего времени).

- **Fuji Machine Manufacturing** (Япония) – один из крупнейших в мире производителей автоматических модульных установок поверхностного монтажа. Компания основана в 1959 году как разработчик и производитель монофункциональных станков (серия FS). В 1981 году компания выпустила первый автоматический установщик электронных компонентов серии CP. В 2003 году компания начала произво-



дство модульной автоматической системы установки компонентов на печатные платы серии NXT. В настоящее время выпускается Модульный высокопроизводительный гибкий автомат для установки компонентов Fuji NXT III (Рисунок 1).



**Рисунок 1.** Автомат установки компонентов Fuji NXT III.

- **SPEA** (Италия) – разработчик и производитель автоматизированного оборудования для тестирования МЭМС, датчиков, микросхем и печатных плат. В 1976 году инженер компании General Electric Лучано Бонари решил самостоятельно заняться созданием компании по разработке испытательного оборудования (предприятие находится в коммуне Вольпьяно, провинция Турин). В 1977 году был выпущен первый многофункциональный прибор для тестирования электронных плат. Кроме штаб-квартиры в Вольпьяно компания располагает дочерними компаниями в США, Германии, Китае, Корее и Сингапуре. В настоящее время компания выпускает широкий спектр автоматизированного тестового оборудования для радиоэлектронного и полупроводникового производства. На Рисунке 2 показана современная установка для тестирования двусторонних печатных узлов с «летающими» пробниками SPEA серии Flying Probe 4080.

- **IMV Corporation** (Япония, основана в 1957 году) – ведущий разработчик и производитель виброиспытательного оборудования. В настоящее время компания выпускает электродинамические вибрационные



**Рисунок 2.** Тестер двусторонних печатных узлов серии Flying Probe 4080.

системы, контроллеры вибраций, измерительные системы, сейсмодетекторы и некоторые другие продукты. В ассортименте компании вибрационные стеллы со степенями свободы от одной (серия А) до шести (серия ТТС). На Рисунке 3 показан трехосевой вибростенд серии ТС.

- **ESPEC Corporation** (Япония) – ведущий мировой производитель климатического оборудования и камер для климатических испытаний. Компания основана в 1947 году в Осаке (под названием TABAI MFG CO., Ltd). В 1954 году TABAI выпустила первый оригинальный продукт – низкотем-



**Рисунок 3.** Трехосевой вибростенд серии ТС компании IMV Corporation.

пературную сушилку. У нас компания ESPEC хорошо известна еще со времен СССР как поставщик камер для критических испытаний, тысячи которых были поставлены на оборонные предприятия страны. В каталогах компании 2020 года представлены продукты в следующих основных категориях: камеры температуры (и влажности), камеры теплового удара, вторичное аккумуляторное оборудование, системы измерения и оценки, полупроводниковое оборудование. Внешний вид некоторых современных температурных камер ESPEC показан на Рисунке 4.



Рисунок 4. Температурные камеры компании ESPEC.

• **Kurtz Ersa Corporation** (Германия) – ведущий мировой производитель паяльного оборудования под торговой маркой ERSA. Компания ведет свою почти 100-летнюю историю с регистрации Эрнстом Саксом в 1921 году в Берлине предприятия по производству паяльников. В 1993 году ERSA вошла в состав корпорации Kurtz Group, а в 1997 году компания представила свою первую систему селективной пайки VERSAFLOW. В настоящее время компания выпускает широкий спектр оборудования для производства электроники, в том числе трафаретные принтеры, паяльные системы волной припоя и селективной пайки. На Рисунке 5 показана современная установка селективной пайки VERSAFLOW-4/55.

Лидерская позиция компании Предприятие Остек на российском рынке позволила ей привлечь к середине «нулевых» годов более 2000 клиентов (заказчиков оборудования), в том числе более 100 ведущих российских предприятий, многие из которых являются производителями крупносерийной радио-



Рисунок 5. Установка селективной пайки VERSAFLOW-4/55.

электронной аппаратуры. Некоторые крупные клиенты компании были упомянуты в предыдущей статье автора; приведем еще ряд знаковых российских компаний, являющихся клиентами Предприятия Остек: ООО «Завод Телебалт», ООО «ЛВС ЭЛЕКТРОНИКС», компании Аргус-спктр, Альтоника, Фаствел и многие другие. В 2007 году Предприятие Остек создает дочернюю компанию ЗАО «АртТул» (впоследствии ООО «Остек АртТул»), сфера деятельности которой направлена на комплексное оснащение рабочих мест и сервисных центров на предприятиях и в научно-исследовательских организациях. В рамках этого направления новая компания обеспечивает поставки следующих видов продуктов (текущее состояние на 2020 год).

- Антистатическая мебель, оснащение и материалы – рабочие места, стулья, напольные покрытия, ковры, обувь, тара, упаковка, спецодежда, браслеты, заземления, ручной инструмент, аксессуары и средства для уборки, офисные принадлежности, средства транспортировки (все в антистатических исполнениях).
- Оборудование для дымоудаления и фильтрации воздуха – дымоуловители, воздухопроводы, переходники, дымоприемники и фильтры компании Vofa International Ltd (Великобритания).
- Оборудование для вакуумной упаковки – вакуумные упаковочные машины компаний Welcomerpack (Южная Корея), Iteco Trading S. R. L. (Италия), Intrise Co. Ltd (Южная Корея), пакеты, индикаторы влажности.
- Системы дозирования – дозаторы, иголки, расходные материалы для дозирования.



**Рисунок 6.** Паяльная станция компании JBC.

- Паяльное оборудование:
  - Паяльные станции компании JBC Solde-ring SL (Испания). На Рисунке 6 одна из современных моделей паяльных станций JBC.
  - Паяльные роботы компании Sinergo SRL (Италия).
  - Газовые паяльники; паяльно-ремонтные станции компании PACE (США). На Рисунке 7 модель ADS200.
  - Термовоздушные станции PACE; наконечники и сопла для паяльников; подогреватели печатных плат; термоинструменты; подставки и другие продукты.
- Ручной инструмент – бокорезы, кусачки, электрические винтовёрты компании Kor-ver SRI (Италия), отвертки, пинцеты, вакуумные отсосы и пинцеты, электроножи.
- Инструменты для визуального контроля:
  - Светильники, лампы-лупы, USB-микроскопы компании Anmo Electronics (Тайвань). На Рисунке 8 показан цифровой USB-микроскоп Dino-Lite AM4013MZT с кратностью увеличения до x200.



**Рисунок 7.** Паяльно-ремонтная станция PACE ADS200.



**Рисунок 8.** Цифровой USB-микроскоп Dino-Lite AM4013MZT.

- Системы визуального контроля компании Vision Engineering (Великобритания). На Рисунке 9 показан стереомикроскоп SX100 с максимальным увеличением x320.
- Компрессоры – масляные и безмасляные компрессоры для нагнетания воздуха компании JUN-AIR (Дания).



**Рисунок 9.** Стереомикроскоп SX100.

Мировой кризис 2008/2009 годов компания Предприятие Остек успешно преодолела, более того, в этот период были созданы новые направления деятельности и учреждены профильные дочерние компании для более эффективного взаимодействия с клиентами.

С 2008 года компания Предприятие Остек начала реализацию новой стратегии с целью превращения в одну из самых эффективных компаний в своей отрасли, предоставляющей клиентам полный комплекс инженеринговых услуг по мировым стандартам. В этом же году компания получила сертификат системы менеджмента качества ГОСТ Р ИСО

9001:2008 (аналог международного стандарта ISO 9001:2008). Стандарты ISO серии 9000 Международной организации по стандартизации (International Organization for Standardization) являются одними из фундаментальных и применяемых практически всеми государствами мира. Среди стандартов серии особое место занимают стандарты ISO 9001 под названием «Система менеджмента качества. Требования». Соответствие компаний и предприятий этому стандарту является доказательством грамотного управления предприятием и существенным преимуществом в конкурентной борьбе.

Большое значение Предприятие Остек уделяет информационному обеспечению не только своих клиентов, но и широкого круга заинтересованных специалистов. В связи с развитием новых направлений в деятельности компании начато издание нового информационного бюллетеня «СО-ЕДИНЕНИЕ», посвященное обработке проводов и кабелей, первый номер которого вышел в июне 2008 года. Эта тема стала востребованной в связи с ростом в России сложного промышленного производства в таких отраслях, как автомобилестроение, самолетостроение, судостроение, телекоммуникации и других.

В 2009 году в деятельности компании создано направление химико-технологических решений для производства печатных плат, а также выпущен новый бюллетень «Степень Интеграции». В 2010 году в компа-

нии созданы направления развития образования и прикладных исследований, начат выпуск нового бюллетеня «Печатные платы и покрытия». В 2013 году тематика всех ранее издававшихся бюллетеней вошла в новый научно-практический журнал «Вектор высоких технологий», издаваемый и в настоящее время (Рисунок 10).

В 2008 году компания начала работу по созданию обновленного бренда (ребрендингу), направленную на эффективное взаимодействие с потребителями (клиентами) своих продуктов и услуг, а также с зарубежными партнерами. Предназначение компании стало формироваться как «Приумножение эффективности производства передовой техники». В процессе работы были сформулированы четыре ценности обновленного бренда Остек: развитие, содействие, лидерство, открытость.

#### • Развитие

Понятие «развитие» подразумевает, что деятельность Остек направлена на увеличение эффективности производственной деятельности ее клиентов с целью повышения их конкурентоспособности. Это возможно только при внедрении в производство самых современных технологий, для чего Предприятие Остек постоянно расширяет свои предложения новейшими продуктами ведущих мировых производителей.

#### • Содействие

Содействие со стороны Остек подразумевает оказание всесторонней технической поддержки, сопровождение техники, обеспечение бесперебойной работы производств у клиентов компании. При этом Остек не навязывает собственные решения, а только предлагает свои знания, опыт и возможности.

#### • Лидерство

Лидерство Остек выражается в активном стремлении стать лучшим партнером для клиентов, созидать и вдохновлять. Остек – это компания с самым большим количеством реализованных проектов, с самым большим опытом в России. У компании есть возможности предоставления клиентам самых эффективных решений, построенных на оборудовании и материа-



**Рисунок 10.** Обложка журнала «Вектор высоких технологий».

лах от компаний-лидеров в своих сегментах рынка, и с лучшим сервисом в отрасли.

#### • Открытость

Остек обладает экспертными знаниями в области технологий производства электроники, которыми специалисты компании открыто делятся с клиентами, а через бесплатно распространяемые печатные и цифровые издания и со всеми желающими.

Летом 2009 года ЗАО Предприятие Остек открыло новое направление химико-технологических решений, создав дочернюю компанию ООО «ОСТЕК-Сервис-Технология». Коллектив новой компании составили специалисты известной на рынке фирмы «Электрон-Сервис-Технология», являвшейся в то время ведущим российским поставщиком оборудования для производства печатных плат.

По словам одного из руководителей Предприятия Остек А. Г. Разоренова, новые направления важны тем, что дают синергию с другими направлениями деятельности. Например, многие клиенты Предприятия Остек имеют участки изготовления печатных плат (ПП), сборочно-монтажные производства, участки изготовления электронных компонентов, кабелей и т. п. На конечный результат в виде изделий и эффективности компаний в целом влияют все составляющие производств. Благодаря новому направлению Предприятие Остек получило возможность более детальной проработки всех процессов в комплексе.

Предприятие Остек традиционно специализировалось на так называемых «сухих процессах» (технологии низко-и высокотемпературной керамики, гибридных схем на поликоре, ситалле, сапфире и т. п.). С открытием нового направления появилась возможность предлагать технологии с «мокрыми процессами», например, для производства приборов на керамических подложках. Также появилась возможность внедрения новых технологий изготовления ПП, например, ПП со встроенными компонентами, с использованием технологий микроэлектроники на уровне ПП, например, Flip-Chip, Chip-on-Board, технологий гибко-жестких плат. Коротко поясним понятия. Flip-chip – монтаж микросхем методом перевернутого чипа, когда выводы расположены по всей поверхности кристалла

микросхемы. Chip-on-Board – монтаж кристаллов микросхем и полупроводниковых приборов непосредственно на ПП.

К традиционным технологиям изготовления ПП в 2000-е годы стали добавляться и новые, в частности, технологии прямого получения изображения на ПП из электронного файла, минуя традиционный процесс изготовления фотошаблонов. Первыми на рынке в конце «нулевых» годов появились технологии прямого лазерного формирования изображения на ПП (Laser Direct Imaging – LDI). Такие технологии предлагает компания Orbotech, партнером которой в России выступает Предприятие Остек.

Компания Orbotech Ltd основана в 1981 году в г. Явне (Израиль) группой инженеров из компании Electro-Optical Industry Ltd во главе с Шломом Баракком. Достаточно быстро созданная компания заняла лидирующие позиции в своем сегменте рынка автоматической оптической инспекции и оборудования для изготовления печатных плат. В 2019 году Orbotech была приобретена корпорацией KLA Corporation (США). На Рисунке 11 одна из современных установок Orbotech для прямой визуализации изображений на ПП.

Успешный пример внедрения технологий LDI и других процессов при изготовлении ПП компания Предприятие Остек реализовала на Рязанском приборном заводе (ГРПЗ), что было отмечено национальной премией «Золотая идея». Оборудование DLI поставлено



**Рисунок 11.** Установка Orbotech для прямой визуализации изображений.

Предприятием Остек и успешно работает на других крупных предприятиях России, например, на заводе «Компонент», ижевском заводе «Аксион-ходинг», заводе «ЭЛАРА» и других.

АО «ГРПЗ» является крупнейшим российским предприятием по серийному производству сложной радиоэлектроники. Предприятие входит в холдинг Концерн «Радиоэлектронные технологии» госкорпорации Ростехнологии. Предприятие, основанное еще в 1918 году как деревообрабатывающий завод, несколько раз перепрофилировалось. АО «ГРПЗ» также выпускает атмосферные оптические линии связи, приборы учета электроэнергии, радиорелейное оборудование, печатные платы, сварочное оборудование, медицинскую технику и другие продукты. В последние годы завод выпускает зарядные станции «ФОРА» для электромобилей.

При использовании технологии LDI возможно не только экспонирование (засвечивание) фоторезиста ПП, но и прямое выжигание меди на ПП без использования масок, однако этот процесс имеет и недостатки, один из которых – сравнительно небольшой срок службы лазеров. Другим направлением в производстве ПП является светодиодная технология формирования изображения (Diode Direct Imaging – DDI) на основе ультрафиолетовых светодиодов, которые могут работать значительно дольше лазеров (порядка 50,000 часов против 1500 часов). Оборудование DDI в конце «нулевых» годов начала выпускать компания PrintProcess, также являющаяся партнером Предприятия Остек.

Компания PrintProcess AG (Швейцария) – ведущий мировой производитель установок



**Рисунок 12.** Компания PrintProcess AG.



**Рисунок 13.** Установка прямого автоматического экспонирования APOLLON-DI.

прямого автоматического экспонирования фоторезиста, установок сборки пакетов многослойных печатных плат и другого оборудования для производства ПП. Компания основана в 1990 году Хартмутом Маурером и располагает собственным заводом в Швейцарии (Рисунок 12). В настоящее время в ассортименте Предприятия Остек представлено несколько моделей оборудования PrintProcess. На Рисунке 13 показана установка прямого автоматического экспонирования APOLLON-DI. Установки серии APOLLON являются представителями нового поколения оборудования прямого светодиодного экспонирования топологии ПП (процесс DDI) и обеспечивают высокое разрешение (ширина проводников до 20 мкм) и высокую производительность.

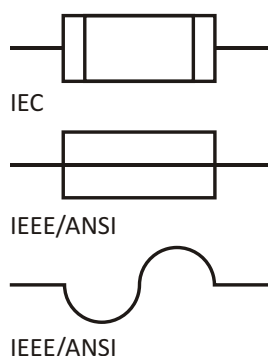
К 2010 году Предприятие Остек стало компанией мирового уровня, заняв прочную позицию технологического лидера в российской радиоэлектронной промышленности, обеспечивая современным технологическим оборудованием и сервисом большое число предприятий отрасли в России. Лидирующее положение предприятия Остек сохраняется и в настоящее время. **РЛ**

# Электронные предохранители: достоинства и недостатки

Bill Schweber

EDN

Как консервативному аналогово-ориентированному инженеру, мне всегда нравились традиционные плавкие предохранители, а к электронным предохранителям (часто пишут e-fuse или eFuse) я относился несколько скептически из-за наличия в них активных компонентов. В конце концов, когда речь заходит о надежности, простое почти всегда лучше, и нет ничего функционально более простого, чем плавкий предохранитель. Я не хочу приносить им возможности, поскольку в современных плавких предохранителях воплощены последние достижения в области материаловедения и технологий, а основой их функциональности является простота.

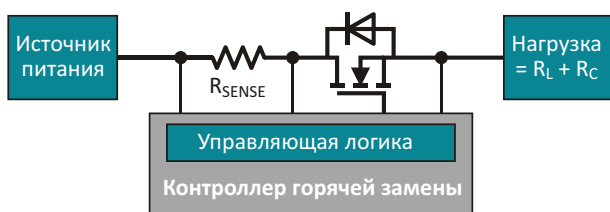


**Рисунок 1.** Это три наиболее часто используемых условных обозначения плавкого предохранителя. И схема, и функциональность этого двухполюсного пассивного компонента просты, что и является его основным достоинством.

Признаем: стандартный предохранитель делает единственную вещь, делает ее хорошо, и делает это полностью определенным и неизменным способом в соответствии с приведенным в документации набором технических характеристик. Его нельзя испортить, поскольку в нем нет ничего, что позволило бы это сделать (Рисунок 1). Если вы выберете подходящие параметры предохранителя – ток срабатывания, быстродействие, материал, физические размеры, – вы просто не сможете не получить требуемого результата. Я знаю, каждый может рассказать свою историю о том, как предохранитель не сделал то, что должен был сделать, но это все-таки редкие исключения.

Однако плавкий предохранитель имеет ряд недостатков, начиная со времени, необходимого для его реакции. В зависимости от соотношения перегрузочного и порогового токов, для срабатывания и размыкания цепи ему может потребоваться от десятков миллисекунд до десятков секунд. В современных низковольтных схемах значения токов перегрузки часто бывают умеренными, поэтому время срабатывания предохранителя может быть слишком большим для защиты чувствительных цепей. Кроме того, после перегорания стандартный предохранитель должен быть физически заменен, что является недостатком во многих (но не во всех) приложениях.

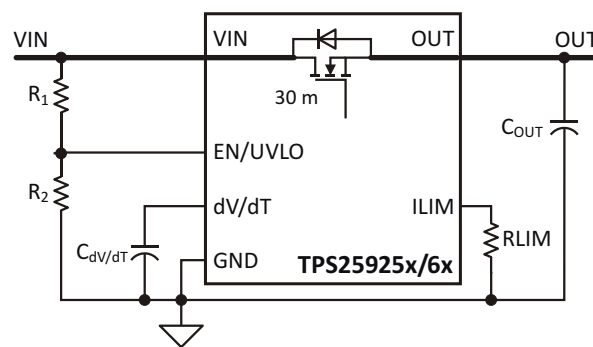
Концептуально электронный предохранитель представляет собой простую схему, обеспечивающую альтернативный подход к ограничению и отключению тока, и обладающую уникальными преимуществами, поскольку измерение тока не зависит от нагрева и влияния отключенной последующей цепи. Он состоит из нескольких аналоговых компонентов: прецизионного токоизмерительного резистора, усилителя с точными масштабирующими резисторами для выборки и «усиления» напряжения на резисторе, схемы компаратора для «выключения» при заданном значении и MOSFET, замыкающего/разрывающего путь прохождения тока в контролируемой линии (Рисунок 2).



**Рисунок 2.** Базовая блок-схема типичного электронного предохранителя демонстрирует его очевидную простоту и удобство подключения.

Работа схемы довольно проста. Как правило, сопротивление резистора выбирается таким, чтобы при максимальном токе падение напряжения на нем составляло от 50 до 100 мВ. Электронный предохранитель включается между шиной питания (или источником питания) и защищаемой нагрузкой. Контролируемый ток проходит через резистор, результирующее падение напряжения на котором измеряется токоизмерительным усилителем.

Хотя электронный предохранитель можно собрать из отдельных компонентов, большинство пользователей вместо этого выбирают законченный электронный предохранитель на основе микросхемы, содержащей все необходимые цепи, включая МОП-транзистор (Рисунок 3); некоторые из которых даже имеют внутренний токоизмерительный резистор. В других электронных предохранителях на основе микросхем реализуются дополнительные функции и особенности, такие как программируемая пользователем



**Рисунок 3.** Электронный предохранитель с дополнительными функциями программируется с помощью простых внешних пассивных компонентов. Другие электронные предохранители могут отличаться набором дополнительных функций и возможностей.

блокировка при пониженном напряжении, фиксатор перенапряжения и автоматическая попытка повтора, а также возможность установить время запуска с помощью внешних компонентов. Эта последняя функция полезна для контроля пускового тока при включении оборудования и при операциях горячей замены, поэтому такие предохранители широко используются в этих приложениях.

Первоначально у меня сложилось ощущение, что электронные предохранители могут выполнять свою роль в схемах с низкими напряжениями и токами; и это все, на что они годятся. А вот в том, что они подойдут для приложений более высокого диапазона напряжений и токов, для которых нужна сертификация Underwriters Laboratories (UL) и Международной электротехнической комиссии (IEC), и где плавкий предохранитель является полностью разрешенным средством защиты, я не был уверен.

Вот почему меня заинтересовала только что опубликованная Texas Instruments небольшая статья [1]. В этой статье обсуждается, как электронные предохранители вписываются в процесс сертификации UL/IEC, и почему они подходят для тех или иных условий. Эти сертификационные требования настолько сложны, содержат такое количество положений, предписаний, исключений и правил, что мы должны быть очень рады любому компетентному совету, и любой компонент, который позволит вам пропустить хоть один этап в этом процессе сертификации, будет хорошей вещью.



Краткая записка объясняет все нюансы электронных предохранителей с точки зрения этих правил, а также напоминает мне о том, что легко упустить из виду: предохранители защищают от перегрузок по току и опасности, которую они представляют для систем и людей. Они не предназначены для защиты от высокого напряжения, хотя подсознательно мы можем связывать понятие «опасность» с переменным напряжением сети 120/240 В и большим количеством тока. В записке TI перечислены одобренные органами сертификации электронные предохранители, рассчитанные на 4.5...60 В при токах до 6 А. Разумеется, это не сетевое напряжение, но все же это достаточно значительный ток, и напряжение, измеряемое двузначными числами. Защита от высоковольтных событий – задача не для предохранителя; эту роль выполняют металлоксидные варисторы, искровые разрядники и другие компоненты.

Реальность такова, что электронные предохранители имеют четкие отличия от плавких предохранителей, и часто они могут быть более предпочтительными: точный порог ограничения тока, намного меньшее время реакции и возможность самовосстановления и восстановления соединения после устранения неисправности (в зависимости от

выбранной модели электронного предохранителя). Во многих ситуациях проектирования имеет смысл серьезно рассматривать возможность использования электронного предохранителя вместо классического плавкого устройства.

В любом случае, электронный предохранитель – это гораздо больше, чем простой, чрезвычайно надежный плавкий предохранитель с ограниченной функциональностью; это активное устройство, хотя и простое. Возможно, для максимальной уверенности, как своего рода «перестраховка», некоторые конструкции нуждаются и в электронном предохранителе, и в плавком.

Но будет ли это означать, что разработчик был предусмотрителен и осторожен, или что ему не хватило уверенности при анализе отказов и требуемой схемы защиты? Что вы думаете об использовании электронных предохранителей в более сильноточных приложениях? **РЛ**

## Ссылки

1. [“eFuse: Safety Certification and why it Matters,”](#) (SLVAE05), Texas Instruments, 2020.

## Материалы по теме

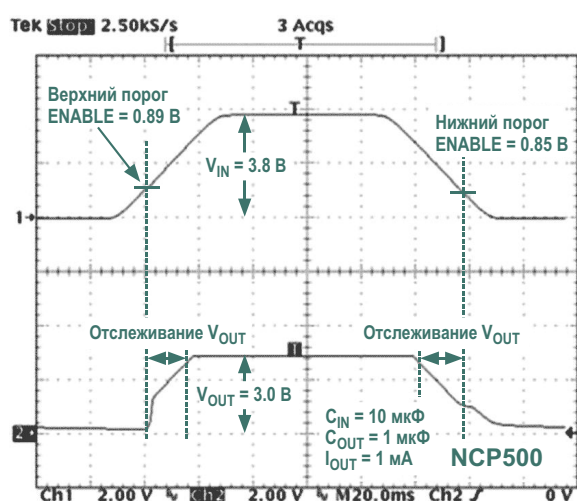
1. [Datasheet Texas Instruments TPS25925x/6x](#)

# Использование LDO регулятора в качестве супервизора питания

William Lepkowski

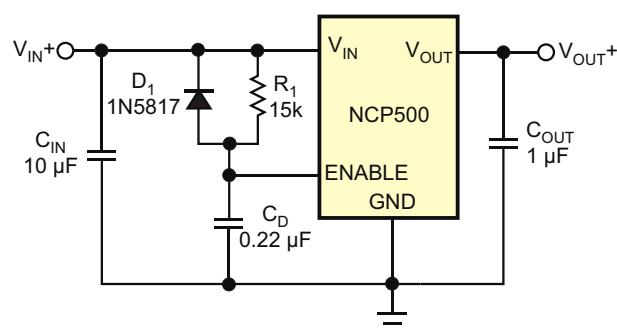
EDN

У многих LDO регуляторов имеется вывод разрешения, который также может служить недорогой альтернативой микросхеме супервизора питания. Хотя обычно разрешающий вывод служит средством отключения выхода регулятора для экономии энергии, несколько дискретных компонентов могут обеспечить включение и выключение выхода при заданных входных напряжениях. Таким образом схему можно использовать как супервизор питания или как линейный регулятор напряжения с управляемыми характеристиками.

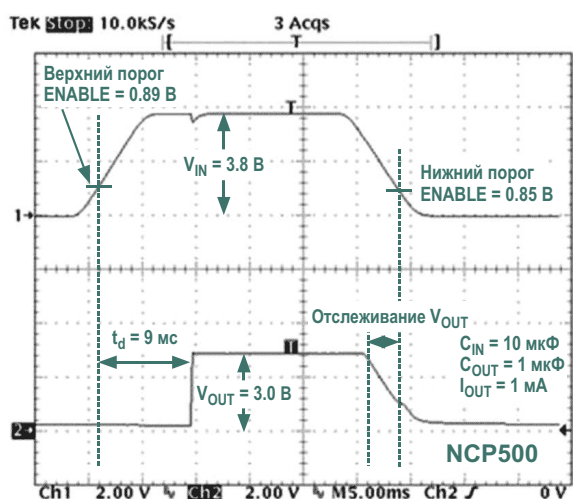


**Рисунок 1.** При прямом соединении вывода разрешения LDO регулятора с нестабилизированным входным напряжением выходное напряжение на интервалах включения и выключения отслеживает входное напряжение.

Типичная внутренняя схема включения/выключения LDO регулятора содержит компаратор, который определяет, находится ли значение напряжения на выводе разрешения (ENABLE) выше уровня внутреннего опорного напряжения  $V_{REF}$ , или же оно ниже его. Превратить LDO регулятор в супервизор питания можно путем прямого подключения вывода разрешения к нерегулируемому входному напряжению, однако напряжения включения и выключения такой схемы будут равны опорному напряжению регулятора, которое обычно ниже минимального рабочего напряжения, требуемого большинству микросхем, питающихся от выходного напряже-



**Рисунок 2.** В качестве альтернативы прямому соединению вывода разрешения регулятора с его входом для задержки времени включения регулятора в этой «традиционной» модификации используются резистор и конденсатор. Диод устраняет задержку выключения питания.

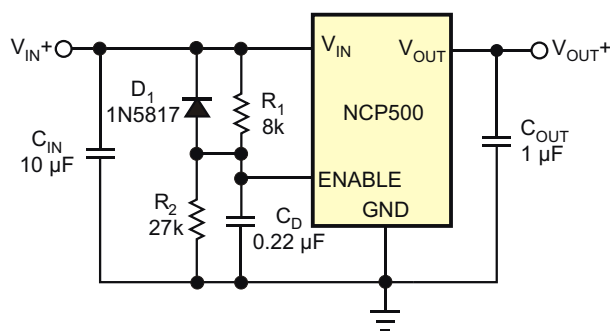


**Рисунок 3.** Дополнительные элементы схемы на Рисунке 2 решают проблему отслеживания входа нарастающим фронтом выходного напряжения. Однако задний фронт по-прежнему отслеживает входное напряжение.

ния регулятора. Кроме того, прямое подключение вывода разрешения к нерегулируемому входному напряжению не обеспечивает задержку включения, чтобы гарантировать, что входное напряжение достигло значения, превышающего падение напряжения на LDO регуляторе. Напрямую подключенная схема также имеет неудовлетворительные характеристики включения и выключения (Рисунок 1). Можно отчасти улучшить характеристики схемы, добавив элементы  $R_1$ ,  $C_{IN}$ , и  $D_1$ , чтобы обеспечить задержку запуска на входе разрешения регулятора напряжения (Рисунок 2). К сожалению, внешняя цепь задержки улучшает только характеристику переднего фронта выходного напряжения, но на спаде выход продолжает отслеживать входное напряжение (Рисунок 3).

Решить проблему выключения схемы можно, заменив одиночный резистор цепью делителя напряжения (Рисунок 4). Резистор  $R_2$  поднимает порог переключения вывода разрешения регулятора и «обманывает» компаратор, заставляя его включаться при более высоком напряжении. В результате выход регулятора запускается с соответствующей задержкой, а временная диаграмма включения и выключения выглядит безупречной (Рисунок 5).

Пороговое напряжение входа разрешения в схеме на Рисунке 4 можно изменить,



**Рисунок 4.** Резистор  $R_2$  увеличивает пороговое напряжение переключения вывода разрешения.

используя формулу (1) для расчета сопротивлений резисторов  $R_1$  и  $R_2$ .

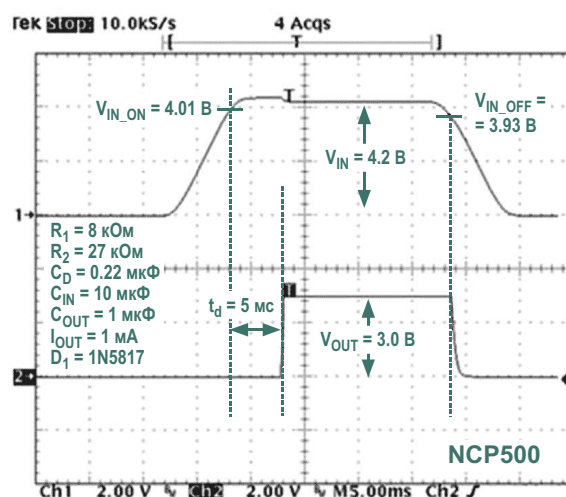
$$V_{IN\_ON} = (2 V_{EN\_R} - V_{EN\_F}) + 1 \frac{R_1}{R_2}, \quad (1)$$

где

$V_{IN\_ON}$  – заданное пользователем напряжение включения,

$V_{EN\_R}$  – пороговый уровень вывода разрешения для фронта нарастания входного напряжения,

$V_{EN\_F}$  – пороговый уровень вывода разрешения для спадающего фронта входного напряжения.



**Рисунок 5.** Добавление резистора  $R_2$  в схеме на Рисунке 3 решает проблему спада напряжения, и выключение происходит немедленно после того, как входное напряжение становится слишком низким. Выход регулятора включается только после того, как напряжение на его входе достигнет достаточного уровня.

Например, пусть  $V_{IN\_ON} = 4 \text{ В}$ ,  $V_{EN\_R} = 0.89 \text{ В}$ ,  $V_{EN\_F} = 0.85 \text{ В}$ .

Чтобы стабилизированное выходное напряжение не отслеживало входное напряжение, установите минимальное значение  $V_{IN\_ON}$  равным  $V_{OUT} + V_{DRP}$ , где  $V_{DRP}$  – падение напряжения на LDO.

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{IN\_ON}}{2 \cdot V_{EN\_R} \cdot V_{EN\_F}} - 1 \quad (2)$$

$$\frac{4}{2 \cdot 0.89 \cdot 0.85} - 1 = 3.3.$$

Если сопротивление резистора  $R_2$  выбрать равным 8 кОм, то  $R_1 = 3.3 \times R_2$  составит примерно 27 кОм.

Выражение (1) позволяет рассчитать только приблизительные значения сопротивле-

ний резисторов делителя напряжения, которые могут незначительно отличаться в зависимости от характеристик конкретной микросхемы регулятора. Если сопротивления резисторов слишком малы, стабилизированное выходное напряжение будет отслеживать напряжение на входе. Эта проблема легко решается увеличением сопротивления  $R_1$ . При этом надо учитывать, что  $R_1$  вместе с  $C_D$  также определяет время задержки включения регулятора, а емкость конденсатора  $C_D$  в идеале должна составлять от 0.01 до 0.47 мкФ. Слишком большая емкость увеличивает время разряда и ухудшает эффективность работы схемы в качестве супервизора напряжения. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor NCP500](#)

# Зависимо- последовательное включение неограниченного числа нагрузок

Михаил Шустов, г. Томск

*Предложены варианты схем, позволяющих в последовательно-зависимом порядке подключать или отключать неограниченное количество нагрузок.*

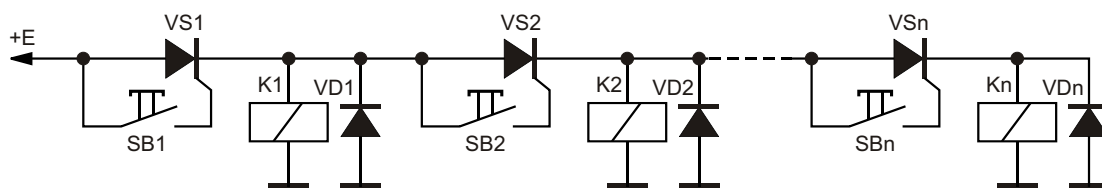
**М**ногочисленные схемы зависимого включения нагрузок необоснованно ограничиваются двумя электро- или радиоприборами. Ниже, Рисунки 1–5, представлено несколько вариантов решения проблемы последовательно-зависимого включения неограниченного количества нагрузок, и, более того, последовательного их отключения в обратной последовательности.

На Рисунке 1 приведена релейно-тиристорная схема последовательного включения нагрузок. При нажатии на кнопку SB1 напряжение подается на управляющий электрод тиристора VS1. Тиристор открывается, подключая реле K1 к источнику питания. Контакты реле включают первую нагрузку. Нажатие кнопки SB2 аналогичным образом вызывает срабатывание реле K2 и т.д. Очевидно, что столь простая схема имеет, по меньшей мере, два недостатка. Во-первых, подключение

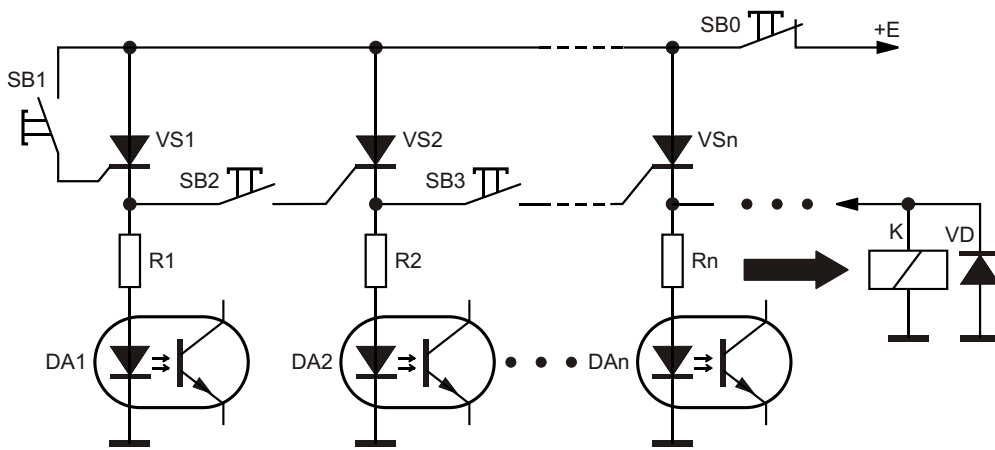
всех реле возможно и при одновременном нажатии сразу на все кнопки, что не так критично. Во-вторых, что более значимо, на открытых тиристорах падает некоторое остаточное напряжение, что ограничивает количество коммутируемых нагрузок.

На Рисунке 2 представлена также тиристорно-релейная (тиристорно-оптронная) схема зависимой коммутации нагрузок, однако работающая по иному принципу. При нажатии на кнопку SB1 включается тиристор VS1. На катоде тиристора VS1 появляется напряжение питания за вычетом падения напряжения на открытом тиристоре. Через токоограничивающий резистор R1 и светодиод оптронной пары DA1 (или обмотку реле K) протекает ток, включая, тем самым, первую по счету нагрузку.

Нажатие на кнопку SB2 аналогичным образом подключает вторую нагрузку и т.д. Такая схема также не лишена ранее упомянутого



**Рисунок 1.** Релейно-тиристорная схема зависимо-последовательного включения нагрузок



**Рисунок 2.** Тиристорная схема зависимо-последовательного включения нагрузок с общим единовременным сбросом (отключением) нагрузок.

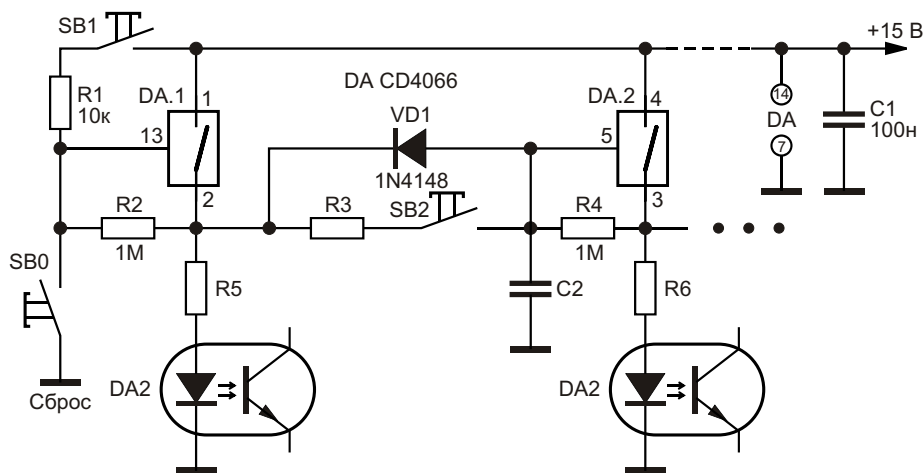
недостатка (одновременное нажатие кнопок), но не имеет ограничения на число включаемых нагрузок. Отключить одновременно все нагрузки можно за счет снятия питающего напряжения – нажатия на нормально замкнутую кнопку SB0.

В следующих двух схемах, Рисунки 3 и 4, реализован единый принцип использования КМОП-элементов. На каждом элементе КМОП-микросхемы (CD4066 или CD4050, соответственно) выполнен слаботочный аналог тиристора. При нажатии на кнопку SB1 напряжение высокого уровня подается на управляющий вход КМОП-коммутатора, Рисунок 3, либо на вход КМОП-повторителя, Рисунок 4. В результате аналоги тиристоров самозащелкиваются, на их выходах появляется напряжение высокого уровня.

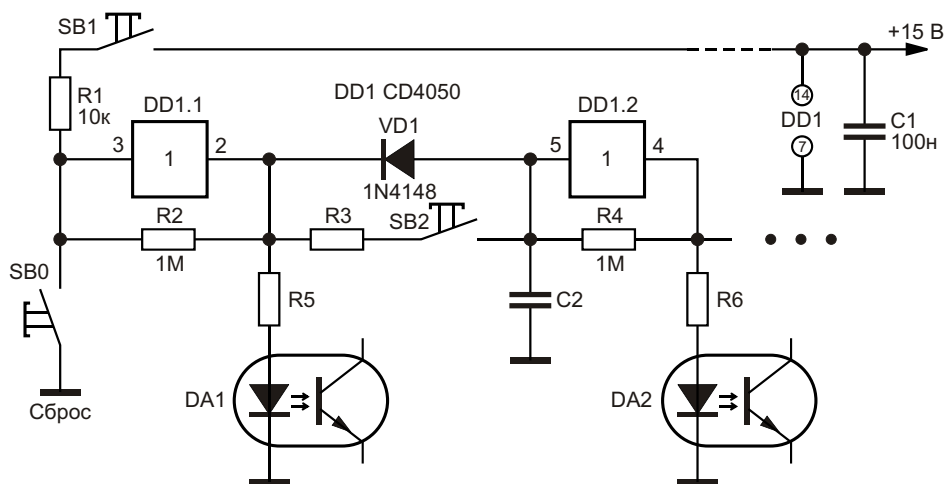
Нагрузкой таких псевдоотиристоров являются светодиоды оптронных пар с токоограничивающими резисторами. Впрочем, управляющие сигналы с выходов аналогов тиристоров можно подавать на выходные каскады, выполненные на биполярных или полевых транзисторах.

Достоинством рассматриваемых схем является то, что они исключают одновременное нажатие на все кнопки управления для подключения всех нагрузок. Дело в том, что управляющий сигнал на вход очередного аналога тиристора при нажатии очередной кнопки поступает с задержкой, определяемой постоянной времени цепи R3C2.

Одновременное отключение нагрузок происходит мгновенно при нажатии кнопки SB0 «Сброс». Ранее заряженные конденсаторы



**Рисунок 3.** Схема зависимо-последовательного включения нагрузок с использованием КМОП-коммутаторов CD4066.



**Рисунок 4.** Схема зависимо-последовательного включения нагрузок с использованием КМОП-повторителей CD4050.

разряжаются через диоды VD1... Временами последовательного отключения нагрузок можно управлять, включив последовательно с диодами резисторы. Если вместо кнопок SB2... установить короткозамкнутые переключки, то устройства, Рисунок 3 и 4, будут включаться без участия оператора по цепочке.

На Рисунке 5 приведена наиболее совершенная схема обеспечения последовательного включения и отключения в обратном порядке нагрузок. Изначально входы инверторов КМОП-микросхемы CD40106 имеют нулевой потенциал, нагрузки элементов обесточены. При замыкании ключа SA напряжение высокого уровня подается на вход элемента DD1.1, переключая его состояние (и включая через оптрон первую по счету внешнюю нагрузку). Далее за счет про-

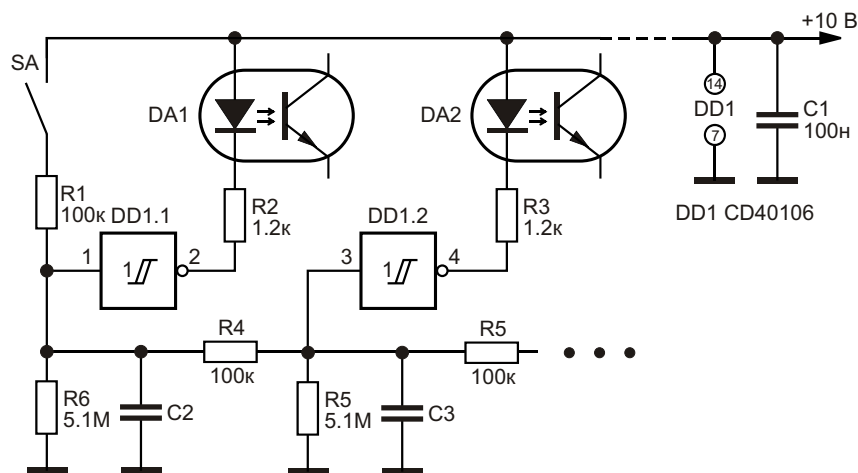
хождения зарядной волны через последовательную цепочку RC-элементов по мере заряда соответствующих конденсаторов происходит последовательно-эстафетное включение следующих по очереди нагрузок.

При размыкании ключа SA последовательное отключение нагрузок за счет разряда конденсаторов происходит в обратном порядке.

Для обеспечения надежной работы рассмотренных выше устройств стоит предусмотреть их резервное питание. [РЛ](#)

### Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4050B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4066B](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)



**Рисунок 5.** Схема зависимо-последовательного эстафетного включения и отключения нагрузок с использованием КМОП-инверторов CD40106.

# ИК-маяк для экспериментов с автономными мобильными роботами



Басков М. П.

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

## Аннотация

В ходе экспериментов по исследованию поведенческих алгоритмов нам потребовались несколько маяков, установленных в реперных точках помещения. Каждый маяк должен генерировать уникальный код, позволяющий его идентифицировать. Естественно, конструкция такого маяка должна быть несложной, электронная схема – простой, а экономичность – максимально высокой.

В статье приводятся принципиальные схемы маяка и модуля установленного на автономном мобильном роботе.

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

## Реализация

Для соблюдения условия экономичности маяк должен работать в диалоговом режиме с роботом, т.е. генерировать сигнал только по запросу от робота.

Требование простоты тиражирования конструкции маяка достигается использованием в качестве генератора уникального кода пульта дистанционного управления, далее ПДУ.

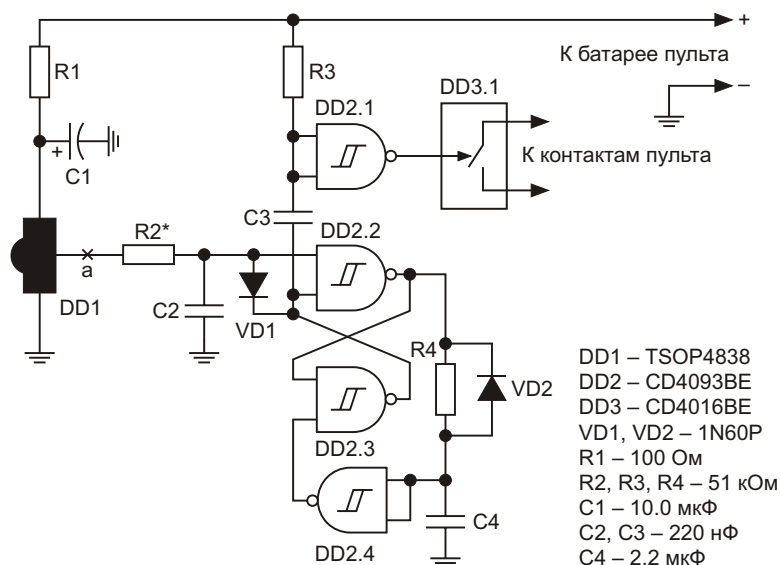
Маяк содержит приемник сигнала запроса, электронную схему имитатора нажатия кнопки и ПДУ, объединённые в одно конструктивное целое. Внешний вид маяка показан на Рисунке 1.1.



Рисунок 1. (1) – Маяк, (2) – приемопередатчик робота, (3) – объективы 10 градусов.

Корпус устройства выполнен из двустороннего фольгированного стеклотекстолита, обеспечивающего надежное оптическое экранирование. Кнопки пульта доступны для тактильного нажатия, что позволяет с его помощью при необходимости управлять некоторыми функциями робота.





**Рисунок 2.** Принципиальная схема маяка.

Принципиальная схема электронной части маяка изображена на Рисунке 2.

Питание маяка осуществляется от батареи пульта.

Схема работает следующим образом. Отрицательный импульс с выхода фотоприемника DD1 проходит через RC-фильтр на элементах R2 и C2, отсекающий помехи с длительностью менее 15 мс, и опрокидывает RS-триггер на элементах DD2.2 и DD2.3. Положительный перепад с выхода DD2.2 запускает формирователь импульса на элементах R4, C4 и DD2.3, обеспечивающий возврат RS-триггера в исходное состояние через 200 мс. Информационный вход RS-триггера на это время блокируется через диод VD1 низким потенциалом с выхода DD2.3.

Отрицательный перепад на выходе DD2.3 запускает формирователь импульса на элементах R3, C3 и DD2.1. Положительный импульс длительностью 20 мс с выхода DD2.1 поступает на вход электронного ключа DD3.1, имитирующего нажатие кнопки пульта.

Для наладки необходимо подать отрицательные импульсы частотой 1–5 Гц длительностью 1–25 мс в точку «а», не отключая фотоприемник. Включив вместо резистора R2 переменный резистор 100 кОм, подбираем его значение таким образом, чтобы импульсы длительностью менее 15 мс не вызывали срабатывания RS-триггера.

Длительность входного импульса может быть в пределах 15–25 мс, однако ее увеличение более 25–30 мс приведет к неустойчивой работе схемы. В нашем случае длительность управляющих импульсов составляет 20 мс.

Приемник идентификатора маяка и передатчик управляющего сигнала представляют собой единую конструкцию, установленную на поворотной платформе робота. Внешний вид показан на Рисунке 1.2.

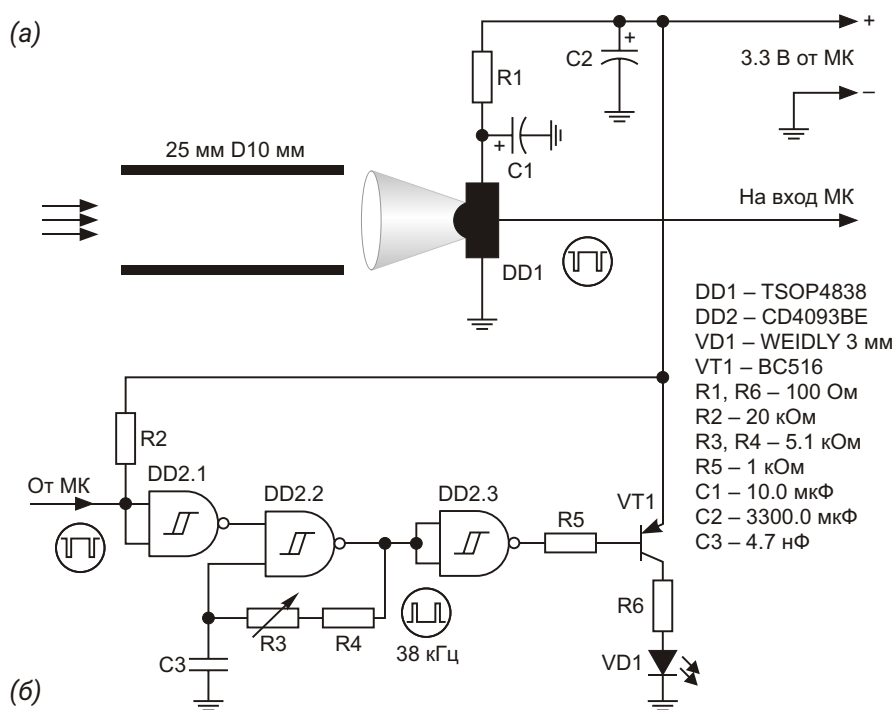
Электронная схема этого модуля, показана на Рисунке 3 и содержит два функциональных модуля:

- собственно фотоприемник, снабженный узконаправленной оптикой и
- формирователь управляющего сигнала для маяка, представляющий собой генератор частоты 38 кГц, управляемый микроконтроллером.

Ввиду простоты схемы, комментарии не требуются.

Чем уже «угол зрения» объектива, и чем мельче шаг сканирования окружающего пространства, тем точнее определение направления на маяк.

Мы использовали десятиградусное сканирование, десятиградусный объектив с AliExpress, изображенный на Рисунке 1.3, снабженный трубкой – коллиматором, уменьшающей паразитную засветку. Трубка имеет черную матовую внутреннюю поверхность



**Рисунок 3.** Принципиальные схемы приемника идентификатора маяка (а) и передатчика управляющего сигнала (б).

для эффективного подавления бликов. Объектив следует слегка доработать, чтобы линза фотоприемника TSOP4838 находилась примерно на 1.5 мм ближе к линзе объектива, чем точка фокуса. Металлический экран с фотоприемника нужно снять. Важнейшим условием работоспособности является исключение оптической связи между светодиодом VD1 и фотоприёмником DD1.

Рассмотрим работу системы ориентации по маяку на конкретном примере, когда робот должен изменить движение в направлении на маяк.

Микроконтроллер в цикле пошагово управляет поворотом сканера. После очередного шага и небольшой паузы, необходимой для успокоения механических колебаний, микроконтроллер подает на вход формирователя управляющего сигнала (Рисунок 3б) отрицательный импульс длительностью 20 мс. Светодиод VD1 излучает пачку световых импульсов частотой 38 кГц длительностью 20 мс.

Если по вектору излучения расположен маяк, он отвечает на управляющий сигнал излучением своего идентификатора, который принимается фотоприемником DD1 и

анализируется средствами программного обеспечения микроконтроллера. Большинство распространенных микроконтроллеров имеет библиотеки для обработки сигналов ПДУ, так что дешифрация идентификатора не представляет проблемы.

Предположим, что микроконтроллер принял идентификатор маяка, к которому по условиям эксперимента должен направиться робот. Для этого робот должен изменить направление движения.

Здесь мы встречаемся с проблемой поворота робота на заданный угол. Использование магнитометра как датчика положения в помещениях затруднено из-за наличия внешних электромагнитных полей. Практически единственным средством остается проверенный в любительском роботостроении способ контроля угла поворота по силе и/или длительности управляющего воздействия на привод. Недостатком такого метода управления является зависимость параметров управляющего воздействия от характера покрытия поверхности, по которой перемещается робот.

Мы рекомендуем любые эксперименты, связанные с выполнением роботом сложных

заданий, таких как ориентация по маякам, прохождение лабиринта или поиска выхода из «проблемной клетки<sup>1)</sup>», выполнять в помещениях с однородным покрытием пола. Программу управления приводом желательно дополнить модулем коррекции параметров по ИК или радио каналу для оперативной калибровки в соответствии с характером покрытия.

В заключение остановимся на одной неочевидной ситуации ориентации по маякам.

Если робот находится в ближней зоне маяка (менее 1 м), и справа по вектору движения имеется стена, то возможна ситуация, когда отраженный от стены сигнал создаст ложную цель. В процессе сканирования справа налево робот находит ложную цель первой и совершает ошибочный поворот вправо, вместо продолжения движения к маяку.

Следует отметить, что при расположении стены слева такая ситуация не возникает, так как робот находит истинную цель первой и прекращает сканирование.

В видеоприложении к статье приводится нарезка коротких фрагментов, иллюстрирующих материал статьи. В демонстрационных целях каждая итерация ориентации на маяк инициируется вручную. На видео хорошо видно, что угол сканирования ограничен 180 градусами. Для расширения функционала желательно использовать сервопривод, имеющий угол поворота 360 градусов.

## Заключение

В статье приводится способ ориентации автономного мобильного робота по ИК-маякам и конкретные электронные схемы, отличающиеся простотой и экономичностью. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4016B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4093B](#)
3. [Datasheet Vishay TSOP48xx](#)
4. [Datasheet DEC 1N60P](#)
5. [Datasheet ON Semiconductor BC516](#)
6. [Datasheet Iskra JS](#)

## Загрузки



[Иллюстрация работы автономного мобильного робота](#)



---

<sup>1)</sup> «Проблемная клетка» – термин, введенный основателем бихевиоризма Эдвардом Ли Торндайком и означает пространство с множеством препятствий, из которого животное должно найти выход, действуя методом «проб и ошибок».

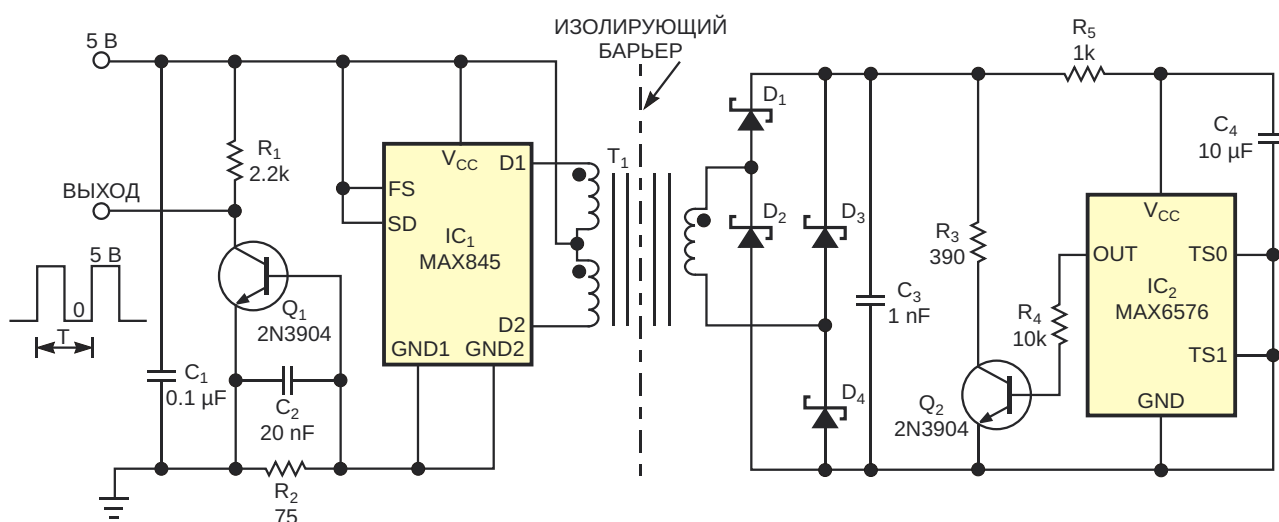
# Оригинальная схема изоляции датчика температуры от микроконтроллера

Alfredo Saab

EDN

Иногда датчики температуры должны работать в местах, возвратные потенциалы которых значительно отличаются от общего потенциала системы сбора данных. Следовательно, схема поддержки датчика температуры должна обеспечивать гальваническую

развязку между датчиком и системой сбора его данных. Кроме того, в системе сбора данных редко имеется изолированный источник для питания датчика. Изображенная на Рисунке 1 схема решает обе проблемы, изолирует и сигнал датчика, и источник питания.



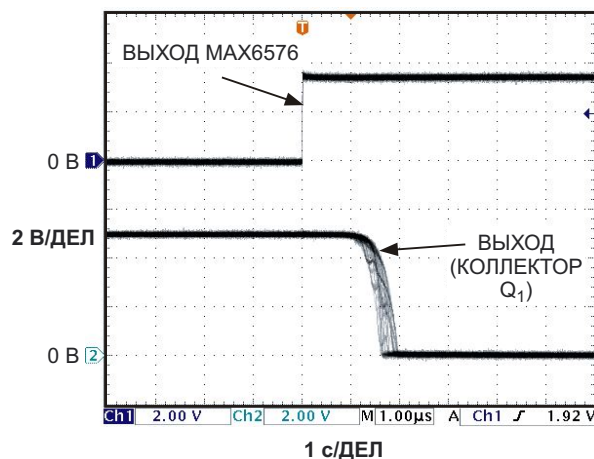
ПРИМЕЧАНИЕ: D<sub>1</sub>...D<sub>4</sub> – MBR0520L.

**Рисунок 1.** Трансформатор T<sub>1</sub> изолирует датчик температуры IC<sub>2</sub> от испытываемого оборудования. Период выходных импульсов микросхемы IC<sub>1</sub> изменяется в зависимости от температуры. Коэффициент преобразования равен 10 мкс/К и может регулироваться пользователем в диапазоне от 10 до 640 мкс/К.

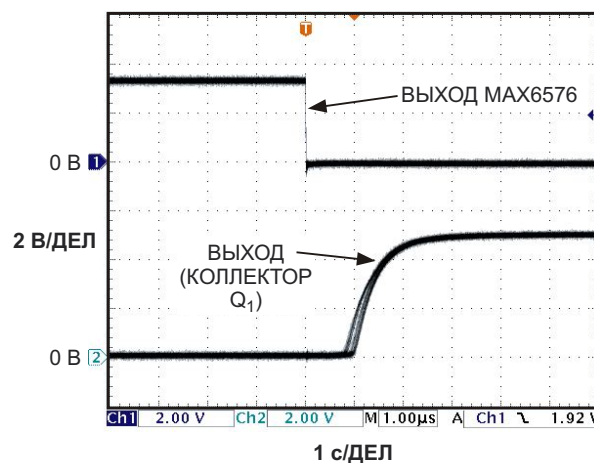
Противофазные выходные прямоугольные импульсы постоянной частоты, формируемые микросхемой драйвера трансформатора MAX845 ( $IC_1$ ), управляют трансформатором TGM-010P3 компании Halo Electronics, имеющим две первичные обмотки и одну вторичную обмотку без отводов с соотношением витков 1:1:1. Вторичная обмотка нагружена на мостовой выпрямитель Грэтца, который питает микросхему MAX6576 ( $IC_2$ ) напряжением порядка 4.5 В. Микросхема MAX6576, объединяющая в недорогом корпусе датчик температуры, электронику обработки сигналов и простой в использовании интерфейс ввода/вывода, потребляет небольшой ток и сохраняет указанную в документации точность в диапазоне питающих напряжений от 3 до 5 В.

Если подключить датчик так, как показано на Рисунке 1, он будет работать как преобразователь абсолютной температуры в период следования импульсов с номинальным коэффициентом преобразования 10 мкс/К, что при комнатной температуре даст период, равный примерно 2.980 мс, или частоту 335 Гц. Коэффициент преобразования можно регулировать в диапазоне от 10 до 640 мкс/К. Заметим, что более «длинные» константы преобразования позволяют увеличить время интегрирования сигнала, чтобы минимизировать влияние шумов. Симметричные прямоугольные выходные импульсы  $IC_2$  через 10-килоомный резистор  $R_4$  управляют базой транзистора  $Q_2$ . Коллекторной нагрузкой  $Q_2$  служит резистор  $R_3$  сопротивлением 390 Ом, подключенный к тем же линиям, по которым подается питание на датчик температуры. Когда  $Q_2$  открыт, он потребляет от источника питания асимметричный ток, который превышает ток питания во время положительного полупериода выходного сигнала датчика.

В связанной с микросхемой  $IC_1$  цепи протекания выходного тока со стороны системы сбора данных резистор  $R_2$  и конденсатор  $C_2$  шунтируют переход база-эмиттер транзистора  $Q_1$ . Номиналы  $R_2$  и  $C_2$  таковы, что суммы тока микросхемы  $IC_2$  и тока намагничивания трансформатора  $T_1$  будет недостаточно для открывания транзистора  $Q_1$ . Открытый транзистор  $Q_2$  потребляет от изолированной линии питания 4.5 В ток порядка 12 мА. Отражаясь в первичную обмотку, ток проводимости  $Q_2$  от источника 5 В проходит через микросхему  $IC_1$ , выводы земли и частично через



**Рисунок 2.** Относительный джиттер, измеренный от положительного фронта выходного импульса  $IC_2$  до выхода схемы (коллектор  $Q_1$ ), составляет в среднем менее 1 мкс.



**Рисунок 3.** Как и на Рисунке 2, средний джиттер выхода  $Q_1$  относительно отрицательного фронта выходного сигнала  $IC_1$  в среднем составляет менее 1 мкс.

$R_2$ . Падение напряжения на  $R_2$  превышает пороговое напряжение база-эмиттер транзистора  $Q_1$  и обеспечивает достаточный базовый ток для включения  $Q_1$ .

Таким образом, когда транзистор  $Q_2$  открыт, открыт и  $Q_1$ , и изолированные выходные прямоугольные импульсы микросхемы  $IC_1$  копируются на коллекторе  $Q_1$ . Как видно из осциллограмм на Рисунках 2 и 3, времена нарастания и спада, джиттер и задержка распространения  $Q_1$  в сумме составляют порядка 2 мкс. Эквивалентная ошибка измерений, обусловленная джиттером, остается менее 0.1 К даже при самой высокой скорости преобразования с коэффициентом 10 мкс/К.

Изменение напряжения питания схемы в диапазоне от 4.5 до 5.5 В вносит ошибку менее 0.1 К. С выхода схемы (коллектора Q<sub>1</sub>) можно забирать ток в несколько миллиампер при размахе напряжения от 0 до 5 В.

Эту конструкцию можно приспособить для использования в качестве преобразователя температура-частота или для работы с другими датчиками температуры. **РЛ**

## Ссылки

1. [MAX845 Evaluation Kit, Maxim Inc, October 1997.](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX845](#)
2. [Datasheet Maxim MAX6576](#)
3. [Datasheet Halo Electronics TGM-010P3RL](#)

# Схемы радиоприемников на основе аудиоусилителя LM386

Martyn Mckinney

EDN

Хотя широко распространенная микросхема LM386 разрабатывалась как усилитель звука, она обладает рядом недокументированных характеристик, которые можно использовать для создания простых схем радиоприемников, обеспечивающих удиви-

тельно высокие характеристики. Эти схемы могут применяться для приема АМ, телеграфных и SSB сигналов радиостанций средне- и коротковолнового диапазонов частот без необходимости использования внешней антенны.

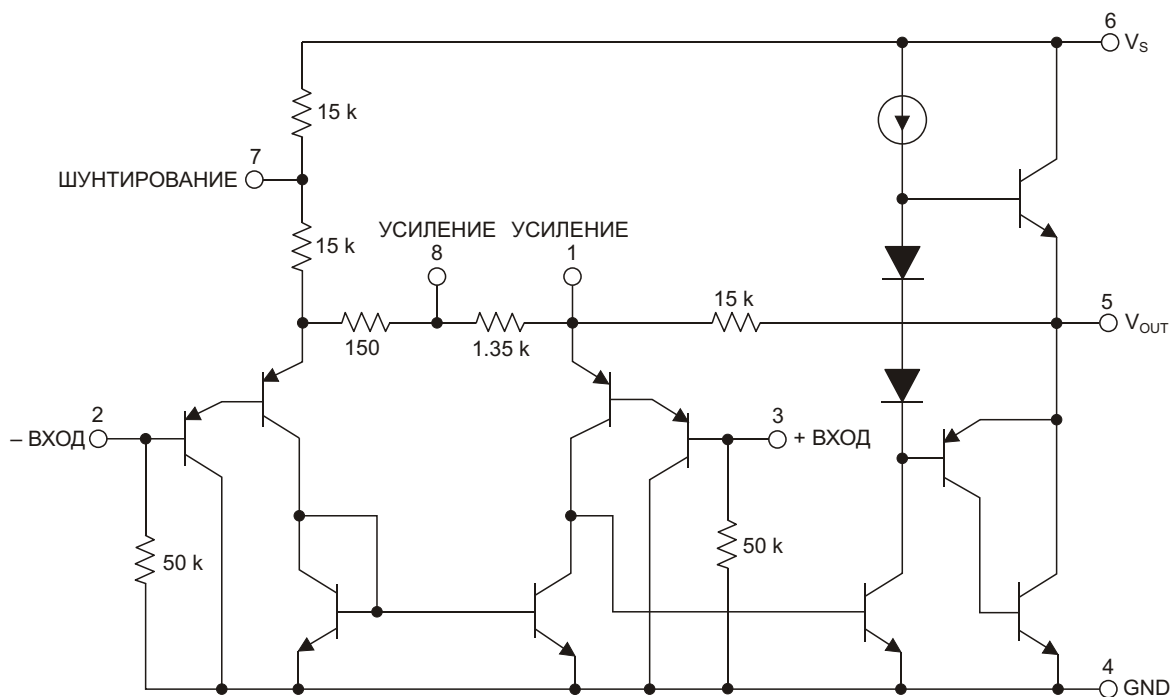


Рисунок 1. Схема из технического описания микросхемы LM386 компании Texas Instruments.

Внимательное рассмотрение внутренней схемы LM386, изображенной на Рисунке 1, показывает, что ее коэффициент усиления по напряжению определяется соотношением внутренних резисторов обратной связи и сопротивлением дополнительного (внешнего) шунтирующего резистора. При отсутствии шунтирующего резистора и использовании одного входного вывода коэффициент усиления напряжения равен

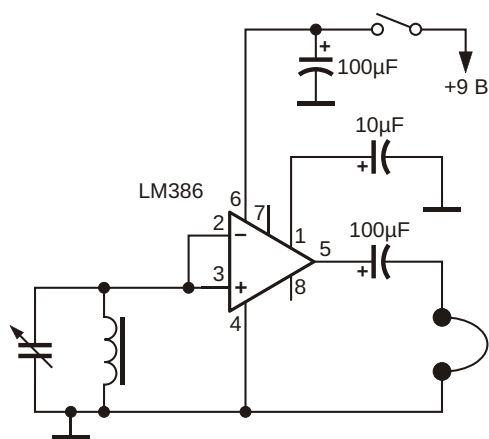
$$\frac{15,000}{1350 \cdot 150} = 10.$$

При использовании в дифференциальном режиме (входной сигнал подается на выводы 2 и 3) его усиление удваивается.

Если между выводами 1 и 8 включить конденсатор емкостью 10 мкФ, он зашунтирует резистор обратной связи 1350 Ом, в результате чего коэффициент усиления для одного входного вывода составит  $15,000/150 = 100$ . Если же конденсатор включить между выводом 1 и землей, будут эффективно зашунтированы оба резистора обратной связи. Результатом станет экстремально большое и неопределенное усиление аудио (15,000/?), которое можно установить, добавив к шунтирующему конденсатору 10 мкФ последовательный резистор небольшого сопротивления. При сопротивлении резистора 10 Ом усиление будет равно  $15,000/10 = 1,500$ . В этой конфигурации максимально достижимый коэффициент усиления напряжения превысит 70 дБ.

## Простой приемник прямого усиления

Потенциал LM386 как радиоприемника был обнаружен несколько лет назад при исследовании аномального поведения в приемнике, который содержал одно из этих устройств. В процессе поиска неисправности было установлено, что LM386 действует как детектор огибающей высокочастотного сигнала с большим коэффициентом усиления, который можно использовать в качестве АМ-приемника, просто подключив к его входу резонансный контур. Оказалось, что, реализовав упомянутые ранее две особенности LM386, можно создать простой настраиваемый радиочастотный приемник, используя на

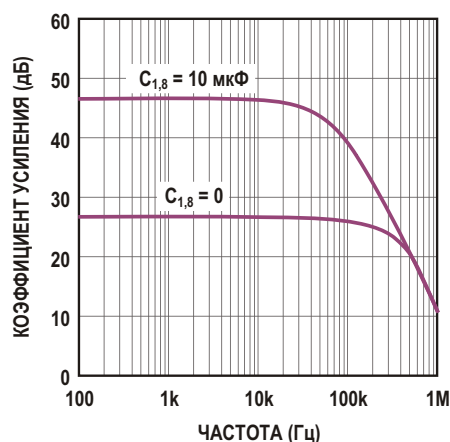


**Рисунок 2.** Микросхема LM386 может использоваться как настраиваемый радиочастотный приемник.

входе стандартную средневолновую антенну, намотанную на ферритовом стержне. Несмотря на то, что чувствительность приемника не очень высока, он способен в городских условиях без внешней антенны принимать несколько местных станций. Схема этого приемника изображена на Рисунке 2.

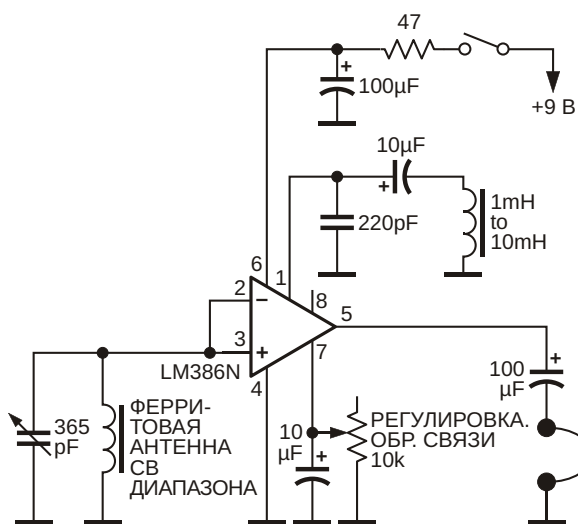
## Регенеративный средневолновый приемник

Из технического описания LM386 следует, что его усиление остается больше единицы (10 дБ) на частотах, превышающих 1 МГц (Рисунок 3). По этой причине LM386 способен генерировать на средних частотах АМ диапазон (540 ... 1600 кГц), что делает возможным использование микросхемы в схеме средневолнового регенеративного приемника АМ сигналов. Это значительно улучшает



**Рисунок 3.** Эта зависимость усиления от частоты взята из документации Texas Instruments на микросхему LM386.





**Рисунок 4.** Эта схема показывает, как использовать LM386 в качестве средневолнового регенеративного приемника.

чувствительность и селективность приемника прямого усиления. Результат представлен на Рисунке 4.

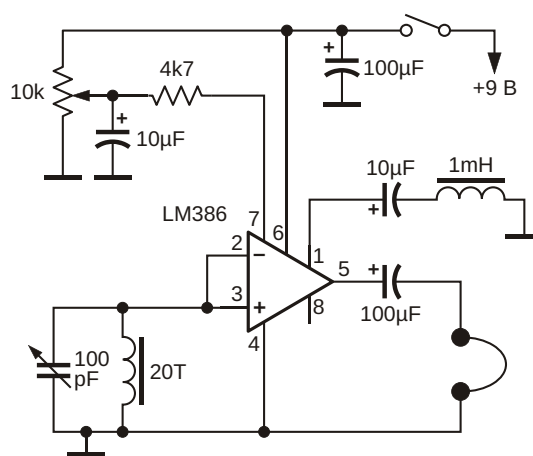
Если исключить цепь регулировки положительной обратной связи, схема превратится в генератор Колпитца. В качестве двух параллельных контуры конденсаторов, необходимых для схемы Колпитца, используется внутренняя емкость вывода 3 микросхемы LM386 и последовательный с ней конденсатор 220 пФ между выводом 1 и землей. Коэффициент усиления звукового сигнала можно увеличить, включив дроссель последовательно с конденсатором 10 мкФ. Он может иметь индуктивность от 1 до 10 мГн. Чем больше будет индуктивность дросселя, тем больше будет его внутреннее сопротивление, что немного уменьшит максимальное усиление звука. Если при использовании небольшого дросселя усиление оказывается избыточным, последовательно с дросселем можно включить небольшой резистор сопротивлением от 10 до 100 Ом. Дроссель в комбинации с последовательным конденсатором шунтируют внутренние резисторы обратной связи, которые определяют усиление усилителя на звуковых частотах, но имеют высокий импеданс на радиочастотах, так что схема может быть использована в качестве высокочастотного генератора Колпитца (емкостной трехточки). Для управления коэффициентом усиления, изменяющего глубину положительной обратной связи генератора и позволяющего

использовать его в качестве регенеративного приемника, к выводу 7 подключен переменный резистор 10 кОм, который уменьшает ток генерирующего транзистора на неинвертирующем выводе 3, что, в свою очередь, уменьшает усиление генератора.

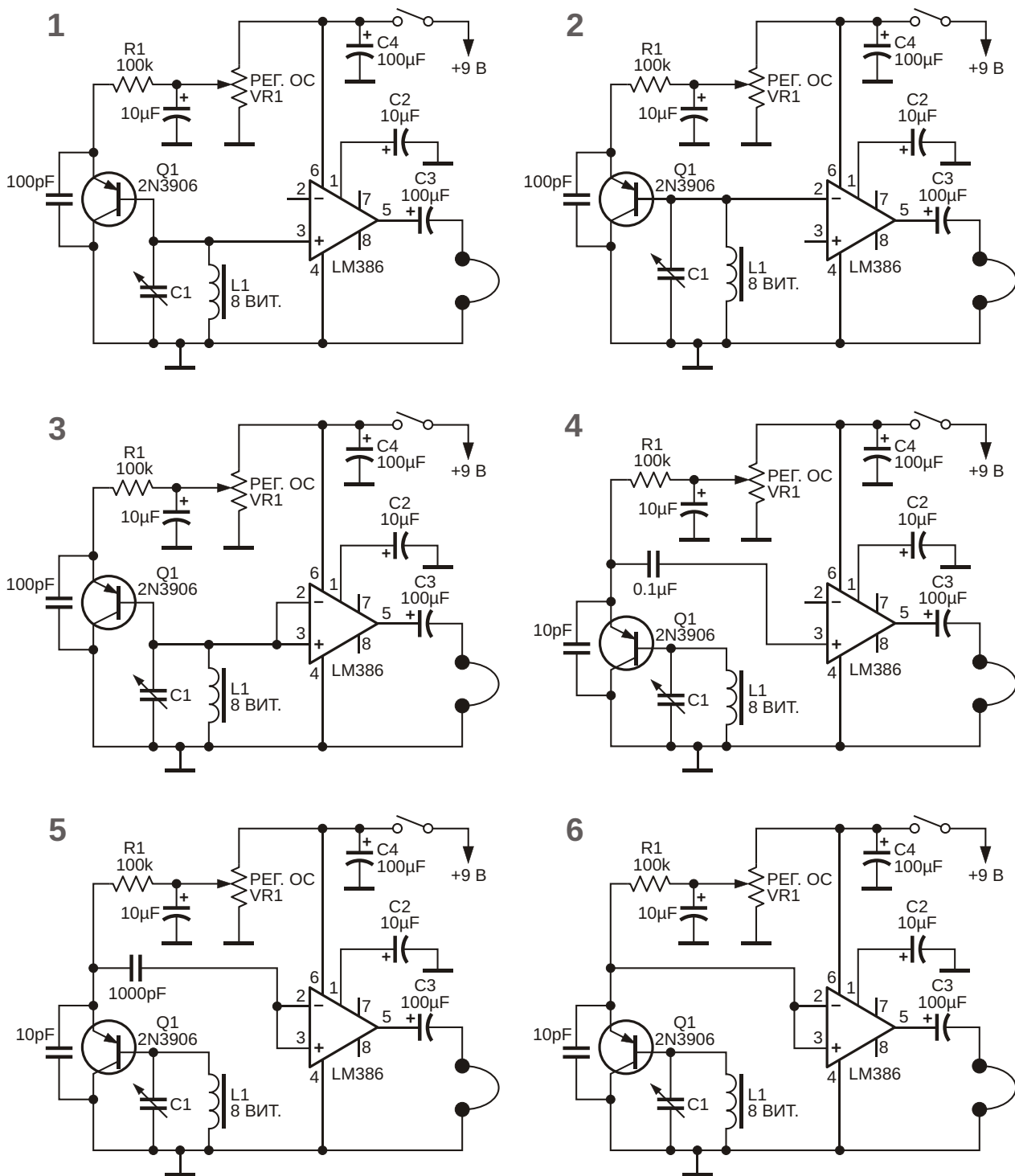
## Регенеративный коротковолновый приемник

Схема коротковолновой версии приемника на основе LM386 показана на Рисунке 5. При использовании 3-дюймовой (75 мм) ферритовой антенны с высоким отношением индуктивности к емкости схема, питающаяся от источника 9 В, может работать на частотах, превышающих 8 МГц. Колебательный контур, состоящий из 20-витковой катушки, намотанной на 75-миллиметровой ферритовом стержне, и переменного конденсатора емкостью 100 пФ, позволяет иметь диапазон перестройки примерно от 3.5 до 6.5 МГц. Верхняя граница диапазона настройки может быть увеличена за счет увлечения емкости переменного конденсатора и удаления нескольких витков катушки. При использовании микросхемы LM386, поставляемой Texas Instruments или Samsung, эта схема может принимать сигналы любительских диапазонов 80 и 40 метров на частотах до 8 МГц.

Характеристики приемника на удивление хороши. Его отличная чувствительность и селективность сравнимы с лучшими коммерческими портативными коротковолновыми приемниками, использующими встроенные штывевые антенны. Он без внешней антенны



**Рисунок 5.** LM386 можно использовать как основу коротковолнового регенеративного приемника.



**Рисунок 6.** Коротковолновые регенеративные приемники на основе LM386, использующие большое усиление микросхемы и способность детектирования огибающей радиочастотного сигнала.

уверенно принимает многие коротковолновые станции Северной Америки, а также телеграфные и SSB сигналы в радилюбительских диапазонах 80 и 40 метров. При необходимости к приемнику может быть добавлена слабо-связанная (для предотвращения нагрузки генератора) внешняя антенна путем исполь-

зования одного витка связи, намотанного на ферритовый стержень. Для изоляции антенны может использоваться радиочастотный буфер на полевом или биполярном транзисторе. Кроме того, поскольку используется дроссель с ферритовым стержнем, имеется возможность его индуктивной связи с боль-

шой рамочной антенной. В отличие от приемника прямого преобразования, мощные коротковолновые сигналы «мягко захватываются», что облегчает настройку и сводит к минимуму любое отклонение частоты, обусловленное влиянием окружающей среды.

## Более высокие частоты и больше возможностей

Использовать большое усиление LM386 и его способность выполнять функцию детектора огибающей на высоких частотах можно с помощью того, что, по сути, является однотранзисторным множителем добротности. В последней группе схем, показанных на Рисунке 6, к схеме генератора Колпитца добавлен один транзистор, который в совокупности с высоким усилением LM386 и способностью к детектированию превращает микросхему в высококачественный регенеративный приемник. В схеме с катушкой на ферритовом стержне он способен генерировать на частотах, превышающих 14 МГц, и обеспечивать громкий звук при приеме мощных коммерческих коротковолновых станций. На схеме показан PNP транзистор общего назначения типа 2N3906, но с таким же успехом в ней можно использовать 2N2907 и 2N4403.

На схемах 1, 2 и 3 входы LM386 подключены непосредственно к контуру, а сам LM386 используется как радиочастотный детектор огибающей. В схеме 4 с относительно большой емкостью конденсатора связи LM386 используется одновременно как аудиоусилитель и детектор огибающей, где оба сигнала оказываются на эмиттере входного транзистора. В схеме 5 емкость входного конденсатора связи меньше, а LM386 работает детектором огибающей, который только детектирует радиочастотный сигнал, поступающий с эмиттера входного транзистора. Схема 6 работает как детектор огибающей и не имеет входного конденсатора связи; оба дифференциальных входа LM386 соединены с эмиттером. Это защищает LM386 от насыщения входным постоянным напряжением (порядка 0.6 В) с эмиттера транзистора.

При использовании контура с катушкой из 8 витков провода, намотанного на 3-

дюймовый ферритовый стержень, и стандартного конденсатора переменной емкости для средневолнового диапазона схема 6 обеспечивает интервал перестройки приблизительно от 3.5 до 10.5 МГц, и таким образом, покрывает оба любительских диапазона 80 и 40 метров. При регулировке глубины положительной обратной связи происходит небольшой сдвиг частоты, что весьма полезно при приеме сигналов SSB, поскольку управление обратной связью может использоваться для тонкой настройки.

## Замечания по конструкции

Хотя эти схемы были собраны и успешно испытаны на беспаячной макетной плате, учитывая их большое усиление, лучше всего было бы изготовить платы с добротным слоем земли, используя либо наклеивание фольги на текстолит, либо непосредственное соединение проводами компонентов, перевернутых выводами вверх. Следует отметить, что в этих схемах важно исключить возможность утечки по ВЧ с выхода (вывод 5) обратно в индуктивность на ферритовом стержне. Если используемая физическая топология схемы создает проблему воющего звука, было бы целесообразно последовательно с наушниками добавить дроссель индуктивностью от 1 до 10 мГн.

Приемник хорошо работает со стандартными 32-омными стерео наушниками. Их можно включить параллельно, чтобы увеличить громкость, снизив сопротивление нагрузки до 16 Ом, или последовательно, чтобы увеличить сопротивление до 64 Ом. Это позволяют сделать стандартные стереофонические наушники сопротивлением 32 Ом при использовании выходного стерео разъема без подключения земляного провода.

Пуристы, вероятно, захотят добавить стабилизатор напряжения и точную варакторную подстройку, чтобы повысить удобство использования схемы, но я пришел к выводу, что даже в простейшей форме для нерегулярного прослушивания характеристик этой схемы более чем достаточно. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM386](#)

# Пассивное и активное ограничение тока в схеме дневной лампы с солнечным питанием

Vijay Deshpande

EDN

Дневные светильники с питанием от солнечных батарей – это простые и недорогие устройства, позволяющее переносить «дневной свет» в темные внутренние помещения в то время, когда светит солнце. В этой статье приводятся полные инструкции по проектированию ламп с использованием пассивных и активных цепей ограничения тока. В ней также показано, как использование простой активной схемы ограничения тока может существенно улучшить КПД и гибкость схемы, а также увеличить срок службы светодиодов.

Как следует из названия, солнечная дневная лампа обеспечивает свет только в дневное время. Поскольку в ней нет накопителя энергии, она очень проста в изготовлении, экономична, долговечна и практически не требует обслуживания. Хотя на первый взгляд концепция может показаться странной, такие лампы имеют большие перспективы в качестве недорогого решения для освещения темных внутренних помещений. Все конструкции ламп, которые мы рассмотрим в этой статье, предназначены для автономной работы, чтобы давать бесплатный свет от восхода до заката.

Поскольку батареи в дневной лампе нет, никакая мощность ее солнечной панели не

расходуется на потери в циклах зарядки и разрядки, что позволяет всю генерируемую солнечной панелью энергию превращать в свет. Дополнительное увеличение эффективности может быть достигнуто заменой простой резистивной схемы ограничения тока лампы на немного более сложную схему активного ограничения, что мы увидим во второй половине этой статьи. Чтобы увидеть, дает ли активное ограничение тока какие-либо существенные преимущества, мы сравним характеристики и эффективность двух различных конструкций солнечных дневных ламп при различных уровнях солнечного освещения.

Светодиоды солнечной дневной лампы должны быть защищены от перегрузки по току, которая может нарушить структуру их переходов, что приведет к снижению светового выхода или даже к полному отказу. Проще всего можно ограничить ток, включив сопротивление последовательно со светодиодной цепочкой. Типичная 12-вольтовая 10-ваттная фотогальваническая панель имеет следующие характеристики:

1. Напряжение в точке максимальной мощности  $V_{MP} = 17.4 \text{ В}$ .
2. Ток в точке максимальной мощности  $I_{MP} = 0.58 \text{ А}$ .

Эти значения соответствуют стандартным условиям испытаний при интенсивности солнечного излучения  $1000 \text{ Вт/м}^2$ . Если уровень освещения уменьшается, уменьшается и напряжение  $V_{MP}$ . В дальнейших расчетах мы будем использовать значения  $V_{MP}$  и  $I_{MP}$ , приведенные в технических описаниях.

## Резистивный ограничитель тока

Светодиодную лампу легко купить в магазине. Типичная лампа состоит из матрицы белых светодиодов, установленных на металлическую печатную плату. Обычно там используются светодиоды с номинальной мощностью 1 Вт (два полуваттных светодиода в параллель). Типовое прямое напряжение  $V_F$  этих светодиодов равно примерно 3 В.

Для нашего приложения мы получаем следующее:

Число светодиодов равно

$$\frac{V_{MP}}{V_F} = \frac{17.4}{3} = 5.8.$$

Округление вниз дает нам число светодиодов, которое можно использовать в последовательной цепочке, равное 5.

Остаточное напряжение равно

$$V_{RES} = V_{MP} - 5V_F = 17.4 - 15 = 2.4 \text{ В.}$$

Максимальный ток светодиодной цепочки равен

$$\frac{P_{LED}}{V_F} = \frac{1}{3} = 0.33 \text{ А,}$$

где  $P_{LED}$  – мощность светодиода.

Чтобы обеспечить наибольший срок службы светодиодов, значения их рабочих токов должны быть меньше максимально допустимых. Кроме того, ограничение яркости отдельных светодиодов не даст им раздражать наши глаза. Поэтому мы ограничим ток светодиодов на уровне примерно 200 мА.

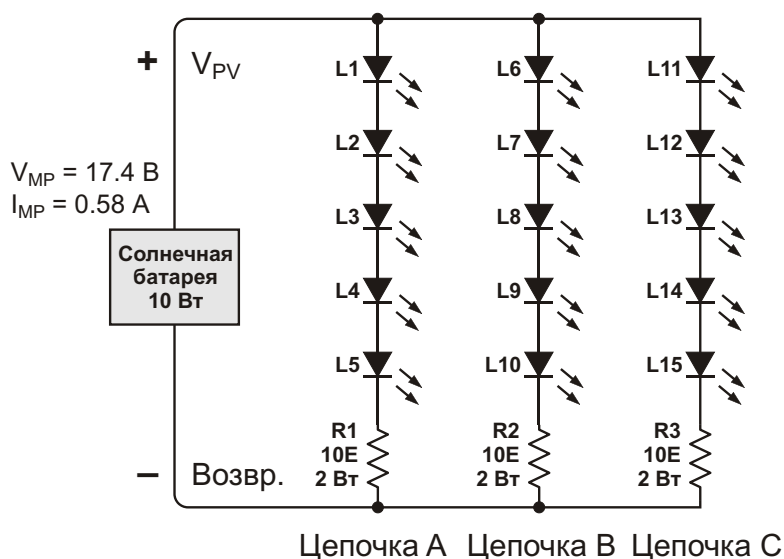
## Выбор резистора

Поскольку для подключения дневной лампы внутри помещения к расположенной на крыше солнечной батарее требуется длинные провода, их сопротивление должно учитываться в нашем проекте. Для этого упражнения мы выбрали 10 метров высококачественного провода, общим сопротивлением порядка 0.8 Ом.

Падение напряжения на ограничительном резисторе равно

$$V_R = V_{RES} - V_{DR} = 2.4 - 0.8 = 0.58 \text{ В,}$$

где  $V_{DR}$  – падение напряжения на проводах.



**Рисунок 1.** Схема 10-ваттной солнечной дневной лампы с резистивным ограничением тока.

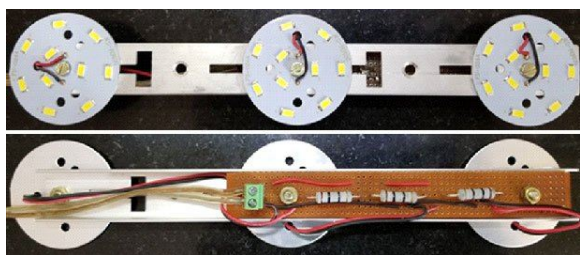
Сопротивление токоограничительного резистора равно

$$\frac{V_R}{I_{LED}} = \frac{1.93}{0.193} = 10 \text{ Ом},$$

где  $I_{LED}$  – ток светодиода.

Принципиальная схема дневной лампы с токоограничительными резисторами показана на Рисунке 1.

На Рисунке 1 показаны три светодиодные цепочки А, В и С, каждая из которых содержит по 5 светодиодов (L1-L5, L6-L10, L11-L15) и 10-омный токоограничительный резистор. Три печатных платы со светодиодами закреплены на алюминиевом профиле, который выполняет функции механического основания и теплоотвода (Рисунок 2). Для улучшения теплопередачи перед монтажом на печатные платы был нанесен тонкий слой термопасты.



**Рисунок 2.** На фотографии показаны верхняя и нижняя стороны солнечной дневной лампы с тремя матрицами светодиодов.

## Недостатки резистивного ограничителя тока

В условиях, когда уровень освещения фотогальванической панели превышает стандартный, ее выходное напряжение становится больше рассчитанного нами значения для  $V_{MP}$ , из-за чего ток светодиодов лампы  $I_{LED}$  поднимается выше максимальной расчетной величины. Результатом перегрузки по току могут быть снижение яркости светодиодов, сокращение срока службы или то и другое.

Другая проблема возникает тогда, когда из-за перегрузки по току происходит отказ одной из светодиодных цепочек. В этом случае снижение нагрузки солнечной панели приводит к еще большему увеличению ее выходного напряжения и повреждению

остальных светодиодов. Подобное условие может возникнуть во время тестирования, если не все три светодиодные цепочки подключены к панели. Имея это в виду, не тестируйте одиночную светодиодную цепочку. Еще с одной проблемой мы сталкиваемся тогда, когда используем более мощную фотогальваническую панель для управления несколькими лампами. В такой конфигурации мы не можем использовать переключатели для выключения отдельных ламп, так как результирующий рост напряжения питания повредит остальные лампы.

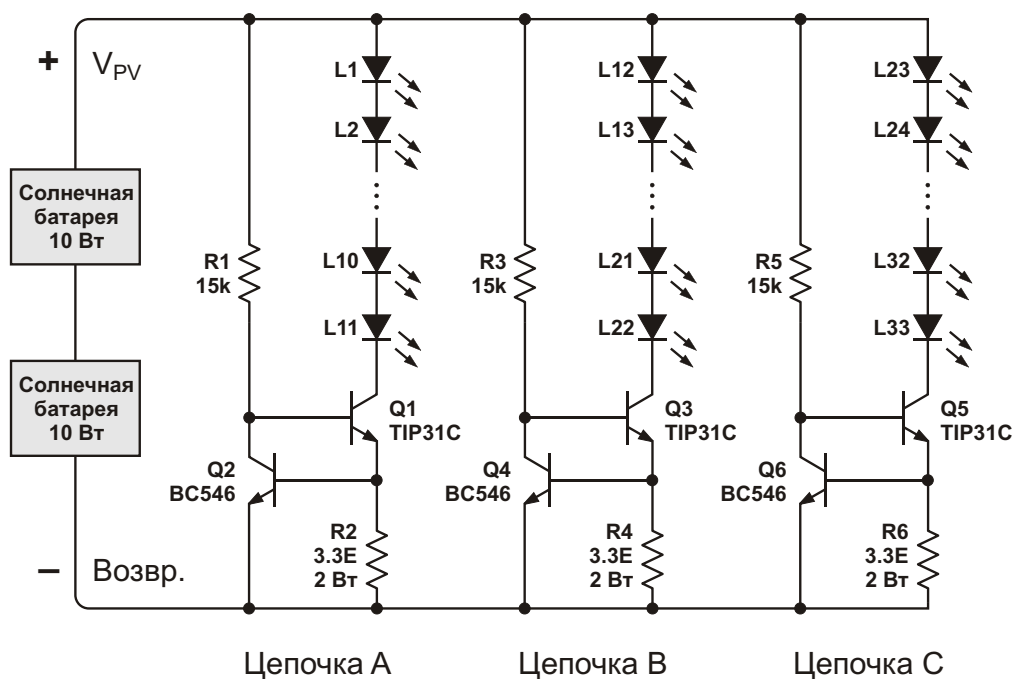
Ясно, что для большинства приложений желателен другой подход. Фотография готовой солнечной дневной лампы показана на Рисунке 3.



**Рисунок 3.** Готовая к использованию 10-ваттная солнечная дневная лампа.

## Конструкция №2. Активный ограничитель тока

Резисторы в схеме на Рисунке 1 можно заменить активными цепями ограничения тока. В данной конструкции мы используем две 12-вольтовые солнечные панели, последовательное соединение которых позволяет управлять более длинными цепочками светодиодов, чтобы получать больше света. Обратите внимание, что если такой вариант окажется более выгодным, вместо двух 12-вольтовых фотогальванических панелей



**Рисунок 4.** Схема 20-ваттной солнечной дневной лампы с активным ограничением тока.

можно использовать одну 24-вольтовую панель.

Расчеты параметров этой схемы показывают следующее:

Число светодиодов в цепочке равно

$$\frac{2V_{MP}}{V_F} = \frac{34.8}{3} = 11.6.$$

Округление в меньшую сторону дает 11 светодиодов.

Число светодиодных цепочек равно

$$\frac{I_{MP}}{I_{LED}} = \frac{0.58}{0.2} = 2.9$$

(округляем до 3).

Ток каждой цепочки

$$I_{LED} = \frac{0.58}{3} = 0.193 \text{ A.}$$

Как видно из Рисунок 4, схема ограничения тока состоит из мощного транзистора Q1 (TIP31C). Светодиодная Цепочка А подключена к коллектору транзистора Q1. Ток смещения Q1 поступает через резистор R1.

В цепь эмиттера включен токоизмерительный резистор R2. Падение напряжения на R2 управляет транзистором Q2. Когда оно достигает 0.6 В, транзистор открывается. Это уменьшает напряжение базы Q1, и ток ограничивается до уровня

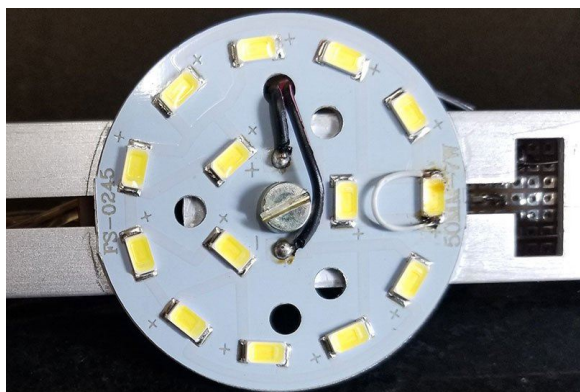
$$\frac{V_{BE}}{R2} = \frac{0.6}{3.3} = 0.181 \text{ A.}$$

На Рисунок 5 показана конструкция 20-ваттной дневной лампы. Чтобы получить 11 светодиодов в каждой цепочке, мы используем две печатные платы, включенные последовательно. На первой печатной плате установлено 5 светодиодов с суммарной номинальной мощностью 5 Вт. На второй плате смонтирована цепочка из 7 светодиодов с суммарной номинальной мощностью 7 Вт.



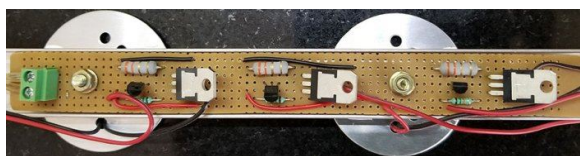
**Рисунок 5.** Матрица светодиодов для 20-ваттной дневной лампы.

При последовательном соединении двух плат число светодиодов в цепочке становится



**Рисунок 6.** Один из светодиодов был намеренно закорочен, чтобы сократить число светодиодов в цепочке до 11.

равным 12, поэтому один светодиод надо закоротить. Фотография на Рисунке 6 показывает, каким образом это можно сделать, чтобы уменьшить длину цепочки до 11 светодиодов.



**Рисунок 7.** Крупный план платы, на которой видны три схемы ограничения тока.



**Рисунок 8.** 20-ваттная солнечная дневная лампа с активным ограничением тока, готовая к использованию.

## Преимущества активного ограничения тока

Активное ограничение тока поддерживает ток светодиодов на постоянном безопасном уровне в течение тех периодов, когда уровень солнечной освещенности превосходит средний, и панели генерируют напряжения, превышающие  $V_{MP}$ . Кроме того, даже при выходе из строя одной светодиодной цепочки, остальные продолжают работать без каких-

либо проблем. Это также позволяет, используя более мощные 20-ваттные фотогальванические панели, питать несколько светодиодных ламп, которые можно отдельно включать или выключать по мере необходимости. Несмотря на изменяющуюся нагрузку, схема ограничения тока гарантирует, что токи светодиодов каждой панели не превысят установленного для них значения.

## Конструкции большей мощности

В отличие от предыдущей конструкции с одной панелью и резистивным ограничением тока, двухпанельная система с активным ограничением способна управлять одним дополнительным светодиодом на каждую цепочку и, соответственно, производить больше света. Следующие расчеты показывают, какое преимущество это может дать более крупным системам освещения.

Для трех фотоэлектрических панелей, включенных последовательно, число светодиодов равно

$$\frac{3V_{MP}}{V_F} \frac{52.2}{3} = 17.4.$$

Округляя до меньшего целого значения, получаем, что максимальное число светодиодов в последовательной цепочке равно 17 (два дополнительных светодиода).

Для четырех фотоэлектрических панелей, включенных последовательно, число светодиодов равно

$$\frac{4V_{MP}}{V_F} \frac{69.6}{3} = 23.2.$$

Округляя в меньшую сторону, находим, что максимальное число светодиодов в последовательной цепочке равно 23 (три дополнительных светодиода).

Детали конструкции цепочки из 23 светодиодов:

- Количество 10-ваттных фотогальванических панелей: 4;
- Число цепочек по 23 светодиода в каждой: 3;
- $V_{MP} = 69.6$  В;
- Остаточное напряжение:

$$V_{RES} = 69.6 - 23 \cdot 3 = 0.6 \text{ В};$$



- Падение напряжения на резисторе

$$V_R = V_{RES} = V_{DR} = 0.6 \quad 0.3 \quad 0.58 \quad 0.426\text{В};$$

- Сопротивление токоограничительного резистора:

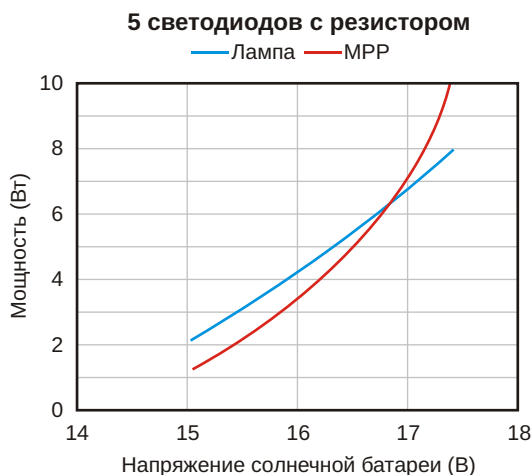
$$R2 = \frac{V_{DR}}{I_{LED}} = \frac{0.426}{0.193} = 2.2\text{Ом}.$$

*Примечание:* в этой конструкции мы должны использовать более толстые провода, чтобы уменьшить падение напряжения на них.

Таким образом, мы видим, что с каждой дополнительной фотогальванической панелью, последовательно подключенной к системе, можно увеличивать длину светодиодной цепочки.

## Оценка характеристик

Критерием оценки характеристик солнечной дневной лампы является то, насколько хорошо она отслеживает кривую максимальной мощности (МРР) фотогальванической панели при различных уровнях солнечного освещения. Каждая панель имеет свою кривую МРР. Кривая снимается с помощью подключенной к панели переменной резистивной нагрузки. Сопротивление нагрузки регулируется так, чтобы получить параметры МРР ( $V_{MP}$  и  $I_{MP}$ ) для данной интенсивности солнечного освещения. Этот процесс повторяется для различных условий освещенности, и полу-

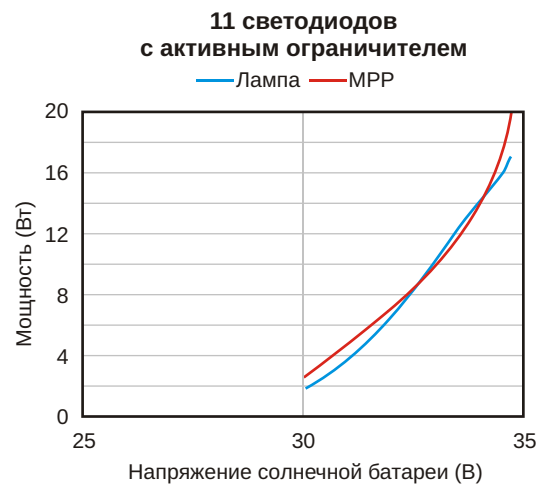


**Рисунок 9.** Эти графики позволяют сравнить зависимости выходной мощности лампы с 5 светодиодами и положения точки максимальной мощности (МРР) от напряжения солнечной батареи.

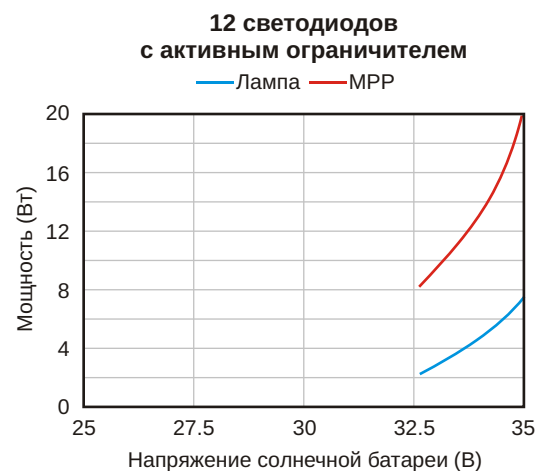
ченные данные используются для построения графика зависимости  $V_{MP}$  от мощности.

При тестировании дневной лампы записываются ее ток и напряжение фотогальванической панели для ряда различных условий солнечного освещения. Испытания проводились на перечисленных ниже версиях ламп, и результаты сравнивались со стандартной кривой МРР.

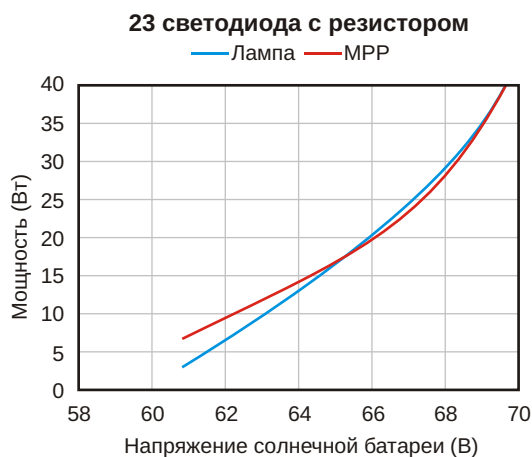
На Рисунке 9 показаны результаты измерений для схемы с одной фотогальванической панелью, 5 светодиодами в каждой цепочке и резистивным ограничителем тока. Рисунок 10 соответствует варианту с двумя панелями, 11 светодиодами в каждой цепочке и активным ограничителем тока. Рисунок 11 представляет результаты тестирования



**Рисунок 10.** Сравнение выходной мощности лампы с 11 светодиодами в каждой цепочке с кривой МРР.



**Рисунок 11.** Сравнение выходной мощности лампы с 12 светодиодами в каждой цепочке с кривой МРР.



**Рисунок 12.** Сравнение выходной мощности лампы с 23 светодиодами в каждой цепочке с кривой MPP.

ния схемы с двумя фотогальваническими панелями, 12 светодиодами в каждой цепочке и активным ограничителем тока. И, наконец, на Рисунке 12 изображены характеристики системы с четырьмя фотогальваническими панелями, 23 светодиодами в каждой цепочке и резистивным ограничителем тока.

В заключение отметим, что лампа, использующая схему резистивного ограничителя тока, хорошо отслеживает кривую MPP при низких уровнях мощности. При больших уровнях мощности лампа отдает значительно меньшее количество света. Солнечная дневная лампа с активным ограничителем тока хорошо отслеживает кривую MPP, обеспечи-



**Рисунок 13.** Фотография конструкции с 4 фотогальваническими панелями и тремя цепочками по 23 светодиода в каждой.

вая максимальное количество света при любой данной мощности на входе. Как видно из Рисунка 10, в этой конфигурации оптимальное количество светодиодов в цепочке равно 11. Рисунок 11 подтверждает, что кривая выходной мощности для матрицы с цепочками по 12 светодиодов проходит значительно ниже.

Хорошо видно, что в некоторых областях приведенных графиков выходная мощность даже выше, чем кривая MPP. Это может произойти вследствие одного или обоих из следующих обстоятельств:

1. Значения  $V_{MP}$  и  $I_{MP}$  указаны неточно. Производители оговаривают их типовое отклонение порядка 5%.
2. Кривая MPP снимается при резистивной нагрузке. Напротив, светодиоды представляют собой нелинейные нагрузки, а с нелинейными нагрузками солнечная панель может работать по-другому.

Причина, по которой светодиодные нагрузки так хорошо отслеживают мощность, состоит в том, что прямое напряжение  $V_F$  светодиода зависит от тока. При снижении тока светодиода слегка уменьшается и  $V_F$ . Это соответствует кривой MPP, что естественным образом обеспечивает отслеживание.

Солнечные дневные лампы отличаются простотой, дешевизной и большим сроком службы, что делает их идеальными для многих жилых, коммерческих и промышленных приложений. Они также могут сделать свет доступным для семей с низким доходом и сельских общин, не имеющих надежного электричества. Еще больше упростить конструкцию и снизить ее стоимость может использование специальных микросхем, позволяющих сделать простой активный ограничитель тока. [PL](#)

## Ссылки

1. [Simple Solar Day Lamp which lasts for 15 years, Instructables](#)
2. [High Power Solar Day Lamp, Instructables](#)
3. [Add-on LEDs for Solar Day Lamp, Instructables](#)
4. [Solar Day Lamp also Powers FM receiver, Electronic Design](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor BC546](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics TIP31C](#)

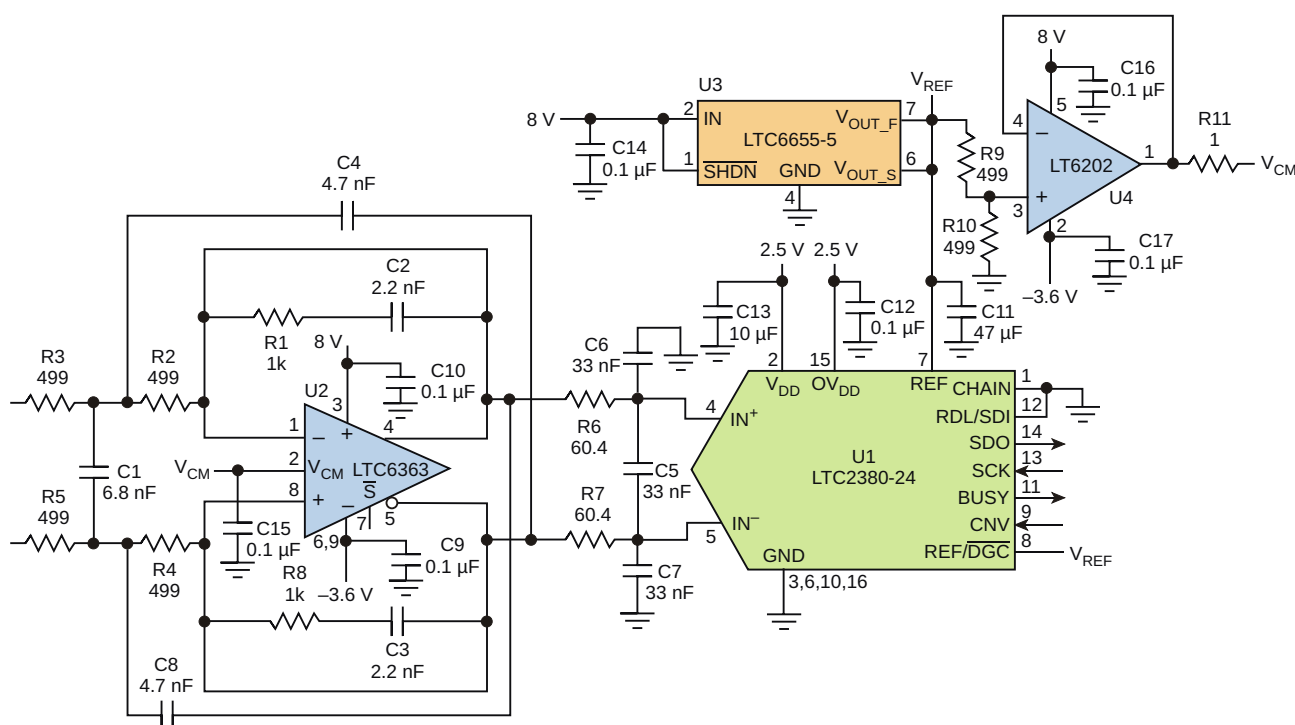
# Активный малошумящий антиалайзинговый фильтр для 24-битного АЦП

Guy Hoover, Analog Devices

Electronic Design

АЦП последовательных приближений высокого разрешения часто нуждаются в антиалайзинговых фильтрах высокого порядка, подобных фильтру третьего порядка, малошумящая и малопотребляющая версия которого представлена в этой статье.

Во многих приложениях аналого-цифрового преобразования вполне адекватную антиалайзинговую фильтрацию может обеспечить простой резистивно-емкостной (RC) фильтр, включенный на входе буфера. Однако для приложений с высоким разрешением и

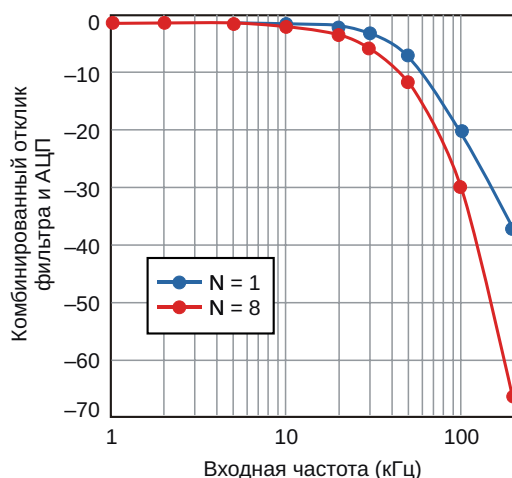


**Рисунок 1.** 30-килогерцовый активный фильтр третьего порядка на основе операционного усилителя U2 имеет достаточную полосу пропускания, малое время установления, низкие шумы и низкое напряжение смещения, необходимые для управления 24-битным АЦП.

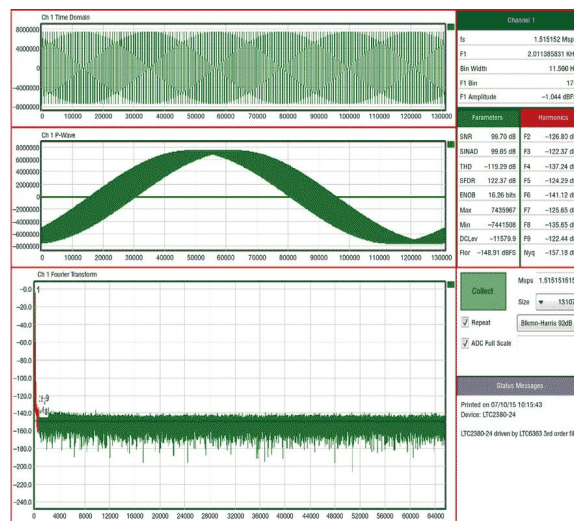
низким уровнем шумов, требующих фильтрации более высокого порядка, часто нужны активные фильтры. Чтобы фильтр не искажал сигнал до того, как он достигнет АЦП, его активные компоненты должны иметь достаточную полосу пропускания, малое время установления, низкий уровень шумов и низкое напряжение смещения.

В этой схеме используется дифференциальный операционный усилитель, оптимизированный для управления маломощными АЦП последовательных приближений, хотя он будет хорошо работать и с другими преобразователями (Рисунок 1). Схема 30-килогерцового фильтра третьего порядка сделана на основе операционного усилителя U2 (LTC6363), имеющего производство коэффициента усиления на полосу пропускания 500 МГц, время установления до точности 4 ppm не более 780 нс, приведенное ко входу напряжение шумов 2.9 нВ/ Гц и максимальное напряжение смещения 100 мкВ. Усилитель U2 оптимизирован для управления микросхемой U1 (LTC2380-24) – малопотребляющим АЦП последовательных приближений с частотой выборки 1.5/2 Мвыб/с и интегрированным цифровым фильтром, который в реальном времени может усреднять от 1 до 65,536 результатов преобразования, повышая, таким образом, отношение сигнал/шум.

Входы этой схемы управляются дифференциальным сигналом с размахом до  $\pm 2.5$  В пик-пик, подаваемым через резисторы R3 и



**Рисунок 2.** Общая частотная характеристика фильтра и АЦП остается плоской до входных частот 10 кГц.

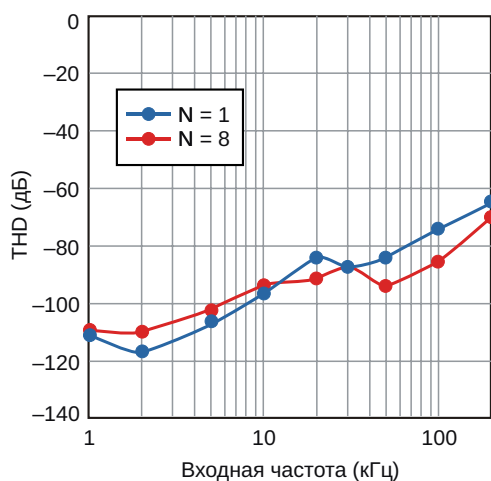


**Рисунок 3.** Снимок экрана PScore показывает ключевые параметры схемы – БПФ, отношение сигнал/шум и THD – при N = 1.

R5. (Или можно заземлить один вход, а на другой подавать сигнал размахом до  $\pm 5$  В). Выход ультрамаломощного усилителя U4 (LT6202) подключен к входу синфазного напряжения (вывод 2) усилителя U2, чтобы установить на его выходе опорный уровень синфазного напряжения.

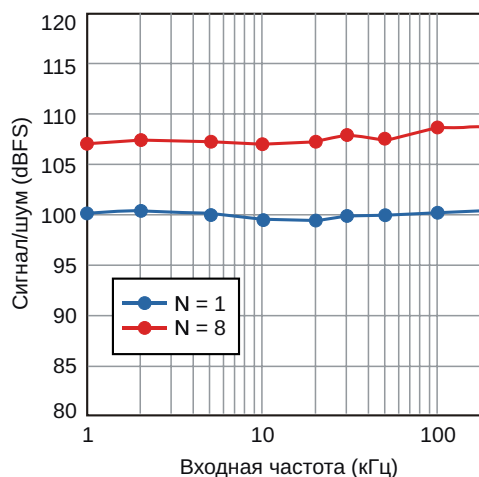
В схеме RC-фильтра между U2 и U1 следует использовать высококачественные конденсаторы и резисторы (C5, C6, C7, R6 и R7), поскольку эти компоненты могут быть источниками искажений. Отличную линейность имеют конденсаторы с диэлектриком NP0 и слюдяные конденсаторы с серебряными обкладками, а металлопленочные резисторы поверхностного монтажа гораздо меньше, чем углеродные SMD резисторы, искажают сигнал при саморазогреве или возможном повреждении во время пайки.

На Рисунок 2 показана общая частотная характеристика фильтра и АЦП при частоте выборки 1.5 Мвыб/с и количестве усреднений N, имеющем значения 1 и 8. Снимок экрана PScore на Рисунок 3 характеризует быстрое преобразование Фурье (БПФ), отношение сигнал/шум и общие гармонические искажения (THD) схемы при N = 1. (PScore – основанная на USB система демонстрации продуктов и выборки данных, предназначенная для использования с семействами высокоуровневых АЦП и входных микросхем цепей обработки сигналов компании Linear Technology).



**Рисунок 4.** Детали зависимости THD от входной частоты показывают, что THD всегда остается ниже  $-60$  дБ, даже при частоте  $100$  кГц, как для  $N = 1$ , так и для  $N = 8$ .

На Рисунках 4 и 5 представлены, соответственно, частотные зависимости THD и отношения сигнал/шум при  $N$ , равном 1 и 8. При входных частотах ниже нескольких килогерц характеристики шумов и THD близки к типовым значениям, приводимым в техническом описании, а при увеличении частоты и выхо-



**Рисунок 5.** Отношение сигнал/шум за пределами входной частоты  $100$  кГц составляет  $100$  дБ и более. (Опять же, для  $N = 1$  и  $N = 8$ ).

де за пределы этого диапазона THD постепенно ухудшается. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT6202](#)
2. [Datasheet Analog Devices LTC2380-24](#)
3. [Datasheet Analog Devices LTC6363](#)
4. [Datasheet Analog Devices LTC6655](#)

# Сверхмалошумящий 48-вольтовый источник фантомного питания микрофона

Thomas Mosteller, Christopher Jarboe

Analog Dialogue



## Вопрос:

Могу ли я сделать компактный, сверхмалошумящий источник фантомного питания 48 В, имея входное напряжение 5 В, 12 В или 24 В?

## Ответ:

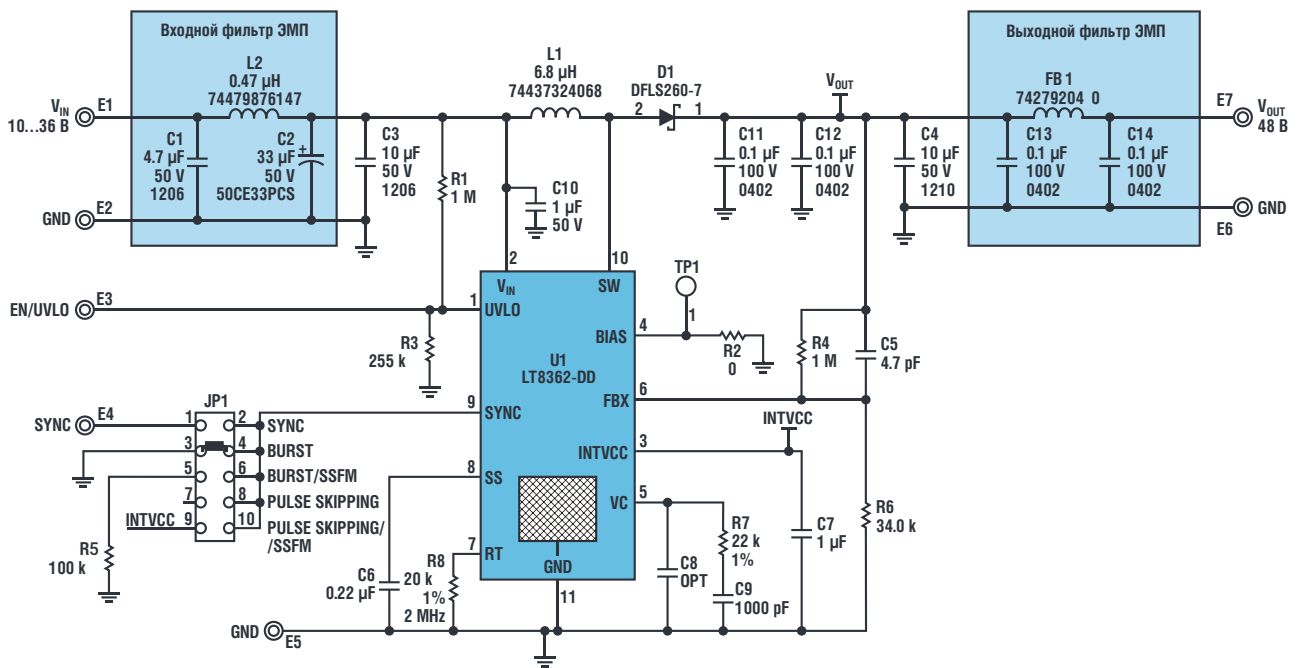
Можете, используя простой повышающий преобразователь, схему фильтра для снижения электромагнитных помех (ЭМП) и небольшую хитрость, чтобы конструкция была компактной.

Профессиональным конденсаторным микрофонам требуется напряжение 48 В для зарядки внутреннего емкостного преобразователя и питания внутреннего буфера его высокоимпедансного выхода. Ток этого источника питания очень мал, обычно он

составляет единицы миллиампер, но источник должен иметь очень низкие шумы, так как уровни выходных сигналов микрофона довольно слабы, а коэффициент подавления пульсаций питания у выходного буфера не очень высок. Кроме того, фантомное питание не должно создавать помех для схем нижнего уровня, что всегда является проблемой для микросхем в миниатюрных корпусах.

Источник питания с очень хорошими характеристиками может быть построен с использованием повышающего преобразователя LT8362, содержащего коммутатор 60 В/2 А и способного работать на частотах до 2 МГц, который выпускается в миниатюрном корпусе размером всего 3 мм × 3 мм. Представленный здесь источник питания основан на стандартной демонстрационной плате DC2628A для микросхемы LT8362, схема которой показана на Рисунке 1.

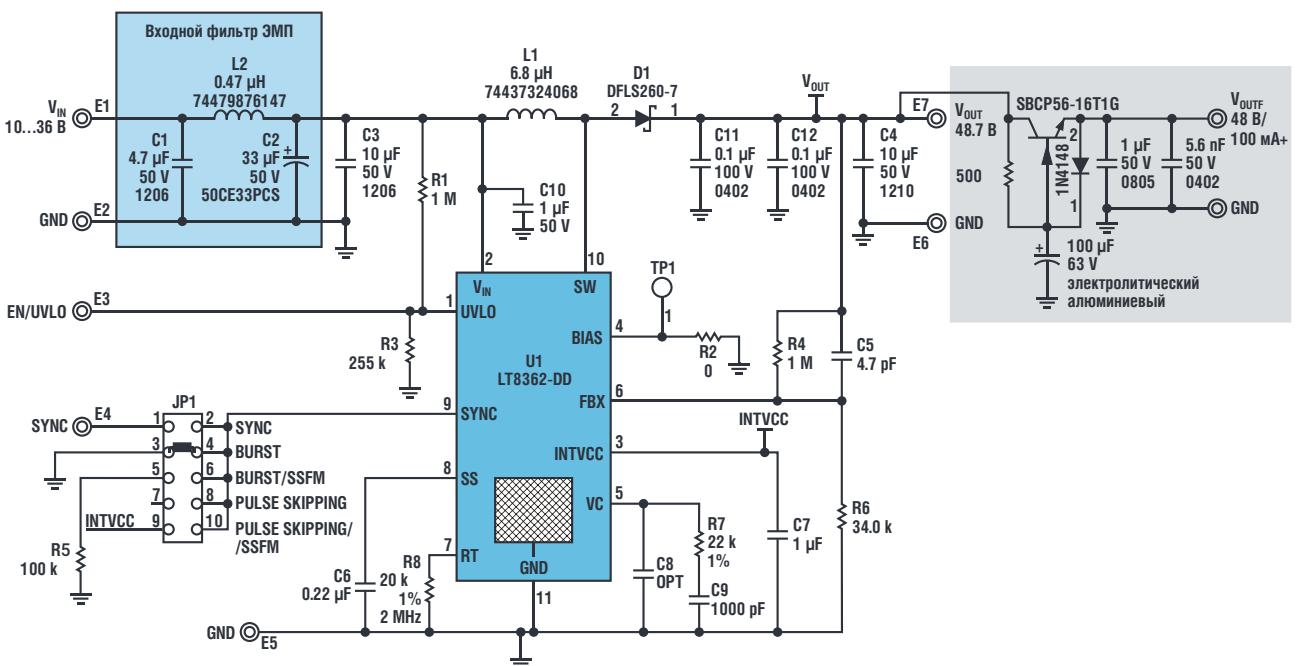
Входной фильтр подавления ЭМП на демонстрационной плате хорошо справляется с высокочастотными помехами, чему дополнительно способствует силовой дроссель, включенный последовательно с входом. Однако на выходе ситуация не так хороша. Выходной фильтр ЭМП эффективно подавляет шумы в мегагерцовом диапазоне, но мало влияет на шум в диапазоне звуковых частот. Этот шум в основном возникает из-за 30-кратного усиления шума опорного источника LT8362 в контуре обратной связи.



**Рисунок 1.** Схема демонстрационной платы DC2628, используемой для создания источника фантомного питания.

Одним из подходов к устранению этого шума является добавление конденсатора на выходе. При достаточной его емкости это сработало бы, но при 48 В на выходе наименьшее практическое рабочее напряжение конденсатора составляет 63 В, а это означает, что он будет большим и дорогим.

Второй подход заключается в том, чтобы уменьшить выходное напряжение LT8362 на вольт или два, добавив на выход LDO регулятор. Для этого потребуется высоковольтный регулятор, который обычно стоит дороже, чем его низковольтные аналоги. Кроме того, несмотря на то, что при более низких выход-



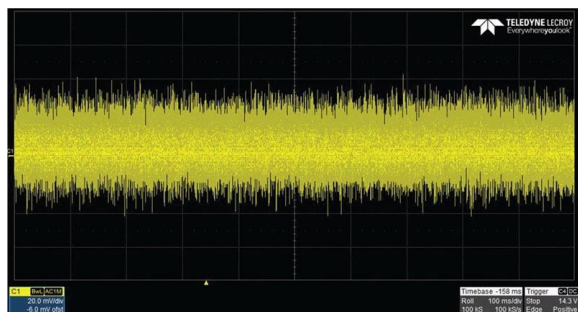
**Рисунок 2.** Та же схема, что и на Рисунке 1, но с умножителем емкости на выходе (выделен серым фоном), подавляющим шумы звукового диапазона частот, создаваемые импульсным регулятором.

ных напряжениях LDO регуляторы могут иметь низкие шумы, они тоже являются устройствами, в которых используются источники опорного напряжения, шумы которых будут умножаться точно так же, как умножаются шумы LT8362.

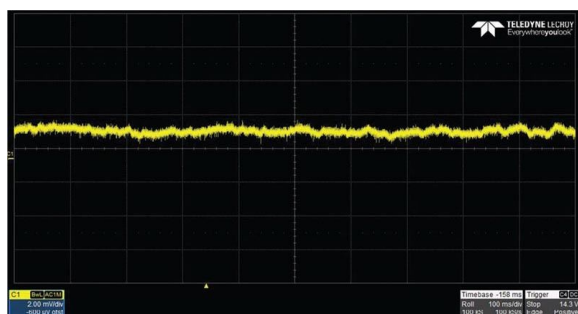
Третий подход основан на том факте, что чувствительность выходного усилителя микрофона не сильно зависит от напряжения питания, поэтому фантомное питание не требует идеальной стабилизации. Это означает, что эффективность действия выходных конденсаторов можно повысить, включив последовательно с ними резистор, однако это лишь ненамного уменьшает размеры высоковольтных конденсаторов.

Лучше всего сделать так, чтобы емкости выходных конденсаторов казались большими, чем они есть на самом деле. Этого можно достичь с помощью старой методики, называемой умножением емкости. Эту простую схему можно увидеть в серой затененной области на Рисунке 2.

Здесь конденсатор 100 мкФ контролирует пульсации базового тока, поэтому его влия-

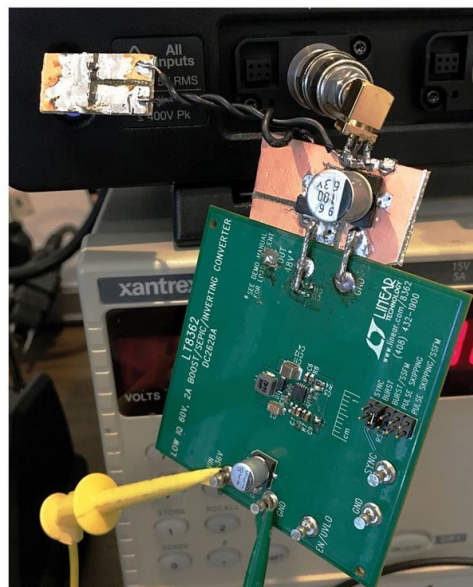


(а)



(б)

**Рисунок 3.** До и после фильтра. Шумовая составляющая выходного напряжения повышающего регулятора, измеренная на конденсаторе С4 (до фильтра), составляет порядка 0.2% (а). После фильтра уровень шума улучшается до 0.002% (б).



**Рисунок 4.** Лабораторный макет источника чистого фантомного питания, в котором используется демонстрационная плата DC2628.

ние на ток коллектора усиливается в раз ( — коэффициент передачи тока n-p-n транзистора). Эффект впечатляющий. На Рисунке 3а показана осциллограмма выходного напряжения LT8362 на конденсаторе С4 (до фильтра) при сопротивлении нагрузки 1 кОм (50 мА).

Пиковое напряжение шумов составляет примерно 80 мВ, что соответствует шумовой составляющей выходного напряжения порядка 0.2%. Хотя для некритических приложений этого может быть достаточно, после фильтра, как видно из осциллограммы на Рисунке 3б, выходное напряжение становится существенно чище, так как шумы падают приблизительно до 1 мВ пик-пик. Теперь шумовая составляющая составляет около 0.002% или 20 ppm, что достаточно даже для самых требовательных приложений. На Рисунке 4 показан лабораторный макет источника питания.

Выбор транзистора SBCP56-16T1G был обусловлен высоким коллекторным напряжением (80 В) и большим коэффициентом передачи тока при малых токах. Большое значение транзистора в умножителе емкости обеспечивает высокую кажущуюся емкость и относительно неизменное падение напряжения при изменениях выходного тока. Выходное напряжение 47.8 В при нагрузке 2 кОм



падает до 47.5 В при увеличении нагрузки до 500 Ом, что для микрофонных приложений вполне допустимо. Не заменяйте этот транзистор другим, не проверив его шумы и характеристику коэффициента передачи тока.

Схема испытывалась при входном напряжении 16 В, но в диапазоне от 12 В до 24 В ее характеристики будут практически такими же. В некоторых приложениях может понадобиться повышать напряжение 5 В, для чего будет необходимо снизить частоту переключения LT8362 с 2 МГц до 1 МГц, чтобы минимальное время выключенного состояния осталось равным 75 нс. Тогда для сохранения эквивалентных характеристик может также

потребоваться увеличение индуктивности L1 до 10...15 мкГн и удвоение емкости выходного сглаживающего конденсатора C4. **РЛ**

## Ссылки

1. Nelson, Carl. Application Note 19: LT1070 Design Manual. Analog Devices, Inc., June 1986.
2. Williams, Jim. Application Note 101: Minimizing Switching Regulator Residue in Linear Regulator Outputs. Analog Devices, Inc., July 2005.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT8362](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor SBCP56-16T1G](#)
3. [Datasheet Diodes DFSL260-7](#)

# Оптоизолятор упрощает контроль сетевого напряжения

Alfredo del Rio u Ana Cao y Paz

EDN

Использование линейной оптопары и источника питания на основе гасящего конденсатора позволяет получить простую, но точную систему контроля сети переменного тока. Схема на Рисунке 1 преобразует напряжение сети 110 В в выходное напряжение, изменяющееся в пределах от 0 до 5 В относительно среднего уровня 2.5 В. Схема изолирует выходной сигнал от электрической сети. Выход схемы можно подключать напрямую к

входу аналого-цифрового преобразователя. Для других сетевых напряжений достаточно просто изменить сопротивление резистора  $R_1$ . Для сети 220 В это сопротивление должно составлять 470 кОм. Входной каскад не изолирован от сети и в качестве опорного уровня земли использует нулевой провод. Этот блок получает питание от источника постоянного напряжения 5 В и источника смещения 3.3 В, первый из которых подключен к сети через

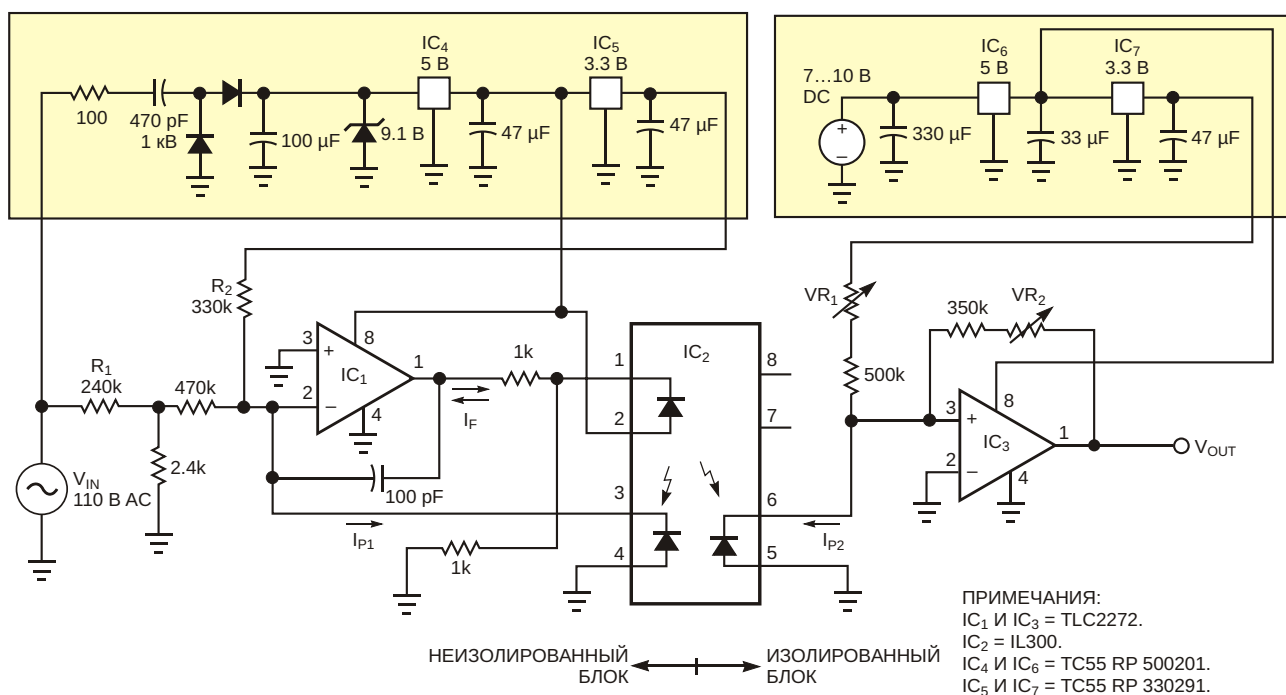
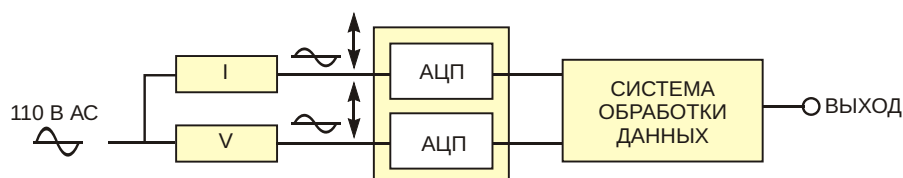


Рисунок 1. Изолированная оптроном схема позволяет измерять переменное напряжение сети.



**Рисунок 2.** Добавление к схеме двух АЦП и микроконтроллера даст возможность измерения параметров тока и напряжения электрической сети.

гасящий конденсатор и однополупериодный выпрямитель. Операционный усилитель и TLC2272 (IC<sub>1</sub>) и линейный оптоизолятор IL300 (IC<sub>2</sub>) образуют усилитель с обратной связью, в котором ток I<sub>P1</sub> пропорционален входному напряжению V<sub>IN</sub>.

Резистор R<sub>2</sub> добавляет к току постоянное смещение, позволяющее измерять напряжение V<sub>IN</sub> любой полярности. Согласованность параметров двух фотодиодов микросхемы IL300 (IC<sub>2</sub>), гарантирует, что зависимость тока I<sub>P2</sub> от I<sub>P1</sub> будет близка к линейной. Выходной каскад преобразует ток I<sub>P2</sub> в напряжение, изолированное от электрической сети. Переменный резистор VR<sub>2</sub> регулирует общий коэффициент усиления, а с помощью VR<sub>1</sub> подстраивается смещение выходного напряжения, номинальное значение которого равняется 2.5 В. Воспользовавшись моделью микросхемы IC<sub>2</sub>, приведенной в разделе нагрузок, можно проверить работу схемы в симуляторе. Типовые значения оптических коэффициентов передачи тока K<sub>1</sub> и K<sub>2</sub> составляют примерно 0.007. Общий оптический коэффициент передачи вычисляется как K<sub>3</sub> = K<sub>2</sub>/K<sub>1</sub>.

После моделирования можно собрать и протестировать прототип. Источник питания изолированного блока из напряжения 7...10 В вырабатывает 5 В и опорное напряжение 3.3 В. Стабилизированное напряжение 5 В не понадобится, если это напряжение уже имеется в системе.

Важной функцией этой конструкции является получение стабильного постоянного напряжения на ее выходе. Это имеет решающее значение для измерения V<sub>IN</sub>. Даже если вы уверены, что напряжение сети переменного тока не содержит постоянной составляющей, не забывайте: некоторые типы нагрузок забирают постоянные токи, тем самым, внося небольшое постоянное напряжение из-за падения на сетевых проводах. На тем-

пературные дрейфы выходного напряжения влияет, главным образом, дрейф K<sub>3</sub>. При испытании прототипа температурный коэффициент K<sub>3</sub> был равен 470 ppm/°C. В Таблице 1 приведены значения V<sub>OUT</sub> для различных температур. Операционный усилитель TLC2272 имеет выход, поддерживающий широкий диапазон выходных напряжений, и низкий ток покоя, упрощающий питание через гасящий конденсатор. Поскольку TLC2272 является вдвоенным устройством, неиспользуемую половину можно включить эмиттерным повторителем. Для контроля трехфазной сети нужно будет использовать полтора корпуса TLC2272. Обратите внимание, что операционные усилители IC<sub>3</sub> в изолированном блоке и IC<sub>1</sub> в неизолированном блоке не могут быть двумя половинами одной микросхемы, в противном случае будет потеряна изоляция.

Основные характеристики схемы следующие:

- Напряжение изоляции 5300 ВАС;
- Нелинейность 0.08%;
- Температурный сдвиг напряжения V<sub>OUT</sub> 470 ppm/°C;
- Фазовый сдвиг 2° на частоте 50 Гц;
- Полоса пропускания по уровню -3 дБ от 0 до 1 кГц.

**Таблица 1.** Дрейф выходного напряжения смещения

TIL300 (°C)	V <sub>OUT</sub> (В)	TIL300 (°C)	V <sub>OUT</sub> (В)
17.5	2.496	37.5	2.506
20	2.497	40	2.507
22.5	2.498	42.5	2.509
25	2.5	45	2.51
27.5	2.501	47.5	2.512
30	2.503	50	2.513
32.5	2.504	52.5	2.515
35	2.505	—	—

Если подключить выход схемы к 10-битному АЦП, для сети 110 В младший значащий бит будет эквивалентен 0.5 В. Для измерения тока к схеме можно добавить датчик на основе эффекта Холла. Для этой цели хорошо подходят приборы серии LTS, выпускаемые компанией LEM, так как они работают от единственного источника питания 5 В, а их выходное напряжение центрировано относительно уровня 2.5 В. Система, объединяю-

щая измерения напряжения и тока, показана на Рисунке 2. Процессор вычисляет истинные среднеквадратичные значения напряжений и токов, кажущейся и активной мощности и коэффициента мощности. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TLC2272](#)
2. [Datasheet Vishay IL300](#)
3. [Datasheet Microchip TC55](#)

## Загрузки

[Имитационная модель микросхемы IL300](#)



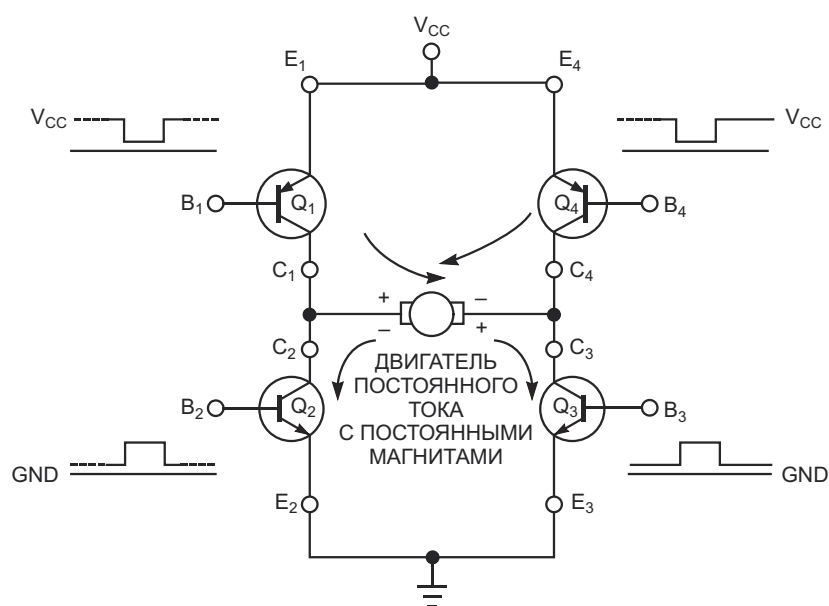
# Нетрадиционная схема управления двигателем постоянного тока с постоянными магнитами

Luca Bruno

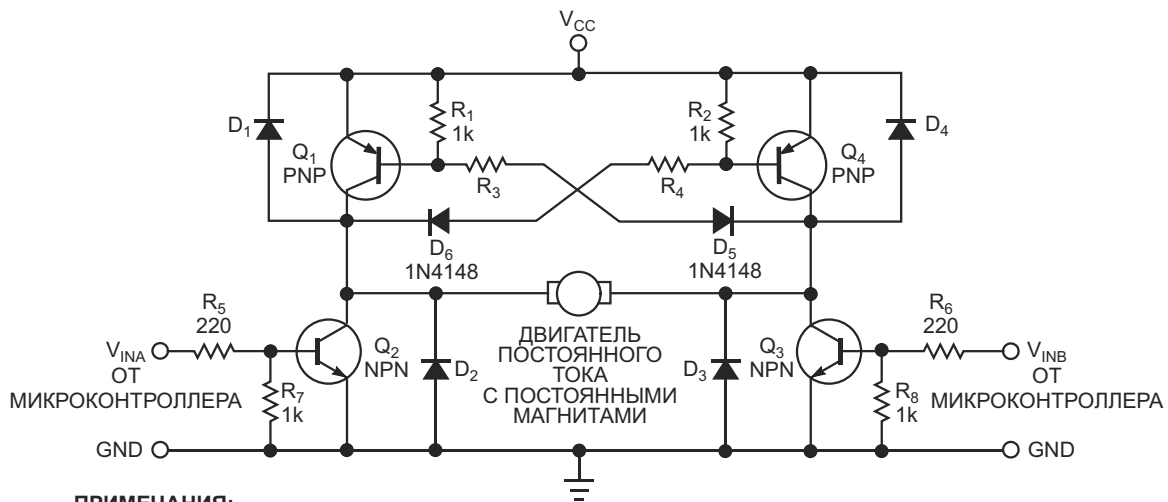
EDN

Традиционный метод управления двигателями постоянного тока низкой и средней мощности с постоянными магнитами основан на использовании четырех MOSFET или биполярных транзисторов, включенных в конфигурации H-моста. Например, в схеме на Рисунке 1 двигатель подключается между парами коллекторов  $C_1$ – $C_2$  и  $C_3$ – $C_4$ . Включе-

ние диагонально-противоположных пар транзисторов  $Q_1$  и  $Q_3$  или  $Q_2$  и  $Q_4$  направляет ток через двигатель и позволяет изменять направление его вращения. Однако этот метод требует, чтобы каждый из четырех транзисторов имел свой собственный вход управления. В зависимости от напряжения питания двигателя и ограничений на выход-



**Рисунок 1.** В выходном каскаде драйвера H-моста двигателем постоянного тока управляют диагонально-противоположные пары транзисторов. Схеме требуются четыре управляющих сигнала.



**ПРИМЕЧАНИЯ:**

D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub> и D<sub>4</sub> – УЛЬТРАБЫСТРЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ UF5401  
 СОПРОТИВЛЕНИЯ РЕЗИСТОРОВ R<sub>3</sub> И R<sub>4</sub> (VISHAY) – СМ. В ТЕКСТЕ  
 Q<sub>1</sub> ... Q<sub>4</sub> – СМ. В ТЕКСТЕ

**Рисунок 2.** В этой усовершенствованной схеме драйвера H-моста, требующей только двух управляющих сигналов, используются комплементарные пары транзисторов.

ное напряжение микроконтроллера, для сигналов, управляющих верхними транзисторами драйвера, может потребоваться электрическая изоляция или схема сдвига уровня.

В этой статье описана альтернативная схема, которая управляет только нижними переключающими транзисторами H-моста. В стандартном H-мосте для биполярного управления мотором базы транзисторов Q<sub>1</sub> и Q<sub>4</sub> соединяются с коллекторами Q<sub>3</sub> и Q<sub>2</sub> через резисторы R<sub>3</sub> и R<sub>4</sub> (Рисунок 2). Каждый из входов V<sub>INA</sub> и V<sub>INB</sub> управляет парой ключей. Когда Q<sub>2</sub> включается, резистор R<sub>4</sub> и диод D<sub>6</sub> опускают уровень базы транзистора Q<sub>4</sub>, вводя в Q<sub>4</sub> насыщение и пропуская ток через мотор и Q<sub>2</sub>. Аналогично, включение Q<sub>3</sub> насыщает Q<sub>1</sub> транзистор и заставляет двигатель вращаться в противоположном направлении. Диод D<sub>5</sub> нужен для того, чтобы транзистор Q<sub>1</sub> оставался закрытым, когда Q<sub>4</sub> проводит ток, а диод D<sub>6</sub> выполняет ту же функцию для транзистора Q<sub>4</sub> при открытом Q<sub>1</sub>. Резисторы R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>7</sub> и R<sub>8</sub> увеличивают скорость переключения соответствующих транзисторов, а резисторы R<sub>5</sub> и R<sub>6</sub> ограничивают базовые токи, вытекающие из 5-вольтовых выходов микроконтроллера, до значений порядка 15...20 мА. Резисторы R<sub>3</sub> и R<sub>4</sub> устанавливают ток насыщения баз транзисторов Q<sub>1</sub> и Q<sub>4</sub>. Их сопротивления зависят от напряжения питания двигателя и коэффициентов передачи

тока транзисторов Q<sub>1</sub> и Q<sub>4</sub> и должны удовлетворять следующему соотношению:

$$R_3 \quad R_4 \quad \frac{V_{CC} \quad V_{BE\_ON(Q4)} \quad V_{F(D6)} \quad V_{CE\_SAT}}{I_{MOTOR}/h_{FE\_MIN(Q4)}}.$$

где

V<sub>BE\_ON(Q4)</sub> – пороговое напряжение базы транзистора Q<sub>4</sub>,

V<sub>F(D6)</sub> – прямое падение напряжения на диоде D<sub>6</sub>,

V<sub>CE\_SAT</sub> – напряжение насыщения коллектор-эмиттер транзисторов,

I<sub>MOTOR</sub> – ток двигателя,

h<sub>FE\_MIN(Q4)</sub> – минимальный коэффициент передачи тока транзистора Q<sub>4</sub>.

Для получения наилучших характеристик следует выбирать биполярные транзисторы с низким напряжением насыщения коллектор-эмиттер V<sub>CE\_SAT</sub> и большим коэффициентом передачи тока h<sub>FE</sub>. Доступные в настоящее время транзисторы средней мощности могут конкурировать с MOSFET, обладая комбинацией характеристик, минимизирующих мощность, рассеиваемую коллектором, и не требующих большого тока для управления базой.

В схеме на Рисунок 1 хорошо работают такие дискретные биполярные транзисторы,

как NSS40200L (PNP) и NST489AMT1 (NPN), выпускаемые компанией ON Semiconductor. Чтобы сделать конструкцию более компактной, можно выбрать микросхему интегрального H-моста, например, ZHB6790 компании Diodes, которая работает при напряжении до 40 В, отдавая в двигатель непрерывный ток до 2 А, а пиковый – до 6 А. Ее минимальный коэффициент передачи тока, равный 500 при токе коллектора 100 мА, может уменьшиться до 150 при токе 2 А. При токах коллекторов  $Q_2$  и  $Q_3$ , равных 2 А, для достижения напряжения насыщения 0.35 В или менее в худшем случае потребуются токи базы от 13 до 20 мА. К счастью, выходы многих микроконтроллеров могут отдавать или принимать токи до 25 мА и, таким образом, напрямую управлять H-мостом независимо от напряжения питания двигателя. Чтобы дополнительно сни-

зить токи управления или использовать в качестве источника управляющих сигналов стандартные КМОП или ТТЛ микросхемы, можно буферизовать входы  $Q_2$  и  $Q_3$  с помощью инверторов на малосигнальных транзисторах. Как вариант, между эмиттерами  $Q_2$  и  $Q_3$  и землей можно дополнительно подключить резисторы с сопротивлениями в доли ома. Это позволит получить аналоговые напряжения, пропорциональные току двигателя, что даст микроконтроллеру возможность обнаруживать заторможенный или перегруженный двигатель. **РЛ**

### Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor NSS40200L](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor NST489AMT1G](#)
3. [Datasheet Diodes ZHB6790](#)
4. [Datasheet Vishay UF5401](#)

# Мощный линейный формирователь с одним источником питания

Tom Gay

EDN

В маломощных аналоговых приложениях с одним источником питания часто требуется точное управление напряжениями, намного превышающими напряжение положительной шины питания. Схема на Рисунке 1 позволяет умножать входное напряжение  $V_{IN}$  на коэффициент  $A$ , задаваемый резисторами  $R_1$  и  $R_2$ . Выходное  $V_{OUT}$  напряжение равно  $AV_{IN}$ , где

$$A = \frac{R_2}{R_1 R_2}$$

Операционный усилитель получает питание от одного источника 5 В, а выходной каскад на дискретных компонентах работает от выпрямленного напряжения источника  $V_S$ , отвечающего требованиям приложения. Когда схема отдает или принимает ток, на выходе операционного усилителя устанавливается напряжение выше 1.9 В (транзистор  $Q_1$  полностью закрыт), но ниже порогового напряжения N-канального MOSFET  $Q_3$  за вычетом 1.2 В (падение напряжения на двух

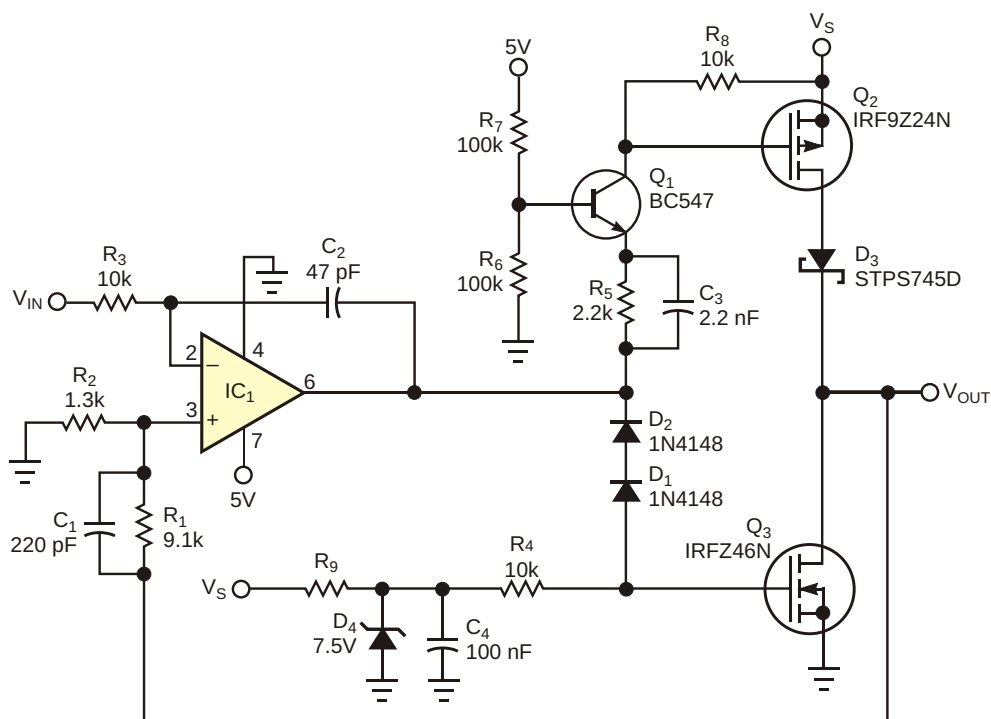


Рисунок 1. Эта простая схема позволяет управлять напряжениями, намного превосходящими напряжение положительной шины питания.



диодах). Когда  $V_{IN}$  увеличивается относительно заданного уровня, выходное напряжение операционного усилителя уменьшается, и постепенно открывается  $Q_1$ . Увеличивающееся падение напряжения на резисторе  $R_8$  включает транзистор  $Q_2$ . Этот процесс продолжается до тех пор, пока напряжения на двух входах операционного усилителя не станут одинаковыми. Уменьшение  $V_{IN}$  приводит к тому, что выходное напряжение операционного усилителя возрастает до значения, при котором  $Q_3$  пропускает ток, достаточный для эффективного управления нагрузкой. Конденсаторы  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$  необходимы для предотвращения самовозбуждения схемы.

Эта схема, которая может использоваться в качестве мощного выходного каскада генераторов импульсов, обеспечивает времена нарастания и спада менее 15 мкс, практически не зависящие от напряжения питания  $V_S$ . Испытать эту схему можно с операционными усилителями LMC7101, LT1013 и AD8551. С любым из них схема будет способна отдавать в нагрузку токи до 5 А при напряжении  $V_S$  до 40 В. Одной из важных особенностей схемы является ее нечувствительность к допускам компонентов. При значениях  $R_1$  и  $R_2$ , указанных на Рисунке 1, коэффициент  $A = 8$ . Сопротивление резистора  $R_9$  зависит

от напряжения  $V_S$ . Если использовать в схеме MOSFET с логическими уровнями управления, такие, например, как IRLZ34N, то из нее можно будет исключить элементы  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_4$ ,  $R_4$ ,  $R_9$  и  $C_4$ . В этом случае выход операционного усилителя подключается непосредственно к затвору  $Q_3$ , а сопротивление  $R_6$  должно быть уменьшено, чтобы понизить напряжение базы  $Q_1$  и сохранить положение «окна бездействия», в котором отключены оба транзистора  $Q_1$  и  $Q_3$ . Диапазон допустимых входных напряжений операционного усилителя должен включать потенциал земли. Диод  $D_3$  необходим только в тех случаях, когда истоки соединены с выходом.  $D_3$  предотвращает прохождение обратного тока от внешнего источника через  $Q_2$ . Такая ситуация может возникнуть в случае, когда схема используется в приложении зарядного устройства аккумуляторов. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8551ARM](#)
2. [Datasheet International Rectifier IRF9Z24N](#)
3. [Datasheet International Rectifier IRLZ34N](#)
4. [Datasheet International Rectifier IRFZ46N](#)
5. [Datasheet Microchip LMC7101](#)
6. [Datasheet Analog Devices LT1013](#)
7. [Datasheet STMicroelectronics STPSD745](#)

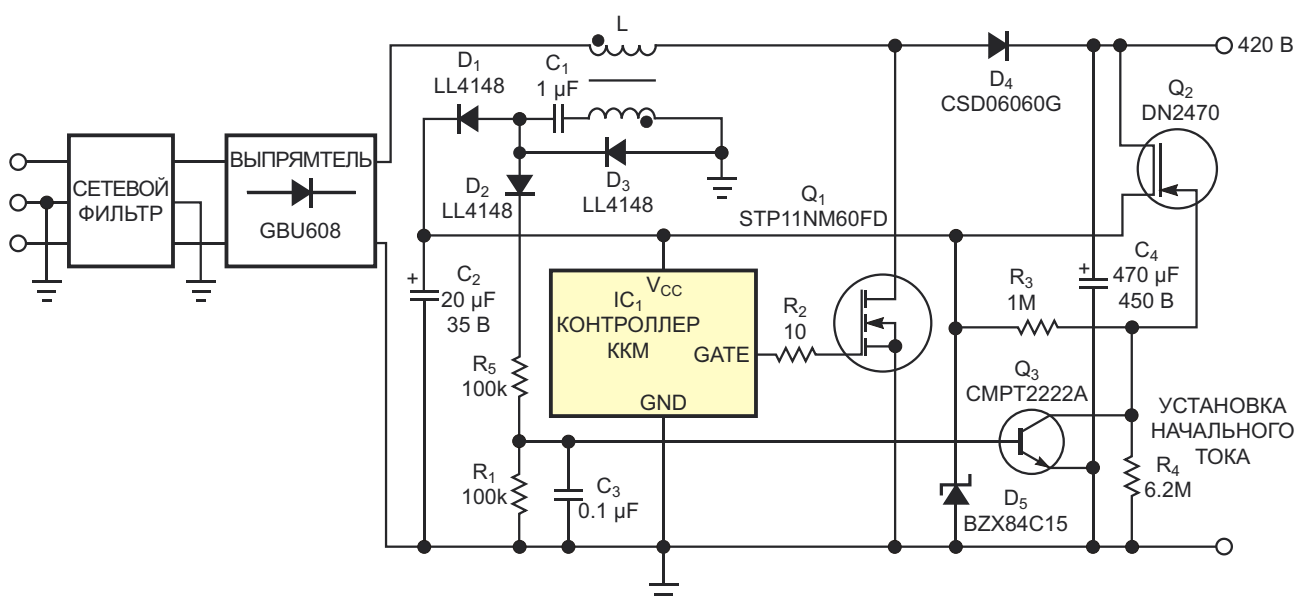
# MOSFET в обедненном режиме запускает импульсный источник питания

Gregory Mirsky

EDN

Многие импульсные источники питания содержат цепи начального запуска для инициализации их автономной работы. Это могут быть простые схемы, основанные на резисторах, как, например, IRIS4015, или более сложные, в которых используются биполярные транзисторы или MOSFET. Транзисторы обеспечивают начальным током

микросхемы обратноходовых преобразователей или корректоров коэффициента мощности (ККМ). Когда такой источник начинает работать в нормальном режиме, микросхема ККМ продолжает получать питание от отдельной обмотки, снижая, тем самым, потребление энергии схемой начального запуска.



**Рисунок 1.** Высоковольтный MOSFET, работающий в режиме обеднения, обеспечивает начальный запуск микросхемы ККМ. Во время нормальной работы MOSFET выключен и потребляет ничтожную мощность.

Такие схемы уменьшают потери мощности в цепях запуска, но не исключают их полностью, поскольку активными компонентами обычно являются высоковольтные биполярные транзисторы или высоковольтные MOSFET, работающие в режиме обогащения. Для нормальной работы базы или затворы этих транзисторов требуют прямого смещения относительно эмиттера или истока. Поэтому в цепях, удерживающих транзисторы в закрытом состоянии, всегда имеются потери мощности. К сожалению, инженеры обращают слишком мало внимания на обедненные MOSFET, которые не нуждаются в прямом смещении для поддержания нормальной работы, и кроме того, работают при потенциалах затворов более низких, чем потенциалы истоков. Эти ценные свойства обедненных MOSFET подходят для использования в цепях начального запуска источников питания, не имеющих потерь.

На Рисунке 1 показана традиционная схема ККМ, микросхема которой первоначально получает питание от выхода через обедненный MOSFET DN2470 ( $Q_2$ ). Исток  $Q_2$  питает микросхему ККМ  $IC_1$  начальным током 10-15 мА или менее, что зависит от конкретного типа микросхемы. Кратковременное увеличение рассеиваемой мощности до 4-6 Вт не может навредить MOSFET, припаянному к медному полигону печатной платы. Но если, все же, вы беспокоитесь за здоровье

транзистора, используйте IXTY02N50D, выпускаемый компанией IXYS. Резисторы  $R_3$  и  $R_4$  устанавливают рабочую точку транзистора  $Q_2$  для получения минимального требуемого тока. Стабилитрон  $D_5$  ограничивает примерно до 15 В входное напряжение 18 В микросхемы  $IC_1$ , которое обычно требуется для большинства ККМ и меньше значения, максимально допустимого для  $Q_2$ .

Когда  $IC_1$  начинает работать нормально, напряжение питания микросхемы поступает от дополнительной обмотки дросселя ККМ (L), выпрямляемого и фильтруемого диодами  $D_1$  и  $D_3$  и конденсаторами  $C_1$  и  $C_2$ . Транзистор  $Q_2$  питает стабилитрон  $D_5$  и микросхему  $IC_1$  только в течение короткого интервала времени. Затем биполярный транзистор  $Q_3$ , получив базовый ток от диода  $D_2$  через резистор  $R_5$ , открывается и замыкает затвор  $Q_2$  на землю.  $Q_3$  питается общим с микросхемой напряжением порядка 15 В – более чем достаточным для выключения  $Q_2$ . Остаточный тепловой ток от 10 до 20 мкА не приводит к существенным потерям мощности. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip DN2470](#)
2. [Datasheet International Rectifier IRIS4015](#)
3. [Datasheet IXYS IXTY02N50D](#)
4. [Datasheet STMicroelectronics STP11NM60](#)
5. [Datasheet Cree CSD06060G](#)
6. [Datasheet Diodes GBU-608](#)

# Простая схема защиты соленоида ограничивает время включения

Panagiotis Kosioris

EDN

Несколько критичным для безопасности соленоидов в лазерной измерительной системе на линии сборки автомобилей требовалась защита от внутреннего перегрева во время штатной работы. После 60 с активности было необходимо в течение 180 с охладить соленоиды до следующего включения. Вероятно, один из вариантов простой схемы защиты мог бы содержать таймер

на основе микроконтроллера, несколько вспомогательных компонентов и короткую программу, написанную на C++. Однако такой проект потребует оценки и выбора подходящего микроконтроллера, покупки или аренды программатора и значительного времени на программирование микроконтроллера и анализ эксплуатационных рисков.

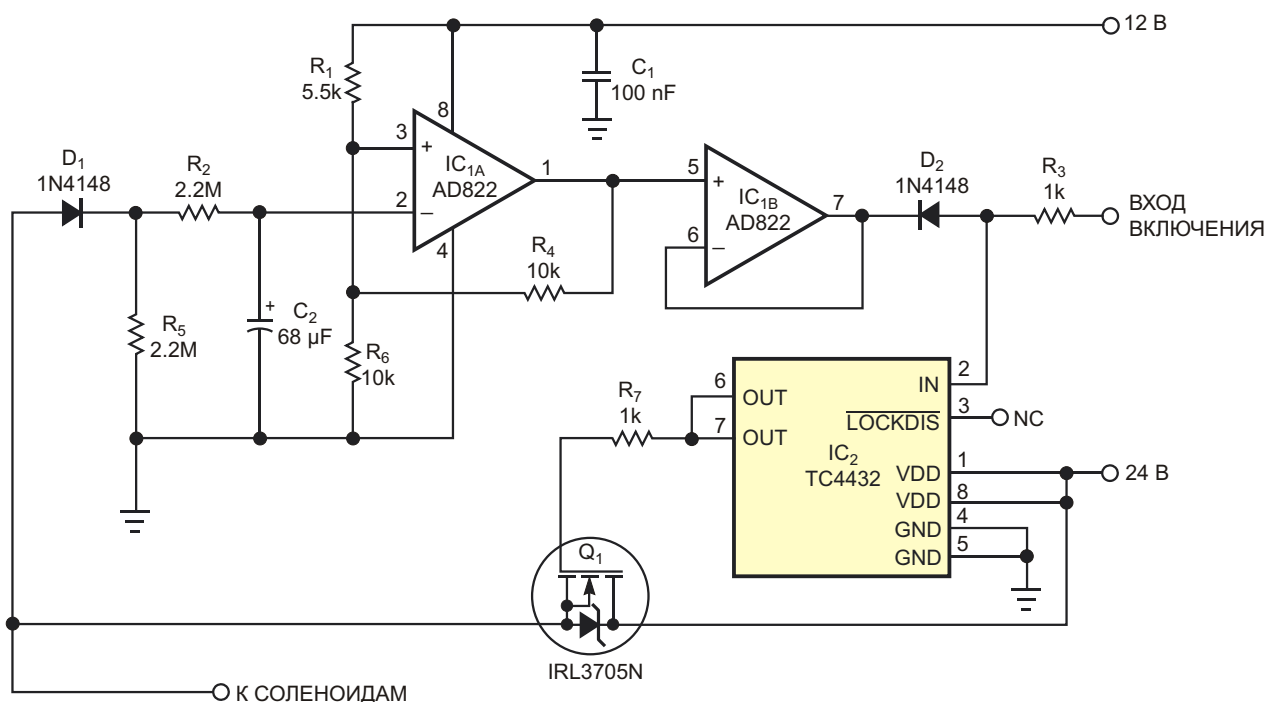
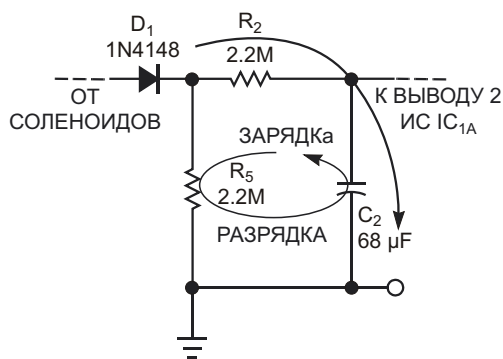


Рисунок 1. В запускаемом внешним сигналом драйвере соленоидов используется аналоговый ограничитель времени включения.



**Рисунок 2.** Эта резистивно-емкостная цепь определяет длительности интервалов включения и выключения.

В качестве альтернативы я вспомнил слова своего наставника: «Чтобы снизить риск опасности, уменьшите количество опасных компонентов». Простая аналоговая схема будет безопаснее, меньше и проще в обслуживании. В схеме на Рисунке 1 используется традиционный аналоговый метод измерения времени, основанный на заряде и разряде резистивно-емкостной цепи.

На Рисунке 2 отдельно показаны времязадающие компоненты схемы. RC-цепь образована танталовым электролитическим конденсатором  $C_2$  с допуском  $\pm 10\%$ , диодом  $D_1$  и резисторами  $R_2$ ,  $R_5$ . При активированных соленоидах  $R_2$  обеспечивает путь заряда конденсатора  $C_2$ , а диод  $D_1$  защищает  $C_2$  от разряда через соленоиды. Когда соленоиды выключаются, конденсатор разряжается через  $R_2$  и  $R_5$  с постоянной времени большей, чем при заряде. Разница между двумя постоянными времени определяет длительности периодов

работы и восстановления соленоида. Триггер Шмитта, сделанный на половине микросхемы сдвоенного операционного усилителя AD822, в соответствии с напряжением на конденсаторе  $C_2$ , задает интервалы выключения и включения соленоидов. Промежуточный буферный каскад  $IC_{1B}$  управляет драйвером MOSFET TC4432, который, в свою очередь, управляет затвором мощного N-канального MOSFET  $Q_1$ , нагрузкой которого является соленоид, питающийся напряжением 24 В.

Когда транзистор  $Q_1$  открывается, напряжение на  $C_2$  увеличивается, и по истечении 60 с уровень выходного напряжения триггера Шмитта опускается с 12 В до 0 В. Соответственно, на выходе буферного каскада и на катоде диода  $D_2$  напряжение также становится равным 0 В. При этом напряжение на аноде  $D_2$  составляет 0.7 В, что недостаточно для запуска драйвера MOSFET  $IC_2$ . Теперь  $Q_1$  выключается, питание с соленоидов снимается, и диод  $D_1$  закрывается. Конденсатор  $C_2$  начинает разряжаться через  $R_2$  и  $R_5$ , и входное напряжение триггера Шмитта уменьшается, но медленнее, чем на интервале заряда. Через 180 с на выходе триггера Шмитта устанавливается высокий уровень 12 В, и схема переходит в режим ожидания поступления через резистор  $R_3$  следующего внешнего импульса запуска. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD822](#)
2. [Datasheet Microchip TC4432](#)
3. [Datasheet Infineon IRL3705N](#)

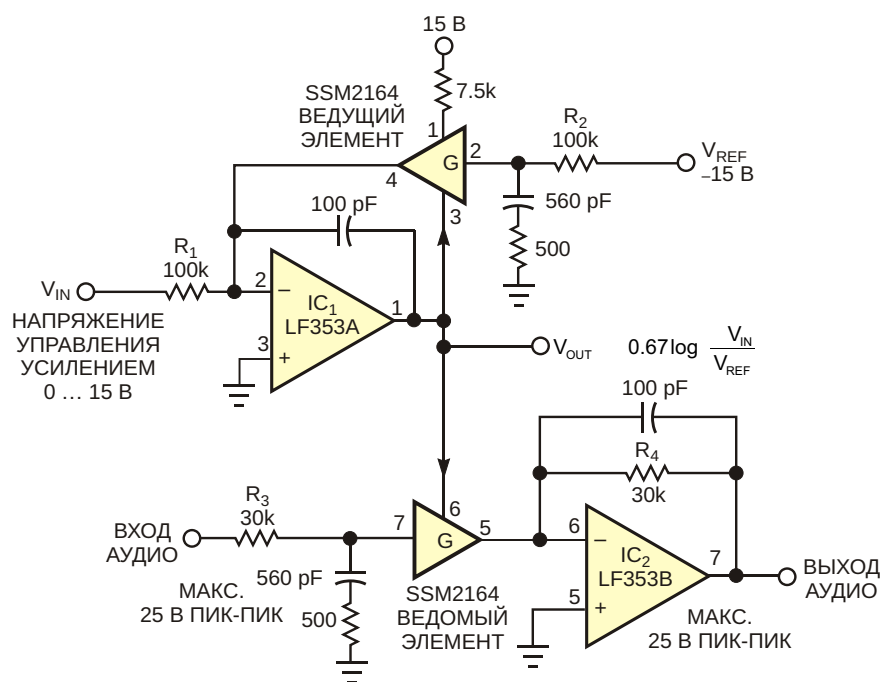
# Линеаризация управляющей характеристики аттенюатора с помощью операционного усилителя

Mike Irwin

EDN

В профессиональном аудио оборудовании часто используются выпускаемые Analog Devices счетверенные аттенюаторы SSM2164, управляемые напряжением. Реакция микросхемы на управляющее напряжение характеризуется крутизной  $-30$  дБ/В, причем при  $0$  В устанавливается единичное усиление. Ослабление сигнала увеличива-

ется по мере роста управляющего напряжения в положительном направлении. Схема на Рисунке 1 расширяет диапазон приложений этой универсальной микросхемы, предоставляя простые средства линеаризации управляющей характеристики. В результате коэффициент усиления усилителя будет прямо пропорционален управляющему



**Рисунок 1.** Используя эту схему, можно одновременно получить канал усиления, управляемый напряжением, и логарифмический выход.

напряжению. Кроме того, схема работает как логарифмический преобразователь. Используя этот метод, можно на основе одного аттенюатора SSM2164 создать два высококачественных линейных усилителя, управляемых напряжением. Характеристики четырех усилительных элементов микросхемы SSM2164, имеющих токовые входы и выходы, точно согласованы. Реакция каждого элемента на управляющее напряжение описывается формулой

$$G = 10^{\frac{V}{0.67}}$$

Усилительные элементы являются неинвертирующими структурами.

В каждом управляемом напряжением усилителе используются два усилительных элемента. «Ведущий» элемент в цепи обратной связи операционного усилителя формирует логарифмическое выходное напряжение, соответствующее линейному входному напряжению. Затем логарифмическое напряжение поступает на управляющий вход второго, «ведомого» элемента с идентичными характеристиками, который обрабатывает аудиосигнал. Благодаря обратной связи через ведущий усилительный элемент SSM2164, подключенный к источнику отрицательного опорного напряжения, на инвертирующем входе IC<sub>1</sub> поддерживается уровень виртуальной земли. Выходное напряжение V<sub>OUT</sub> микросхемы IC<sub>1</sub> является логарифмической функцией входного сигнала:

$$V_{OUT} = 0.67 \log \frac{V_{IN} R_2}{V_{REF} R_1}$$

где

V<sub>IN</sub> – напряжение, управляющее усилением,

V<sub>REF</sub> – отрицательное опорное напряжение.

V<sub>OUT</sub> подается на управляющий вывод ведомого элемента. Подстановка выражения для V<sub>OUT</sub> в выражение для усиления дает следующую зависимость:

$$G = \frac{V_{IN} R_2}{V_{REF} R_1}$$

которая и является желаемым линейным откликом.

Операционный усилитель IC<sub>2</sub> преобразует выходной ток ведомого элемента в аудио напряжение с усилением R<sub>4</sub>/R<sub>3</sub>. Общее выражение для усиления:

$$G = \frac{V_{IN} R_2 R_4}{V_{REF} R_1 R_3}$$

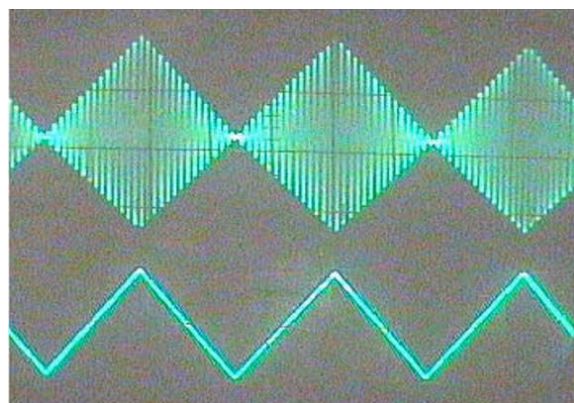
Если R<sub>1</sub> = R<sub>2</sub> и R<sub>3</sub> = R<sub>4</sub>, выражение упрощается до

$$G = \frac{V_{IN}}{V_{REF}}$$

и

$$G(\text{дБ}) = 20 \log \frac{V_{IN}}{V_{REF}}$$

При V<sub>IN</sub> = 15 В, V<sub>REF</sub> = –15 В и номиналах компонентов, показанных на схеме, коэффициент усиления будет равен единице. По мере снижения управляющего напряжения усиление плавно падает до –70...–80 дБ (Рисунок 2). Затем управляемый напряжением усилитель полностью выключается (ослабление равно 100 дБ), когда управляющее напряжение уменьшается до единиц милливольт. Отрицательные напряжения заставляют выходное напряжение IC<sub>1</sub> смещаться ближе к положительной шине питания, но как только управляющее напряжение возвращается в диапазон от 0 до 15 В, IC<sub>1</sub> быстро отрывается



**Рисунок 2.** Треугольные импульсы размахом от 0 до 3 В (нижняя осциллограмма) используются для модуляции 10-килогерцового синусоидального сигнала (верхняя осциллограмма). Обратите внимание на высокую линейность модуляционной огибающей.

от шины. Схема не производит слышимых щелчков и хорошо работает при более низких напряжениях питания, таких как  $\pm 5$  В.

Для достижения наилучших характеристик усилитель IC<sub>1</sub> должен иметь низкое смещение и низкий входной ток, а IC<sub>2</sub> должен быть высококачественным аудио операционным усилителем с низким уровнем шумов. Тем не менее, можно получить достаточно хорошие параметры и с недорогими операционными усилителями, такими как TL072 и LF353. Прототип схемы, в котором в качестве IC<sub>1</sub> использовался усилитель OP290, имел глубину регулировки 75 ... 80 дБ. Проникновение управляющего напряжения на аудио-

выход было минимальным и колебалось в пределах от 10 до 20 мВ при изменении усиления в диапазоне 70 дБ. Благодаря использованию усилительных элементов микросхемы SSM2164 в стандартной конфигурации, соответствующей рекомендациям из технического описания, схема имеет превосходные характеристики шумов и искажений. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics LF353](#)
2. [Datasheet Analog Devices OP290](#)
3. [Datasheet Analog Devices SSM2164](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TL072](#)



# Источник тока для высоковольтной схемы

EDN

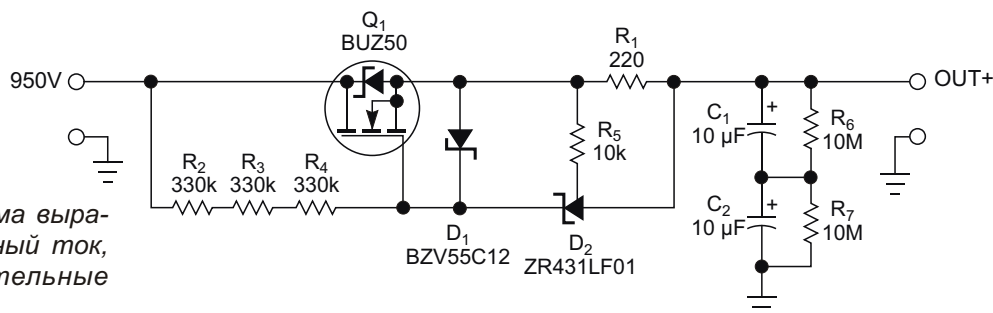
Иногда нам бывает нужен источник тока, работающий с напряжением 1000 В и больше. Такой источник может быть полезен для снижения пульсаций напряжения, когда электролитический конденсатор питается от высокоимпедансного узла источника тока. Значение выходного тока схемы на Рисунке 1 поддерживается на точном уровне и слабо зависит от температуры. В схеме используется N-канальный MOSFET  $Q_1$  с допустимым напряжением сток-исток, равным 1000 В. Шунтовой регулятор ZR431LF01 ( $D_2$ ) стабилизирует и регулирует выходной ток. Пороговое напряжение транзистора  $Q_1$  должно быть выше опорного напряжения 1.25 В регулятора  $D_2$ .

Падение напряжения на резисторе  $R_1$  определяет величину выходного тока. В данном случае он равен  $1.25 \text{ В} / 220 \text{ Ом} = 5.6 \text{ мА}$ .  $D_2$  поддерживает напряжение затвор-исток

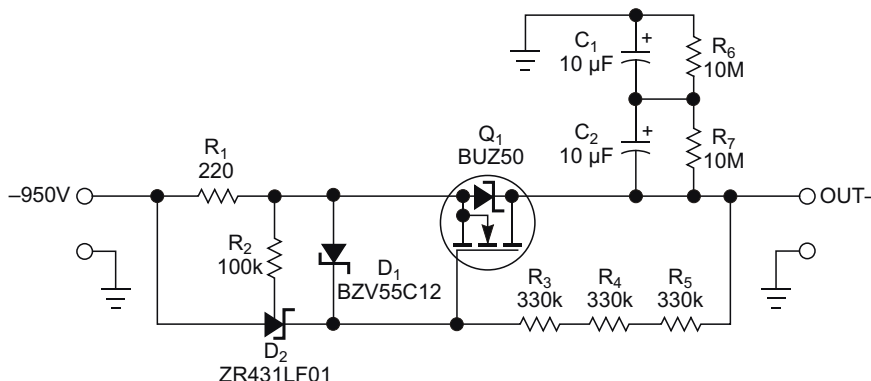
MOSFET таким, чтобы падение напряжения на  $R_1$  было равно опорному напряжению  $D_2$ . Точность и температурная стабильность этого напряжения определяют точность и стабильность источника тока. Стабилитрон  $D_1$  защищает затвор  $Q_1$  и ограничивает напряжение затвор-исток, когда к выходу схемы не подключена нагрузка.

Подобную схему можно использовать и для получения постоянного тока при отрицательном напряжении источника питания, даже в том случае, когда высоковольтный P-канальный MOSFET недоступен. Чтобы устройство могло работать с N-канальным MOSFET при отрицательном напряжении питания, схему на Рисунке 1 нужно изменить. Для этого следует поменять местами подключение стока и истока транзистора  $Q_1$  (Рисунок 2). Функция, выполняемая регулятором  $D_2$ , здесь точно такая же, как и в схеме Рисунок 1. [РЛ](#)

**Рисунок 1.** Эта схема вырабатывает стабильный ток, используя положительные напряжения.



**Рисунок 2.** Модификация схемы на Рисунке 1, позволяющая использовать отрицательные напряжения.





# 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!**