



# 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!**





**Май-Июнь 2023 (126)**

Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

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

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

При любом использовании  
материалов, опубликованных в  
журнале, ссылка на РадиоЛоц-  
ман обязательна. Полное или  
частичное воспроизведение или  
тиражирование каким бы то ни  
было способом материалов  
настоящего издания допускает-  
ся только с письменного разре-  
шения редакции.

Мнения авторов не всегда  
отражают точку зрения редакции.

Оформление  
бесплатной подписки:  
www.rlocman.ru/magazine

## Новости

- 4 «Сделано в Сколтехе»: представлены опытные образцы отечественной базовой станции LTE
- 5 Ученые ЛЭТИ разработали ячейку оперативной памяти для оптических компьютеров будущего
- 6 Ученые ТУСУРа придумали, как защитить радиоэлектронную аппаратуру от электромагнитных импульсов без дополнительных затрат
- 7 НТЦ Модуль представляет новый серверный нейроускоритель на отечественных процессорах
- 8 ГК «Элемент» будет развивать высокотехнологичную микроэлектронику в Татарстане
- 8 «Росэлектроника» начала выпуск компактных станций спутниковой связи
- 9 Физики УрФУ повысили эффективность солнечных батарей на 10%
- 10 «Электромашина» открыла уникальный электрозаправочный комплекс EIII

## Статьи

- 12 Простой точный источник двунаправленного тока
- 16 Моя любимая конструкторская идея всех времен...
- 20 Медленные диоды или удобные таймеры?
- 22 Использование щеточных двигателей постоянного тока в качестве генераторов
- 27 «Бесплатный» АЦП
- 29 Многофазный ШИМ ЦАП
- 32 Многоканальный усилитель с выбором приоритетного входа
- 34 Солнечная панель питает двухкаскадное зарядное устройство для свинцово-кислотных аккумуляторов

## Схемы

- 40 RC-генераторы синусоидальных сигналов
- 42 Оптоэлектронные индикаторы перехода сетевого напряжения через ноль
- 44 Указатель последовательности чередования фаз
- 47 Передача цифровой информации через цепь питания
- 50 Гираторный фильтр с перестройкой электронным аналогом конденсатора переменной емкости
- 52 УНЧ достоверного звучания из трех деталей. В поисках хорошего звука
- 56 Автоматический контроль нагрузки экономит энергию в высоковольтном преобразователе
- 58 Недорогой генератор пилообразного напряжения для схем ШИМ импульсных преобразователей
- 60 Обратная связь в преобразователях с отрицательным выходным напряжением
- 62 ПНЧ с выходной частотой 1 Гц – 100 МГц
- 66 Схема сдвига уровня сигналов переменного тока
- 68 Преобразователь 5/200 В для смещения лавинных фотодиодов
- 70 Нелинейности измерителя скорости воздушного потока и ПНЧ компенсируют друг друга
- 76 Проходной транзистор снижает падение напряжения
- 78 Нулевое смещение детектора обеспечивает высокую чувствительность и сверхнизкое потребление
- 80 Разработка широкополосного аналогового измерителя тока и напряжения
- 88 Двухходовый УВХ без внешних резисторов
- 91 В рукаве тестера «реальной целостности» цепей скрыто множество хитростей
- 94 Схема работает при переменных напряжениях до 540 В
- 96 Широкополосный генератор случайного шума
- 99 Транзистор усиливает ток регулятора
- 100 Схема продлевает срок службы батареи
- 102 Активная нагрузка для имитации аккумулятора
- 104 Компенсация температурной зависимости параметров пьезоэлектрических прецессионных гироскопов
- 106 Усовершенствованная версия неизолированного емкостного преобразователя питания
- 110 Сигма-дельта изолирующий усилитель для передачи низких частот
- 112 Измеритель внутреннего сопротивления батареи
- 114 DC/DC преобразователь с комплементарной парой одновременно удваивает и инвертирует напряжение питания
- 116 Декодер Шеннона встречается с UART
- 120 Термостат на основе транзистора с самоподогревом не нуждается в калибровке
- 124 Твердотельный автоматический выключатель на основе изолированного драйвера
- 125 Квазирезонансный обратноточный преобразователь легко заряжает накопительные конденсаторы
- 128 ПНЧ с напряжением питания 3.3 В
- 131 Схема устраняет синфазную проводимость

# «Сделано в Сколтехе»: представлены опытные образцы отечественной базовой станции LTE

В апреле 2023 года, через шесть месяцев после начала работ над отечественной базовой станцией LTE, специалисты Сколтеха запустили первый функциональный опытный образец решения. В ходе тестов в лаборатории института совершены голосовые вызовы с использованием VoLTE, а также реализована передача данных со скоростью до 97.75 мегабит в секунду.



Работы проводятся Сколтехом в рамках задач поднаправления 5 «Разработка базовой станции 4G/5G Open RAN операторского класса» утвержденной дорожной карты «Современные и перспективные сети мобильной связи», которую курирует Минцифры РФ. Проект реализуется командой Проектного центра беспроводных технологий Сколтеха, в который входит Центр компетенций НТИ по технологиям беспроводной связи и интернета вещей. Мероприятия проводятся при поддержке Фонда НТИ и опираются на уникальные знания, опыт и наработки института, полученные при создании первой отечественной базовой станции 5G.

Разработка действующего опытного образца с поддержкой технологии 4G/LTE заняла полгода. В лаборатории института, где продолжается отладка первой отечественной базовой станции 5G, специалисты Сколтеха совершили звонок по LTE-сети с использованием технологии VoLTE, а также проверили возможности станции для предоставления мобильного доступа в интернет. В тестах, проведенных 27 апреля 2023 года, достигнута

стабильная скорость передачи данных на уровне 100 мегабит в секунду.

Созданное в Сколтехе решение включает в себя доработанное программное обеспечение 5G/LTE, а также первые прототипы приемопередающего устройства и другие модули.

Решение создано в полном соответствии с международными стандартами 3GPP и OpenRAN. Многолетний опыт и успехи Сколтеха в разработке технологий мобильной связи пятого поколения, а также наличие действующих образцов первой отечественной базовой станции 5G позволили обеспечить поддержку сразу двух протоколов связи: 5G и LTE (4G).

LTE-решение Сколтеха поддерживает полосу частот 2500–2690 МГц (LTE Band 7). Этот диапазон широко используется отечественными сетями 4G. Решение будет адаптировано и для других полос частот по согласованию с российскими операторами. Благодаря модульной конструкции базовой станции, поддержке сразу двух стандартов 5G/LTE и современной функциональности, разработка обладает экспортным потенциалом.

Поддержка стандартов открытой архитектуры OpenRAN позволяет решению Сколтеха стать открытой платформой, компоненты для которой могут создаваться другими российскими разработчиками. Таким образом, институт продолжает твердо придерживаться концепции широкого вовлечения отечественных игроков в процесс формирования в стране собственной телекоммуникационной экосистемы.

Разработка отечественной базовой станции LTE в настоящий момент осуществляется Сколтехом в инициативном порядке. Госфинансирование проекта предусмотрено дорожной картой «Современные и перспективные сети мобильной связи», но пока не доведено до института.

«Может показаться, что если ты разработал первую отечественную базовую станцию 5G, то прикрутить к ней поддержку LTE – это ерунда, пустяк. Могу уверенно сказать: это не так. Доработки затронули все элементы – от

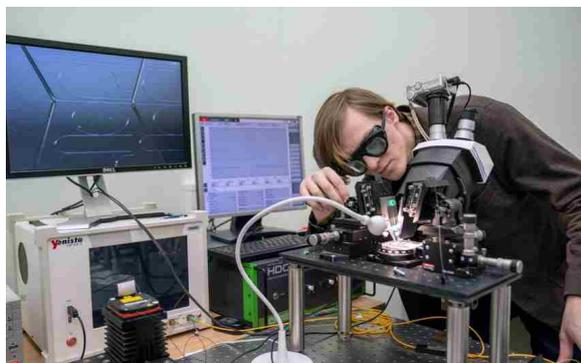
нашего программного обеспечения, которое управляет сетью, до радиомодулей. Конечно, наша приверженность открытым решениям и международному стандарту Open RAN позволила создать действующий прототип в кратчайшие сроки, однако работы впереди еще много. По нашей оценке, первую версию продукта, пригодного для тестирования в

реальных сетях, мы сможем представить осенью этого года. Следующим этапом будет плотная работа с операторами. Мы приложим все усилия, чтобы довести решение до состояния, когда оно будет работать стабильно, если не сказать – идеально», – рассказал Дмитрий Лаконцев, директор Проектного Центра беспроводных технологий Сколтеха.

## Ученые ЛЭТИ разработали ячейку оперативной памяти для оптических компьютеров будущего

*Запись информации на новом устройстве при помощи импульсов света разной интенсивности стала возможна благодаря физическому эффекту, изученному исследователями СПбГЭТУ «ЛЭТИ».*

Сегодня современные электронные вычислительные машины подходят к пределу своих возможностей по соотношению производительности к энергозатратам. Поэтому научные группы по всему миру разрабатывают альтернативные подходы к построению компьютеров, которые будут более компактными, энергоэффективными и быстродействующими.



Одним из относительно новых и перспективных исследовательских направлений в данной сфере является радиофотоника, которая исследует способы генерации, передачи и обработки сигналов с помощью электромагнитных волн оптического диапазона. В последние годы было показано, что принципы фотоники могут быть использованы для создания компактных интегральных вычислительных устройств, которые будут обладать рядом преимуществ по сравнению с обычной электроникой. Однако для их произ-

водства требуется разработать материалы, компоненты и технологии производства.

«Мы разработали оптическую ячейку памяти, которая представляет собой кольцевой микрорезонатор, способный под действием лазера изменять свои характеристики и демонстрировать два различных стабильных состояния. Мы можем переключаться между ними, регулируя мощность оптического сигнала, который подается в кольцо. По аналогии с записью информации на обычных элементах памяти одно состояние соответствует нулю, а другое единице», – рассказал доцент кафедры физической электроники и технологии (ФЭТ) СПбГЭТУ «ЛЭТИ» Андрей Александрович Никитин.

Создание оптической ячейки памяти стало возможно благодаря тому, что ранее ученые ЛЭТИ обнаружили эффект зарядовой бистабильности – существования двух различных стабильных состояний в зависимости от предыстории резонансной системы, – возникающей за счет двухфотонного поглощения.

Ячейка представляет собой кольцевой микрорезонатор диаметром 256 мкм и толщиной 0,25 мкм, изготовленный по технологии кремний-на-изоляторе. Устройство выполнено по широко распространенной методике изготовления компонентов для полупроводниковой электроники – КМОП (комплементарная структура металл-оксид-полупроводник). Результаты исследования опубликованы в научном журнале *Optics Communications*.

«Наша разработка может использоваться для конструирования оперативной памяти оптических компьютеров и других вычислительных устройств нового поколения, которые в своей работе используют принципы радиофотоники. Необходимо отметить, что наши эксперименты по проверке концепции были проведены на сравнительно крупном экспериментальном образце кольцевого резонатора, размеры которого могут быть значительно уменьшены. Производить такие оптические ячейки можно с применением уже существующих технологий, что в будущем открывает широкие возможности для внедре-

ния», – добавил руководитель лаборатории магноники и радиофотоники, профессор кафедры ФЭТ СПбГЭТУ «ЛЭТИ» Алексей Борисович Устинов.

Разработка методологии, компонентной базы и прототипов устройств на новых физических принципах в ЛЭТИ проводится в лаборатории магноники и радиофотоники им. Б.А. Калиникова, которая была создана в СПбГЭТУ «ЛЭТИ» в 2021 году в рамках мегагранта Правительства Российской Федерации. Так, ранее сотрудники лаборатории разработали нелинейный фазовращатель для новых видов вычислительных устройств.

## Ученые ТУСУРа придумали, как защитить радиоэлектронную аппаратуру от электромагнитных импульсов без дополнительных затрат

*На технологию модального резервирования получен новый грант от Российского научного фонда.*

Необходимость защиты электронных компонентов от электромагнитных импульсов очень остро стоит перед мировым научным сообществом. От этого зависит эффективность практически любого оборудования, особенно космических спутников и беспилотных летательных аппаратов. Основная проблема заключается в том, что любые способы защиты означают дополнительные затраты на производство, а также делают оборудование более громоздким.

Сотрудники научно-исследовательской лаборатории «Фундаментальных исследований по электромагнитной совместимости» разработали метод модального резервирования, который позволяет достичь высокого уровня защиты без дополнительных затрат. Суть метода заключается в том, что для защиты используются уже имеющиеся резервные проводники. Изначально они являются просто запасными деталями, которые необходимы в случае отказа основных компонентов. Но благодаря свойству, обнаруженному учеными ТУСУРа, запасные проводники становятся защитными фильтрами, потому что их



электромагнитные взаимосвязи позволяют разложить воздействующий на аппаратуру импульс помехи на несколько импульсов в несколько раз меньшей амплитудой.

«Изначально у каждого проводника была функция только передавать сигнал, а в модальном резервировании каждый проводник превращается в фильтр. И откуда бы ни взялась помеха, проводник будет ослаблять сигнал по мере распространения. Каждый проводник становится защитником за 0 рублей и 0 граммов по массе. Защита из ничего. В решении изобретательских задач есть

такой принцип – идеального конечного результата. Самой надежной деталью является та деталь, которой нет, а функция ее выполняется. И в данном случае у нас нет специального защитного устройства, а его функции выполняются каждым проводником», – рассказал заведующий кафедрой телевидения и управления Тальгат Газизов.

Данный метод исследуется уже несколько лет, на его разработку получено несколько грантов, а результат работы воплотился в ряде полученных патентов. Новый грант от РНФ в размере 7 миллионов рублей, получен на продолжение проекта под названием «Многокритериальная оптимизация порядка переключения после отказов при многократном модальном резервировании цепей». Руководителем проекта является профессор кафедры телевидения и управления ТУСУРа Александр Заболоцкий.

В ходе предыдущей работы ученые выявили ряд новых задач, которые и планируют-

ся решить в ближайшие годы в рамках полученного гранта. Так, предстоит выявить и исследовать новые структуры связанных проводников, позволяющих модальному резервированию с удалением проводников каналов друг от друга для повышения живучести, например, обстреливаемого беспилотного летательного аппарата. Также планируется получение крайне важного результата ослабления вредного воздействия числу каналов при модальном резервировании, за счет новых печатных и кабельных структур с симметрией из 6, 8, 12 и 16 проводников. Будут исследованы изменения характеристик многократного модального резервирования при экстремальных (от  $-50$  до  $+150$  градусов Цельсия) температурах. Наконец, ученые планируют упростить монтаж компонентов и удешевить способы реализации за счет использования и оптимизации новой, недавно запатентованной структуры печатной платы.

## НТЦ Модуль представляет новый серверный нейроускоритель на отечественных процессорах

NM Quad – высокопроизводительный вычислительный модуль, предназначенный для реализации нейронных сетей, цифровой обработки сигналов и изображений.



Изделие актуально для применения в составе специализированных высокопроизводительных вычислительных комплексов, суперкомпьютеров, серверов, центров обработки данных, в системах машинного зрения, цифровой обработки сигналов и изображений.

В основе устройства – четыре многоядерных DSP-процессора K1879BM8Я на базе оригинальной векторно-матричной архитектуры NeuroMatrixCore 4. Благодаря своей высокой производительности, изделие может обрабатывать большие массивы данных в режиме реального времени.

Комментирует Халиль Эль Хажж, руководитель отдела маркетинга НТЦ Модуль:

«Сегодня на отечественном рынке нейроускорителей отсутствуют аналоги NM Quad: модуль построен на базе сразу четырех нейропроцессоров K1879BM8Я и предоставляет производительность в 2 TFLOPS для данных в формате fp32 и 0.5 TFLOPS для fp64».

Безусловное преимущество нового нейроускорителя – гибкая настройка под задачи пользователя. Каждый из 4 процессоров K1879BM8Я содержит 4 независимых вычислительных кластера с 4 ядрами NMC4 в каждом. В рамках процессора пользователь имеет возможность самостоятельно выбрать режим работы устройства – обрабатывать

данные всеми четырьмя кластерами сразу, либо дать каждому кластеру свою задачу. Такой подход масштабируется на 4 процессора K1879VM8Я. Таким образом, в распоряжении пользователя оказываются сразу 16 вы-

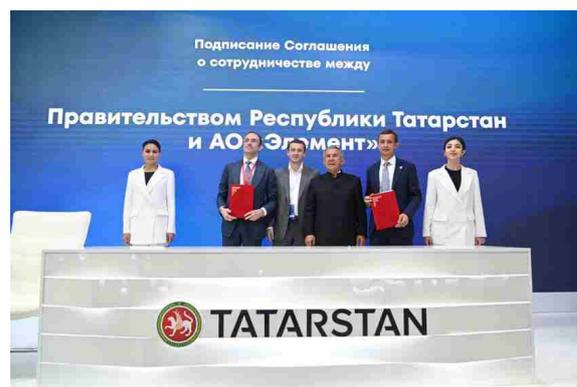
числительных кластеров, каждый из которых может быть настроен на индивидуальную независимую задачу, либо задействован в нужном пользователю количестве для параллельной обработки данных.

## ГК «Элемент» будет развивать высокотехнологичную микроэлектронику в Татарстане

ГК «Элемент» будет сотрудничать с Правительством Республики Татарстан в сфере разработки высокотехнологичной микроэлектроники. Соответствующее соглашение было подписано в рамках Петербургского международного экономического форума.

Как отмечается в тексте соглашения, стороны займутся реализацией мероприятий согласно Концепции технологического развития, утвержденной Правительством РФ. Будут созданы условия для организации новых производств полупроводниковой и микроэлектронной продукции, а также для разработки такой продукции с участием предприятий и дизайн-центров Республики Татарстан.

Согласно документу, также планируется развивать сферу микроэлектроники путем реализации образовательных проектов.



Петербургский международный экономический форум – это ежегодное мероприятие, которое проходит при участии Президента Российской Федерации. В прошлом году форум посетили более 14,000 человек из 130 стран мира. Среди участников – главы государств, руководители крупнейших компаний и ведущие мировые эксперты.

## «Росэлектроника» начала выпуск компактных станций спутниковой связи

Холдинг «Росэлектроника» Госкорпорации Ростех начал поставки компактных спутниковых станций для организации широкополосной связи в полевых условиях. Оборудование способно работать при экстремальных температурах, высоких ветровых нагрузках и при этом помещается в обычный рюкзак.

Новая радиостанция, разработанная НПЦ «Вигстар» (входит в «Росэлектронику»), обеспечивает скорость передачи информации по спутниковому каналу связи от 2 до 4 Мбит/с. Общий вес изделия в зависимости от моди-



фикации составляет от 5 до 10 кг, диаметр разборной антенны – 55 см, а развертывание радиостанции занимает не более 2 минут. Оборудование способно работать при температуре от –45 до +55 °С и выдерживает жесткий шторм со скоростью ветра до 30 м/с.

Разработка отличается простотой настройки и представляет собой универсальную платформу, совместимую с широким спектром модемного оборудования. Благодаря сменным облучателям радиостанция способна работать в Ku-, Ka- и Q/Ka - диапазонах частот.

Изделие включено в состав мобильных узлов связи для работы в условиях чрезвычайных ситуаций (МУС ЧС). Комплексы на базе специализированного автомобиля КАМАЗ повышенной проходимости выпуска-

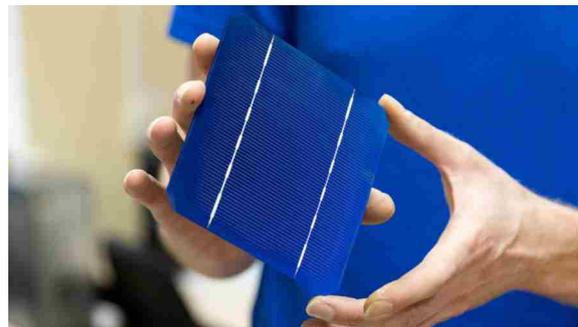
ются Рязанским радиозаводом (входит в «Росэлектронику») и поставляются МЧС России.

«Новая радиостанция – это инициативная разработка НПЦ «Вигстар» для гражданского рынка, не имеющая отечественных аналогов и не уступающая по техническим характеристикам зарубежной аппаратуре. Решение может применяться не только службами экстренного реагирования, оборудование позволяет оперативно организовать спутниковый канал, например, во время ремонтных работ на удаленных промышленных объектах или обеспечить связь при проведении выездных мероприятий. Первые серийные изделия уже отгружены Рязанскому радиозаводу для оснащения МУС ЧС», – рассказал генеральный директор НПЦ «Вигстар» Анатолий Попович.

## Физики УрФУ повысили эффективность солнечных батарей на 10%

Физики Уральского федерального университета повысили эффективность солнечных панелей. Они добавили дополнительный конструкционный слой – наночастицы оксида гадолиния с ионами эрбия – на поверхность кремниевых ячеек и таким образом улучшили КПД. В лабораторных условиях прирост эффективности прототипа по сравнению с обычной кремниевой ячейкой составил 10%. Показатели панелей в окружающей среде – в дождь, с перепадами температуры и при других погодных условиях – ученые будут проверять до конца года. Особенности нового материала, его структура и показатели эффективности описаны в *Journal of Luminescence*. Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России по программе «Приоритет–2030».

«Мы взяли за основу кремниевые солнечные элементы, так как это „классический“ вариант. У таких ячеек предел эффективности – без побочных факторов, которые ведут к потерям КПД – 29 %, – поясняет соавтор разработки, старший научный сотрудник лаборатории „Физика функциональных материалов углеродной микро- и оптоэлектроники“ УрФУ Юлия Кузнецова – Если мы говорим о многослойных (тандемных) системах, то там,



в зависимости от используемых материалов, предел эффективности варьируется от 21 до 33%. Наша разработка подойдет и для кремниевых, и для других солнечных панелей. Дополнительный конструкционный слой поможет улучшить эффективность любых ячеек».

На сегодня разработки по повышению эффективности солнечных панелей ведутся по двум направлениям – расширению диапазона солнечного света, который участвует в преобразовании энергии, и снижению потерь при работе (к примеру, добавляют антиотражающее покрытие или светопоглощающие элементы, чтобы на ячейку попадало больше света). Материал физиков УрФУ расширяет спектральный диапазон работы ячеек.

«Аналогичные зарубежные разработки, конечно, существуют. Но там, как правило, используют другие материалы полупроводникового типа – перовскиты, которые на сегодня очень популярны. Мы пошли по другому направлению и используем диэлектрик. Особенность диэлектрика в том, что он эффективно поглощает ультрафиолетовое излучение (область низких длин волн, от 200 до 400 нанометров). Таким образом за счет свойств диэлектрика – эффективного

поглощения именно ультрафиолетового излучения – мы и расширили диапазон и повысили эффективность. В этом и заключается особенность нашей работы. Полупроводники, в свою очередь, не столь эффективно поглощают ультрафиолет и не в полной степени используют спектральный диапазон солнечного излучения», – говорит соавтор исследований доцент кафедры редких металлов и наноматериалов УрФУ Максим Машковцев.

## «Электромашина» открыла уникальный электрозаправочный комплекс Elli

НПО «Электромашина» концерна «Уралвагонзавод» торжественно открыло электрозаправочный комплекс с уникальной быстрозарядной станцией на 150 кВт, аналогов которой нет в России. Строительство таких станций предусмотрено программой правительства РФ и предполагает возмещение 60% фактической стоимости станции.



Выставочный образец быстрозарядной электрозаправочной станции Elli представлен в эти дни в рамках выставки на форуме «От импортозамещения к технологическому суверенитету». Утром 9 июня выставочный стенд НПО «Электромашина» посетил полномочный представитель президента РФ в УрФО Владимир Якушев и губернатор Челябинской области Алексей Текслер. В этот же день в Челябинске состоялось торжественное открытие электрозаправочного комплекса, разрабо-

танного и построенного по инициативе НПО «Электромашина». На открытии присутствовали заместитель губернатора Челябинской области Иван Куцевляк, министр экономического развития Наталья Лугачева, глава администрации Ленинского района Александр Орел, а также потенциальные заказчики электрозаправочного оборудования.

Впервые электрозаправочная станция мощностью 150 кВт была представлена на промышленной выставке «Иннопром» в Екатеринбурге летом прошлого года. На территории России станции такой мощности не производятся. Данная электрозаправочная станция позволяет зарядить машину на 80% всего за 20 минут. Кроме нее в открывшемся комплексе представлена станция для медленной зарядки на 44 кВт.

В целом электрозаправочный комплекс представляет собой инфраструктурный проект, оснащенный интеллектуальной системой Amasis 2.0, которая обеспечивает видеоналитику, экомониторинг и возможность раздачи бесплатного Wi-Fi. Открывшийся комплекс расположен рядом с дорогой с высоким трафиком движения. Посетители комплекса, приехавшие для зарядки автомобиля, смогут во время ожидания выпить чашку кофе или пообедать в расположенном поблизости кафе.

Предприятие готово предложить комплексное решение благоустройства ЭЗС «под ключ» в любом месте на территории России.

По задумке разработчиков, электрозаправочный хаб, который может включать в себя одну или несколько станций, подразумевает непосредственно оборудование самих зарядных станций, строительно-монтажные работы и адаптированную интеллектуальную систему Amasis 2.0.

Челябинская область включена в пилотный регион по развитию сети зарядных станций. В связи с этим организована совместная работа с Министерством экологического развития Челябинской области и Министерством промышленности, новых технологий и природных ресурсов Челябинской области по использованию зарядных станций НПО «Электромашина» в пилотном регионе. Кроме того, ведутся переговоры с владельцами бензозаправочных сетей о размещении зарядных станций Elli на их площадках.

«Важно отметить, что правительство России утвердило правила распределения субсидий из бюджета на установку зарядных станций для электромобилей. Таким образом, наши потенциальные заказчики, инициаторы установки электрозаправочных станций могут рассчитывать на софинансирование из бюджета. Субсидия на одну зарядную станцию составит 60% от ее фактической стоимости. Есть определенные технические требования, одно из которых – станция должна быть российского производства минимальной пиковой мощностью 150 кВт. Софинансирование создания станций будет идти только на пилотных территориях, к которым, в частности, относится и наш регион», – отметил директор по стратегическому и инновационному развитию АО «НПО «Электромашина» Леонид Зелепухин.

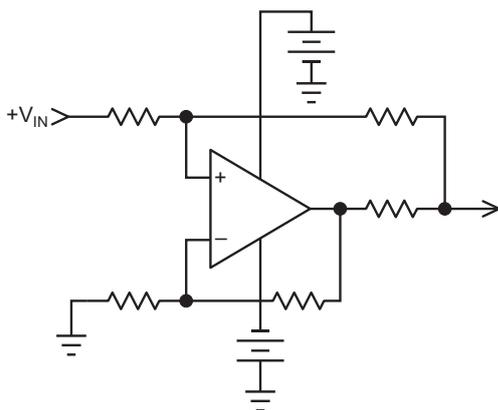
# Простой точный источник двунаправленного тока

Jerry Steele

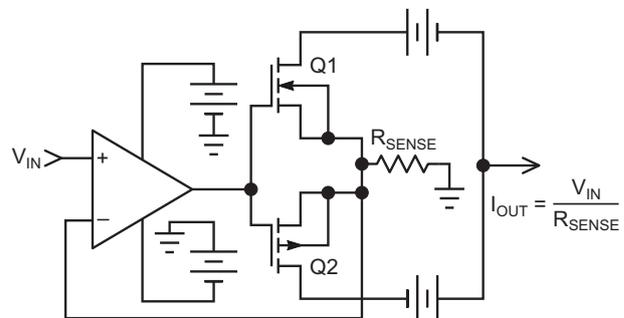
EDN

Конструирование двунаправленного источника тока для заземленной нагрузки всегда будет сопряжено с некоторыми сложностями. Чаще всего для этой функции используется усовершенствованный токовый насос Хаулленда, показанный на Рисунке 1. Для насоса Хаулленда требуются тщательно подобранные резисторы или резисторные сборки. В качестве альтернативы можно использовать прецизионные дифференциальные усилители, хотя для получения необходимых характеристик все же может потребоваться некоторая подстройка.

Схема, показанная на Рисунке 2, которую в этой статье мы будем называть «Простой



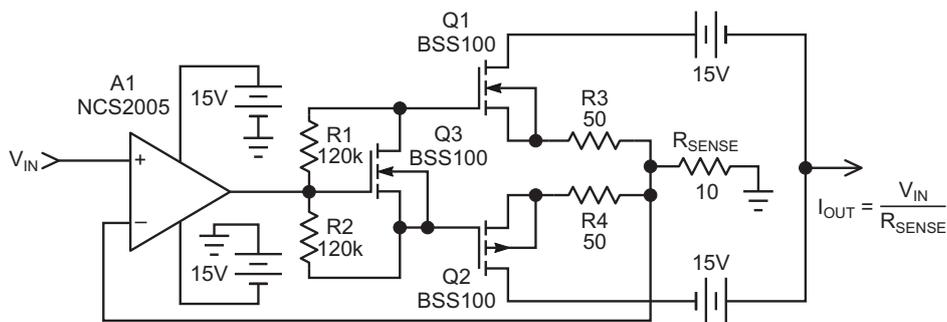
**Рисунок 1.** Классическая улучшенная схема Хаулленда используется в качестве двунаправленного источника тока для заземленных нагрузок. Для достижения высокой точности и хороших характеристик эта схема требует строгого подбора и согласования номиналов компонентов.



**Рисунок 2.** Эта простая схема источника тока обеспечивает высокую точность с помощью единственного резистора за счет плавающих источников питания выходного каскада. Как покажет проверка на веб-сайте вашего любимого дистрибьютора, двухканальные изолированные DC/DC преобразователи легко доступны для разных уровней мощности.

источник», выполняет ту же функцию с помощью лишь одного точного резистора. В первом абзаце было отмечено, что всегда возникают какие-то осложнения. В данном случае потребуется добавить изолированный двуполярный источник питания – недорогой и легко доступный.

Схема на Рисунке 2, представляет собой операционный усилитель с простым выходным буфером на MOSFET. (При желании можно использовать биполярный транзистор). Обратная связь берется с истоков MOSFET с заземленного резистора  $R_{SENSE}$ . Вы заметите, что это начинает напоминать классическую комбинацию однонаправленного операционного усилителя и MOSFET,



**Рисунок 3.** Реальная схема, использованная при тестировании источника тока для заземленной нагрузки. 50-омные резисторы в истоках транзисторов Q1 и Q2 устраняют звон MOSFET при быстрых переходах. В эту схему включен транзистор Q3 умножителя напряжения затвор-исток, обеспечивающий смещение для работы в режиме A/B, необходимом при тестировании высокочастотных переходных характеристик.

используемую для создания источника тока. Единственным усложнением является необходимость в плавающих источниках питания на стоках MOSFET, когда выход берется от средней точки источников питания. Точность коэффициента усиления в основном зависит только от токоизмерительного резистора, когда операционный усилитель работает в конфигурации с единичным усилением (коэффициент усиления можно увеличить, хотя к списку прецизионных компонентов придется добавить еще два резистора).

Наряду с преимуществом в точности, эта схема обеспечивает лучшую частотную характеристику при работе на индуктивные нагрузки, поскольку нагрузка не находится в контуре обратной связи, как в случае насоса Хауланда. Односторонняя (в основном) передаточная функция выходного MOSFET изолирует контур от нагрузки, по крайней мере, до тех пор, пока не будет превышен допустимый динамический диапазон. Для сравнения, улучшенная схема Хауланда может потребовать серьезной компенсации индуктивных нагрузок с сопутствующим уменьшением полосы пропускания.

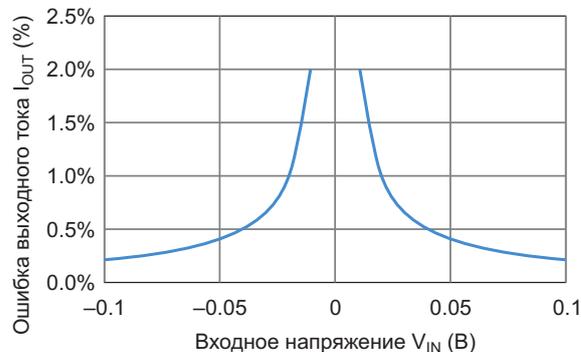
Обратите внимание, что в упрощенной схеме на Рисунке 2 отсутствует смещение MOSFET для режима A/B. Это может не представлять проблемы для приложений постоянного тока или низкой частоты. Протестированная реальная схема, показанная на Рисунке 3, включает в себя умножитель напряжения затвор-исток, добавляющий MOSFET и пару резисторов смещения для работы в режиме A/B, что необходимо для

устранения искажений типа «ступенька», поскольку схема будет использоваться для проверки переходных характеристик.

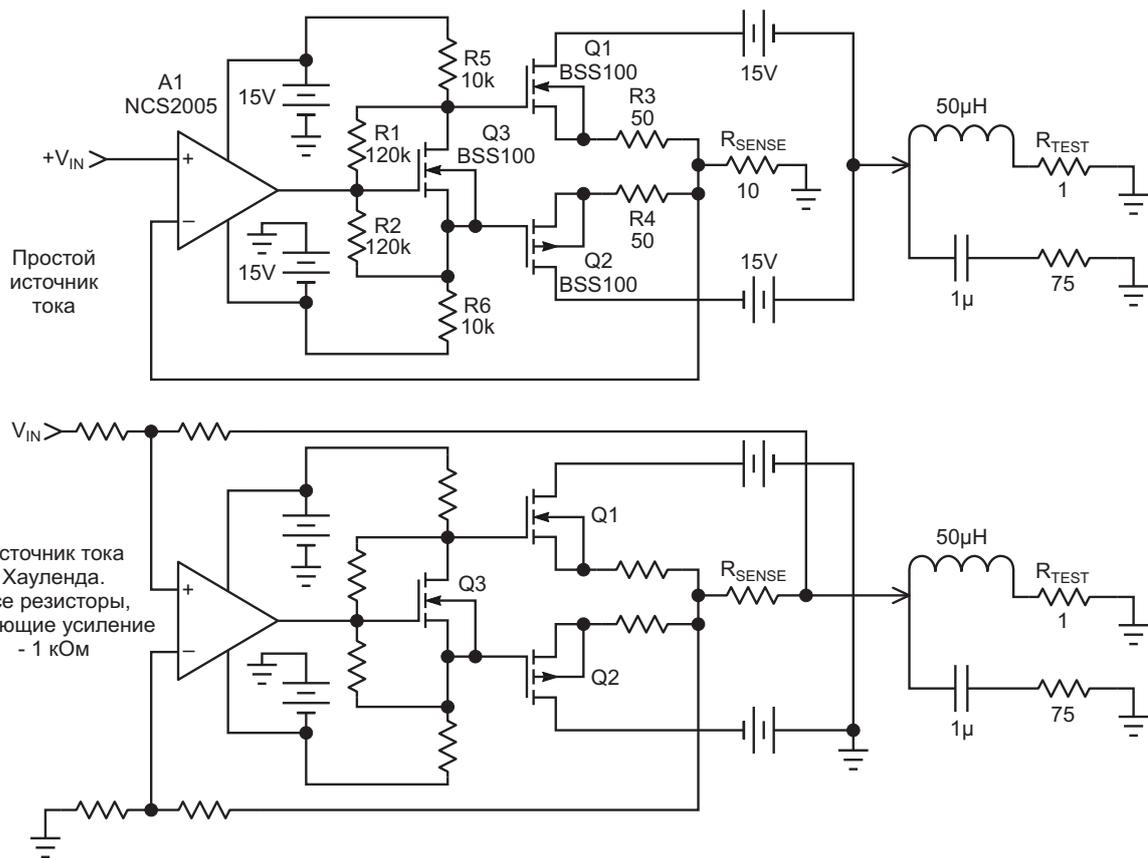
### Результаты тестирования

Проверка схемы Хауланда на точность была бы несправедливой, поскольку ее точность пропорциональна длительности вложенных в нее усилий, в чем как раз и заключается смысл Простых источников. Достаточно сказать, что в конечном счете обеспечить высокую точность может любая схема, но Простой источник значительно упрощает эту задачу.

Результаты проверки точности представлены графиком ошибки выходного тока при использовании резистора  $R_{SENSE}$  с допустимым отклонением сопротивления 0.1%. Все испытания заключались в оценке характеристик при выходном токе до  $\pm 10$  мА. На Рисунке 4 показана зависимость ошибки выходного тока от входного напряжения.



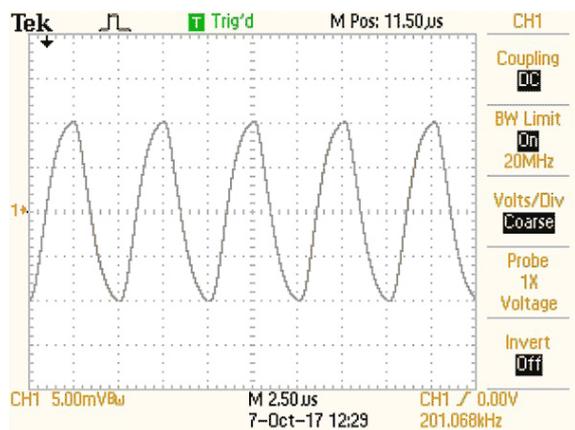
**Рисунок 4.** Выходная ошибка схемы на Рисунке 3 в диапазоне токов  $\pm 10$  мА.



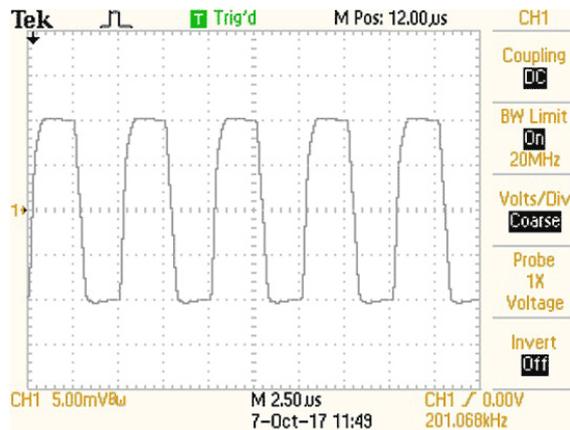
**Рисунок 5.** Тестовые схемы для сравнения динамических характеристик Простого источника (вверху) и схемы Хауланда (внизу). Выходной сигнал наблюдался на резисторе  $R_{TEST}$ .

Чтобы показать преимущество этой схемы при работе на индуктивную нагрузку, ее сравнили со схемой Хауланда; при этом обе схемы были нагружены дросселем индуктив-

ностью 50 мкГн. Схема на Рисунке 5 приведена для того, чтобы показать, как Простой источник был переконфигурирован в источник тока Хауланда. В каждом случае вых-



**Рисунок 6.** Прямоугольные импульсы тока  $\pm 10$  мА на выходе источника Хауланда показывают, что 200 кГц фактически выходят за границы его частотной характеристики. Завал фронтов является следствием компенсации, необходимой для устранения выбросов и звона.



**Рисунок 7.** При частоте прямоугольных импульсов 200 кГц Простой источник демонстрирует достойные характеристики, поскольку индуктивная нагрузка не входит в контур обратной связи. Компенсация устраняет звон, обусловленный влиянием выходной емкости.

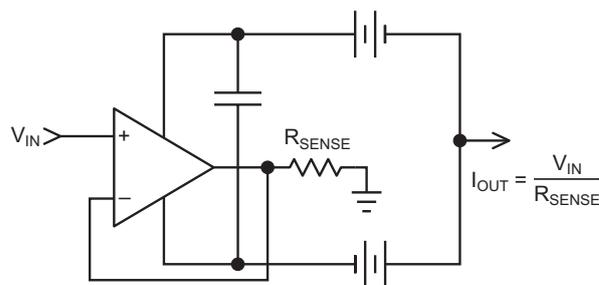
ной ток наблюдался на безындуктивном резисторе 1 Ом, включенном последовательно с дросселем 50 мкГн.

Для обеих схем нужны цепи компенсации, подключаемые параллельные дросселю, но по разным причинам. В случае Простого источника выходная емкость и индуктивность нагрузки требуют снабберной цепи для подавления звона. Схема Хауланда также склонна к звону, большая часть которого обусловлена дросселем в цепи обратной связи. Параметры элементов компенсации были определены эмпирически при подаче на вход прямоугольных импульсов. В каждом случае следует начинать с резистора, параллельного дросселю, сопротивление которого уменьшают до тех пор, пока не сгладятся выбросы и звон. Затем подключают конденсатор и уменьшают его емкость до тех пор, пока выбросы и звон не начнут появляться снова.

Чтобы сравнение было содержательным, испытания проводились на максимально возможной частоте 200 кГц. Осциллограммы на Рисунках 6 и 7 показывают, что 200 кГц выходят за границы частотной характеристики схемы Хауланда.

## Все может быть проще

В случае если схемы на Рисунках 2 и 3 сложнее, чем вам нужно, и вы готовы пожертвовать некоторыми характеристиками, можно использовать простейший из возможных подходов, показанный на Рисунке 8. Среди бросающихся в глаза очевидных отличий – то, что теперь выводы питания операционного усилителя участвуют в формировании выходного сигнала, и динамический диапазон ограничен минимальным напряжением питания усилителя. Собственный ток потребления протекает между шинами питания и при использовании КМОП операционных усилителей практически не влияет на точность выходного сигнала, но при использовании биполярных операционных усилите-



**Рисунок 8.** Простейшая возможная реализация токового выхода в этой схеме с более низким выходным сопротивлением и ограниченными выходными характеристиками. Кроме того, необходимо будет проверить работоспособность выбранного операционного усилителя в этой схеме, так как некоторые типы могут работать плохо из-за плавающих источников питания. (Если вы не склонны к авантюрам, сопротивление  $R_{SENSE}$  должно быть больше 1 кОм).

лей можно ожидать погрешность в несколько процентов. Блокировка по питанию может быть проблемой, хотя можно использовать блокировочные конденсаторы, включаемые непосредственно между шинами. Автор в течение некоторого времени использовал эту схему в качестве токового адаптера на выходе анализатора цепей для измерения выходного импеданса операционных усилителей. Схема не тестировалась на большом количестве типов операционных усилителей. Хотя многие из них будут работать здесь нормально, найдутся операционные усилители, которые не подойдут для этой схемы.

Предостережение по поводу моделирования этой схемы. Не все SPICE модели операционных усилителей правильно моделируют протекание тока нагрузки через выводы питания, что важно для моделирования этой схемы. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet onsemi NCS2005](#)
2. [Datasheet Fairchild BSS100](#)

# Моя любимая конструкторская идея всех времен...

Steve Hageman

EDN

Редакторы EDN скажут вам, что раздел «Design Ideas» (DI, конструкторские идеи) является самым популярным разделом сайта. Это восходит к печатным изданиям, где DI был первым разделом, к которому большинство, если не все читатели, обращались в первую очередь при получении нового номера. Этот раздел был настолько популярен в 1990-х

годах, что Linear Technology размещала в нем платную рекламу со своими оригинальными схмотехническими идеями. Некоторые из них до сих пор хранятся в моем архиве.

Design Ideas были и остаются сообществом, в котором обычные рядовые читатели могут поделиться с журналом какой-нибудь концепцией, умной схемой или решением

## Snowplow for Clearing Sidewalks

The illustration shows a V-shaped plow made of boards and attached to the shank of an ordinary garden plow after removing the shovel. Each board is 10 in. wide and 2 ft. long. The rear ends are 2 ft. apart, braced with a crosspiece, fastened securely as shown.



The Shovel is Attached to the Shank of a Garden Plow and Used as When Plowing Soil

This plow surpasses a snow shovel many times for ease and speed.—Contributed by Dr. J. S. Burnett, Plymouth, Ohio.

**Рисунок 1.** Концепция предложенных читателями решений проблем уходит корнями в далекое прошлое. Эта статья была опубликована в январском номере журнала «Популярная механика» за 1914 год.

**Текст на рисунке:**

### Снегоочистительный плуг для очистки тротуаров

На рисунке показан V-образный плуг, изготовленный из досок и прикрепленный к рукоятке обычного садового плуга после снятия лемеха. Каждая доска имеет ширину 10 дюймов и длину 2 фута. Задние концы находятся на расстоянии 2 футов друг от друга, скреплены перемычкой и надежно закреплены, как показано на рисунке.

### Лемех крепится к черенку садового плуга и используется как при вспашке почвы

Этот плуг во много раз превосходит снеговую лопату по простоте использования и скорости. — Предоставлено доктором Дж. С. Бернеттом, Плимут, штат Огайо.

проблемы, потратив всего несколько часов на то, чтобы нарисовать схему и написать о ней 500 или около того слов.

Конечно, концепция конструкторских идей возникла еще до появления EDN или любого другого журнала по электронике. Мое первое знакомство с концепцией конструкторской идеи произошло в издаваемом лигой ARRL журнале QST [1], в каждом номере которого был раздел «Hints and Kinks» (Подсказки и хитрости) [2]. Даже тогда это был самый интересный раздел журнала. ARRL также издавала сборники «Hints and Kinks» в виде отдельных книг, и я помню, как неоднократно брал их в библиотеке. Другим они тоже нравились, так как это были хорошо изданные книги.

Но концепция конструкторской идеи появилась еще до QST. В публикациях Mechanics Illustrated также было много страниц, посвященных материалам, присланным читателями. На Рисунке 1 показана конструкторская идея из журнала «Популярная механика» за январь 1914 года [3].

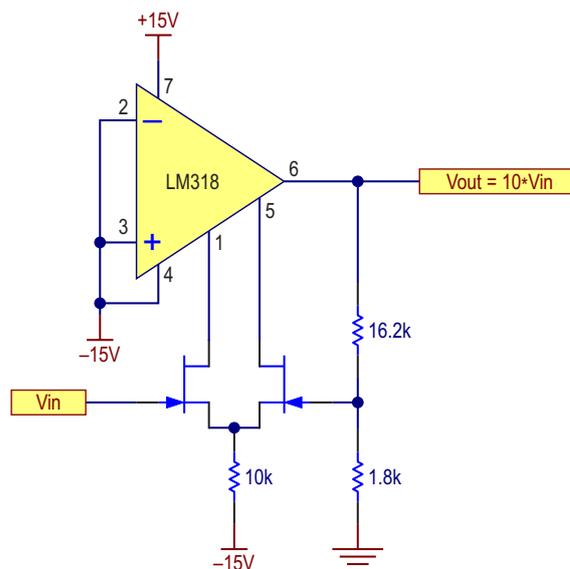
Одним словом, я уверен, что концепция конструкторской идеи восходит, вероятно, к первому когда-либо напечатанному журналу, где какой-то редактор превратил «письмо в редакцию» в повторяющийся раздел издания.

Но какими бы ни были первоначальные истоки, концепция была и остается очень популярной.

## Моя самая запоминающаяся конструкторская идея всех времен

Я не уверен в точной дате и не могу найти оригинал публикации или автора (возможно, какой-то читатель сможет сделать это), но самая запоминающаяся конструкторская идея, которую я когда-либо видел, была связана с обходом входного каскада микросхемы операционного усилителя с помощью пары полевых транзисторов с р-п переходом, образующих своего рода гибрид Франкенштейна – дискретный усилитель на микросхеме (Рисунок 2). Насколько я помню, идея датируется серединой 1980-х, плюс-минус десять лет.

На мой взгляд, это было идеальное сочетание возможности использовать любой входной интерфейс с упрощением всех выходных каскадов за счет использования остальных внутренних компонентов микросхемы LM318.



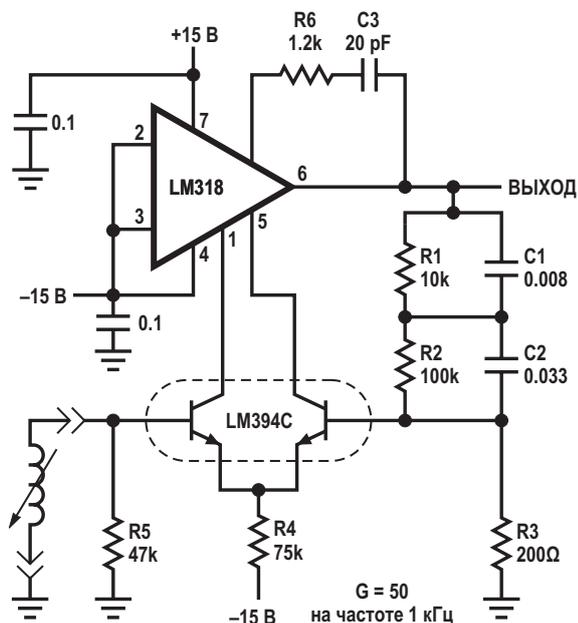
**Рисунок 2.** Моя любимая конструкторская идея, нарисованная по памяти. Умная идея использования всех внутренних выходных каскадов LM318 вместе с выбираемым пользователем входным каскадом оказалась универсальной и привлекательной для меня и других, и в последующие годы она использовалась еще много раз.

Я использовал эту концепцию один или два раза в испытательных стендах, потому что это было забавно, а National Semiconductor LM318 был очень приличным операционным усилителем для своего времени, способным установиться в 10-битной области менее чем за микросекунду. Мне также была знакома сборка 2N5912, представлявшая собой сдвоенный малошумящий полевой транзистор с малой емкостью в корпусе TO-100, которую я использовал в своих проектах [4]. Мы также покупали этот транзистор у National Semiconductor, так что, благодаря этой конструкторской идее, National Semiconductor, продавая LM318, продавала еще и 2N5912. Им следовало бы выплатить комиссионные автору оригинала.

## Другим это тоже понравилось

Хотя я понятия не имею, кто придумал это первым, основная идея распространилась повсюду. В 1992 году компания National Semiconductor опубликовала руководство по применению 299: «Аудиоприложения линейных интегральных схем» [5]. В этом руководстве описывался малошумящий звуковой предусилитель для проигрывателя, в кото-

ром использовалась сверхсогласованная пара n-p-n транзисторов LM394 и усилитель LM318 (Рисунок 3).



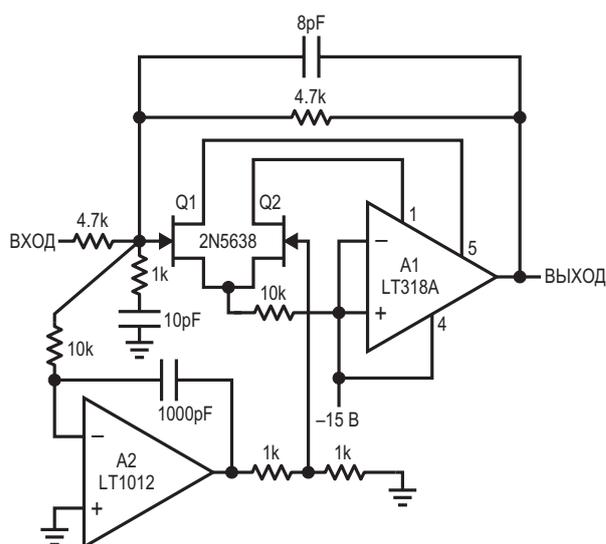
**Рисунок 3.** Для реализации конструкторской идеи National Semiconductor использовала в качестве входного каскада свою суперсогласованную пару LM394.

Затем, в 1986 году, компания Linear Technology опубликовала идею Джима Уильямса (Jim Williams) в руководстве по применению 21 [5]. В нем Джим предложил идею сдвоенного полевого транзистора; там, где для минимизации дрейфа я занимался подбором полевых транзисторов, Джим для обнуления дрейфа добавленных внешних транзисторов использовал усилитель в топологии Голдберга [6, 7] (Рисунок 4).

Идея обхода входного каскада операционного усилителя может использоваться и в сочетании с другими операционными усилителями, такими как классический аудио усилитель NE5534. Для своего времени это была повсеместно популярная концепция, которая привлекла внимание многих, а не только мое.

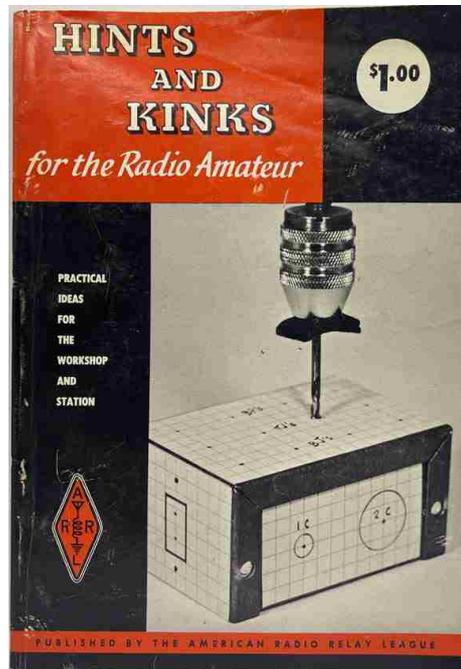
## Заключение

Однажды я работал у одного человека, который посоветовал мне писать наши инструкции по эксплуатации интерактивно, то есть вовлекать пользователей так, чтобы они чувствовали себя частью процесса. Я думаю, что именно это и сделала моя любимая конструктор-



**Рисунок 4.** Идея Джима Уильямса, предложенная в 1986 году. Здесь Джим расширил идею, чтобы снизить дрейф за счет использования топологии Голдберга.

ская идея; она привлекла разработчика к участию в процессе, и не просто к использованию операционного усилителя, но к его расширению и настройке по своему вкусу.



**Рисунок 5.** Многие из наших подходов к проектированию и производству основаны на конструкторских идеях, которые мы видели в прошлом. На обложке журнала лиги ARRL «Hints and Kinks» за 1974 год была отличная идея о том, как точно просверлить шасси. Я и сегодня делаю это так же.

Во всяком случае, концепция конструкторской идеи, как говорится, «стара как мир» и в ближайшее время никуда не денется.

Я также уверен, что многие идеи, которые я видел с детства, оказывали непосредственное влияние на мои проекты и практику работы на протяжении многих лет, даже если я не мог прямо указать источник этих идей (Рисунок 5). **РЛ**

*«Если я и видел дальше, то только стоя на плечах гигантов».*

*Сэр Исаак Ньютон, 1675 год*

## Ссылки

1. [QST Magazine](#), American Radio Relay League.
2. Корни происхождения слова «хитрости» как простой «идеи» находятся в машиностроении, охоте, рыбалке и т. д. и восходят к началу 1900-х

годов, где можно найти множество публикаций, использующих этот термин.

3. [Popular Mechanics](#), Page 129, January 1914.
4. [“Audio Applications of Linear Integrated Circuits”](#), AN-299, National Semiconductor Corporation, 1982.
5. Jim Williams, [“Composite Amplifiers”](#), Application Note 21, Linear Technology Corporation, 1986.
6. [Goldberg, et.al. Patent](#).
7. В первой опубликованной мною конструкторской идее также использовался принцип усилителя Голдберга: «Объединение усилий BIFET ОУ и биполярного ОУ для низкого дрейфа и быстрого нарастания», 400 Ideas For Design, Vol 4, 1980, Hayden Book Co.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM318](#)
2. [Datasheet National Semiconductor LM394](#)
3. [Datasheet Calogic 2N5912](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor NE5534](#)

# Медленные диоды или удобные таймеры?

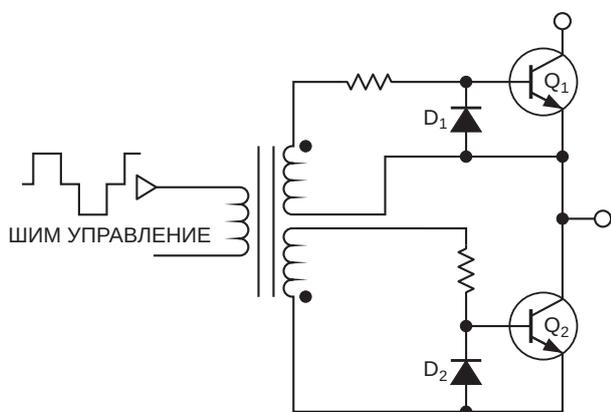
Louis Vlemincq

EDN

Большинство разработчиков считают медлительность диодов недостатком или ограничением. Но почему бы не взглянуть на ситуацию более позитивно? В конце концов, и стабилитрон, и лавинный диод – это не более чем диод с ограниченным напряжением пробоя, а варактор можно рассматривать как диод с большой и нелинейной паразитной емкостью. Аналогично, можно ли рассматривать медлительность диода как свойство или даже особенность? Например, рассмотрим PIN-диод. Мало кто знает, что ключевым свойством PIN-диода действительно является его медлительность; без нее он создавал бы большое количество искажений и требовал бы большего управляющего тока для нормальной работы. Эту способность медленных диодов накапливать большое количество электрического

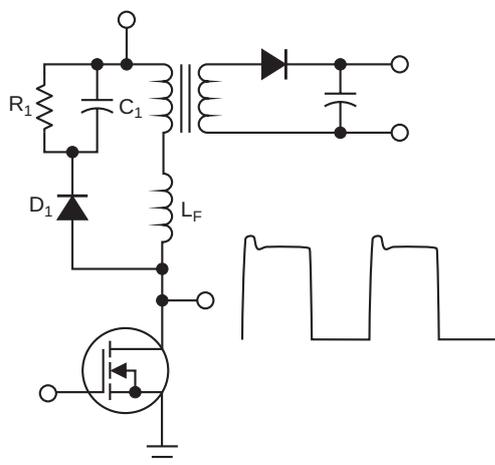
заряда можно использовать во множестве других схем. Рисунок 1 демонстрирует, как, используя такие диоды, можно формировать интервалы мертвого времени. На полумост подается ступенчатый сигнал ШИМ.

В классической реализации в схему управления нужно ввести мертвое время, чтобы избежать одновременного включения двух транзисторов, когда коэффициент заполнения приближается к 100%. Это мертвое время является стандартной функцией микросхем ШИМ-контроллеров. Если в качестве  $D_1$  и  $D_2$  используются медленные диоды, мертвое время не понадобится. Если, например, на транзистор  $Q_1$  подается положительный сигнал управления базой или затвором, и транзистор, соответственно, начинает проводить ток, диод  $D_2$  смещается в прямом направлении. Когда полярность управляющего сигнала меняется, на  $Q_1$  немедленно появляется отрицательное смещение, но диод  $D_2$  не может мгновенно закрыться и закорачивает базу  $Q_2$  на все время его обратного восстановления. Преимущество такого способа создания мертвого времени заключается в том, что нужно предусмотреть лишь небольшой запас надежности. Явления, определяющие время восстановления диода, аналогичны тем, от которых зависит время рассасывания в силовых устройствах. В частности, оба имеют большой положительный температурный коэффициент, который эта схема компенсирует. Возможность работы при коэффициентах заполнения, близких к 100%, позволяет лучше использовать силовые компоненты,



**Рисунок 1.** Медленные диоды можно использовать для формирования мертвого времени в полумостовой конфигурации.

что приводит к экономии и повышению характеристик схемы. Например, источник питания с универсальным входом может работать при более низких входных напряжениях.



**Рисунок 2.** В этой схеме медленный диод защищает ключевой транзистор от разрушительных переходных напряжений.

Еще один пример показан на Рисунке 2. Эта стандартная схема фиксации защищает ключевой транзистор обратного преобразователя от всплесков напряжения, возникающих из-за неидеальной связи между первичной и вторичной обмотками трансформатора. На эквивалентной схеме этот сценарий представлен индуктивностью рассеяния  $L_F$ , включенной последовательно с первичной обмоткой. Схема работает следующим образом. Каждый раз, когда транзистор выключается, ток в индуктивности рассеяния продолжает течь, но диод  $D_1$  перехватывает его и «перенаправляет» в конденсатор  $C_1$ . Емкость конденсатора  $C_1$  достаточно велика, чтобы колебания от цикла к циклу не оказывали на него влияния. Среднее напряжение на  $C_1$  определяется балансом между зарядом, приходящим от индуктивности рассеяния, и током, отбираемым резистором  $R_1$ . Обычно  $D_1$  – это быстрый

диод, но если заменить его медленным, происходят интересные вещи: вместо того, чтобы выключаться, когда напряжение на  $C_1$  достигает своего пика, диод продолжает проводить ток, передавая таким образом заряд и энергию от конденсатора  $C_1$  к трансформатору и, в конечном счете, к нагрузке. Поэтому общий КПД выше, а  $R_1$  может иметь более высокое сопротивление и меньшие размеры. В дополнение к более низкой стоимости стандартного диода по сравнению с быстрым, этот метод обеспечивает значительные преимущества.

Предпочтительно выбирать диод с максимально возможным временем восстановления. Популярные типы, такие как серия 1N400x, имеют время восстановления около 2.5 мкс, но у некоторых моделей оно превышает 5 мкс.  $C_1$  и  $L_F$  в идеале должны образовывать резонансный контур с периодом колебаний, равным удвоенному времени восстановления диода. Когда номиналы компонентов близки к оптимальным, сопротивление  $R_1$  может быть большим; его единственная роль заключается в обеспечении «начального» тока для запуска схемы. За эти преимущества приходится платить небольшой штраф. Пиковое напряжение ограничения увеличивается на несколько вольт, потому что к среднему напряжению ограничения нужно добавить положительный полупериод резонансного напряжения, а также потому, что медленные диоды часто имеют несколько худшие характеристики прямого восстановления, чем их быстрые аналоги. Это приводит к скачку в несколько вольт в первой фазе проводящего состояния транзистора.

Обычно эти небольшие неудобства не должны вызывать проблем; компоненты в схеме можно заменить на новые без каких-либо других изменений. Схемы на Рисунках 1 и 2 – это только два примера, но те же полезные принципы можно применить к множеству других схем. **РЛ**

# Использование щеточных двигателей постоянного тока в качестве генераторов

Sunil Kedia

Machine Design

*Многие инженеры и конструкторы не знают о преимуществах использования щеточных двигателей постоянного тока в качестве генераторов.*

**И**нженеры-конструкторы знают, что как щеточные, так и бесщеточные двигатели постоянного тока могут работать в качестве генераторов, но многие стараются избегать такого использования щеточных двигателей, поскольку считают это неэффективным. К сожалению, отказываясь от использования щеточных двигателей постоянного тока в качестве генераторов, инженеры обходят вниманием несколько существенных преимуществ.

Например, щеточные двигатели постоянного тока дешевле миниатюрных генераторов, несмотря на то, что оба выполняют одну и ту же функцию. Щеточные двигатели постоянного тока также поддерживают широкий спектр опций для решения конкретных задач. Особенно хорошо такие двигатели подходят для приложений, которые в качестве входного сигнала используют напряжение, но сами не имеют источника питания, таких как дверные замки и небольшие устройства сбора энергии. Если принять во внимание эти преимущества и применить к решению определенные технические концепции, использование щеточных двигателей постоянного тока в качестве генераторов может быть привлекательным и эффективным. Ниже приведен обзор основных соотношений между частотой вращения, напряжением, крутящим

моментом и током при использовании щеточных двигателей постоянного тока в качестве генераторов.

## Основы

При вращении ротора двигателя в магнитном поле электродвижущая сила индуцирует напряжение на обмотках ротора. Это называется «противо-ЭДС», и постоянную противо-ЭДС двигателя  $K_E$  (указанную в мВ/об/мин) можно найти в его характеристиках. Противо-ЭДС ( $U_1$ ) прямо пропорциональна угловой скорости вращения вала двигателя  $\omega$  и рассчитывается по формуле:

$$U_1 = K_E \times \omega. \quad (1)$$

При работе двигателя в качестве генератора вал механически связан с вращающим его внешним источником, что заставляет сегменты обмотки ротора вращаться в синусоидально изменяющемся магнитном потоке в воздушном зазоре. На каждом витке обмотки ротора индуцируется синусоидальное напряжение, величина которого определяется скоростью вращения и потокоцеплением. Например, если обмотка ротора состоит из одного витка, то индуцированная ЭДС имеет форму синусоиды с периодом, равным одному электрическому циклу.

Роторы щеточных двигателей постоянного тока наматывают нечетным числом сегментов (3, 5, 7 и т. д.) и подают питание на обмотки через пару щеток. Когда вал вращается в режиме генерации, генерируемое напряжение противо-ЭДС измеряется на выходных клеммах. В зависимости от характеристик двигателя, в том числе количества сегментов обмотки, пульсации напряжения обычно составляют менее 5% от выходного напряжения.

Выходное напряжение является функцией скорости вращения вала, поэтому при выборе двигателей для использования в качестве генераторов постоянная противо-ЭДС  $K_E$  должна удовлетворять формуле (1). Без учета нагрузки постоянная противо-ЭДС обмотки должна быть больше  $\omega U_I$ . Если достижимая скорость вала не позволяет получить достаточную противо-ЭДС, для увеличения частоты вращения вала двигателя можно добавить подходящий понижающий редуктор, если при этом не будут превышены максимально допустимые параметры скорости двигателя.

### Напряжение на выводах, максимальный ток и сопротивление нагрузки

На Рисунке 1 показано, что напряжение  $U_T$ , возникающее на выводах двигателя, прямо пропорционально угловой скорости ротора, когда нагрузка  $R_{LOAD}$  не подключена к выводам. В этом состоянии ток через двигатель равен нулю. Когда подключена нагрузка, протекает ток, и напряжение уменьшается в зависимости от общего сопротивления нагрузки. При подключенной нагрузке и протекающем токе  $I_{LOAD}$  напряжение  $U_T$  на выводах определяется как:

$$U_T = U_I - R_{TOTAL} \times I_{LOAD} \quad (2)$$

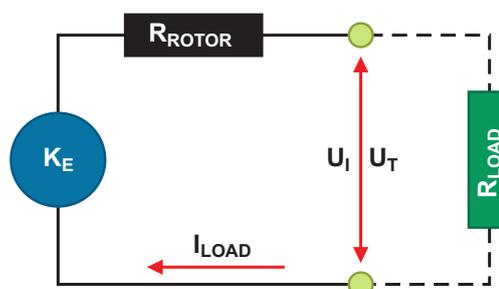
или

$$U_T = K_E \times \omega - R_{TOTAL} \times I_{LOAD}, \quad (3)$$

где

$$R_{TOTAL} = R_{ROTOR} + R_{LOAD}. \quad (4)$$

По мере увеличения тока нагрузки при фиксированной угловой скорости вала двигателя напряжение на его выводах уменьшает-



**Рисунок 1.** Эквивалентная схема двигателя постоянного тока, используемого в качестве генератора.

ся. Когда противо-ЭДС равна резистивному падению напряжения на выводах, напряжение на них становится равным нулю.

На Рисунке 2 показана зависимость тока нагрузки от напряжения на выводах идеального щеточного двигателя постоянного тока, используемого в качестве генератора. Когда выводы двигателя не соединены, напряжения  $U_T$  и  $U_I$  равны, и ток через обмотки ротора не течет. Если выводы замкнуты, через цепь протекает максимальный ток, и напряжение  $U_T$  становится равным нулю.



**Рисунок 2.** Зависимость тока нагрузки от напряжения на выводах.

Максимальный ток цепи может быть рассчитан как:

$$I_{MAX} = \frac{K_E \times \omega}{R_{ROTOR}} = \frac{U_I}{R_{ROTOR}}. \quad (5)$$

По мере увеличения угловой скорости вала двигателя при неизменности всех остальных параметров график смещается вправо, сохраняя наклон с увеличивающимися значениями как  $U_I$ , так и  $I_{MAX}$ . В приведенной выше формуле (5) собственное сопротивление обмоток двигателя  $R_{ROTOR}$  является

фактором, ограничивающим максимальный ток для генераторного режима. Если сопротивление  $R_{\text{ROTOR}}$  велико, чувствительность генератора увеличивается, и изменения результирующего напряжения в зависимости от потребляемого тока делают систему нестабильной. Двигатель с более высокой постоянной противо-ЭДС и более низким сопротивлением, однако, обеспечивает стабильную работу.

## Крутящий момент на валу и баланс мощности

Когда двигатель работает в режиме генератора с разомкнутыми выводами, ток в цепи не течет, и механическое трение создает потери в приводном устройстве. Это состояние аналогично работе двигателя без нагрузки.

Формула крутящего момента ( $M$ ) для двигателя имеет вид

$$M = K_T \cdot (I_{\text{LOAD}} + I_0). \quad (6)$$

где

$K_T$  – постоянная вращающего момента ( $\text{Н} \cdot \text{м}/\text{А}$ ),

$I_0$  – ток холостого хода двигателя ( $\text{А}$ ).

Генератор должен приводиться в действие устройством с крутящим моментом, способным создать необходимый ток через обмотку при выводах, замкнутых на резистор нагрузки  $R_{\text{LOAD}}$ . Выбор двигателя ограничен максимальной величиной крутящего момента, который может быть приложен к валу в режиме генератора. Режим работы коллекторного двигателя постоянного тока ограничен максимальным непрерывным крутящим моментом (тепловым и механическим) и максимальной непрерывной скоростью (механической и электрической). Выбор двигателя для генератора, способного выдержать крутящий момент на валу и управлять максимальным током в своей цепи, подобен процессу выбора двигателей на основе желаемых точек нагрузки.

В установленном режиме механическая входная мощность генератора может быть представлена как

$$P_{\text{MECH}} = \omega \times M = \frac{2\pi n}{60} \times K_T \cdot (I_{\text{LOAD}} + I_0). \quad (7)$$

Выходная электрическая мощность при любых значениях тока нагрузки и напряжения на выводах может быть представлена площадью прямоугольника под наклонной линией, как показано на Рисунке 2:

$$P_{\text{ELEC}} = U_T \cdot I_{\text{LOAD}}. \quad (8)$$

Выходная мощность достигает максимума, когда напряжение  $U_T$  составляет половину  $U_I$ . В этот момент ток нагрузки  $I_{\text{LOAD}}$  равен половине от максимального тока  $I_{\text{MAX}}$ . Следовательно,

$$P_{\text{MAX}} = \frac{1}{4} U_I \cdot I_{\text{MAX}} = \frac{1}{4} \cdot \frac{U_I^2}{R_{\text{TOTAL}}}. \quad (9)$$

Выбор двигателя для генератора не должен основываться исключительно на соображениях мощности. В идеале  $P_{\text{MAX}}$  всегда должна быть больше требуемой выходной электрической мощности генератора. В зависимости от величины выходного тока точка нагрузки на графике Рисунок 2 может перемещаться вдоль оси  $x$ . Таким образом, фактическая выходная мощность  $P_{\text{ACTUAL}}$  может быть меньше  $P_{\text{MAX}}$ . При выборе двигателя для использования в качестве генератора следует учитывать мощность  $P_{\text{ACTUAL}}$ , а не  $P_{\text{MAX}}$ . Это может потребовать выбора двигателя с более высокими значениями номинальных параметров.

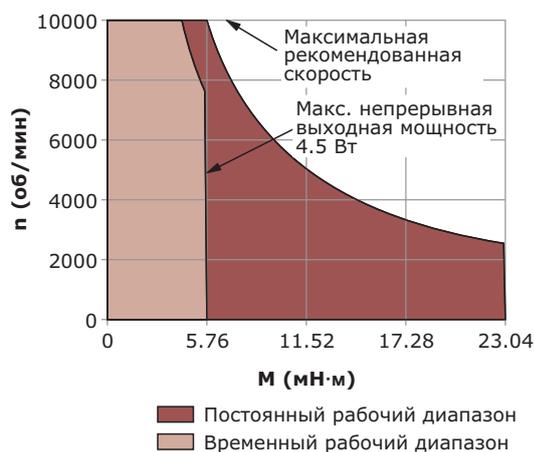
КПД генератора можно определить как

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_{\text{ELEC}}}{P_{\text{MECH}}} = \frac{U_T \cdot I_{\text{LOAD}}}{\frac{2\pi n}{60} K_T (I_{\text{LOAD}} + I_0)} = \\ &= \frac{(K_E \cdot \omega - R_{\text{TOTAL}} \cdot I_{\text{LOAD}}) \cdot I_{\text{LOAD}}}{\frac{\pi n}{30} K_T (I_{\text{LOAD}} + I_0)}. \end{aligned} \quad (10)$$

## Выбор двигателя для использования в качестве генератора

### Пример 1:

В этом примере рассматривается выбор щеточного двигателя постоянного тока серии Portescap Athlonix для применения в генераторах. Константа противо-ЭДС двигателя Athlonix серии 17 DCT с обмоткой 209P составляет 1.17 мВ/об/мин. Характеристики двигате-



**Рисунок 3.** Рабочий диапазон двигателя Portescap 17 DST. (Зависимость скорости от вращающего момента).

ля показаны на Рисунке 3. Если этот двигатель используется в качестве генератора при скорости вращения вала 5,000 об/мин, выходная противо-ЭДС, согласно формуле (1), будет равна 5.85 В.

Максимальный ток нагрузки, протекающий через цепь при коротком замыкании, составит

$$I_{\text{MAX}} = \frac{U_1}{R_{\text{MOTOR}}} = \frac{5.85}{7.8} \text{ A} = 0.75 \text{ A}.$$

Такое значение  $I_{\text{MAX}}$  превышает максимально допустимый непрерывный ток двигателя (0.55 А). Это может быть приемлемо для прерывистой работы, учитывающей тепловую постоянную времени двигателя и ожидаемый коэффициент заполнения. Однако для непрерывной работы генератора рекомендуется использовать сопротивление нагрузки  $R_{\text{LOAD}}$ , выбранное на основании формулы

$$R_{\text{LOAD}} = \frac{U_1}{I_{\text{CONT}}} - R_{\text{ROTOR}} = \left( \frac{5.85}{0.55} - 7.8 \right) \text{ Ом} \approx 3 \text{ Ом}. \quad (11)$$

где

$I_{\text{CONT}}$  – максимальный непрерывный ток двигателя,

$R_{\text{ROTOR}}$  – собственное сопротивление обмоток двигателя.

Таким образом, если в генераторе используется нагрузка, сопротивление которой пре-

вышает 3 Ом, обмотка 209P подходит для входных скоростей до 5,000 об/мин. Если сопротивление нагрузки не может быть использовано из-за механических или технических ограничений, или если входная скорость выше 5,000 об/мин, следует выбрать другую обмотку. Например, более хорошим выбором для такого требования может быть обмотка 211P.

### Пример 2:

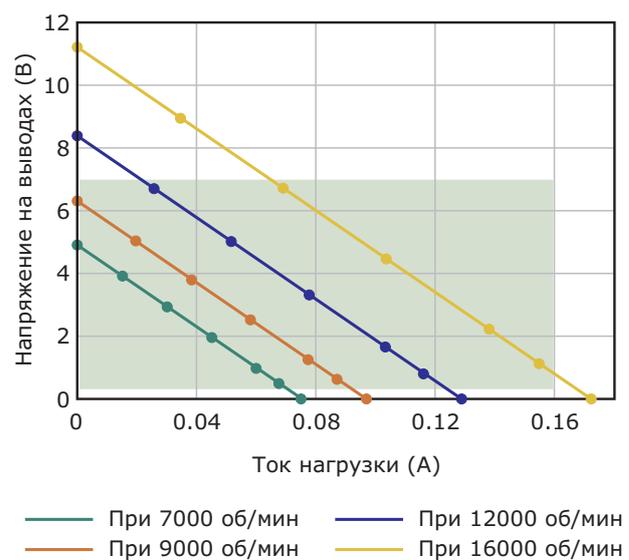
Постоянная противо-ЭДС двигателя 16C18 с обмоткой 205P равна 0.70 мВ/об/мин. На холостом ходу при 10,000 об/мин выходное напряжение на выводах двигателя составляет 7.0 В.

При коротком замыкании максимальный ток, который может протекать через обмотки, равен

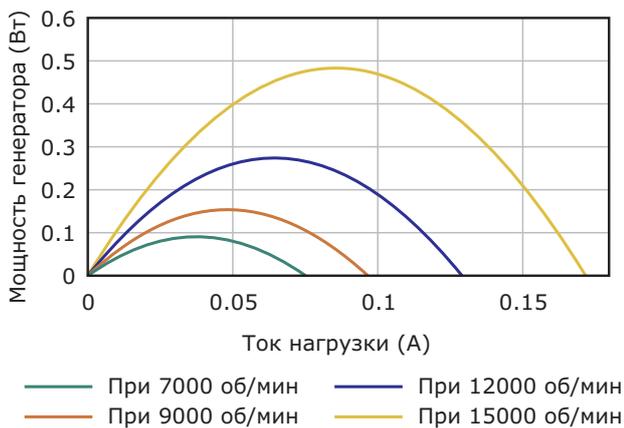
$$I_{\text{MAX}} = \frac{U_1}{R_{\text{ROTOR}}} = \frac{7.0}{65} \text{ A} = 0.108 \text{ A},$$

что меньше максимального непрерывного тока двигателя  $I_{\text{CONT}}$ . Поэтому использование этого двигателя в качестве генератора при частоте вращения вала 10,000 об/мин допустимо без учета внешнего сопротивления нагрузки.

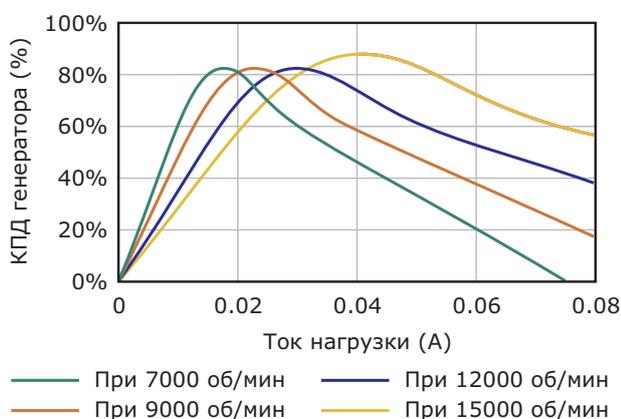
Выходные характеристики двигателя 16C18 при различной частоте вращения вала показаны на Рисунке 4.



**Рисунок 4.** Зависимость напряжения на выводах от тока нагрузки для высокоэффективного бесщеточного двигателя постоянного тока 16C18.



**Рисунок 5.** Зависимость выходной мощности от тока нагрузки для двигателя 16С18.



**Рисунок 6.** Зависимость КПД от тока нагрузки для двигателя 16С18.

Закрашенным прямоугольником на графике обозначена область непрерывной работы. При прерывистом режиме работы следует учитывать такие факторы, как максимальная температура перегрева, максимальная скорость вращения вала, механические ограничения двигателя и срок службы генератора.

Графики на Рисунках 5 и 6 показывают, что КПД двигателя 16С18 относительно выше при более низком токе генератора. При максимальной выходной мощности КПД близок к

50%. В идеале надо выбирать генератор с рабочей точкой, близкой к точке максимального КПД. Это обеспечивает минимизацию потерь в системе и снижает механическую входную мощность, необходимую для получения желаемых характеристик выходного напряжения и тока.

Многие считают, что щеточный двигатель постоянного тока, работающий в режиме генератора, не так эффективен, как при работе в качестве двигателя. Однако использование подходящего двигателя при выборе соответствующей нагрузки и рабочей скорости обеспечит достаточно высокий КПД. При определении рабочих точек всегда необходимо учитывать электрические и механические факторы.

## Словарь терминов

$I_{CONT}$  – максимальный продолжительный ток двигателя

$I_{LOAD}$  – ток нагрузки

$I_{MAX}$  – максимальный ток

$I_0$  – ток холостого хода двигателя

$K_E$  – постоянная противо-ЭДС двигателя

$K_T$  – постоянная вращающего момента

$M$  – вращающий момент двигателя

$P_{ACTUAL}$  – фактическая выходная мощность

$P_{ELEC}$  – электрическая выходная мощность

$P_{MECH}$  – входная механическая мощность

$P_{MAX}$  – максимальная выходная мощность

$R_{ROTOR}$  – собственное сопротивление обмоток двигателя

$R_{LOAD}$  – сопротивление нагрузки

$R_{TOTAL}$  – общее сопротивление, сумма сопротивлений ротора и его нагрузки. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Portescap 17DCT Athlonix](#)
2. [Datasheet Portescap 16C18](#)

# «Бесплатный» АЦП

Stephen Woodward

EDN

Несмотря на растущую доступность и снижающуюся стоимость встроенной аналоговой периферии микроконтроллеров, скромный ШИМ ЦАП сохраняет свою привлекательность как «бесплатный» ЦАП [1], который может изменить назначение неиспользуемого вывода DIO (Data Input Output, вход/выход данных) и модуля счетчика/таймера и с добавленным простым низкочастотным фильтром пульсаций стать (пусть и несовершенным, но все же полезным) аналоговым выходом.

Хорошо, но как насчет другого конца сигнальной цепочки аналог/цифра/аналог? Насколько близко мы можем приблизиться к созданию (пусть несовершенного, но все же полезного) АЦП с нулевой стоимостью? Рисунок 1 с двумя транзисторами, четырьмя резисторами и одним конденсатором – это мой «бесплатный» (меньше \$0.50 в единичных экземплярах) АЦП.

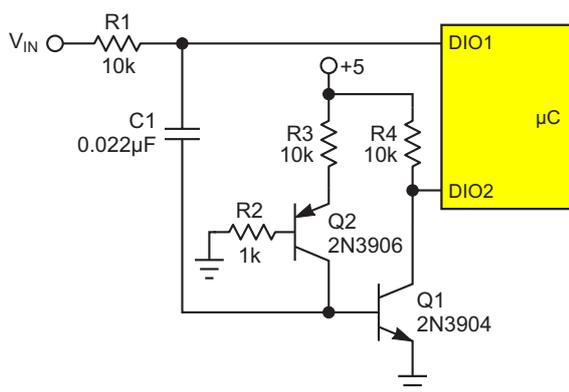


Рисунок 1. Схема «бесплатного» (почти) АЦП.

Вот как это работает.

При установке трехстабильного выхода DIO1 в высокоимпедансное состояние верхняя по схеме обкладка конденсатора C1 заря-

жается через резистор R1 и выбирает входное напряжение  $V_{IN}$ , как показано в фазе ВЫБОРКА на Рисунке 2.

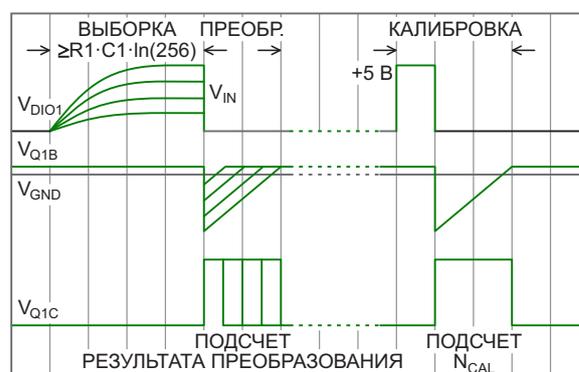


Рисунок 2. Фазы выборки, преобразования и калибровки «бесплатного» АЦП. ( $V_{Q1C}$  – напряжение коллектора транзистора Q1).

Минимальная длительность фазы выборки при высокоимпедансном состоянии вывода DIO1 определяется желаемым количеством бит точности преобразования  $N$  и постоянной времени  $R1C1$ .

Минимальный интервал выборки равен  $R1C1 \cdot \ln(2N)$ .

Например, при показанных на схеме значениях  $RC$  и  $N = 8$  минимальный интервал составляет порядка 1.5 мс. Если  $N = 12$ , минимальный интервал будет примерно 2 мс. Во время зарядки конденсатора C1 смещенная в прямом направлении и насыщенная база транзистора Q1 обеспечивает низкоимпедансный (около 1 Ом) путь к земле со смещением  $V_{Q1B}$ , равным примерно 650 мВ. Фаза выборки заканчивается перепрограммированием DIO1 на вывод «лог. 0». В результате верхняя обкладка конденсатора C1 подключается к земле, а смещение  $V_{Q1B}$  становится отрицательным, выключая транзистор Q1. Выключе-

ние Q1 устанавливает «лог. 1» на выводе DIO2, который должен быть запрограммирован таким образом, чтобы периферийный счетчик/таймер микроконтроллера начал подсчет тактовых импульсов (например, 1 МГц) и, таким образом, измерил продолжительность выключенного состояния транзистора Q1.

Выключенное состояние Q1 (и, следовательно, подсчет) продолжается до тех пор, пока отрицательный заряд на конденсаторе C1 не стечет и не позволит смещению  $V_{Q1B}$  вернуться к значению 650 мВ. Время, за которое это произойдет (и, соответственно, количество подсчитанных импульсов), прямо пропорционально напряжению  $V_{IN}$  и обратно пропорционально току коллектора транзистора Q2.

Интервал перезаряда конденсатора C1 равен

$$\frac{C1 \cdot V_{IN}}{I_{Q2C}},$$

$$I_{Q2C} = \frac{5 \text{ В} - V_{Q2E}}{R3 \cdot \alpha_{Q2}} \approx 430 \text{ мкА},$$

где

$\alpha_{Q2}$  – коэффициент передачи тока эмиттера транзистора Q2,

$I_{Q2C}$  – ток коллектора транзистора Q2,

$V_{Q2E}$  – напряжение эмиттера транзистора Q2.

Так что...

интервал подсчета составляет 51 мкс/В, и количество преобразований равно  $51 \cdot F_{CLK}(\text{МГц}) \cdot V_{IN}$  ...приблизительно. ( $F_{CLK}$  – тактовая частота).

Резистор R2 предусмотрен для предотвращения насыщения транзистора Q2. R4 служит коллекторной нагрузкой для Q2 и подтяжкой для вывода DIO2. Совмещение времени выборки (1.5 мс) и преобразования (256 мкс для 8 бит при тактовой частоте 1 МГц) дает максимальную скорость преобразования примерно 560 выборок в секунду. Пока все в порядке.

Но как справиться с этим «приблизительно»? «Приблизительно» охватывает множество ограничений «бесплатной» схемы, включая температурные коэффициенты недорогих резисторов, конденсаторов, а также напряжений смещения и коэффициентов

передачи тока транзисторов, поэтому просто проигнорировать это не получится.

К счастью, как видно из правой части Рисунка 2, этот «бесплатный» АЦП имеет функцию самокалибровки.

Для самокалибровки DIO1 программируется выходом, на который выводится «лог. 1» для зарядки конденсатора C1, а затем «лог. 0» для формирования интервала подсчета числа импульсов  $N_{CAL}$ . Последующие результаты преобразования  $N_{CONV}$  затем масштабируются как

$$V_{IN} = 5 \text{ В} \frac{N_{CONV}}{N_{CAL}},$$

что исправляет большинство ошибок, обусловленных перечисленными выше источниками. Но, к сожалению, не совсем все.

Остается только нескорректированное смещение нуля из-за минимального отклонения  $V_{Q1B}$ , необходимого для выключения Q1 и формирования ненулевого интервала подсчета. Наименьшее необходимое для этого значение  $V_{IN}$  составляет приблизительно

$$10 \text{ мВ} = \frac{0.01}{5} = \frac{1}{500} \approx \frac{1}{2} \text{ LSB}$$

8-битного результата преобразования при полной шкале 5 В. (LSB – младший значащий бит).

Что оставляет только один очевидный источник потенциальной неточности – напряжение питания 5 В. Источники питания логики – не лучший выбор для аналогового опорного напряжения, и точность этого «бесплатного» АЦП в конечном итоге будет зависеть от того, насколько хорошим на самом деле окажется используемый источник.

Конечно, классический ШИМ ЦАП страдает точно такой же болезнью, связанной с ограничениями питания логики, но это не отменяет его полезности и популярности.

Что в некотором роде возвращает тему «бесплатной» аналоговой периферии к тому, с чего она началась. Пусть и несовершенный – но все же полезный? **РЛ**

## Ссылка

1. Dunn, Michael. "[Three paths to a free DAC.](#)"

# Многофазный ШИМ ЦАП

*Alperen Akküncü*

*EDN*

Несколько лет назад я написал статью под названием «Удвоение частоты и разрешения ШИМ микроконтроллеров» [1], в которой рассказал, как можно уменьшить пульсации на выходе ШИМ ЦАП, используя два ШИМ-сигнала с одинаковыми коэффициентами заполнения и разностью фаз 180 градусов (задержка в полпериода).

Идея ШИМ ЦАП довольно проста: нужно отфильтровать все гармоники ШИМ-сигнала и оставить только его постоянную составляющую. Для этого сигнал ШИМ подвергается низкочастотной фильтрации. Очевидно, что чем ниже частота среза фильтра, тем меньше будет пульсаций на выходе, но переходная характеристика будет очень медленной, и наоборот.

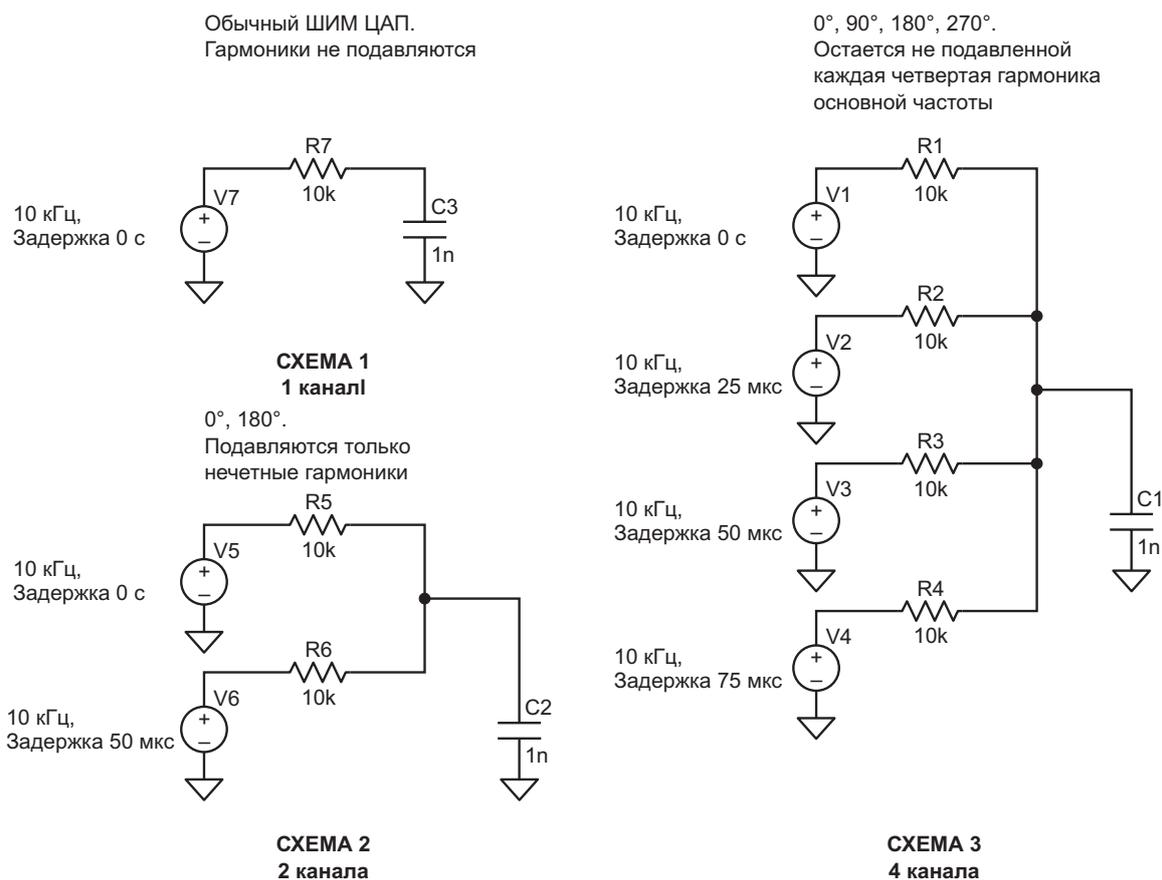
Идея, представленная в вышеупомянутой статье, состояла в том, чтобы сформировать противофазный сигнал для подавления некоторых гармонических составляющих за счет фазовой нейтрализации, а не полагаться исключительно на сам фильтр.

Эта идея оказалась полезной для снижения пульсаций при одновременном улучшении переходной характеристики. Однако ее полезность несколько ограничена, поскольку не все гармонические составляющие ШИМ-сигналов подавляли друг друга. Точнее говоря, лишь нечетные гармоники гасят друг друга, а на четные гармоники влияет только

фильтр, потому что при задержке в полпериода только фазы нечетных гармоник сдвигаются на 180 градусов, а сдвиг четных гармоник составляет 360 градусов, то есть, они остаются в фазе. Это приводит к тому, что четные гармоники не компенсируют друг друга.

Фактически, используя этот метод, для коэффициента заполнения 50% (сигнал содержит только нечетные гармоники) мы получаем выходной сигнал без пульсаций. При любом другом коэффициенте заполнения будут некоторые пульсации, но их амплитуда все же будет несколько снижена по сравнению с одноканальным вариантом схемы. Можно расширить эту идею, используя больше каналов ШИМ с различной разностью фаз, чтобы получить больше значений коэффициентов заполнения без пульсаций.

Допустим, мы решили использовать  $n$  каналов с частотой  $f$  Гц, где каждый последующий канал ШИМ имеет задержку  $1/(f \cdot n)$  (или фазовый сдвиг  $360^\circ/n$ ) по отношению друг к другу. Тогда все гармонические составляющие будут подавлены из-за равномерно распределенных временных задержек, за исключением каждой  $n$ -й гармоники. Чтобы было понятнее, допустим, что мы используем 10 кГц в качестве основной частоты ШИМ и реализуем четыре канала с временной задержкой 25 мкс (фазовый сдвиг 90 градусов). В этом случае первый канал является



**Рисунок 1.** Схема четырехканального многофазного ШИМ ЦАП наряду с одно- и двухканальной версиями.

базовым каналом и не имеет задержки, второй канал имеет задержку 25 мкс (90 градусов) относительно базового канала, третий канал имеет задержку 50 мкс (180 градусов) относительно базового канала и последний канал имеет задержку 75 мкс (270 градусов) относительно базового канала.

Как указывалось ранее, каждый последующий канал имеет задержку 25 мкс ( $1/(f \cdot n)$ ,  $f = 10$  кГц,  $n = 4$ ) относительно его «соседнего» канала. Эта схема вместе с одно- и двухканальной версиями показана на Рисунке 1.

Выходной сигнал этого четырехканального ШИМ ЦАП будет содержать только 4-ю гармонику базовой частоты ШИМ, и в результате при коэффициентах заполнения 25%, 50% или 75% пульсаций не будет, поскольку эти сигналы ШИМ не содержат 4-й гармоники.

На Рисунках 2, 3 и 4 можно видеть выходные сигналы каждой схемы при коэф-

фициентах заполнения 25%, 50% и 75%, соответственно.

Как и ожидалось, при коэффициенте заполнения 25% выходной сигнал четырехканальной схемы (синий) почти не имеет пульсаций и имеет самую быструю переходную характеристику, двухканальная схема (пурпурный) имеет пульсации, но их уровень меньше, чем на выходе одноканальной схемы (голубой), и она быстрее. При 50% как двухканальная схема (пурпурный), так и четырехканальная (синий) не имеют пульсаций, но переходная характеристика четырехканальной схемы быстрее, и, очевидно, что одноканальная схема (голубой) самая медленная и самая шумная. А для 75% результаты такие же, как и для 25%.

Для тестирования схемы были описаны на VHDL и реализованы с использованием ПЛИС (ссылка в разделе Загрузки), поскольку каналов было много, и эту идею можно



**Рисунок 2.** Схема с коэффициентом заполнения 25%.



**Рисунок 3.** Схема с коэффициентом заполнения 50%.



**Рисунок 4.** Схема с коэффициентом заполнения 75%.

расширить на гораздо большее их число. В общем случае, при использовании  $n$  каналов пульсаций не будет при  $n-1$  значениях коэффициента заполнения (исключая 0% и 100%, которые по своей сути не имеют пульсаций). Теоретически, с помощью этого метода можно реализовать 8-битный ЦАП, используя 256 каналов, но, конечно, это будет невероятно непрактично; однако никто не может помешать вам наслаждаться этой идеей 😊.

Для полноты картины этот метод был смоделирован в LTSpice с числом каналов, увеличенным до восьми (также ссылка в разделе Загрузки). Исходя из тех же соображений, для восьмиканальной схемы выходной сигнал без пульсаций должен быть получен в точках с коэффициентами заполнения, кратными 12.5%; в этом можно убедиться, загрузив файл LTSpice. Таким же образом, если реализовать 100 каналов, шаг коэффициентов заполнения, при которых будут отсутствовать пульсации, будет составлять 1%.

В заключение следует отметить, что за счет использования большего числа каналов ШИМ с соответствующими равномерно распределенными фазовыми задержками можно добиться отсутствия пульсаций на выходе при определенных коэффициентах заполнения, и даже при произвольных коэффициентах заполнения можно улучшить переходные и шумовые характеристики, что невозможно при использовании классического одноканального ШИМ ЦАП. **РЛ**

## Ссылка

1. Alperen Akküncü. [Удвоение частоты и разрешения ШИМ микроконтроллеров](#)

## Загрузки

[VHDL-LTSpice](#)



# Многоканальный усилитель с выбором приоритетного входа

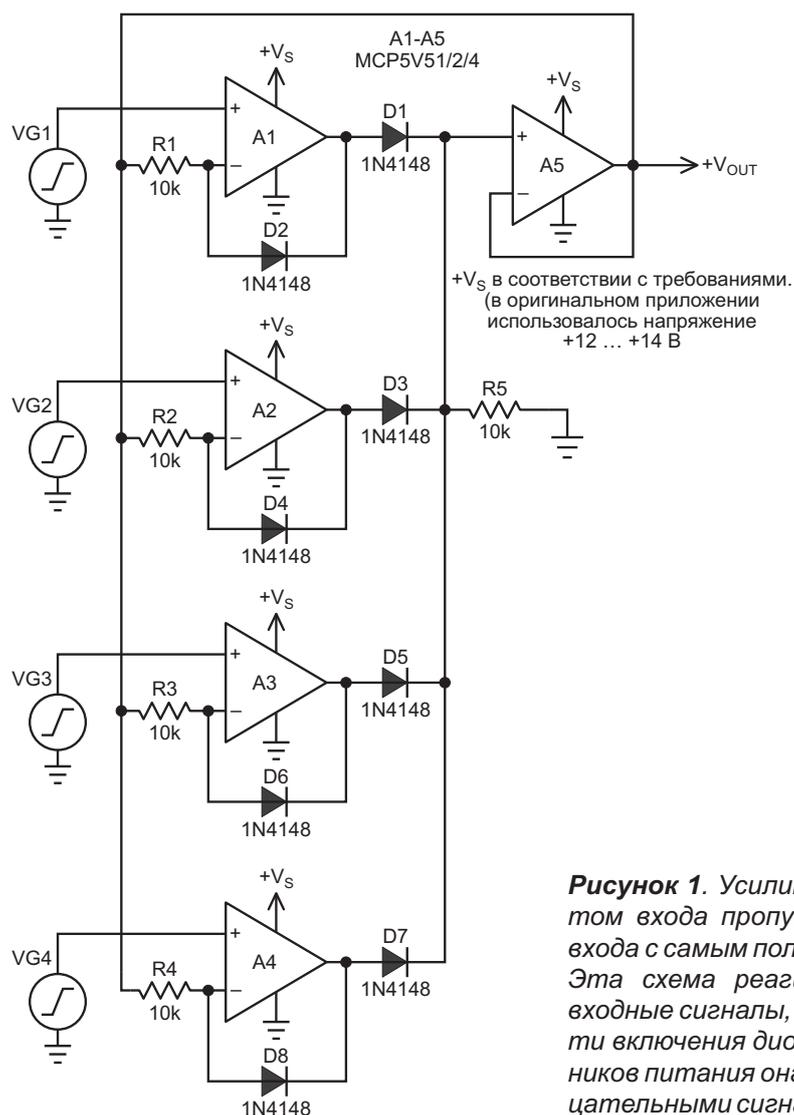
Jerry Steele

EDN

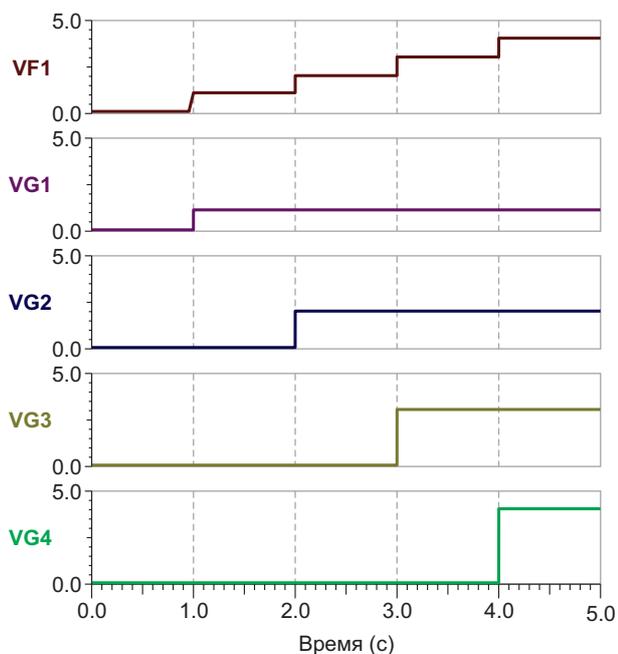
Аналоговый усилитель с выбором приоритетного канала, показанный на Рисунке 1, изначально задумывался как часть источника питания с несколькими выходами, в котором регулировка основывалась на уровне канала с самым высоким напряжением. Еще одним приложением была система управления двигателем с электронным контролем положе-

ния дроссельной заслонки, где требовалось, чтобы двигатель реагировал на высшую команду из нескольких входных сигналов.

В этой схеме усилитель с наиболее положительным выходным напряжением управляет цепью отрицательной обратной связи через прямосмещенный диод на его выходе. Он образует простой путь с единичным уси-



**Рисунок 1.** Усилитель с выбором приоритетом входа пропускает на выход сигнал со входа с самым положительным напряжением. Эта схема реагирует на положительные входные сигналы, но при изменении полярности включения диодов и конфигурации источников питания она может работать с отрицательными сигналами.

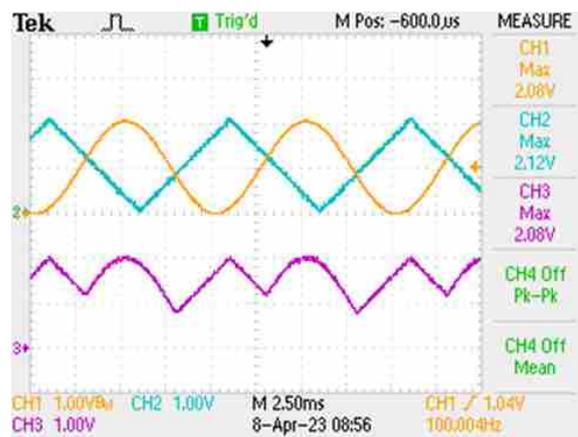


**Рисунок 2.** Сигналы смоделированного 4-канального усилителя с выбором приоритетного входа.

лением через резисторы R1, R2, R3 или R4, – в зависимости от того, напряжение какого канала является наиболее положительным, – на инвертирующий вход усилителя. Включенный между инвертирующим входом и выходом диод усилителя с наибольшим входным напряжением смещен в обратном направлении, в результате чего от входа до общего выхода схема работает как усилитель с единичным усилением.

Выходные напряжения усилителей с более слабыми входными сигналами принудительно уменьшаются до тех пор, пока их диод обратной связи D2 (или диод любого соответствующего усилителя) не будет смещен в прямом направлении, в результате чего усилители будут оставаться под воздействием замкнутой петли локальной обратной связи. Резисторы 10 кОм, такие как R1, позволяют более слабым усилителям работать в качестве буферов с единичным усилением, образуя локальную цепь обратной связи. На Рисунке 2 показаны результаты моделирования для всех четырех каналов.

Разнородные входные сигналы подаются для усиления эффекта, когда два разных сигнала конкурируют за наибольшую амплитуду в различные интервалы времени. На Рисунке 3 показаны реальные осциллограммы двухканальной версии усилителя с выходом



**Рисунок 3.** Осциллограммы сигналов в двухканальной версии усилителя с выбором приоритетного входа. Каналы 1 и 2 – входные сигналы, Канал 3 – выход. (Обратите внимание, что нулевой уровень Канала 3 на экране осциллографа находится ниже, чем уровни Каналов 1 и 2).

на Канал 3. (Обратите внимание, что нулевой уровень Канала 3 на экране осциллографа находится ниже, чем уровни Каналов 1 и 2).

Хотя эта схема сконфигурирована для работы с положительными входными напряжениями, для ее адаптации к отрицательным напряжениям достаточно поменять полярности включения диодов и соответствующим образом изменить напряжения питания.

В показанной схеме используется операционный усилитель Microchip MCP6V51/2/4, однако выбор может быть гораздо шире. При выборе необходимо учитывать следующие факторы:

1. Для большинства приложений чаще требуется операционный усилитель с диапазоном синфазных сигналов, включающим напряжение отрицательной шины питания усилителя, которая обычно является землей схемы. В некоторых случаях может потребоваться усилитель с rail-to-rail диапазоном синфазных напряжений.
2. Очевидно, что выбор допустимых напряжений операционных усилителей определяется уровнями входных сигналов и требованиями к выходным сигналам.
3. Для этой схемы важна устойчивость при единичном усилении. При емкостной нагрузке выхода для поддержания устойчивости может потребоваться дополнительная коррекция. **РЛ**

# Солнечная панель питает двухкаскадное зарядное устройство для свинцово-кислотных аккумуляторов

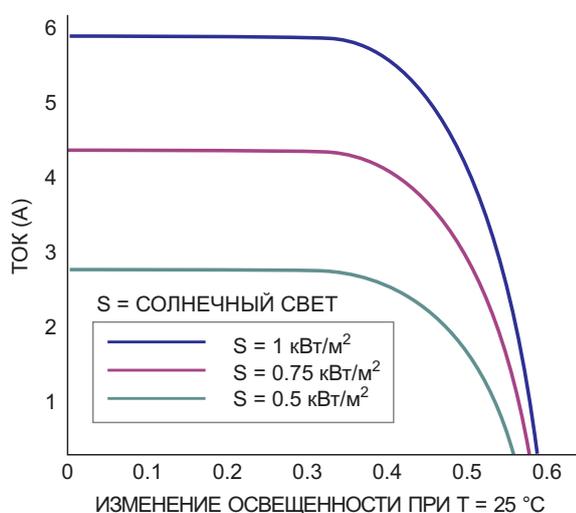
Ramesh Khanna, Frank Edrada

EDN

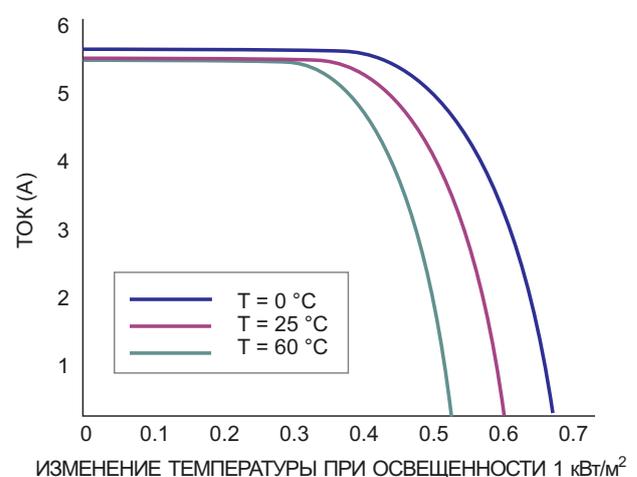
Зарядное устройство на солнечных батареях для свинцово-кислотных аккумуляторов может гарантировать, что аккумулятор будет оставаться полностью заряженным в широком диапазоне температур. Идеальная схема зарядки компенсирует колебания температуры и количества солнечного света, включая восстановление после затенения.

Солнечные или фотоэлектрические панели состоят из нескольких солнечных элементов, соединенных последовательно. Идеальный солнечный элемент представляет собой источник тока, подключенный параллельно выпрямительному диоду. Фотоэлектрический ток  $I_{PH}$  зависит от количества солнечного света, падающего на солнечный элемент. В темноте солнечный элемент – это просто диод. Солнечный элемент, находящийся в тени,

имеет ограниченную способность генерировать и переносить ток, что ограничивает способность переноса тока всей солнечной панели. Выходной ток солнечного элемента падает с уменьшением количества солнечного света (Рисунок 1). На Рисунке 2 показано влияние температуры на выходное напряжение солнечного элемента; видно, что выходное напряжение уменьшается с ростом температуры. В этой конструкции для зарядки свин-



**Рисунок 1.** Выходной ток солнечного элемента падает с уменьшением количества солнечного света.



**Рисунок 2.** Выходное напряжение солнечного элемента уменьшается с повышением температуры.



**Рисунок 3.** В зарядном устройстве в качестве входного источника используется 18-элементная 3-ваттная солнечная панель. Система состоит из двух каскадов, первый из которых контролирует напряжение солнечной панели и вырабатывает напряжение, которое отслеживает изменение выходного напряжения солнечной панели в диапазоне температур.

цовой-кислотной аккумуляторной батареи используется солнечная панель, состоящая из последовательности солнечных элементов, работающая в точке максимальной мощности. Для обеспечения непрерывной работы элемента в «точке перегиба» вольт-амперной характеристики, обеспечивающей передачу максимальной мощности в нагрузку, необходимо выполнить ряд этапов проектирования (Рисунки 1 и 2).

В качестве входного источника в схеме на Рисунке 3 используется 18-элементная 3-ваттная панель SC3-6V компании SunWize Technologies. Конструкция содержит каскад преобразователя SEPIC на основе микросхемы LM5001, который контролирует напряжения солнечной панели. LM5001 обеспечивает слежение за выходным напряжением солнечной панели в диапазоне температур. В про-

стой и экономичной схеме монитора температуры используется цепочка диодов BAT54, отслеживающая напряжение солнечной панели в диапазоне температур от 25 до 100 °C.

Второй каскад схемы повышает выходное напряжение первого каскада до номинальных 13.3 В при 25 °C и 14.4 В при 100 °C. Второй каскад сконфигурирован как контроллер стабилизатора тока для зарядки 12-вольтовой свинцово-кислотной батареи, что соответствует оптимальной технологии зарядки.

Зарядный ток аккумулятора также изменяется, чтобы гарантировать, что максимальная мощность солнечной панели не будет превышена при высоких температурах. Эта задача решается путем снижения входного тока аккумулятора при более высоких температурах. Опять же, недорогая схема контроля температуры с использованием диодов

**Таблица 1.** Данные испытаний в диапазоне рабочих температур

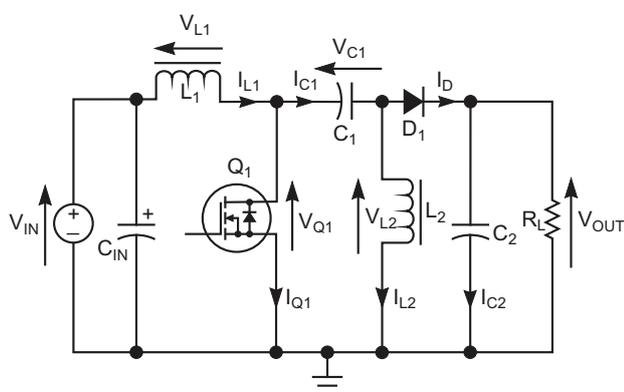
Температура (°C)	Входное напряжение (В)	Входной ток (А)	Напряжение SEPIC (В)	Входное напряжение второго каскада (В)	Напряжение батареи с преобразователем (В)	Ток аккумулятора (А)	КПД (%)
25	9.2	0.198	9.2	13.14	12.84	0.098	69.08
30	9	0.193	8.9	13.2	12.64	0.095	69.13
40	8.6	0.187	8.3	13.35	12.6	0.088	68.95
50	8.2	0.178	7.7	13.51	12.56	0.08	68.84
60	7.8	0.216	7	13.66	12.58	<b>0.095</b>	70.93
65	7.6	0.208	6.7	13.75	12.56	0.09	71.51
70	7.4	0.204	6.4	13.84	12.56	0.084	69.89
80	7	0.192	5.8	14.01	12.51	0.075	69.81
90	6.6	0.177	5.2	14.19	12.48	0.067	71.58
100	6.2	0.165	4.5	14.32	12.45	0.055	66.94

ВАТ54 обеспечивает обратную связь для регулировки выходного напряжения и тока в диапазоне температур.

В схеме предусмотрены восстановление после затенения, защита от перенапряжения, двухступенчатая регулировка тока и работа в широком диапазоне температур. Затенение снижает выходной ток солнечной панели и может привести панель, выходная мощность которой всегда ограничена, в состояние перегрузки – справа от излома, показанного на Рисунке 1. Микросхема LM4041 контролирует входное напряжение, и, если оно снижается из-за затенения солнечной панели, устройство перейдет в режим перезапуска, как только будет устранено ненормальное состояние, вызванное затенением.

При полном солнечном свете нагруженная панель отдает ток 198 мА при температуре 25 °С (Таблица 1). Ток затененной панели, в зависимости от степени затенения, снижается до 30 мА. Это снижение вызывает перегрузку солнечной панели, поскольку аккумуляторной батарее требуется больше тока, чем может отдать солнечная панель, и выходное напряжение панели снижается приблизительно с 11 В до менее чем 4 В.

Первый каскад построен на основе топологии SEPIC, позволяющей работать с выходным напряжением солнечной панели, изменяющимся от 9 В при 25 °С до 6 В при 100 °С. В схеме преобразователя SEPIC используется микросхема LM5001, работающая на частоте 780 кГц. Солнечная панель имеет отрицательный температурный коэффициент  $-2.2 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$  на элемент. Для ненагруженной



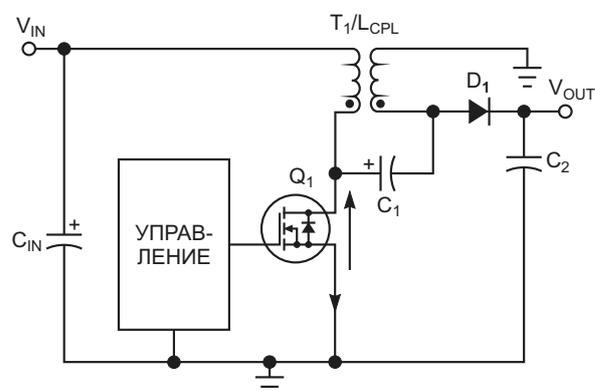
**Рисунок 4.** SEPIC – это топология DC/DC преобразователя, которая позволяет выходному напряжению быть больше, меньше или равным входному напряжению.

панели, состоящей из 18 элементов, этот коэффициент составляет  $-39.6 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$ . Такой коэффициент означает, что напряжение солнечной панели изменяется на  $-40 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$ . Отсюда следует, что если при 25 °С выходное напряжение панели равно 9 В, то при 100 °С, то есть, при увеличении температуры на 75 °С, оно уменьшится на 3 В.

SEPIC – это топология DC/DC преобразователя, которая позволяет выходному напряжению быть больше, меньше или равным входному напряжению и обеспечивает выходное напряжение той же полярности, что и входное, регулируя коэффициент заполнения управляющего транзистора (Рисунок 4).

В режиме непрерывной проводимости, когда ток входного дросселя  $I_{L1}$  никогда не падает до нуля, среднее напряжение  $V_{C1}$  равно входному напряжению, при условии, что емкость  $C_1$  достаточно велика. Можно легко представить, как это происходит, глядя на контур, образованный элементами  $V_{IN}$ ,  $L_1$ ,  $C_1$  и  $L_2$ , и учитывая, что среднее напряжение на дросселях  $L_1$  и  $L_2$  равно 0 В. Поскольку через конденсатор  $C_1$  постоянный ток не проходит, средний ток через  $C_1$  и микросхему  $IC_1$  равен 0 А. Таким образом, средний ток через дроссель  $L_2$  является средним током нагрузки и не зависит от входного тока.

Замена дросселя  $L_2$  трансформатором дает изолированную версию SEPIC. Использование сдвоенного дросселя – то есть, трансформатора с коэффициентом трансформации 1:1 – вместо  $L_1$  и  $L_2$  делает конструкцию более дешевой и позволяет заменить два дросселя одним магнитным элементом. Тогда схему можно перерисовать (Рисунок 5). Включение транзистора  $Q_1$  удерживает



**Рисунок 5.** Замена дросселя  $L_2$  на Рисунке 4 дает изолированную топологию SEPIC.

живает потенциал положительного вывода конденсатора  $C_1$ , подключенного к стоку  $Q_1$ , на уровне земли, а выходное напряжение трансформатора  $T_1$  с коэффициентом трансформации 1:1 в точке соединения  $D_1$  и  $C_1$  равно входному напряжению. Таким образом, напряжение на конденсаторе  $C_1$  равно входному напряжению. SEPIC может обеспечить выходное напряжение, которое больше или меньше входного напряжения, в соответствии со следующей формулой:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{D}{1-D},$$

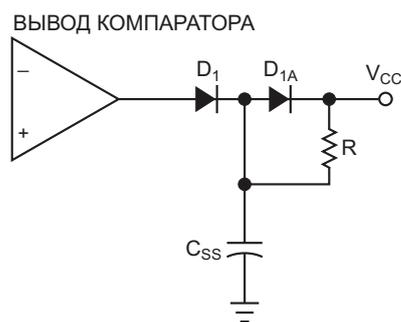
где

$V_{OUT}$  – выходное напряжение,

$V_{IN}$  – входное напряжение,

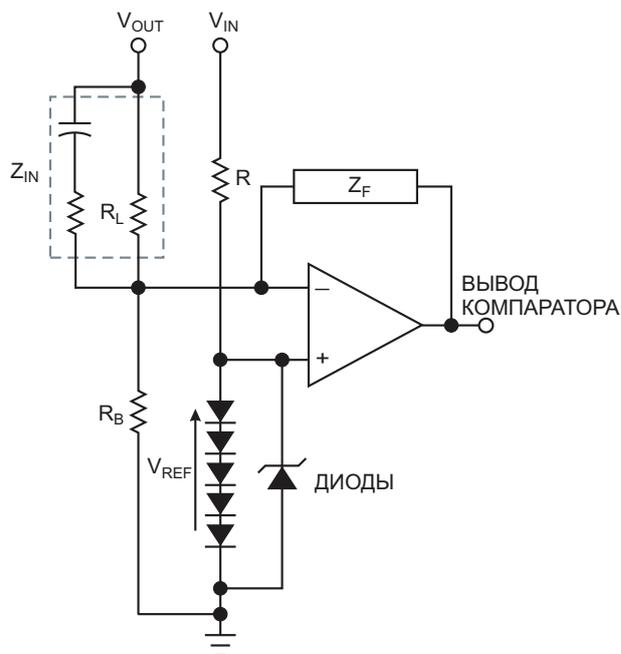
$D$  – коэффициент заполнения импульсов, управляющих основным MOSFET  $Q_1$ .

Ограниченность выходного тока солнечной панели необходимо учитывать с точки зрения ее реакции на пусковой ток. Импульсный регулятор LM5001 работает на частоте 780 кГц, определяющей внутреннее время мягкого запуска. Для увеличения времени запуска до значения, гарантирующего, что солнечная панель не перегрузится во время включения, в конструкцию включена внешняя схема мягкого запуска, состоящая из диодов  $D_1/D_{1A}$ , резистора  $R$  и конденсатора  $C_{SS}$  (Рисунок 6).



**Рисунок 6.** Для увеличения времени запуска, гарантирующего, что солнечная панель не перегрузится во время включения, в конструкцию включена внешняя схема мягкого запуска.

Изменяя сопротивление резистора  $R_B$  в схеме на Рисунок 7 для регулировки выходного напряжения делителя в первом каскаде SEPIC, можно регулировать уставку напряже-

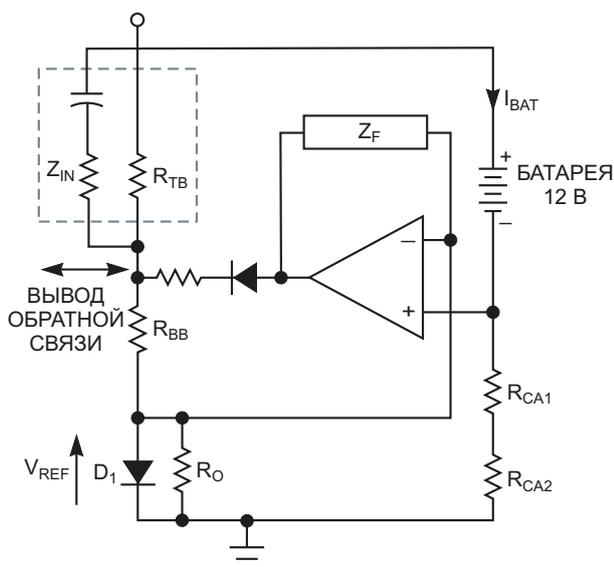


**Рисунок 7.** Изменение сопротивления  $R_B$  регулирует уставку напряжения преобразователя SEPIC для соответствия различным напряжениям солнечных панелей. Параметры резистивного делителя  $R_T/R_B$  можно подобрать так, чтобы они соответствовали вырабатываемому платой датчика температуры опорному напряжению преобразователя SEPIC, которое при 25 °C обычно составляет 1.34 В.

ния для первого каскада в соответствии с различными напряжениями солнечных панелей. Можно настроить параметры резистивного делителя, состоящего из резисторов  $R_T$  и  $R_B$ , в соответствии с опорным напряжением первого каскада, обычно равным 1.34 В при 25 °C, которое вырабатывает плата датчика температуры. Цепочка диодов вырабатывает опорное напряжение  $V_{REF}$ , которое изменяется в зависимости от температуры, обеспечивая таким образом температурную компенсацию конструкции. Выходное напряжение первого каскада отслеживает напряжение солнечной батареи и корректирует его в соответствии с изменением температуры. Очень важно, чтобы схема источника опорного напряжения на диодах находилась близко к горячей точке для отслеживания изменений температуры.

## Ток зарядки аккумулятора

Второй каскад конструкции состоит из преобразователя SEPIC, работающего в режиме повышения со стабилизацией зарядного



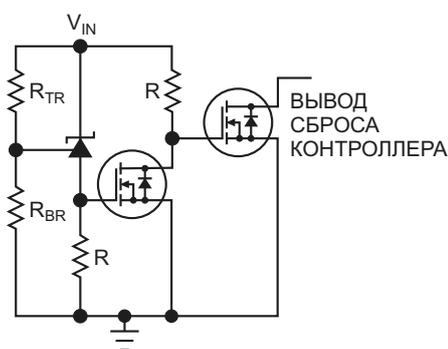
**Рисунок 8.** Второй каскад включает преобразователь SEPIC, работающий в режиме повышения напряжения со стабилизацией зарядного тока 12-вольтового аккумулятора.

тока. Преобразователь заряжает аккумулятор напряжением 12 В (Рисунок 8). Регулировка сопротивлений  $R_{CA1}$  и  $R_{CA2}$  позволяет настроить ток зарядки аккумулятора в соответствии с требованиями конкретного приложения. Зарядный ток аккумулятора  $I_{BAT}$  рассчитывается путем деления опорного напряжения, задаваемого прямым падением напряжения  $V_{D1}$  на диоде  $D_1$ , типичное значение которого составляет 0.183 В при 25 °С, на  $R_{CA1} + R_{CA2}$ . Поскольку прямое падение напряжение диода  $D_1$  зависит от температуры, этот расчет учитывает температурное изменение зарядного тока аккумулятора:

$$I_{BAT} = \frac{V_{D1}}{R_{CA1} + R_{CA2}}.$$

Двухступенчатая регулировка зарядного тока реализуется путем шунтирования резистора  $R_{CA2}$ , когда температура достигает 60 °С. Сопротивления резисторов  $R_{TB}$  и  $R_{BB}$  на Рисунок 8 определяют выходное напряжение повышающего преобразователя второго каскада.

Когда солнечная панель находится в тени, отдаваемый ею ток уменьшается, что приводит к перегрузке солнечной панели из-за фиксированной нагрузки, поскольку для зарядки аккумулятора она должна быть неизменной. Такая перегрузка снижает выходное напря-



**Рисунок 9.** Делитель  $R_{BR}/R_{TR}$ , подключенный к микросхеме LM4041 в первом каскаде, воспринимает выходное напряжение солнечной панели и инициирует режим перезапуска, отключая второй каскад схемы путем подтягивания к земле вывода разрешения LM5001.

жение солнечной панели. Делитель  $R_{BR}/R_{TR}$ , подключенный к микросхеме LM4041 в первом каскаде, воспринимает выходное напряжение солнечной панели и инициирует режим перезапуска, отключая второй каскад схемы путем подтягивания к земле вывода разрешения LM5001 (Рисунок 9).

Как только нештатный режим, вызванный затенением, будет устранен, напряжение солнечной панели увеличится и позволит схеме работать в нормальном режиме. Делитель  $R_{BR}/R_{TR}$  определяет, когда это напряжение падает из-за затенения и снова увеличивается.

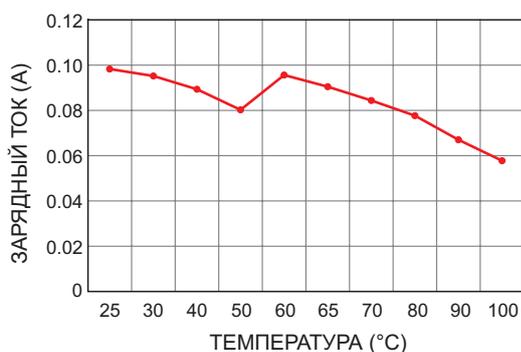
## Защита повышающего преобразователя от перенапряжения

При случайном отсоединении платы датчика температуры, на которой расположены диод  $D_1$ , показанный на Рисунок 8, и цепочка диодов  $V_{REF}$  на Рисунок 7, выходное напряжение повышающего преобразователя будет ограничено на фиксированном уровне, что предотвратит любое повреждение аккумулятора.

Следующая формула определяет максимальное выходное напряжение повышающего преобразователя в случае случайного отключения платы датчика температуры:

$$V_{BOOSTCLAMP} = \frac{R_6 + R_{TB} + R_{BB}}{R_{BB} + R_0} V_{REFLM5001},$$

где внутреннее опорное напряжение  $V_{REFLM5001}$  микросхемы LM5001 с номиналь-



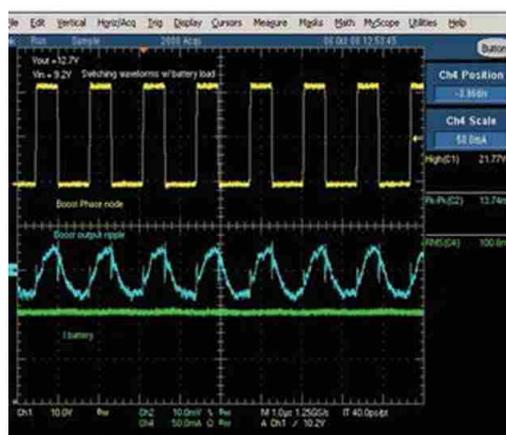
**Рисунок 10.** Нормальная рабочая температура зарядного устройства составляет 60 °С.



**Рисунок 11.** КПД быстро снижается, когда входное напряжение от солнечной панели падает ниже 6.5 В.

ным значением 1.26 В гарантирует, что напряжение аккумулятора не превысит допустимого значения.

Данные лабораторных испытаний устройства в диапазоне температур с использованием источника постоянного тока показывают эффективность двухкаскадной схемы солнечного зарядного устройства. На Рисунке 10 показана зависимость зарядного тока аккумулятора от температуры, а на Рисунке 11 – зависимость общего КПД зарядного устройства от напряжения солнечной панели. На Рисунке 12 показаны типичные осциллограммы сигналов схемы, позволяющие оценить зарядный ток



**Рисунок 12.** Типичные осциллограммы сигналов преобразователя: нагрузка аккумулятора (вверху), пульсации выходного тока (внизу).

аккумулятора, выходные пульсации и форму напряжения в коммутационном узле.

При температуре 60 °С схема переходит на вторую ступень регулирования тока, в которой ток аккумулятора увеличивается. Эта точка перехода выделена в Таблице 1 жирным шрифтом. Такое значение точки перехода обеспечивает оптимальный КПД приложения, поскольку 60 °С являются для него нормальной рабочей температурой.

Устройство зарядки свинцово-кислотных аккумуляторов с питанием от солнечных батарей подключается к аккумулятору с помощью стандартного интерфейса встроенного диагностического разъема или иного эквивалентного механизма подключения. Схему можно приспособить к солнечным панелям с различными номинальными значениями мощности и напряжения. Можно также модифицировать эту недорогую конструкцию, добавив всего три дополнительных компонента для защиты от короткого замыкания. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip LM4041](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM5001](#)
3. [Datasheet Diodes BAT54](#)

# RC-генераторы синусоидальных сигналов

Михаил Шустов, г. Томск

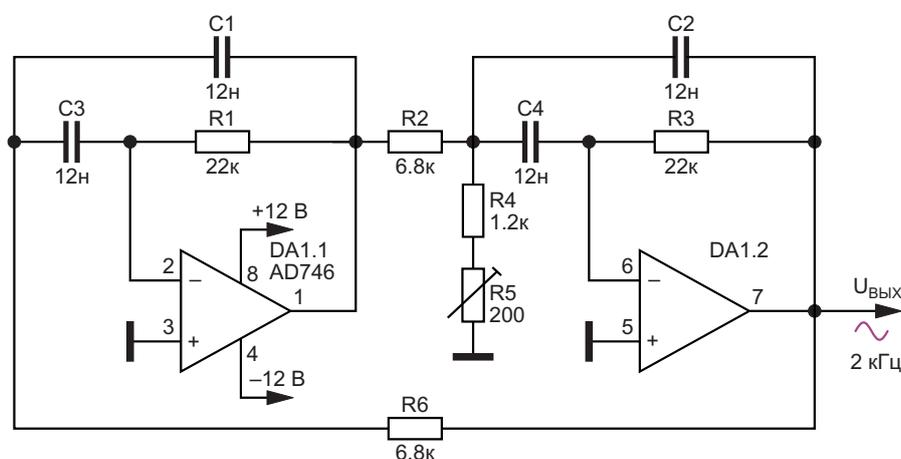
Рассмотрены две схемы генераторов синусоидальных сигналов, один из которых работает на фиксированной частоте 2 кГц, а второй может перестраиваться в частотном диапазоне от 0.1 до 1 кГц.

Основные разновидности генераторов сигнальных колебаний сводятся к генераторам на основе моста Вина – это перестраиваемые, как правило, в пределах одной декады по частоте генераторы, работающие до частот порядка 300 кГц, а также генераторы, выполненные на фазосдвигающих цепочках.

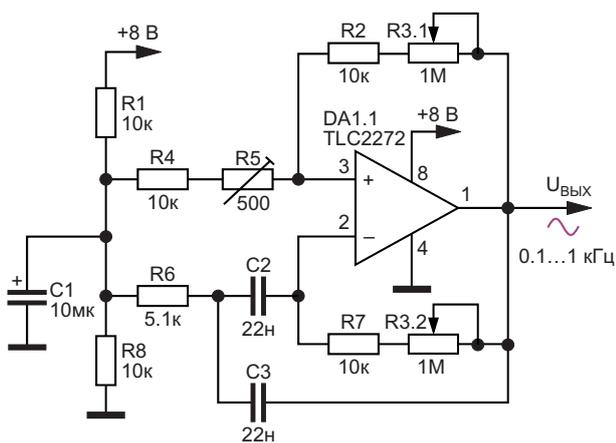
На Рисунках 1 и 2 приведены две схемы RC-генераторов. Первый из генераторов работает на основе последовательного включения двух фильтров Роберта Аллена Пиза [1, 2], замкнутых положительной обратной связью. Основой генератора является микросхема DA1 AD746. Генератор работает на частоте

2 кГц, его рабочую точку устанавливают регулировкой подстроечного резистора R5. Резистор R5 регулируют по минимуму искажений выходного сигнала так, чтобы не происходило срыва колебаний.

Второй из генераторов работает с перестройкой частоты от 0.1 до 1 кГц. Перестройка частоты генератора осуществляется двойным потенциометром R3.1, R3.2. В качестве активного элемента генератора используется микросхема DA1 TLC2272. Как и в предыдущем случае, рабочую точку генератора устанавливают регулировкой подстроечного резистора R5 ( $(R4 + R5) \approx 2R6$ ).



**Рисунок 1.** Генератор сигналов синусоидальной формы на основе последовательного включения фильтров Р.А. Пиза.



**Рисунок 2.** Генератор сигналов синусоидальной формы с перестройкой частоты в пределах декады.

Амплитуды генерируемых сигналов обоих генераторов близки к напряжению питания устройств. Для работы генератора, Рисунок 2, в иных частотных диапазонах необходима коррекция номиналов конденсаторов C2 и C3. **ПЛ**

## Литература

1. Pease R. An easily tunable notch-pass filter // Electronic Engineering, 1971, December, P. 50.
2. Шустов М.А. Схемотехника. 500 устройств на аналоговых микросхемах. – СПб.: Наука и Техника, 2013. – 352 с.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD746](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLC2272](#)

# Оптоэлектронные индикаторы перехода сетевого напряжения через ноль

Михаил Шустов, г. Томск

Приведено несколько простых схем выделения точки перехода сетевого напряжения через ноль. Для обеспечения гальванической развязки в схемах использованы оптоэлектронные элементы.

Для синхронизации работы ряда электронных устройств необходимо с достаточно высокой точностью выделять момент перехода сетевого напряжения через нулевое значение. Известно множество схем, с той или иной степенью приближения решающих эту задачу. Недостатком многих простых схем является запаздывание момента появления выходного сигнала относительно реального момента перехода сетевого напряжения через ноль.

На Рисунках 1–3 показаны несложные схемы решения подобной задачи. Так, на Рисунке 1 сетевое напряжение подводится через гасящие резисторы R1 и R2 к встречно включенным светодиодам DA1.1 и DA2.1 оптронных пар DA1 и DA2 HCPL-181-000. На приемной стороне фотодиоды оптронных пар DA1.2 и DA2.2 включены между собой параллельно и последовательно резисто-

ру R5. Сигнал с этого резистора через резистор R4 подается на базу транзистора VT1 BC547C. С коллектора транзистора VT1 снимается выходной сигнал – остроконечные импульсы, Рисунок 1, пик которых соответствует точке перехода сетевого напряжения через нулевое значение.

На Рисунке 2 показан вариант подобной схемы с использованием всего одной оптронной пары. Для питания светодиода оптронной пары использован диодный мост VD1–VD4 1N4007. На приемной стороне с точки соединения фотодиода оптронной пары и резистора R5 сигнал подается на один из входов компаратора DA2.1 LM339. Второй вход – вход сравнения компаратора присоединен к источнику напряжения сравнения – резистивному делителю напряжения на резисторе R3 и потенциомет-

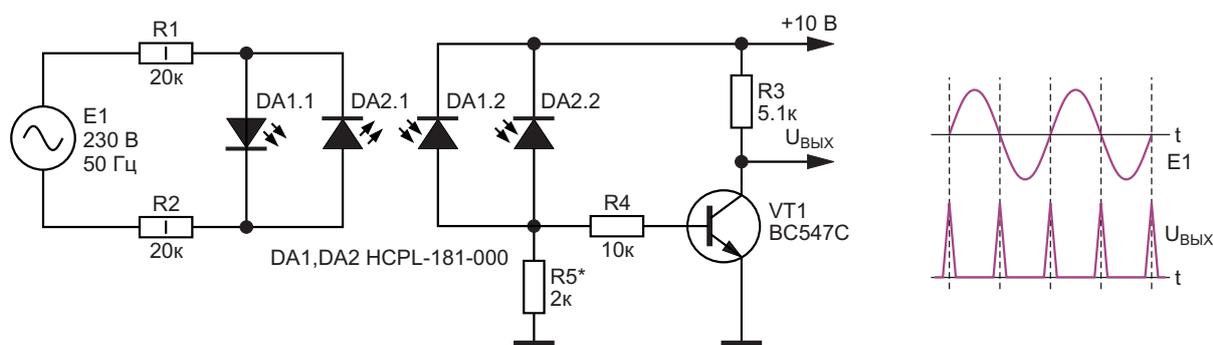
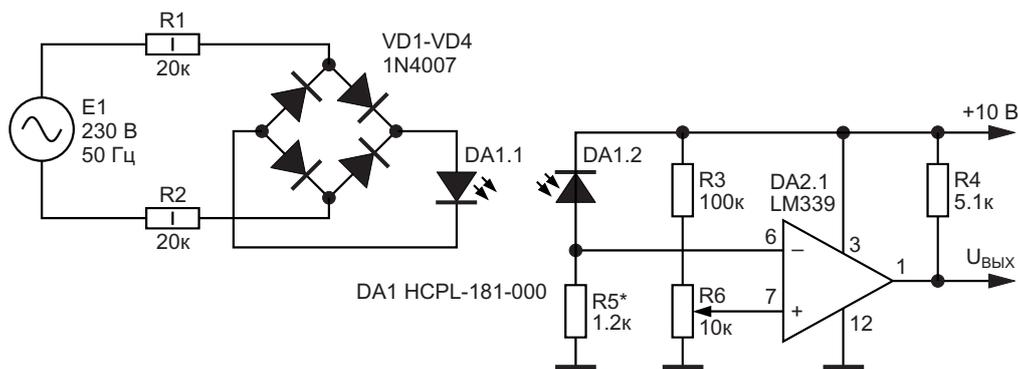
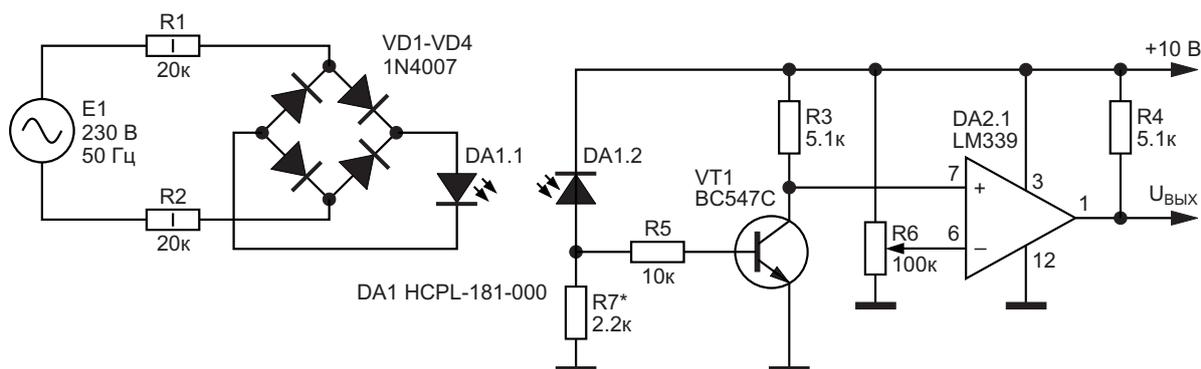


Рисунок 1. Индикатор перехода сетевого напряжения через ноль с использованием двух оптронов.



**Рисунок 2.** Индикатор перехода сетевого напряжения через ноль с использованием оптрона и компаратора.



**Рисунок 3.** Индикатор перехода сетевого напряжения через ноль с оптоэлектронной развязкой, каскадом предусилителя и компаратора.

ре R6. Регулировка этого потенциометра позволяет смещать точку переключения компаратора по шкале времени, согласовав тем самым момент переключения компаратора с моментом перехода сетевого напряжения через ноль.

На Рисунке 3 привезена наиболее совершенная схема выделения моментов пере-

да сетевого напряжения через ноль. Устройство является комбинацией приведенных на Рисунках 1 и 2 схемных решений. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild BC547C](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)
3. [Datasheet Broadcom HCPL-181-000E](#)

# Указатель последовательности чередования фаз

Чураков Д. А., Тульская обл., г. Кимовск



Это простое устройство (Рисунок 1) определяет последовательность чередования фаз в трёхфазной сети с сохранением работоспособности в широком диапазоне входных напряжений. Его основой является

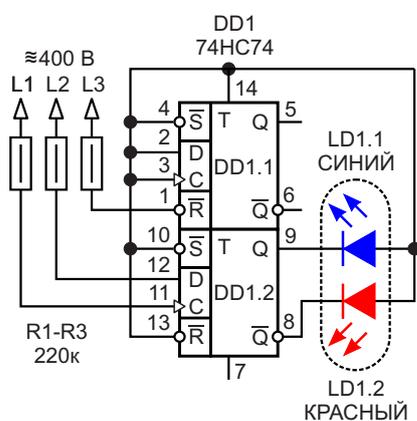


Рисунок 1. Принципиальная схема.

КМОП D-триггер, записывающий с фиксацией на выход Q логическое состояние входа D только по положительному фронту сигнала на входе C.

При прямой последовательности во всех трёх комбинациях подключения светодиод горит синим светом (Рисунок 2а), а при обратной – красным (Рисунок 2б).

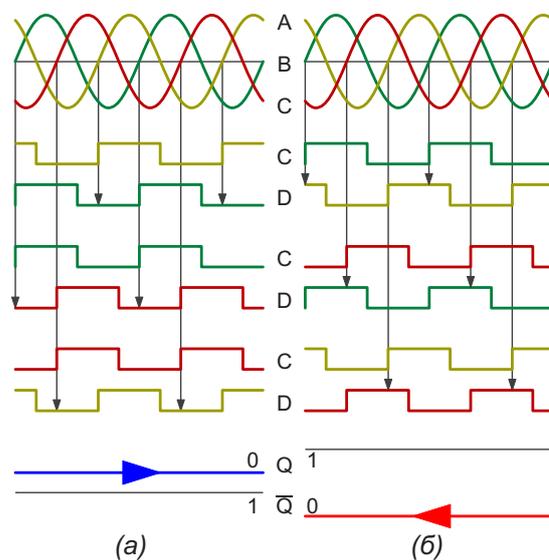
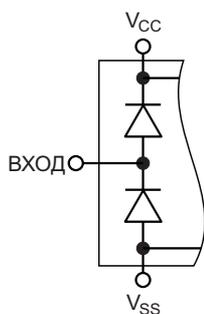


Рисунок 2. Порядок работы.

Питание осуществляется ограниченными по току резисторами R1-R3 переменными напряжениями фазных линий А, В и С. Благодаря наличию встроенных ограничительных



**Рисунок 3.** Входные защитные диоды.

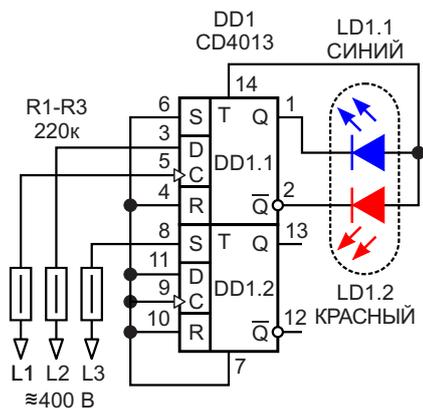
диодов (Рисунок 3) входы микросхемы, выполняя свои основные сигнальные функции, также задействованы в качестве входов двухполупериодного трёхфазного выпрямительного моста с ограничением напряжения питания цепью «активный выход – светодиод». Третья, недостающая пара диодов позаимствована у любого из входов неиспользуемого триггера.

Работа выходов триггера с визуально отображающим информацию светодиодом и отсутствие необходимости в последующей логической обработке их сигналов позволили без влияния на работоспособность исключить шунтирующий питание микросхемы конденсатор.

Всё это в совокупности упростило конструкцию, сократив количество используемых компонентов до минимума.

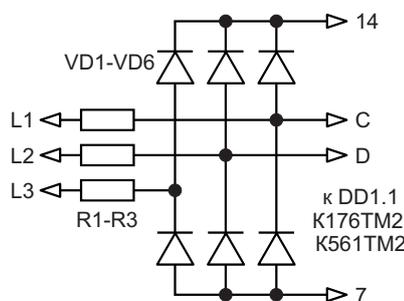
Дополнительной особенностью устройства является способность так же безошибочно определять расположение «L» (фаза) и «N» (нейтраль) при использовании его в качестве указателя наличия напряжения с непосредственным подключением к однофазной сети: ёмкость провода незадействованного щупа, например L2, создаёт задержку сигнала на входе D относительно C и одновременно подпитывает триггер, поддерживая сохранность его логического состояния при прохождении фазного напряжения через ноль. При этом: L1«N» и L3«L» – светодиод горит красным светом, а L1«L» и L3«N» – синим.

Микросхему 74НС74 можно заменить на более распространённые CD4013, HEF4013, IW4013, MC14013 с соответствующим подключением (Рисунок 4). При использовании отечественных К176ТМ2 и К561ТМ2 с аналогичным, как и у 4013 расположением выво-



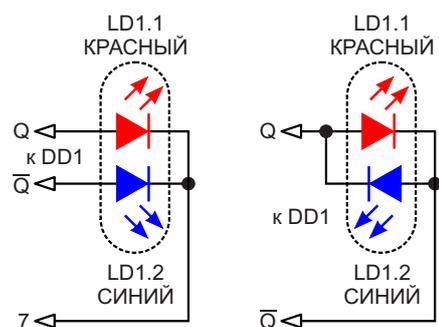
**Рисунок 4.** Схема с применением CD4013.

дов, придётся добавить внешний, состоящий из шести любых маломощных кремниевых диодов, трёхфазный выпрямительный мост (Рисунок 5).



**Рисунок 5.** Подключение внешнего диодного моста.

Светодиод LD1 – сдвоенный красно-синий или в любой другой цветовой конфигурации с общим анодом и достаточной для индикации яркостью свечения при протекающем через него токе около 0.7 мА. Также возможно использование двух одиночных, сдвоенного с общим катодом или встречно-параллельного в соответствующих подключениях (Рисунок 6).



**Рисунок 6.** Варианты подключения светодиодов.

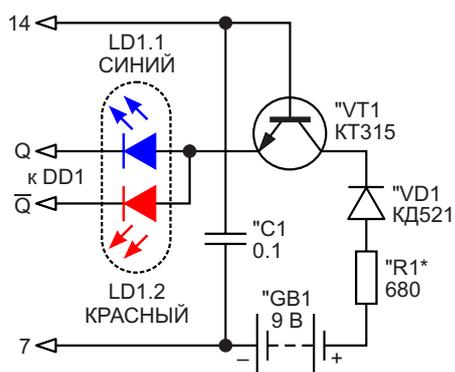


Рисунок 7. Подключение источника питания.

При необходимости увеличения яркости индикации можно повысить входной ток, что нежелательно в плане безопасности, снижением сопротивления резисторов R1-R3 с перерасчётом их рассеиваемой мощности, либо дополнить устройство неотключаемым и задействуемым только во время работы источником питания (Рисунок 7).

Резисторы R1-R3, мощностью не менее 0.5 Вт, целесообразней разместить в корпусах, подключаемых к фазным линиям щупов, тем самым, распределив, не концентрируя в одном месте, рассеиваемое ими тепло, а в случае повреждения изоляции подводящих проводов – снизить риск поражения опасным электрическим током. Небольшие габариты микросхемы и светодиода также позволяют расположить их в корпусе одного из щупов, например L3 (Рисунок 8). При этом количество внешних проводов сократится до двух, повысив надёжность и удобство использования при эксплуатации.

### Примечание

Перед изготовлением устройства необходимо с помощью мультиметра убедиться в наличии подключенных к входам микросхе-

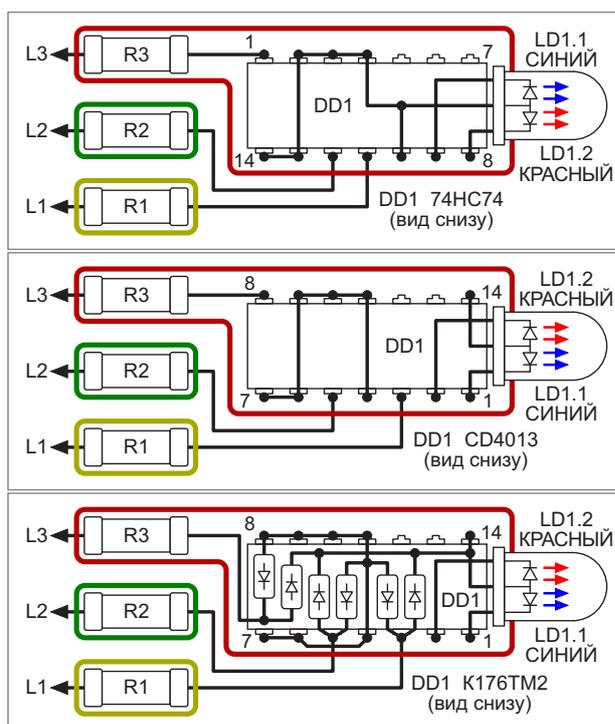


Рисунок 8. Примеры монтажных соединений.

мы встроенных ограничительных диодов (Рисунок 3), так как, несмотря на документальные заявления производителей, в некоторых экземплярах они попросту отсутствуют. При этом, как и в случае с применением K176TM2 и K561TM2, понадобится установить внешний трёхфазный диодный мост (Рисунок 5). **PL**

### Внимание!

При работе с высоким напряжением следует соблюдать особую осторожность во избежание поражения опасным электрическим током!

### Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74HC74](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4013B](#)

# Передача цифровой информации через цепь питания

Михаил Шустов, г. Томск

Предложены варианты схем передачи цифровых сигналов через цепь питания с минимальными потерями мощности.

Для передачи аналоговой и цифровой информации через цепи питания чаще всего используют традиционные схемы, приведенные на Рисунках 1а и 1б. В первом случае сигнал от передатчика информации Tx (Transmitter) через конденсатор C2 поступает через разделительный дроссель L1 на линию связи с приемником Rx (Receiver). Сопротивление нагрузки по постоянному току на Рисунках 1–3 не показано.

На приемной стороне через конденсатор связи C3 полезный сигнал отделяется от постоянной составляющей и поступает на

вход приемника Rx, усиливается и далее используется по своему назначению. Для того чтобы полезный сигнал на приемной стороне не был зашунтирован фильтрующим конденсатором C4, используется дроссель L2, разделяющий сигналы по переменному току.

Такие схемы используют чаще всего для питания предварительных усилителей телевизионных антенных усилителей по кабелю. Недостатком этих схем является то, что в ряде случаев наблюдаются резонансные и переходные процессы, которые могут повлиять на качество транслируемых сигналов.

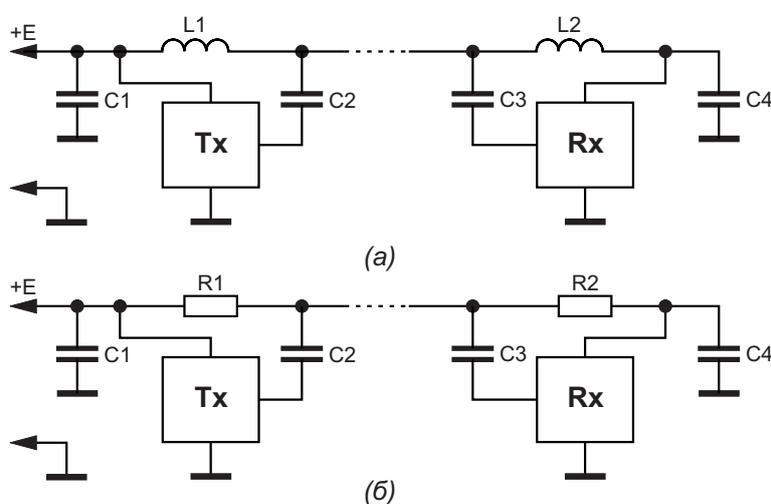
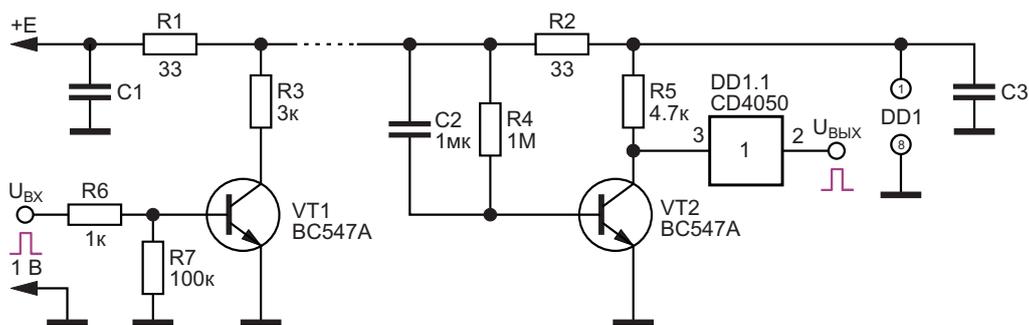


Рисунок 1. Основные способы передачи информации по цепям питания с использованием разделительных: (а) дросселей; (б) резисторов.



**Рисунок 2.** Передача цифровой информации через цепь питания с использованием транзисторных усилителей, а также КМОП(ТТЛ)-повторителя напряжения на приемной стороне.

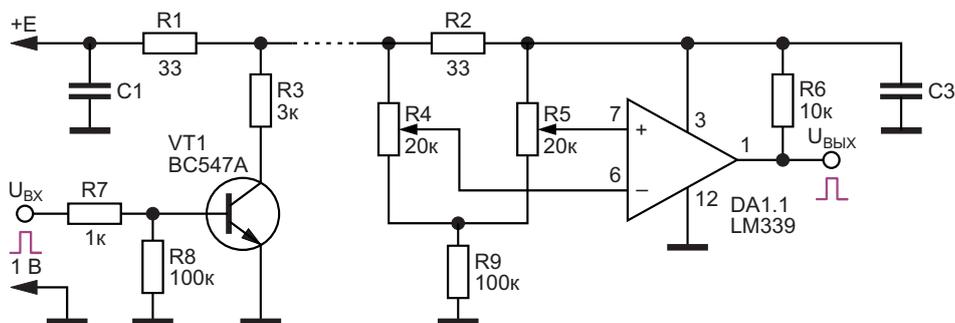
На Рисунке 16 показана несколько иная, менее экономная, но более надежная схема передачи аналоговой информации по цепям питания. В качестве элемента, разделяющего сигналы постоянного и переменного тока, используются низкоомные резисторы как на приемной, так и на передающей сторонах. Такая схема отличается более заметными потерями по постоянному току и может быть использована для питания внешних устройств с малым током потребления. Подобные линии передачи информации используют в компьютерной технике при подключении к звуковой карте внешних микрофонов.

Передача цифровых сигналов по двухпроводной линии связана с необходимостью трансляции по цепи питания сигналов достаточно высокой амплитуды. Решить подобную проблему несложно за счет использования схем, приведенных на Рисунках 2 и 3.

На Рисунке 2 показана схема передачи цифровых сигналов по линии питания. В качестве элементов, обеспечивающих поступление цифровых сигналов в линию питания, на передающей стороне используется обыч-

ной каскад усиления на транзисторе VT1 BC547A, нагруженный на цепочку резисторов R1 и R3. На вход передающей части устройства подается цифровой сигнал амплитудой 1 В или более (с использованием входного резистивного делителя напряжения). Входной каскад усиления цифрового сигнала на приемной стороне выполнен на транзисторе VT2 BC547A, либо его аналога. С коллектора транзистора VT2 выходной сигнал приводится к уровню, приемлемому для последующего использования в цифровой технике. Для этого используется повторитель напряжения на элементе DD1.1 микросхемы CD4050. Напряжение питания микросхемы снимается с конденсатора фильтра C3.

Еще один пример выполнения линии передачи цифровых сигналов с использованием разделительных резисторов R1 и R2 малого сопротивления показан на Рисунке 3. Для исключения пульсаций напряжения в цепи питания нагрузки на приемной стороне конденсатор C3 должен быть выбран соответствующей емкости.

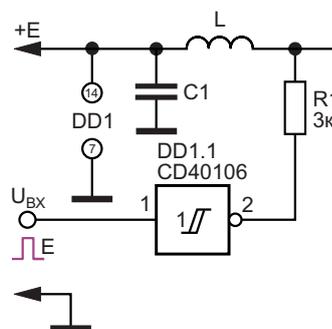


**Рисунок 3.** Передача цифровой информации через цепь питания с использованием компаратора на приемной стороне.

Приемная часть устройства выполнена на компараторе DA1.1 LM339. Разделение цепей по постоянному и импульсному току происходит за счет использования резистора R2. Полезный сигнал снимается с этого резистора, сравниваемые уровни напряжений через потенциометры R4 и R5 и с использованием резистора R9 поступают на входы компаратора. Потенциометры регулируют таким образом, чтобы на выходе компаратора с его нагрузки R6 снимался цифровой сигнал амплитудой, примерно равной напряжению питания компаратора.

Входные делители напряжения R4, R5 и R9 могут быть выполнены по более усложненной схеме, в частности, могут использоваться индивидуальные делители уровней входных сигналов импульсного и постоянного тока из двух цепочек потенциометров и резисторов. Для повышения КПД вместо резисторов R1 и R2 могут быть использованы дроссели. Поскольку моточные изделия (дроссели) обладают собственной емкостью, при импульсной коммутации в них могут возникать резонансные колебания, искажающие транслируемые цифровые сигналы.

На Рисунке 4 показан вариант выполнения передающей части устройства с использова-



**Рисунок 4.** Передатчик цифровой информации через цепь питания, вариант.

нием микросхемы DD1.1 CD40106, нагрузкой которой являются дроссель L и резистор R1. Приемная часть устройств отличий не имеет.

Подобные линии связи могут быть выполнены и с использованием TTL-элементов. Соответственно, напряжения питания устройств, выполненных с использованием TTL- или КМОП-микросхем, должно соответствовать их рабочим напряжениям. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4050A](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)
4. [Datasheet Fairchild BC547C](#)

# Гираторный фильтр с перестройкой электронным аналогом конденсатора переменной емкости

Михаил Шустов, г. Томск

Рассмотрены схемы резонансных гираторных фильтров, выполненных на дискретных элементах с использованием управляемых электронных аналогов конденсаторов переменной емкости.

В фильтрах промежуточных частот чаще всего используют LC-элементы, позволяющие выделить заданные полосы частот. Недостатком таких фильтров является то, что они, как правило, не поддаются перестройке, содержат моточные элементы катушки индуктивности и работают из-за габаритных и ценовых ограничений до частот не ниже нескольких кГц. Более простыми в плане создания регулируемых фильтров частот в диапазоне от десятков Гц до единиц МГц являются гираторные фильтры, обычно выполняемые на основе операционных усилителей [1, 2].

ритных и ценовых ограничений до частот не ниже нескольких кГц. Более простыми в плане создания регулируемых фильтров частот в диапазоне от десятков Гц до единиц МГц являются гираторные фильтры, обычно выполняемые на основе операционных усилителей [1, 2].

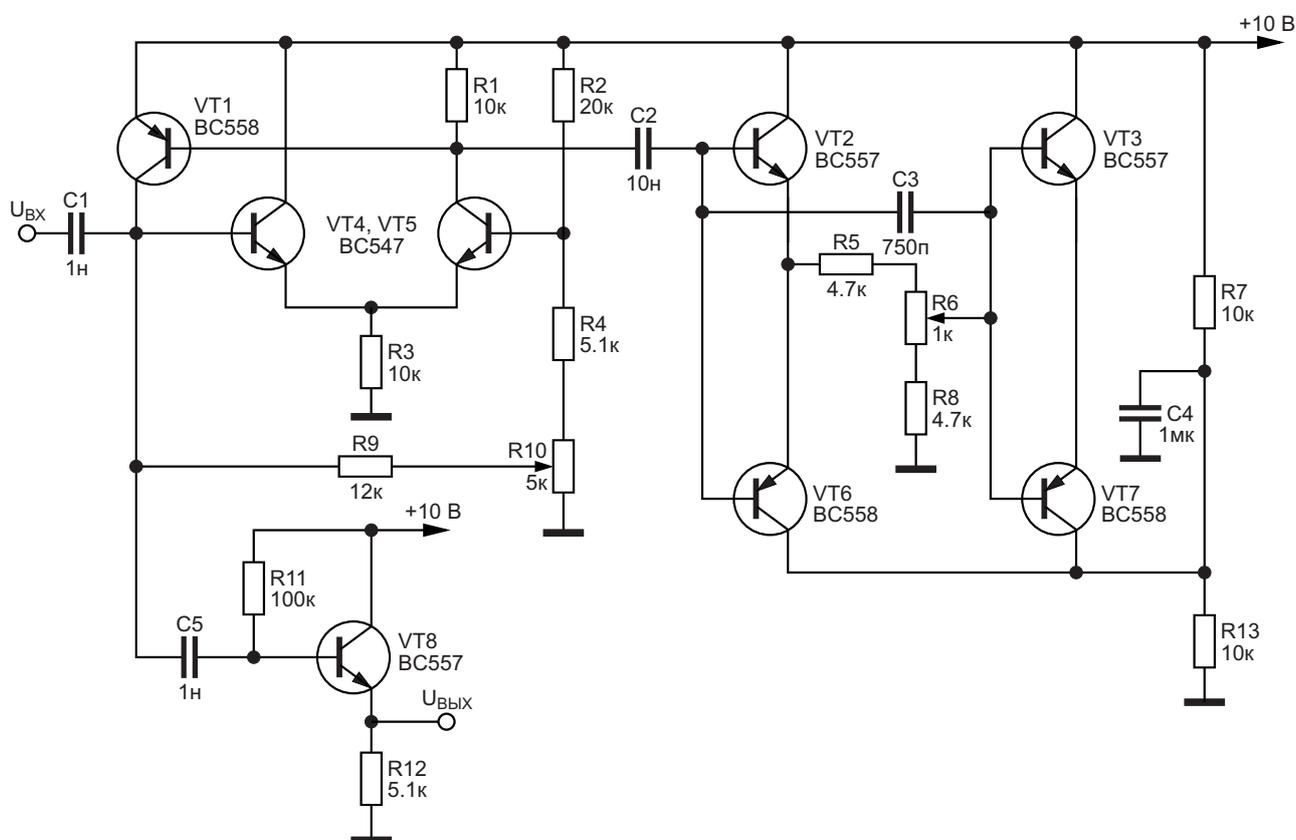
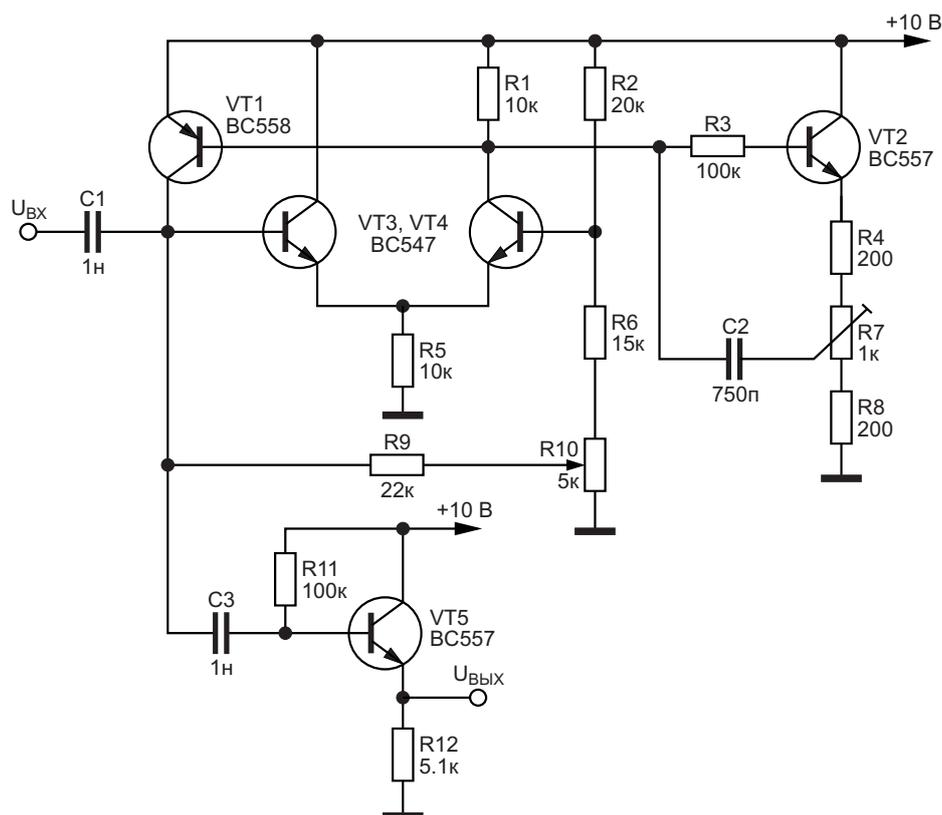


Рисунок 1. Гираторный фильтр с перестройкой резонансной частоты электронным аналогом конденсатора переменной емкости Дж. Гаона.



**Рисунок 2.** Гираторный фильтр с перестройкой резонансной частоты электронным аналогом конденсатора переменной емкости на основе повторителя напряжения.

На Рисунке 1 показана схема гираторного фильтра, выполненного с использованием дискретных элементов. Перестройка резонансной частоты фильтра производится при помощи электронного аналога конденсатора переменной емкости. В качестве такого устройства использован конденсатор с электрически управляемой емкостью  $C1$ , выполненной по схеме Дж. Гаона [3]. Регулировкой потенциометров  $R6$  и  $R10$  можно варьировать положение (от 480 до 600 кГц) и ширину полосы пропускания. Выходной сигнал снимается с выхода эмиттерного повторителя на транзисторе  $VT8$ .

Для сравнения на Рисунке 2 приведена схема более простого устройства подобного назначения, выполненного с использованием электрически управляемой емкости на основе повторителя напряжения с регулируемой обратной связью [4].

Регулятор емкости выполнен на основе эмиттерного повторителя напряжения на транзисторе  $VT2$ , в цепь эмиттерной нагрузки которого включен резистивный делитель напряжения  $R4$ ,  $R7$ ,  $R8$ . С движка потенцио-

метра  $R7$  через конденсатор  $C2$  снимается сигнал обратной связи регулируемой амплитуды. В результате эквивалентная емкость конденсатора  $C2$  при регулировке коэффициента обратной связи меняется, происходит перестройка резонансной частоты. Рабочие характеристики гираторных фильтров, Рисунки 1 и 2, практически идентичны. **РЛ**

## Литература

1. Шустов М.А. Гираторный фильтр на транзисторах с электронной перестройкой частоты // Радиолюбитель, 2016, № 9, С. 56.
2. Шустов М.А. Схемотехника. 500 устройств на аналоговых микросхемах. – СПб.: Наука и Техника, 2013. – 352 с.
3. Gaon J. Feedback turns fixed capacitor into variable capacitance // Electronics, 1966, Vol. 39, № 24 (Nov. 28). P. 80.
4. Шустов М.А. [Электронные регуляторы параметров RLC-элементов.](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild BC547C](#)
2. [Datasheet Fairchild BC558B](#)

# УНЧ достоверного звучания из трех деталей. В поисках хорошего звука

Игорь Кацай

*Предлагается простая и надёжная схема усилителя с хорошими параметрами, хорошей повторяемостью и чётким, по-настоящему достоверным звуком*

Я задался целью собрать для дома УНЧ с хорошими параметрами и хорошо звучащий из минимально возможного количества недорогих деталей. И тут я столкнулся с проблемой: параметры-то определить легко, а вот звучание... Приходится довольствоваться такими описаниями как, например, «прекрасный лёгкий звук», или «чистый, сочный, бархатистый», ну и конечно «детальный» и особенно «тёплый ламповый» и «мягкий». Вот я хочу усилитель с «мягким» звуком. Схема-то какая? И тут становится понятно, что узнать, как звучит, можно только собрав и прослушав.

Прослушивание проходило в техническом помещении с хорошей акустикой. Хороший CD (диджейский Pioneer 2000), лицензионный диск, колонки JVC среднего класса с 3-полосным фазоинвертором (сначала), Dinacord 15-дюймовые (потом), настоящие JBL студийные мониторы (в конце). Слушали рок, джаз, поп и симфоническую музыку. Сравнивали звук этого усилителя с наиболее популярными, хорошо звучащими радиолюбительскими схемами (транзисторный А класс, Super-A класс, УНЧ с согласующим трансформатором и ламповый двухтактный усилитель), и с заводскими (Dartzeel, Marantz и Hitachi 1980-х годов).

Итог:

1. Малое (численно) количество гармоник не даёт явного преимущества в звуке перед

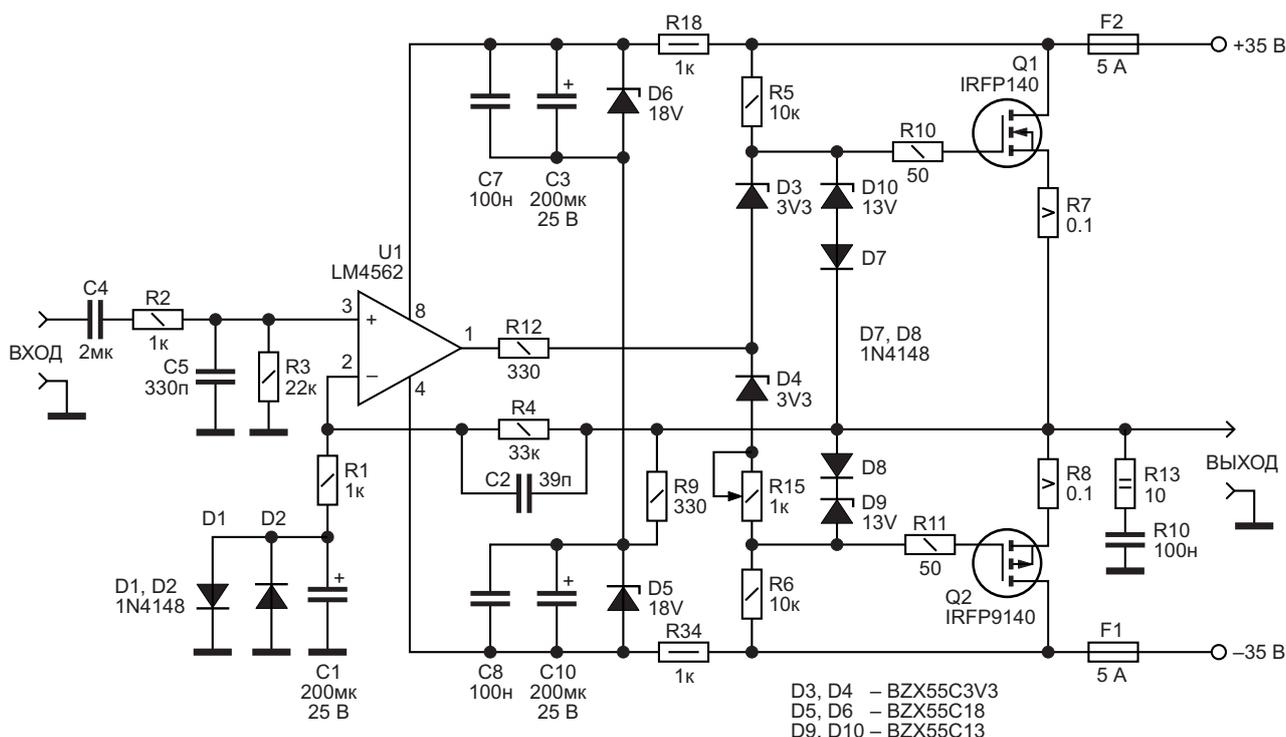
бесконечным «хвостом» гармоник при условии их общего невысокого уровня.

2. Превалирование чётных гармоник (лампа и параллельный линейный УНЧ) тоже не даёт преимуществ в звуке.
3. Очень глубокие общие ООС в сочетании с межкаскадными обратными связями улучшают цифры, но немного «сушат» звук.

Результаты слепого прослушивания таковы. Те, кому «послышалось», что при прослушивании джаза усилитель номер 1 (например) звучал немного лучше, при прослушивании рока предпочли другой усилитель. А при смене акустики приоритеты вообще изменились. Только 4 человека из 10 выделили особое звучание лампового двухтактного усилителя, но все четверо заметили не «более красивый звук», а просто другой тембровый окрас. Это всё. В остальном больше никто ничего не отличил. (Точнее, были суждения «за» и «против», но к более-менее единому мнению прийти не удалось). Вся техника звучала весьма достойно. (Это скорее потому, что все выбранные образцы очень верно передают звук). Зато 10 из 10 заметили на слух замену акустики.

Выводы:

1. Усилитель должен обеспечивать THD не более 0.01% (можно и меньше, но даже 0.03 от 0.003 на слух уже практически невозможно отличить).



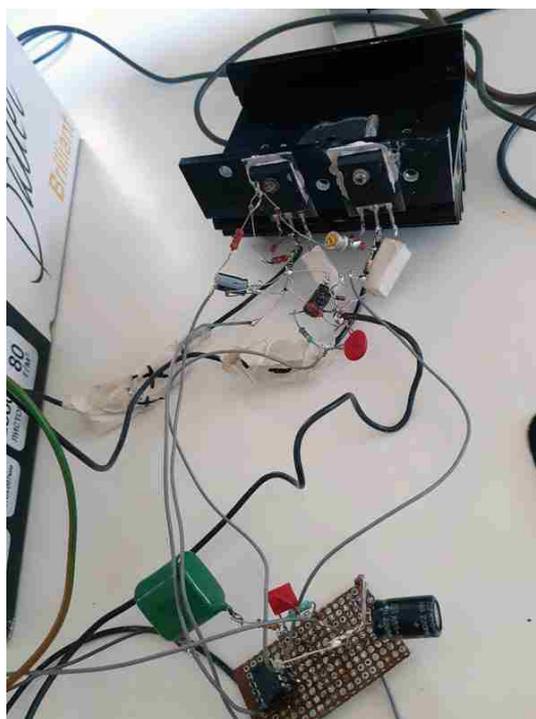
**Рисунок 1.** Схема УНЧ достоверного звучания.

2. Обеспечивать хорошую перегрузочную способность.
3. Обязательно быть «быстрым».
4. Иметь минимальные «переключательные» искажения и низкий уровень собственных шумов.
5. Быть хорошо повторяемым и нетребовательным к тщательному подбору деталей.
6. По возможности содержать поменьше активных элементов, так как принцип «меньше активных элементов – меньше нелинейных искажений» пока никто не отменял.
7. Должен быть нетребовательным к питанию.

С учётом этого и предлагается для повторения простая схема, изображенная на Рисунке 1. Вот её краткие характеристики:

- Скорость нарастания выходного напряжения 40 В/мкс;
- THD 0.000% (моими приборами не измеряется) на частоте 1 кГц; 0.009% на частоте 20 кГц;
- Уровень шумов менее –100 дБ;
- Идеальный ноль на выходе ( $\pm 3$  мВ);
- Полоса пропускания 500 кГц (без входного фильтра);

- Питание – простой выпрямитель;
- Чувствительность 0.75 В;
- Полная линейность усилителя до 20 кГц и выше;



**Рисунок 2.** Первая проба навесным монтажом.

- Мощность 85 Вт на нагрузке 4 Ом, 45 Вт на нагрузке 8 Ом для дома вполне достаточна.

Цифры неплохие. Схема хоть и простая, но звук, тем не менее, настоящий, какой и должен быть – он ровный, детальный, воспроизводит трек именно так, как его задумал композитор (по мнению слушавших музыкантов), ровно и достоверно, без всяких прикрас.

Печатную плату для схемы из трех деталей решил не делать – собрал на макетке (Рисунок 2).

Интересующиеся могут посмотреть на осциллограммы полного сигнала (Рисунок 3), а также сигналов с ограничением на частотах 1 кГц (Рисунок 4) и 20 кГц (Рисунок 5). Все параметры и осциллограммы сняты на нагрузке, в качестве которой использовался кусок нихромовой спирали сопротивлением 4 Ом.

### Описание схемы

Напряжение питания схемы –  $\pm 35 - 45$  В. Его можно снизить на 10 В (соответственно, с потерей мощности). Можно увеличить, но мощность при этом не возрастёт, только будет сильнее греться.

Емкости конденсаторов выпрямителя по 10000 мкФ в каждое плечо на канал вполне достаточно.

Их желательно зашунтировать плёночными конденсаторами по 0.1-0.15 мкФ.

У меня по 10000 мкФ в плечо на оба канала. Можно разместить прямо на плате вблизи от транзисторов добавочные ёмкости по 2000 - 4000 мкФ на плечо. Но можно вообще на плате ничего не ставить, если провода от выпрямителя не тонкие и не длинные.

Поскольку выходной каскад сделан по схеме с общим стоком и напряжение не усиливает, для достижения декларируемой мощности пришлось применить вольтодобавку в питании операционного усилителя и поставить стабилитроны с максимально возможными для него напряжениями  $\pm 18$  В.

Все резисторы, кроме истоковых, – по 0.25 - 0.5 Вт (кому как нравится). Истоковые резисторы R7 и R8 5-ваттные по 0.1 Ом (можно 0.2 Ом), а R13 – 2-ваттный. Подстроечный резистор регулировки тока покоя R15 (1-2 кОм) желательно выбрать многооборотным.

Номинальное напряжение конденсаторов C1, C3 и C10 – 25 В.

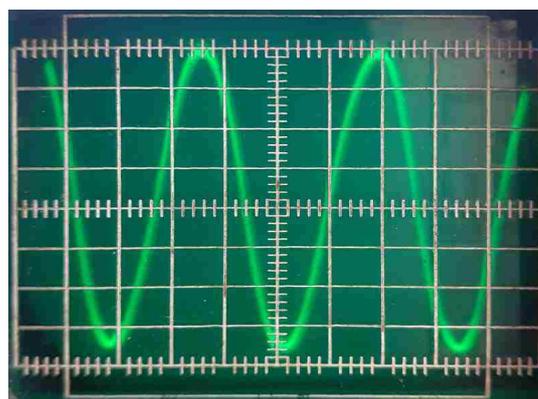


Рисунок 3. Полный сигнал.

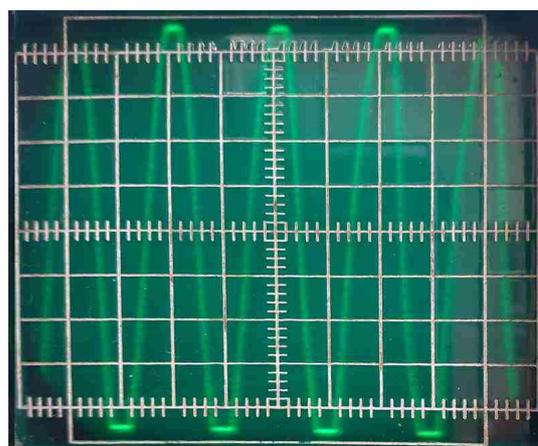


Рисунок 4. Ограничение сигнала на частоте 1 кГц.

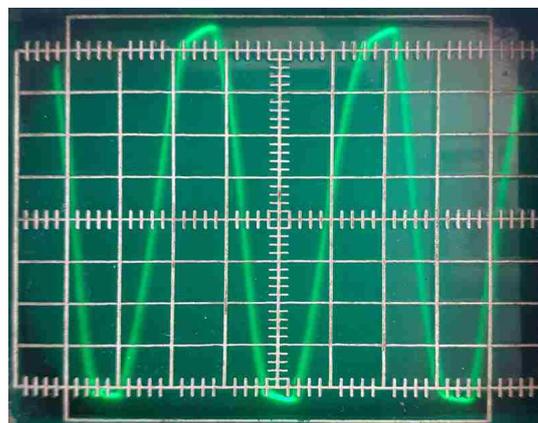


Рисунок 5. Ограничение сигнала на частоте 20 кГц.

Цепочка D7 - D10 служит для защиты транзисторов.

Выходные транзисторы недорогие – IRFP140 и IRFP9140; менять их на дорогие, специально разработанные для аудио, не вижу смысла, так как на слух даже на хорошей дорогой акустике разницы нет, а на сред-

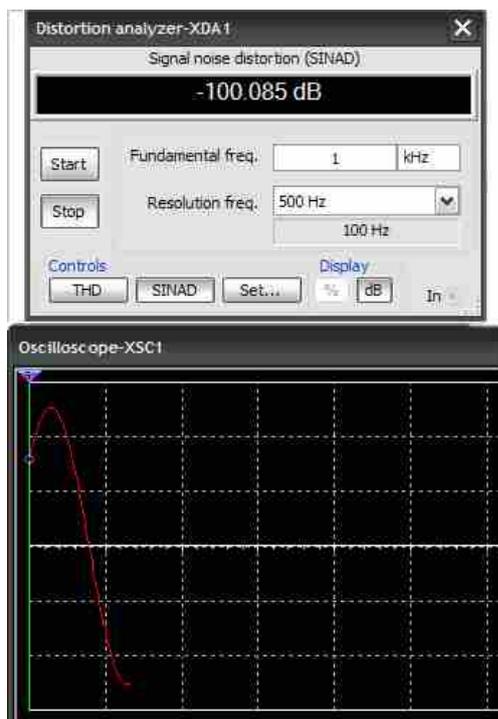


Рисунок 6. Измерение шума.

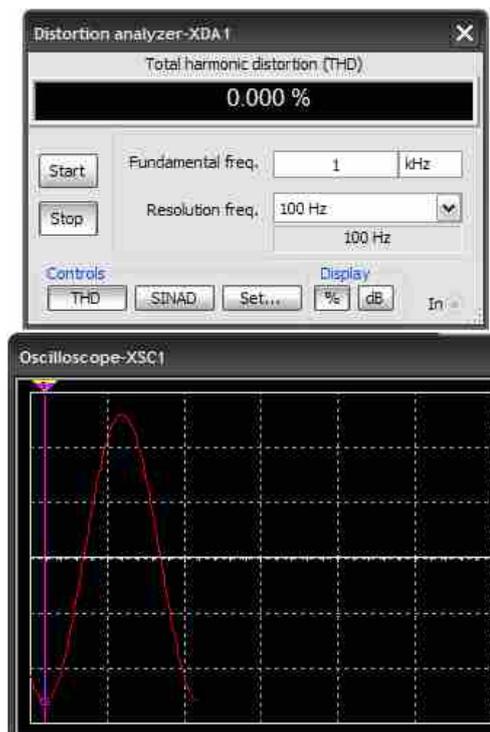


Рисунок 7. Измерение нелинейных искажений.

ней бытовой – и подавно. Но если всё же захотите ставить на выход «аудиофильские латералы» 2SK1058 и 2SJ162 (или 2SK1530 и 2SJ201), или что ещё, то цепочка защиты будет не нужна, поскольку она уже встроена в дорогих японцев.

Операционный усилитель я применил неплохой (LM4562), но можно ставить и более дешёвые; например, я пробовал NE5532. Разницы на слух не обнаружено.

Цепочка Цобеля R13 и C6 служит для предотвращения самовозбуждения на ВЧ. Её ставить желательно, но не обязательно, если самовозбуждения нет. А если вдруг усилитель всё же будет самовозбуждаться или вести себя неустойчиво (чего у меня никогда не было, но многое, как известно, зависит от монтажа), то советовал бы для начала заменить истоковые проволочные керамические резисторы R7 и R8 на угольные (например, соединить параллельно 5 одноваттных резисторов МЛТ номиналом по 1 Ом (или по 0.5 Ом)). В усилителях с выходным каскадом на полевых транзисторах это часто даёт положительный эффект.

Стабилитроны D3 и D4 для нормальной термостабилизации можно укрепить на радиаторе вблизи от транзисторов. (Обратите

внимание: отрицательный ТКН имеют только приборы с низким напряжением стабилизации). Для этого удобен теплопроводящий клей, но можно воспользоваться и скобой.

## Настройка

Перед включением вывести подстроечный резистор R15 в положение минимального сопротивления. Подать питание и выставить ток покоя примерно 150 мА.

Ток покоя удобно измерять по падению напряжения на 5-ваттном резисторе: на резисторе 0.1 Ом при токе 150 мА должно быть 15 мВ (соответственно, на резисторе 0.2 Ом – 30 мВ).

При использовании на выходе транзисторов 2SK1058 и 2SJ162 и им подобных ток покоя должен быть 210 - 230 мА.

Результаты измерений шума и искажений приведены на Рисунках 6 и 7, соответственно.

Звук вас порадует.

Всё. Приятного прослушивания! **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM4562](#)
2. [Datasheet Vishay IRFP140](#)
3. [Datasheet Vishay IRFP9140](#)
4. [Datasheet Vishay BZX55C](#)

# Автоматический контроль нагрузки экономит энергию в высоковольтном преобразователе

Mitchell Lee

Семейства микромощных DC/DC преобразователей используются в удивительном количестве приложений с высоким выходным напряжением. Эти приложения включают электролюминесцентные панели, специализированные измерительные трубки и ксеноновые стробоскопы. Одной из ключевых особенностей микромощных преобразователей является низкий собственный ток потребления. Поскольку ток покоя намного меньше тока саморазряда обычных щелочных элементов, в тех случаях, когда нагрузка является прерывистой или отключается с помощью

цифрового управления, от традиционного переключателя ВКЛ/ВЫКЛ можно отказаться.

Максимальное коммутируемое напряжение для многих микромощных устройств составляет 50 В. Для более высоких выходных напряжений часто рекомендуется схема, показанная на Рисунке 1. Она сочетает в себе повышающий регулятор и утроитель напряжения на основе зарядового насоса для получения выходного напряжения до 150 В. Выходное напряжение воспринимается резистивным делителем, который постоянно потребляет ток около 12 мкА. Кажется, что это

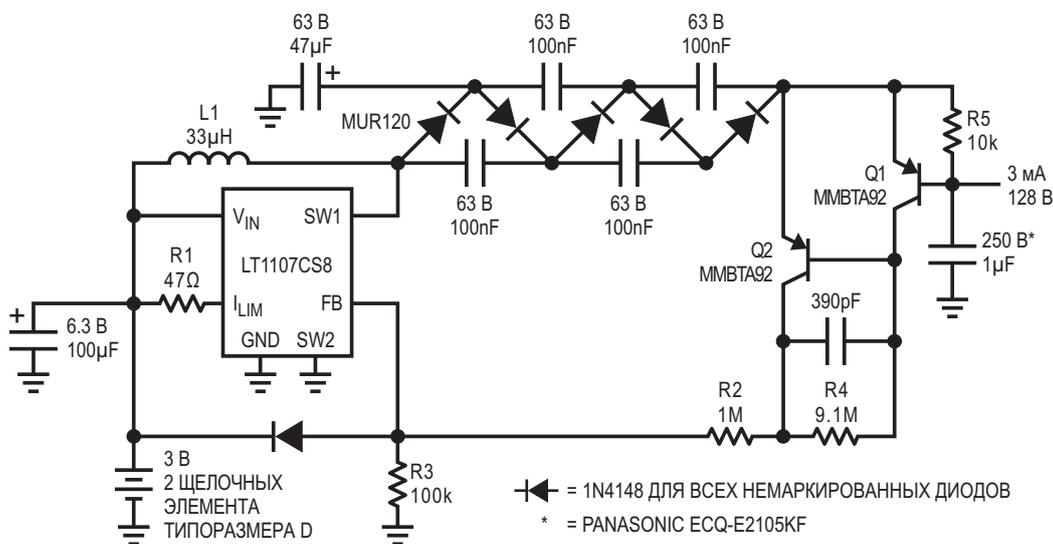


Рисунок 1. Автоматическое отключение снижает ток батареи до 350 мкА.

не так уж много, но в пересчете на 3-вольтовую батарею ток превышает 3 мА. Вместе с собственным током 320 мкА микросхемы LT1107 ток батареи без нагрузки составляет 3.5 мА. В режиме ожидания это недопустимо много даже для двух элементов D.

Чтобы снизить ток покоя до приемлемого уровня была добавлена схема, состоящая из транзисторов Q1 и Q2. При токе нагрузки более 50 мкА транзистор Q1 включается, Q2 выключается, и резистор 9.1 МОм (R4) замыкает цепь обратной связи. Резисторы R2, R3 и R4 определяют уровень выходного напряжения 128 В.

Если ток нагрузки падает ниже 50 мкА, транзистор Q1 выключается, а Q2 включается, закорачивая резистор R4. Когда резистор R4 исключается из цепи обратной связи, выходное напряжение определяется резисто-

рами R2 и R3 и составляет 15 В. В этом состоянии измеренный входной ток составляет всего 350 мкА, что лишь немного превышает собственный ток микросхемы в отсутствие нагрузки. При восстановлении нагрузки транзистор Q1 воспринимает избыточный ток, и выходное напряжение автоматически повышается до номинального значения 128 В.

Эта автоматическая переключающая схема с обратной связью на порядок снижает ток батареи и устраняет необходимость в механическом выключателе в тех случаях, когда нагрузка находится под цифровым управлением. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1107](#)
2. [Datasheet Nexperia MMBTA92](#)
3. [Datasheet MCC MUR120](#)

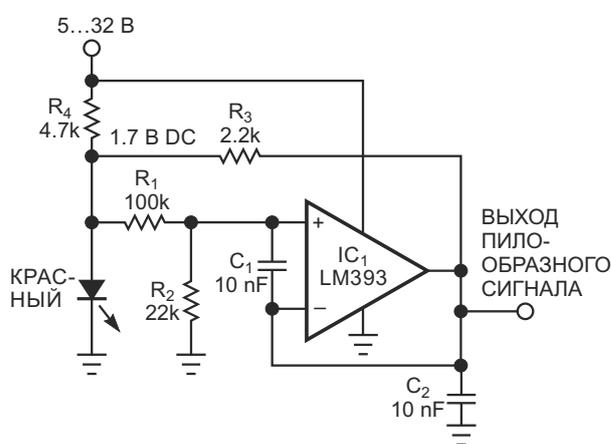
# Недорогой генератор пилообразного напряжения для схем ШИМ импульсных преобразователей

Dwayne Reid

EDN

На Рисунках 1 и 2 показана схема генератора пилообразного напряжения для широтно-импульсного модулятора (ШИМ), который можно использовать в недорогих импульсных DC/DC преобразователях. Напряжение питания генератора может варьироваться от 5 до 35 В, а амплитуда выходного пилообразного сигнала может составлять от 0.3 до 1 В. Можно также установить минимальное время выключения, позволяющее ограничить коэффициент заполнения значением 50% для тех магнитных компонентов, которым это необходимо.

В генераторе пилообразного напряжения (Рисунок 1) использована половина микросхемы сдвоенного компаратора LM393. Вторая половина микросхемы используется в преобразователе для формирования сигнала ШИМ. Амплитуда и частота пилообразного напряжения зависят от опорного напряжения. В качестве недорогого источника опорного напряжения можно использовать обыч-

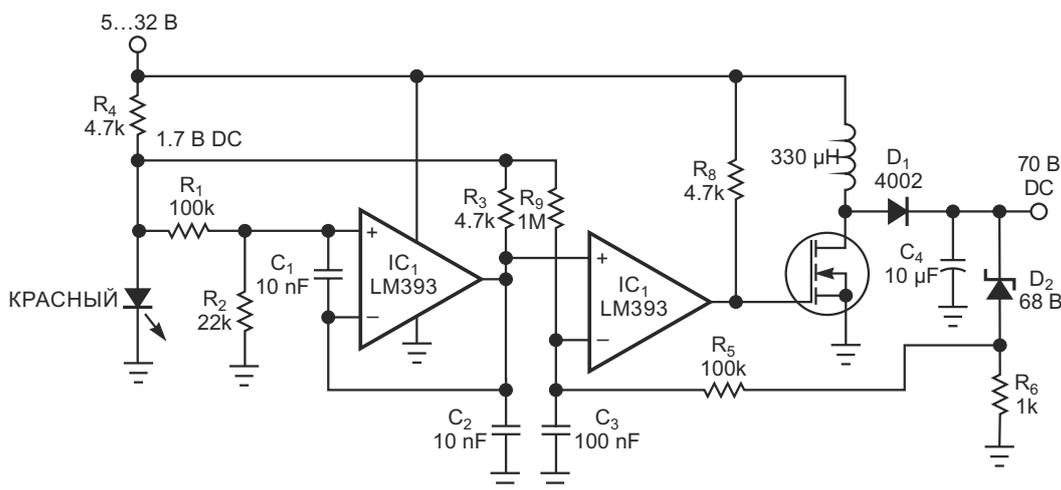


**Рисунок 1.** Этот генератор пилообразного напряжения можно использовать в цепях ШИМ недорогих импульсных DC/DC преобразователей.

ный красный светодиод. Его прямое напряжение, составляющее примерно 1.7 В, достаточно постоянно в диапазоне комнатных температур. Отношение сопротивлений  $R_1$  к  $R_2$

**Таблица 1.** Примеры конфигураций

Частота	$R_3$	$C_2$	$R_1$	$R_2$	$C_1$	Приблизительный коэффициент заполнения (%)
500 Гц	120 кОм	100 нФ	1 МОм	220 кОм	10 нФ	100
700 Гц	100 кОм	100 нФ	100 кОм	22 кОм	100 нФ	100
62 кГц	4.7 кОм	10 нФ	100 кОм	22 кОм	10 нФ	95
100 кГц	4.7 кОм	10 нФ	100 кОм	22 кОм	100 пФ	100
200 кГц	2.2 кОм	3.3 нФ	100 кОм	22 кОм	3.3 нФ	60
200 кГц	1.8 кОм	10 нФ	100 кОм	22 кОм	100 пФ	95
400 кГц	2.2 кОм	1 нФ	100 кОм	22 кОм	10 пФ	95
400 кГц	5.6 кОм	2.2 нФ	100 кОм	22 кОм	470 пФ	50



**Рисунок 2.** Использование генератора пилообразного напряжения в 70-вольтовом повышающем DC/DC преобразователе.

задает амплитуду пилообразного напряжения относительно опорного напряжения, а элементы  $R_1$ ,  $R_2$  и  $C_1$  устанавливают минимальное время выключения. Постоянная времени  $R_3C_2$  определяет период колебаний. Обратите внимание, что параметры цепи  $R_1$ ,  $R_2$  и  $C_1$  также влияют на период. Примеры результатов для различных конфигураций приведены в Таблице 1.

На Рисунке 2, показано использование генератора пилообразного напряжения в 70-вольтовом повышающем DC/DC преобразователе. Преобразователь можно сконфигурировать на любое выходное напряжение – от наибольшего входного напряжения до напряжения, которое может выдержать MOSFET. В данном примере используется дроссель индуктивностью 330 мкГн, но это значение можно легко изменить, выбрав соответствующую частоту ШИМ.

Обратите внимание, что выходной MOSFET включается небыстро, да в этом и

нет необходимости, но зато он быстро выключается. Скорость выключения можно увеличить, добавив p-n-p транзистор 2N4403 между выходом компаратора и подтягивающим резистором. Его базу следует подключить к компаратору, эмиттер – к затвору MOSFET, а коллектор – к земле. Между базой и эмиттером нужно включить резистор 100 Ом.

Схема имеет медленный отклик на скачок нагрузки, скорость которого можно изменять, варьируя постоянную времени  $R_5C_3$ . Обратите внимание, что резисторы  $R_9$  и  $R_5$  образуют делитель напряжения, который гарантирует, что наименьшее напряжение ошибки на входе компаратора ШИМ будет выше самой низкой точки пилообразного напряжения. Без резистора  $R_9$  преобразователь работать не может. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM393](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor 2N4403](#)



ет уровень земли, а ток через резистор R3 определяется выходным напряжением. Если пренебречь током базы, то весь ток резистора R3 протекает через R2, создавая положительное смещение коллектора транзистора Q2, пропорциональное отрицательному выходному напряжению.

Включенный диодом транзистор Q2 используется для компенсации зависимости напряжения база-эмиттер Q1 от температуры и тока коллектора. Через оба транзистора протекает одинаковый коллекторный ток, и их напряжения база-эмиттер достаточно хорошо отслеживают друг друга. Поскольку напряжения база-эмиттер компенсируются, падение напряжения на резисторе R2 также прикладывается к выводу обратной связи VFB микросхемы LT1172.

Результирующее выходное напряжение определяется следующей формулой:

$$V_{\text{OUT}} = F_{\text{FB}} \frac{R3}{R2} - V_{\text{BE}},$$

где  $V_{\text{FB}}$  – внутреннее опорное напряжение 1.244 В микросхемы LT1172, а  $V_{\text{BE}}$  – напряжение база-эмиттер транзистора Q1 ( $\approx 0.6$  В). Член  $V_{\text{BE}}$  в этой формуле указывает на некоторую зависимость выходного напряжения от входного напряжения и температуры. Однако отклонения, обусловленные этим фактором, обычно бывают значительно ниже 1%.

По сути, транзистор Q1 поддерживает на своем коллекторе постоянное напряжение, изменяя свой коллекторный ток, и будет работать правильно до тех пор, пока этот ток

существует. Это накладывает на сопротивление R1 следующее ограничение: при минимальном входном напряжении ток через резистор R1 должен превышать ток через R2, что отражается следующим неравенством:

$$R1 < R2 \frac{V_{\text{IN(MIN)}} - V_{\text{FB}} - V_{\text{BE}}}{V_{\text{FB}}}.$$

Если входное напряжение падает ниже заданного предела (например, при медленном запуске), и транзистор Q1 выключается, резистор R4 создает положительное смещение на выводе  $V_{\text{FB}}$  микросхемы LT1172, и выходное напряжение уменьшается. Без резистора R4 вывод обратной связи не получал бы адекватного положительного сигнала, что заставляло бы LT1172 выдавать чрезмерное выходное напряжение и могло бы привести к повреждению схемы.

Описанная выше конфигурация обратной связи проста, но очень универсальна. Для того чтобы схема могла работать с различными входными и выходными напряжениями, требуется только изменение сопротивлений резисторов. Точно такой же метод обратной связи можно применять в преобразователях с другими топологиями – обратноходовой, Кука или инвертирующей, а также всякий раз, когда для обратной связи необходимо использовать отрицательное выходное напряжение. **ПЛ**

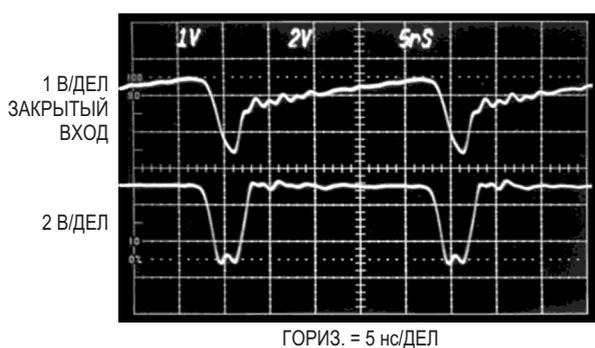
## Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LT1172](#)
2. [Datasheet Fairchild 1N5819](#)
3. [Datasheet Fairchild 2N5210](#)



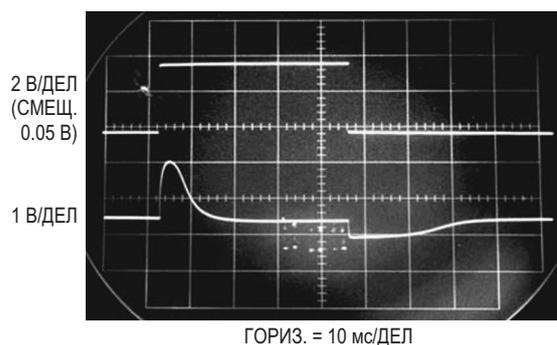
печивает непрерывную работу на частотах до 1 Гц. Дополнительные характеристики включают линейность 0.1%, температурный коэффициент усиления 250 ppm/°C, уход нуля 1 Гц/°C, сдвиг частоты 0.1% при напряжении питания 5 В ±10% и диапазон входных сигналов от 0 В до 5 В. Схема питается от одного источника 5 В.

Микросхема А1 – усилитель с МДМ стабилизацией нуля – управляет не очень совершенным, но широкополосным задающим генератором на Рисунке 1. Задающий генератор управляет зарядовым насосом через цифровые делители. Усредненная разность между выходным напряжением зарядового насоса и входным напряжением схемы на суммирующем узле  $\Sigma$  смещает напряжение на входе усилителя А1, замыкая контур управления широкодиапазонным задающим генератором. Исключительный динамический диапазон и высокое быстродействие схемы обусловлены характеристиками задающего генератора, обратной связью на основе делителя/зарядового насоса и низкими входными ошибками по постоянному току усилителя А1. Усилитель А1 и зарядовый насос на базе LTC6943 стабилизируют рабочую точку схемы, обеспечивая высокую линейность и низкий дрейф. Низкий дрейф смещения А1 обеспечивает крутизну АЧХ схемы 50 нВ/Гц, что позволяет работать на частотах до 1 Гц при 25 °С.



**Рисунок 2.** Работа ПНЧ на частоте 40 МГц. Осциллограммы сигналов задающего генератора, полученные на осциллографе реально времени с полосой пропускания 670 МГц, включают сигнал на коллекторе транзистора Q1 (осциллограмма А) и на эмиттере Q2 (осциллограмма В). Очевидна характеристика работы в режиме нарастания и сброса; длительность сброса 6 нс позволяет использовать частоту повторения 100 МГц.

Положительное входное напряжение устанавливает отрицательный уровень на входе усилителя А1 и открывает транзистор Q1. Результирующий ток коллектора Q1 увеличивает напряжение на конденсаторе С1 (осциллограмма А, Рисунок 2) до тех пор, пока выходной логический уровень инвертора с триггером Шмитта I1 (осциллограмма В) не станет низким, разряжая С1 через транзистор Q2. Разряд С1 переключает выход I1 в высокое состояние, Q2 закрывается, и процесс нарастания и сброса продолжается. Утечка диода D1 преобладает над всеми паразитными токами в задающем генераторе, обеспечивая работу до 1 Гц. Выход цепочки делителей на 64 тактирует зарядовый насос на основе микросхемы LTC6943. Две секции зарядового насоса работают в противофазе, поэтому перенос заряда происходит по каждому фронту импульсов. Стабильность зарядового насоса определяется в первую очередь опорным напряжением 2.5 В микросхемы LT1460, низким уровнем инжекции заряда коммутаторов и качеством конденсаторов 100 пФ. Конденсатор 0.22 мкФ усредняет выходное напряжение зарядового насоса. Усредненная разность между напряжением, создаваемым входным током, и сигналом обратной связи зарядового насоса усиливается усилителем А1, который смещает транзистор Q1 для управления рабочей точкой схемы. Нелинейность и дрейф задающего генератора компенсируются следящей системой



**Рисунок 3.** Отклик (осциллограмма В) на скачок входного напряжения (осциллограмма А) показывает время установления 30 мс в суммирующей точке  $\Sigma$ . Конденсатор 1 мкФ между входом и выходом усилителя А1 формирует отклик, стабилизируя контур обратной связи. «Обрезанный» отклик на отрицательный скачок входного напряжения обусловлен ограничением суммирующего узла.

на основе усилителя А1, обеспечивающей отмеченные ранее высокую линейность и низкий дрейф. Конденсатор емкостью 1 мкФ в обратной связи А1 необходим для частотной компенсации петли ОС. Рисунок 3 показывает, что реакция замкнутой системы (осциллограмма В) на входной скачок напряжения (осциллограмма А) хорошо контролируется.

Реализовать заявленные характеристики этой схемы позволяют некоторые специальные методы. Ток утечки диода D1 доминирует над всеми паразитными токами на входе инвертора I1, следовательно, транзистор Q1 всегда должен отдавать ток, поддерживая колебания для обеспечения работы на частотах до 1 Гц. Шкала частот 100 МГц устанавливает жесткие ограничения на период колебаний задающего генератора. Для полной последовательности нарастания и сброса может быть отведено всего 10 нс. Основным ограничителем скорости является интервал сброса. На Рисунке 2 (осциллограмма В) показан интервал 6 нс, вполне соответствующий допустимому пределу в 10 нс.

Масштабируемый резистивный путь от входа до зарядового насоса корректирует небольшие нелинейности, обусловленные инжекцией остаточного заряда. Эта коррекция на основе входного сигнала эффективна, поскольку влияние инжекции заряда напрямую зависит от частоты, определяемой входным сигналом.

Эту схему и примечания к ней можно использовать при изготовлении прототипов и мелких партий, но для серийного производства выбор компонентов следует пересмотреть. В Таблице 1 перечислены подходящие для схемы компоненты и критерии их выбора.

Для калибровки этой схемы подайте на вход напряжение 5.000 В и, регулируя потенциометр «100 МГц», получите на выходе

**Таблица 1.** Критерии выбора компонентов, обеспечивающих заявленные характеристики ПНЧ. Первые пять позиций улучшают работу на частотах ниже 100 Гц. Последняя позиция обеспечивает надежную работу делителя напряжения обратной связи.

Компонент	Критерий выбора (25 °С)
Q1	Обратный ток коллектор-эмиттер < 20 пА при 3 В
Q2	Обратный ток эмиттер-база < 20 пА при 3 В
D1	Обратный ток < 500 пА; > 75 пА при 3 В
I1	Входной ток < 25 пА
A1	Ток смещения < 5 пА при напряжении питания 5 В
74ACH74	Работа с входными импульсами шириной 3.6 нс (по уровню 50%)

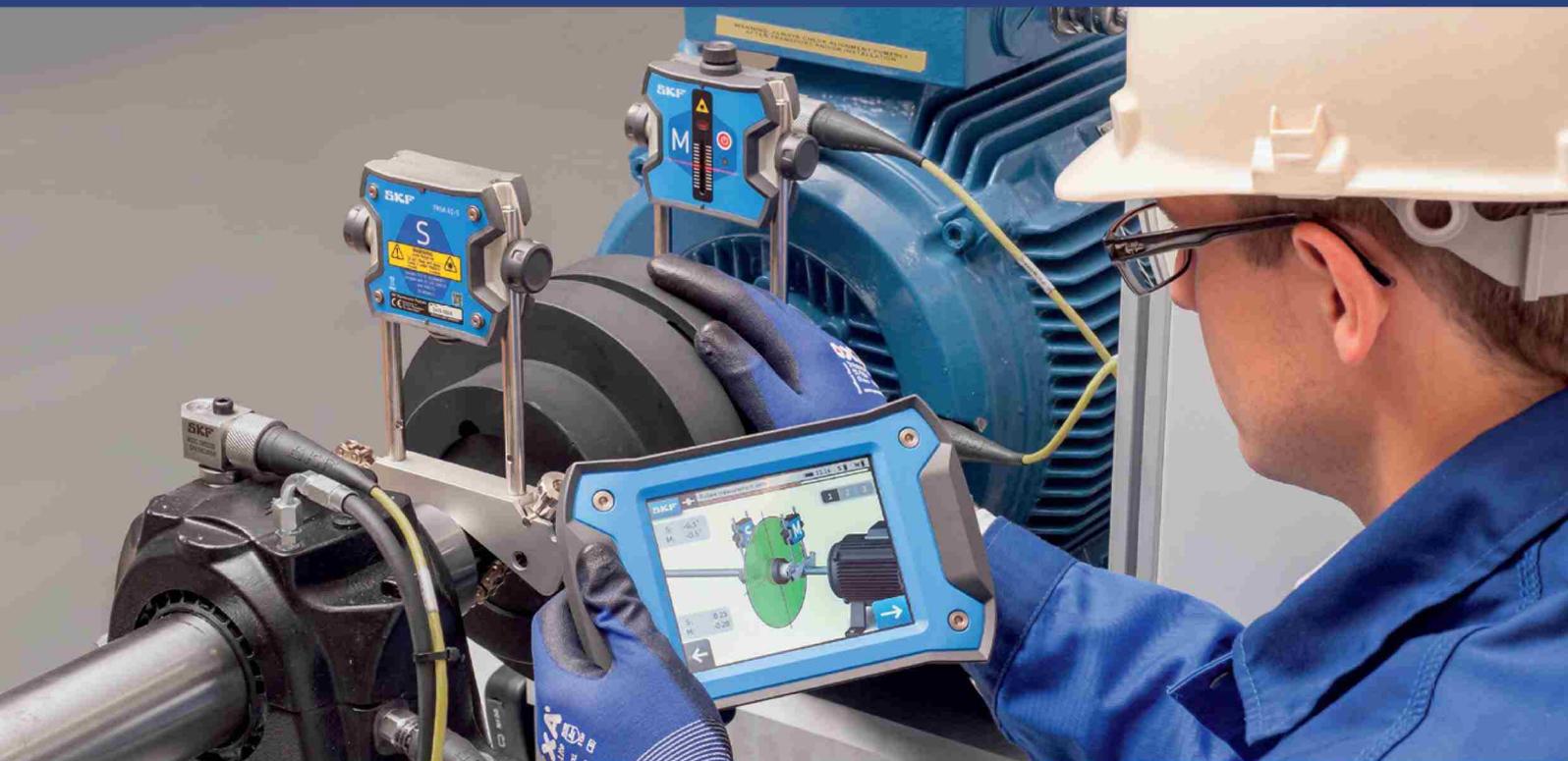
100.0 МГц. Затем заземлите вход и регулировкой потенциометра «1 Гц» установите частоту выходного сигнала, равной 1 Гц. Учтите длительное время установления, так как период обновления напряжения зарядового насоса на этой частоте составляет 32 секунды. Обратите внимание, что эта регулировка позволяет использовать любую полярность смещения благодаря смещению  $-V$ , создаваемому импульсами на выходе CLK тактового генератора микросхемы А1. Наконец, при входном напряжении  $V_{IN} = 3.000$  В установите на выходе частоту 60 Гц потенциометром «ЛИНЕЙНОСТЬ (60 МГц)». Повторяйте эти регулировки до тех, пока нужные значения частоты не будут получены во всех трех точках. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1460](#)
2. [Datasheet Analog Devices LTC1150](#)
3. [Datasheet Analog Devices LTC6943](#)
4. [Datasheet NXP 74AHC14D](#)
5. [Datasheet NXP 74AHC74D](#)
6. [Datasheet NXP 74HC4060N](#)
7. [Datasheet NXP BAT85](#)
8. [Datasheet Linear Systems JPAD500](#)



# ИП в кожухе для индустриальных устройств



## Семейство LRS



Выходная мощность:  
35...600 Вт

## Семейство HRP



Выходная мощность:  
75...1000 Вт

## Семейство UHP



Выходная мощность:  
200...2500 Вт

+7 (495) 995-0901  
msk@compel.ru



 **Компэл**  
www.compel.ru

# Схема сдвига уровня сигналов переменного тока

Ron Mancini

EDN

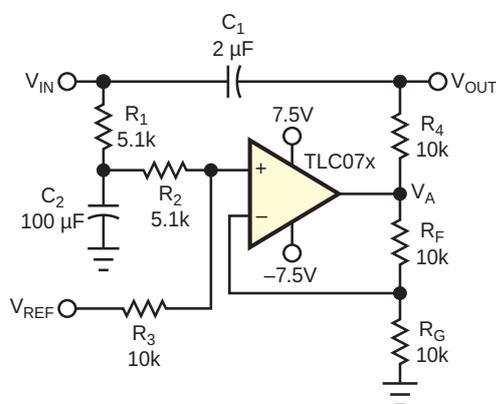
Сигналы переменного тока могут поступать из многих источников, и многие из них несовместимы с наиболее популярными уровнями интерфейсов, таких как TTL. Всегда существует соблазн использования разделительного конденсатора, поскольку емкостная связь убирает постоянную составляющую. Но емкостная связь иногда не работает, поскольку уровень связанного по переменному току сигнала колеблется вокруг земли, и для того чтобы сделать такой сигнал совместимым с напряжениями интерфейса, нужно добавить постоянное смещение. Кроме того, сигнал содержит постоянную составляющую  $V_{DC}$ , которая изменяется в зависимости от

ширины импульса, и при большом размахе сигнала изменение постоянной составляющей влияет на уровни интерфейса.

Эта схема образует законченный сигнальный интерфейс, измеряя постоянное смещение, добавляя соответствующую компенсацию к сигналу с удаленной постоянной составляющей и добавляя функцию регулировки уровня постоянного смещения (Рисунок 1).  $R_1$  и  $C_2$  образуют фильтр нижних частот с частотой среза 0.312 Гц по уровню 3 дБ, измеряющий постоянную составляющую входного сигнала. Передаточная функция описывается следующим выражением:

$$V_A = \left[ \frac{V_{IN}R_3 + V_{REF}(R_1 + R_2)}{(R_2 + R_3)(R_1C_2s + 1) + R_1} \right] \cdot \left[ \frac{R_F + R_G}{R_G} \right].$$

Когда  $R_1 + R_2 = R_3$  и  $R_F = R_G$ , напряжение  $V_{DC}$  передается в выходной сигнал  $V_A$  с коэффициентом усиления единица, поскольку оно умножается на  $\frac{1}{2}(2) = 1$ . Выходное напряжение для тех же номиналов резисторов содержит  $V_{REF}$ ; таким образом, выходной сигнал сдвигается по уровню на напряжение  $V_{REF}$ , а не на  $V_{REF}$  плюс  $V_{DC}$ . При изменении коэффициента заполнения входного сигнала выходное напряжение не изменяется, поскольку операционный усилитель поддерживает его уровень постоянным.



**Рисунок 1.** Эта универсальная схема сдвига уровня подходит для любого интерфейсного стандарта.

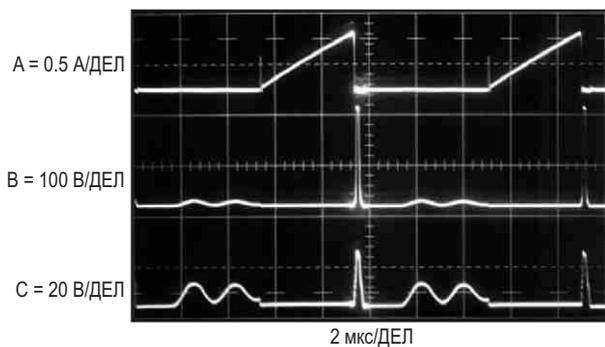
Коэффициент усиления для напряжения  $V_{DC}$  должен быть равен единице, чтобы компенсировать сдвиг после исключения постоянной составляющей. Коэффициент усиления для опорного напряжения  $V_{REF}$  может быть больше единицы; например, если  $R_1 + R_2 = 3R_3$  и  $R_F = 3R_G$ , постоянная составляющая равна  $\frac{1}{4}(4) = 1$ , а коэффициент усиления опорного напряжения составляет  $\frac{3}{4}(4) = 3$ . Напряжение  $V_{REF}$  может быть как положительным, так и отрицательным, поэтому с помощью этой схемы можно получить логические уровни TTL, КМОП или ЭСЛ. Постоянная времени  $C_1R_4$ , должна быть достаточно большой, чтобы без искажений пропустить

сигналы самой низкой частоты. Сопротивление резистора  $R_4$  не критично до тех пор, пока оно не слишком снижает размах выходного напряжения операционного усилителя. В некоторых случаях можно подобрать сопротивление  $R_4$  таким, чтобы обеспечить устранение отражений на ближнем конце. В данной конфигурации схема легко работает с 400-мегагерцовыми сигналами, но скорость передачи данных зависит от постоянной времени, образованной резистором  $R_4$  и входным импедансом управляемой схемы. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TLC071](#)





**Рисунок 2.** Осциллограммы преобразователя 5 В в 200 В включают импульсный ток и напряжение регулятора LT1172 (осциллограммы А и С, соответственно) и напряжение на стоке транзистора Q1 (осциллограмма В). После прекращения нарастания тока во время обратного хода на стоке транзистора Q1 происходит высоковольтный выброс напряжения. Ослабленный до безопасного уровня, этот же выброс появляется на коммутаторе регулятора LT1172. Синусоидальный сигнал, возникающий из-за прерывания тока дросселя между циклами проводимости, безвреден.

вольтным коммутатором Q1, не подвергаясь воздействию высокого напряжения. Q1, включенный «каскадно» с внутренним транзистором регулятора LT1172, выдерживает высокие напряжения, возникающие на дросселе L1 во время обратного хода. Диоды, связанные с истоком транзистора Q1, ограничивают всплески, порождаемые дросселем L1 и проходящие через паразитные емкости транзистора Q1. Высокое напряжение выпрямляется, фильтруется и подается на выход схемы.

Обратная связь стабилизирует контур управления регулятором, а RC-цепочка, подключенная к выводу  $V_C$ , обеспечивает частотную коррекцию. 100-килоомный путь от дросселя L1 предназначен для увеличения управляющего напряжения на затворе транзистора Q1 до 10 В, обеспечивающих его полное открытие. Резистор 300 Ом и диод, подключенные к выходу, защищают схему от короткого замыкания, отключая LT1172 при случайном заземлении выхода.

На Рисунке 2 показаны рабочие осциллограммы схемы. Осциллограммы А и С представляют импульсный ток и напряжение регулятора LT1172, соответственно. Осциллограмма В – это напряжение на стоке транзистора Q1. После прекращения нарастания тока во время обратного хода на стоке транзистора Q1 происходит высоковольтный выброс напряжения. Этот же выброс, ослабленный до безопасного уровня, появляется на коммутаторе регулятора LT1172. Синусоидальный сигнал, возникающий из-за прерывания тока дросселя между циклами проводимости, безвреден. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LT1172](#)
2. [Datasheet Vishay IFR840](#)
3. [Datasheet Vishay 1N4702](#)
4. [Datasheet Vishay 1N5256](#)
5. [Datasheet Avago Technologies 1N5712](#)
6. [Datasheet Fairchild 1N5819](#)
7. [Datasheet Diodes BAS521](#)

# Нелинейности измерителя скорости воздушного потока и ПНЧ компенсируют друг друга

Stephen Woodward

EDN

Самоподогревающиеся тепловые датчики скорости воздушного потока дешевы, надежны и чувствительны. Однако, как видно из Рисунка 1, они имеют очень нелинейную зависимость температуры датчика от скорости потока (закон Кинга).

Кривая на Рисунке 1 соответствует приведенной ниже эмпирической формуле, связывающей температуру перехода с рассеиваемой мощностью и скоростью воздушного потока для самоподогревающегося транзистора

$$T_J = P_D \left( Z_J + \frac{1}{C_S K \sqrt{S_A}} \right),$$

где:

$T_J$  – перегрев перехода относительно температуры окружающей среды ( $^{\circ}\text{C}$ ),

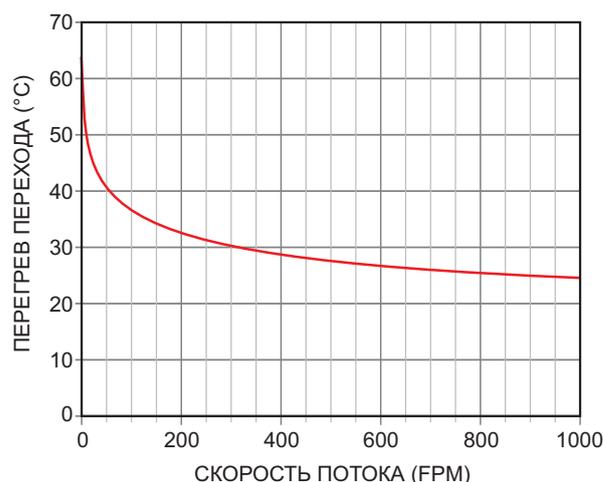
$P_D$  – мощность, рассеиваемая на переходе (Вт),

$Z_J$  – тепловое сопротивление переход-корпус ( $44^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ ),

$C_S$  – теплопроводность корпус-окружающая среда в неподвижном воздухе ( $6.4 \text{ мВт}/^{\circ}\text{C}$ ),

$K$  – константа термодиффузии закона Кинга ( $0.75 \text{ мВт}/^{\circ}\text{C}/\sqrt{\text{фм}}$ ),

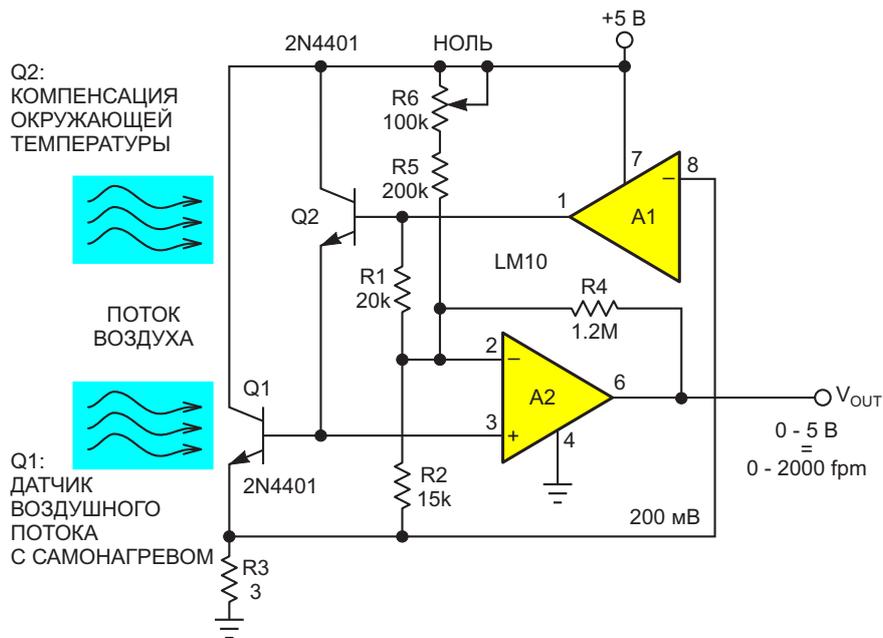
$S_A$  – скорость потока воздуха в футах в минуту (feet per minute, fpm).



**Рисунок 1.** Изменение температуры перехода транзистора в корпусе TO-92 при рассеиваемой мощности 320 мВт показывает нелинейную зависимость между воздушным потоком и температурой датчика.

На Рисунке 2 показана практическая схема термодатчика, сделанная на основе транзисторной пары Дарлингтона Q1 и Q2.

Q1 выполняет роль самоподогревающегося датчика. Температурный коэффициент его напряжения база-эмиттер преобразует температуру в напряжение с коэффициентом  $-1.5 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$ . Напряжение 200 мВ опорного источника A1 (LM10) стабилизирует ток транзистора Q1 на уровне  $0.2 \text{ В}/R3 = 67 \text{ мА}$ , под-

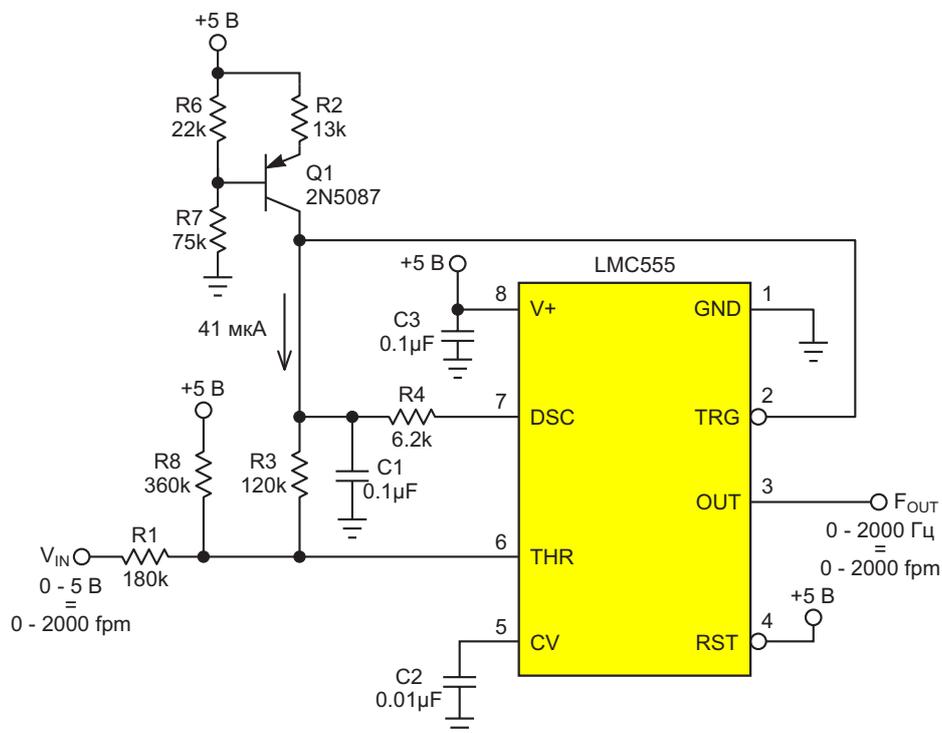


**Рисунок 2.** Самоподогревающийся тепловой датчик скорости воздушного потока на основе пары Дарлингтона.

держивая мощность, рассеиваемую Q1, постоянной и равной  $67 \text{ mA} \times 4.8 \text{ V} = 320 \text{ мВт}$ . Результирующая разность температур окружающей среды и перехода обеспечивает показания скорости воздушного потока при охлаждении с  $64 \text{ }^\circ\text{C}$  при 0 fpm до  $22 \text{ }^\circ\text{C}$  при

2000 fpm с соответствующим увеличением напряжения база-эмиттер на 63 мВ с 654 мВ при 0 fpm до 717 мВ при 2000 fpm.

При этом транзистор Q2 обеспечивает независимую от скорости потока компенсацию температуры окружающей среды.

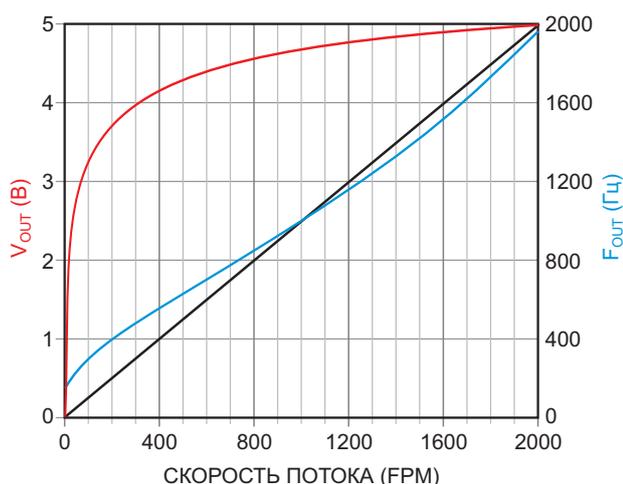


**Рисунок 3.** Показан нелинейный ПНЧ на основе таймера 555, сконфигурированного в автоколебательной топологии, и резисторной цепочки, подключенной к  $V_{IN}$ , что обеспечивает решение проблемы предыдущей нелинейности.

Обратная связь через резистор R4 и соответствующую цепочку резисторов устанавливает масштабный коэффициент 0–2000 fpm = 0–5 В, а резистор R6 обеспечивает регулировку нуля при отсутствии воздушного потока. Но для того, чтобы преобразование и получение сигнала скорости потока было осмысленным, необходимо что-то сделать с этой отвратительной нелинейностью.

Рисунок 3 – это то, что нужно.

Таймер U1 включен по довольно типичной автоколебательной схеме, за исключением того, что подключенная к  $V_{IN}$  цепочка резисторов смещает напряжение  $V_{THR}$  на выводе THR пропорционально напряжению  $V_{IN}$ . В результате при изменении входного напряжения  $V_{IN}$  от 0 до 5 В, что соответствует изменению скорости потока от 0 до 2000 fpm, максимумы пилообразного напряжения  $V_{THR}$  начинают смещаться чуть выше порога  $2/3V+$  (соответствующего примерно 0 Гц), в то время как минимумы приближаются к этому пределу (соответствующему примерно 2000 Гц). Таким образом, по мере увеличения  $V_{IN}$  в ответ на увеличение скорости воздушного потока, амплитуда пилообразного напряжения на выводе б неуклонно уменьшается. Это увеличивает зависимость частоты от скорости потока, компенсируя противоположное поведение закона Кинга (красная кривая на Рисунке 4).



**Рисунок 4.** *Линеаризованный с помощью ПНЧ отклик на скорость воздушного потока (синяя кривая). Теперь увеличение зависимости частоты от скорости потока компенсирует эффект закона Кинга (красная кривая), чтобы получить 1 Гц = 1 fpm.*

Полученная в результате сильно нелинейная кривая преобразования напряжения в частоту (ПНЧ) обеспечивает разумную компенсацию линейности сильно нелинейного отклика датчика на Рисунке 2, как показывает синяя кривая на Рисунке 4, чтобы достичь окончательной калибровки 1 Гц = 1 fpm.

Наконец, вероятно, нуждается в пояснении источник тока на p-n-p транзисторе Q1 на Рисунке 3. Влияние температурного коэффициента напряжения база-эмиттер  $-2$  мВ/°С в сочетании с резисторами, окружающими транзистор, приводит к тому, что его ток коллектора имеет температурный коэффициент примерно  $+0.3\%/^{\circ}\text{C}$ , что, казалось бы, плохо для точности преобразования. Но все как раз наоборот; температурный коэффициент Q1 повышает точность измерения скорости воздушного потока, компенсируя изменение плотности воздуха в зависимости от температуры.

Согласно древнему закону идеального газа Клапейрона 1834 года ( $PV = nRT$ ), плотность воздуха (число молекул на единицу объема  $n/V$ ) и, следовательно, теплоемкость на единицу объема обратно пропорциональна абсолютной температуре ( $n/V = P/(RT)$ ). Поэтому точное измерение скорости воздушного потока, пропорциональной объему воздуха, подразумевает прямую зависимость от абсолютной температуры, которая при «комнатной» температуре характеризуется коэффициентом  $+0.3\%/^{\circ}\text{C}$ . Повышение температуры окружающей среды приводит к росту тока коллектора Q1, что увеличивает частоту колебаний U1 в соответствии именно с этим коэффициентом.

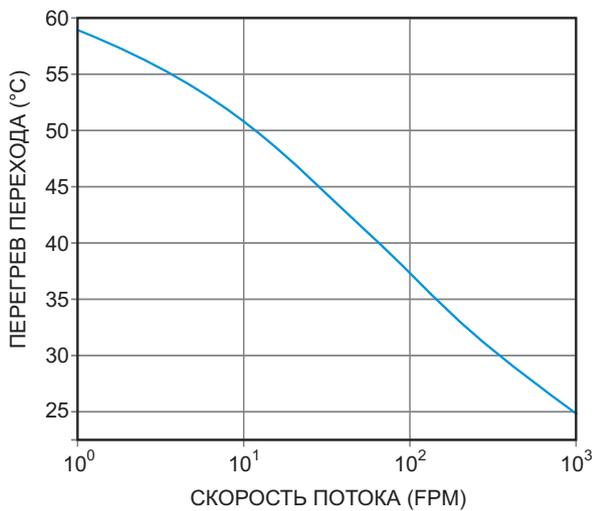
Итак. Честь и хвала транзистору Q1!

## ДОПОЛНЕНИЕ

**Умный комментарий дал Константин Ким:**

*Рисунок 1 выглядит вполне линейным на полулогарифмической шкале (Рисунок 5).*

Действительно, так оно и есть! Это навело на мысль, что относительно простая антилогарифмическая схема могла бы приемлемо выполнить работу по выпрямлению сильно изогнутой кривой отклика на скорость воздушного потока на Рисунке 1, и сделать это с гораздо меньшим количеством произвольных манипуляций и ухищрений, чем в



**Рисунок 5.** Кривая Константина Кима.

несколько бессистемном подходе, показанном на Рисунке 3.

Поэтому я сразу же начал строчить и рисовать антилогарифмы. Получившаяся в результате схема показана на Рисунке 6.

Транзисторы Q1 и Q2 образуют комплементарную пару Дарлингтона, в которой равные, но противоположные по знаку прямые смещения (то есть, напряжения переходов

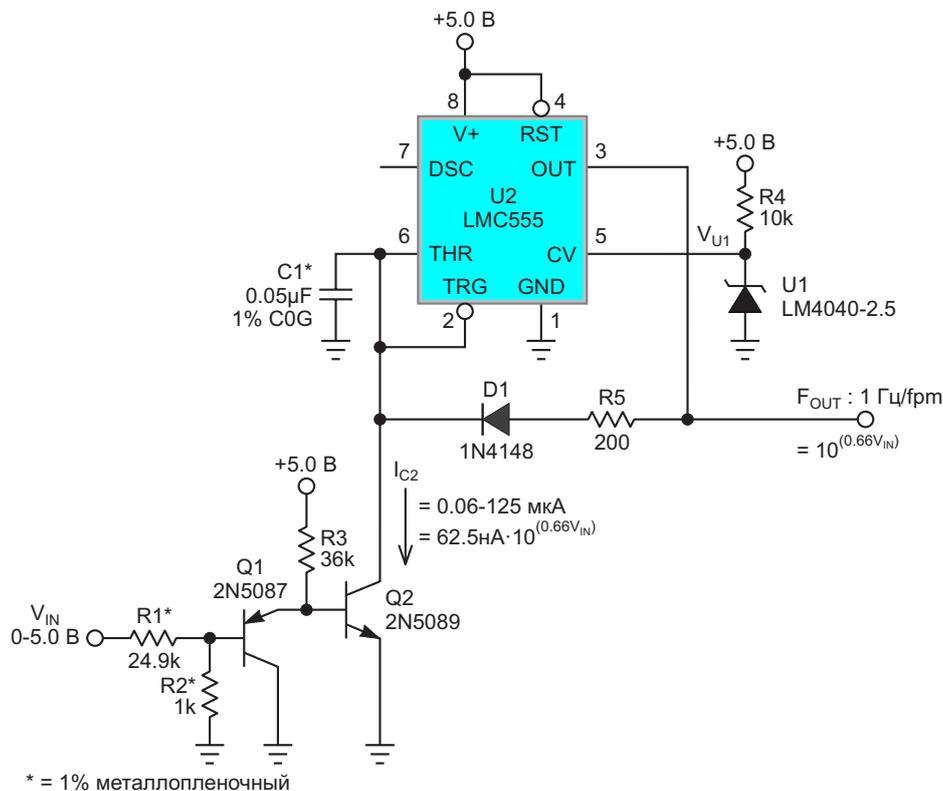
база-эмиттер р-п-р и п-р-п транзисторов) обнуляют соответствующие напряжения смещения и температурные зависимости так, что:

$$V_{BE1} + V_{BE2} = 0.$$

Это позволяет воспользоваться антилогарифмической зависимостью тока коллектора транзистора Q2 от входного напряжения  $V_{IN}$ .

$$\begin{aligned}
 I_{C2} &= 10^{\frac{V_{BE2} - 7.204}{0.0585}} = \\
 &= 10^{\frac{V_{IN} \frac{R2/(R1+R2) + V_{BE1} + V_{BE2} - 7.204}{0.0585}}{0.0585}} = \\
 &= 10^{\frac{V_{IN}/25.9 + 0}{0.0585} - 7.204} = \\
 &= 10^{0.66V_{IN} - 7.204} = \\
 &= 62.5 \text{ нА} \cdot 10^{0.66V_{IN}}.
 \end{aligned}$$

Использование результирующего тока для разряда времязадающего конденсатора C1 формирует пилообразное напряжение, наклон которого прямо пропорционален ско-



**Рисунок 6.** Антилогарифмически нелинейный преобразователь напряжение-частота.

рости воздуха и частоте колебаний преобразователя напряжение-частота:

$$F_{\text{OUT}} = \frac{I_{C2}}{2V_{U1}C1} = 16 \cdot 10^6 I_{C2} = 10^{0.66V_{IN}} \text{ Гц} =$$

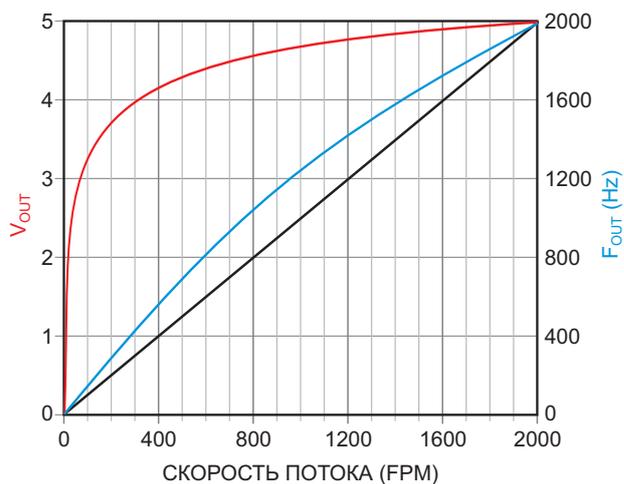
$$= 1 - 2 \text{ кГц} = 1 - 2000 \text{ fpm.}$$

Результат показан на Рисунке 7 (синяя кривая).

Честь и хвала Константину Киму! 

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM10](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LMC555](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor 2N4401](#)
4. [Datasheet Central Semiconductor 2N5087](#)



**Рисунок 7.** Антилогарифмическая линейаризация датчика скорости воздушного потока на транзисторе Дарлингтона.



# ИП в открытом исполнении для промышленных устройств



## Семейство EPS



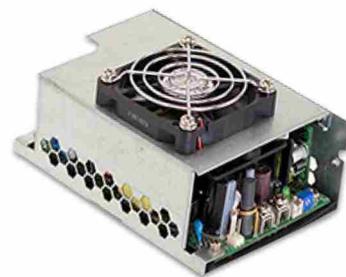
Выходная мощность:  
15...120 Вт

## Семейство EPP



Выходная мощность:  
120...500 Вт

## Семейство RPS



Выходная мощность:  
30...500 Вт

+7 (495) 995-0901  
msk@compel.ru



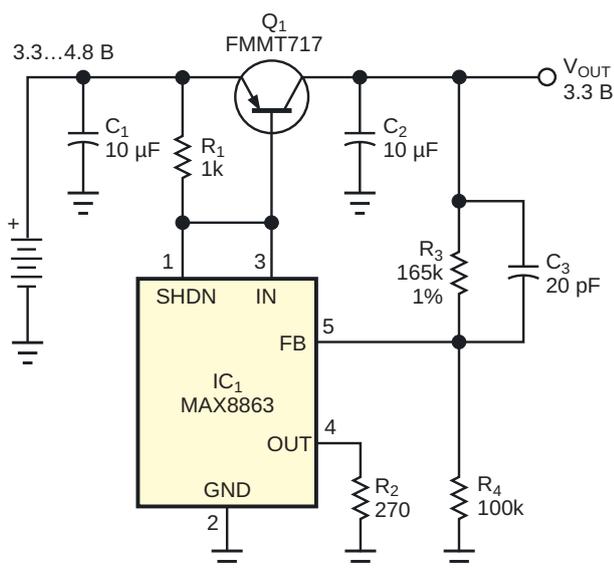
 **Компэл**  
www.compel.ru

# Проходной транзистор снижает падение напряжения

Matt Schindler

EDN

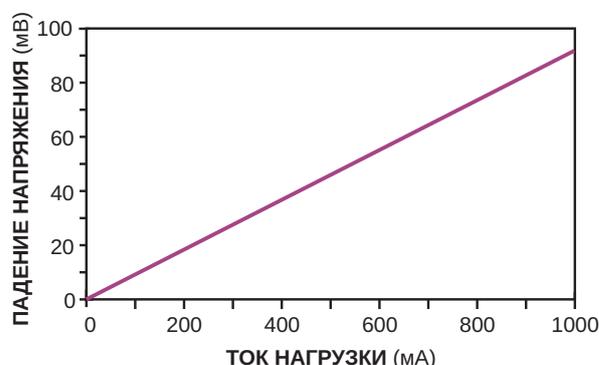
Падение напряжения ( $V_{IN} - V_{OUT}$ ) на линейных стабилизаторах измеряют при наименьшем входном напряжении, при котором микросхема еще в состоянии обеспечивать стабилизацию. Низкое падение напряжения означает более длительный срок службы батареи, поскольку цепь нагрузки продолжает работать, пока батарея разряжается до более низкого напряжения на контактах. Внешний транзистор помогает сформировать схему линейного регулятора, падение напряжения на котором при токе нагрузки 100 мА составляет всего 10 мВ (Рисунок 1). (На самой микросхеме линейного регулятора, согласно документации, падает 100 мВ при токе 100 мА). Внеш-



**Рисунок 1.** Нестандартное подключение транзистора к LDO регулятору позволяет снизить падение напряжения со 100 мВ до 10 мВ.

ний транзистор также увеличивает максимальный ток нагрузки до 1 А.

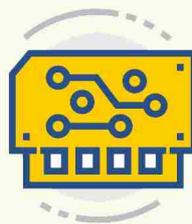
Нестандартные подключения позволяют микросхеме управлять транзистором  $Q_1$ . Подключение вывода 3 микросхемы к базе транзистора позволяет току базы протекать через внутренний проходной MOSFET и из вывода 4 через резистор  $R_2$  выходить в землю. Тогда MOSFET регулирует выходное напряжение  $V_{OUT}$ , управляя током базы. Поскольку конденсатор  $C_2$  устанавливает доминирующий полюс, определяющий стабильность контура регулирования, его следует выбрать керамическим или другого типа с низким значением ESR.  $C_2$  улучшает запас по фазе, формируя комбинацию полюс-ноль, которая смещает частоту пересечения фаз. Когда напряжение батареи падает достаточно низко, чтобы стабилизация  $V_{OUT}$  стала невозможной,  $Q_1$  насыщается, а  $R_2$  ограничи-



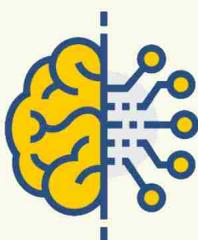
**Рисунок 2.** Падение напряжения в схеме на Рисунке 1 изменяется от 10 мВ при токе нагрузки 100 мА до 90 мВ при токе 1 А.



Радиодетали



Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

вает базовый ток примерно до 10 мА. В этих условиях падение напряжения задает напряжение коллектор-эмиттер насыщенного транзистора  $Q_1$ , равное 10 мВ при токе базы 1 мА и токе коллектора 100 мА.

Измеренное падение напряжения изменяется в зависимости от тока нагрузки (Рисунок 2). При выходном напряжении 3.3 В схема может отдавать в нагрузку ток до 1 А. Выходное напряжение можно регулировать от 5.5 В до 1.25 В, используя формулу

$$V_{\text{out}} = 1.25 \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right)$$

с соответствующим пересчетом сопротивления  $R_2$ , по формуле

$$R_2 = \frac{V_{\text{IN(MIN)}} - 0.7 \text{ В}}{10 \text{ мА}}$$

Небольшие размеры компонентов позволяют разместить всю схему на печатной плате площадью менее 1.6 см<sup>2</sup>. (Микросхема выпускается в корпусе SOT-23). [ПД](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices MAX8863](#)
2. [Datasheet Diodes FMMT717](#)

# Нулевое смещение детектора обеспечивает высокую чувствительность и сверхнизкое потребление

Mitchell Lee

Метки RFID, схемы, обнаруживающие сигнал «пробуждения» и возвращающие пакет данных, должны иметь очень низкий ток покоя и работать в течение месяцев или лет, но при этом сохранять достаточный заряд батареи для ответа на входящий вызов. Для минимизации размеров в большинстве случаев для них выбирается сверхвысокий диапазон рабочих частот, где разработка микромощной схемы приемника проблематична. Известные методы, такие как прямое, сверхрегенеративное или супергетеродинное преобразование, потребляют слишком большой ток для длительного срока службы батареи. Более хороший метод основан на решениях,

заимствованных из простых измерителей напряженности поля: настроенном контуре и диодном детекторе.

На Рисунке 1 показана полная схема, работоспособность которой была протестирована на частоте 445 МГц. По сравнению со стандартными измерителями напряженности поля, основанными на LC контуре и штыревой антенне, эта схема содержит ряд усовершенствований. Сконструировать контур на УВЧ и настроить его не так легко, поэтому для согласования детекторного диода (1N5712) с четвертьволновой штыревой антенной используется передающая линия. Секция передающей линии длиной  $0.23\lambda$  трансформирует емкость

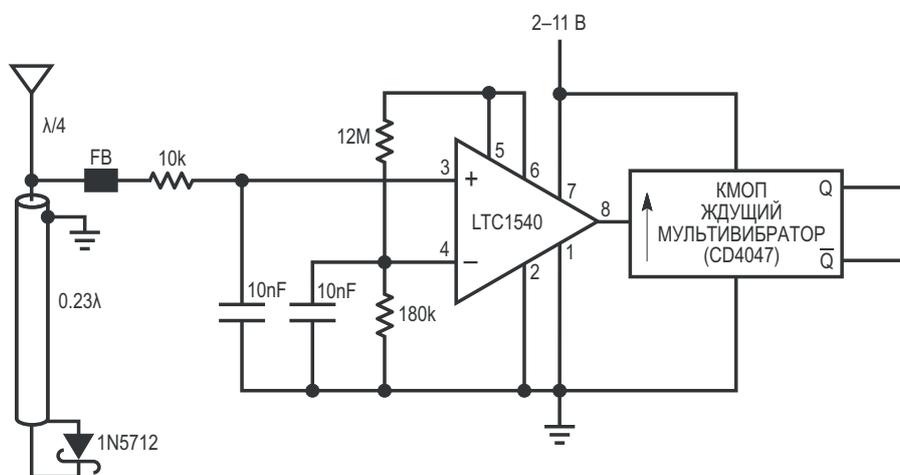


Рисунок 1. Микромощный детектор напряженности поля.

1 пФ р-п перехода диода в виртуальное короткое замыкание у основания антенны. В то же время она преобразует наведенный в антенну ток в пучность напряжения на диоде, обеспечивая превосходную чувствительность.

Смещение детекторного диода может улучшить чувствительность, но только в том случае, если диод нагружен внешним сопротивлением постоянному току. Тщательное изучение диода 1N5712 с помощью характеристики показывает, что на начальном участке в диапазоне милливольт и наноампер его вольтамперная характеристика соответствует уравнению идеального диода. Чтобы использовать диод с нулевым смещением в начале вольтамперной характеристики, схема внешнего компаратора не должна нагружать выпрямленный выход.

Микросхема LTC1540, содержащая микро-мощный компаратор и источник опорного напряжения, хорошо подходит для этого приложения, так как она не только не нагружает диод, но и потребляет от батареи всего 300 нА. Компаратор имеет КМОП входной каскад, а входной ток смещения обусловлен внутренними элементами цепи защиты от электростатических разрядов, включенной между входом и землей. Входная утечка измеряется в диапазоне единиц пикоампер, в то время как у диода 1N5712 ток утечки составляет сотни пикоампер. Любой выпрямленный выходной сигнал диода нагружается самим диодом, а не микросхемой LTC1540, и чувствительность может соответствовать чувствительности нагруженного детектора со смещением.

Выпрямленный выходной сигнал контролируется компаратором LTC1540. Внутренний источник опорного напряжения микросхемы используется для установки на инвертирующем входе порога порядка 18 мВ. Нарастающий фронт на выходе компаратора

запускает ждущий мультивибратор, который временно включает функцию ответа на входящий вызов и любые другие импульсные функции.

При общем потребляемом токе 400 нА срок службы батареи 7 мА·ч составляет пять лет. Значительный ток потребляют микросхемы мультивибраторов, и CD4047 – едва ли не лучший в этом отношении. Ждущий мультивибратор, сделанный на основе дискретных логических элементов И-НЕ, потребляет значительно меньшую мощность.

Чувствительность отличная, и схема может обнаруживать мощность порядка 200 мВт, излучаемую эталонным диполем с расстояния 100 футов. Дальность действия, конечно, зависит от рабочей частоты, ориентации антенны и окружающих препятствий. Чувствительность схемы не зависит от напряжения питания; этот приемник будет работать одинаково хорошо и с батареей 9 В, и с одним литиевым элементом.

Длина передающей линии не масштабируется с частотой. Из-за уменьшения реактивного сопротивления диода электрическая длина будет сокращаться с увеличением частоты. Подберите длину линии так, чтобы получить минимальный импеданс в точке запитывания на рабочей частоте. Если для измерения линии используется анализатор импеданса, диод можно заменить конденсатором емкостью 1 пФ, чтобы избежать эффектов, связанных с влиянием большого сигнала на сам диод. Для точной характеристики импеданса диода на интересующей частоте обращайтесь к техническому описанию производителя. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LTC1540](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4047B](#)
3. [Datasheet Avago Technologies 1N5712](#)

# Разработка широкополосного аналогового измерителя тока и напряжения

John Woodgate

All About Circuits

*Сделайте своими руками широкополосный аналоговый мультиметр для измерения переменного напряжения и тока в диапазоне от 20 Гц до 1 МГц с выбираемой чувствительностью от 1 мВ до 100 В и от 10 мА до 10 А.*

Предложение сделать чисто аналоговый измерительный прибор, когда повсеместно используются цифровые устройства, может показаться странным. Однако, возможно, не все знают, что аналого-цифровым преобразователям (АЦП) цифровых измерительных приборов предшествуют аналоговые схемы. Широкополосные аналоговые вольтметры с частотами от менее 20 Гц до 200 кГц широко использовались в прошлом и очень полезны до сих пор.

Основные характеристики широкополосного аналогового измерительного прибора

Благодаря современным операционным усилителям (ОУ) конструкция нашего аналогового измерительного прибора может быть значительно упрощена. Эта конструкция обеспечивает плоскую частотную характеристику в полосе от 20 Гц до 1 МГц (–1 дБ на частоте 10 Гц) при использовании недорогих компонентов.

Нетрудно добавить возможность измерения токов в схемах, в которых включение сопротивления 0.1 Ом со стороны земли не приводит к значительному снижению тока. Если прибор работает от батареи или имеет конструкцию класса безопасности 2, соединение с землей не обязательно должно быть реальным заземлением.

Прибор измеряет напряжения в шести диапазонах 1, 10, 100 мВ и 1, 10, 100 В, а токи – в четырех диапазонах 10, 100 мА и 1, 10 А. Схема содержит широкополосный пиковый детектор, чувствительность которого можно переключать для измерения пиковых или среднеквадратичных значений синусоидального сигнала.

Предусмотрена возможность установки внешних фильтров для реализации специальных частотных характеристик. Эта функция также позволяет использовать измеритель как два отдельных усилителя с переключаемым регулируемым коэффициентом усиления.

Прибор будет работать от двух 9-вольтовых батарей или от сетевого блока питания 9-0-9 В. Ток, потребляемый от каждой батареи, составляет менее 25 мА (без каких-либо светодиодных индикаторов), поэтому можно прогнозировать длительный срок их службы.

## Проект аналогового измерительного прибора – общее описание

Блок-схема прибора показана на Рисунке 1.

Входной аттенюатор и переключатель ток/напряжение необходимы потому, что мы хотим измерять напряжения до 100 В, кото-



**Рисунок 1.** Блок схема широкополосного аналогового измерительного прибора.

рые не могут быть поданы непосредственно на усилитель. Режим измерения тока выбирается таким образом, чтобы последовательно с токоизмерительным резистором не было переключающего контакта, что устраняет потенциальный источник ошибки. Небольшая цена, которую приходится за это платить – необходимость в отдельном разъеме для измерения тока.

### **Использование двух ОУ для получения усиления**

Чтобы обеспечить полную шкалу измерений при входном напряжении 1 мВ, усилитель должен иметь коэффициент усиления около 1000 (60 дБ). Это достигается использованием двух операционных усилителей микросхемы LM4562, каждый из которых имеет усиление 31.62. Усилитель LM4562, изначально предназначенный для Hi-Fi предусилителей, имеет низкий уровень шумов и искажений, а также широкую полосу пропускания. Он не очень хорош с точки зрения напряжения смещения, но в данном случае это преодолимо.

Благодаря наличию двух усилительных каскадов, в схему легко добавить разъемы и коммутаторы, чтобы иметь возможность вставить между двумя усилителями другие схемы, которые могли бы использоваться в качестве независимых усилителей, если на выходе второго усилителя будет добавлен дополнительный разъем.

### **Выбор детектора: полуволновой, «истинно среднеквадратичный» и двухполупериодный пиковый**

Необходимо принять важное решение относительно типа детектора, преобразую-

щего усиленный сигнал в постоянное напряжение, который мог бы работать как с цифровым дисплеем, так и со стрелочным прибором. Простейший тип – полуволновой детектор среднего значения – мало что скажет о сигнале и может скрывать значительные изменения напряжения в скрытых полупериодах.

На другом конце шкалы сложности детектор «истинного среднеквадратичного значения», обозначаемый как «истинный», чтобы отличить его от детектора среднего значения, усиление которого подобрано так, чтобы показывать среднеквадратичное значение прямоугольных импульсов, но не всех остальных сигналов. Это хорошо, если нужно узнать среднеквадратичное значение сигнала, но единственным доступным по цене устройством является микросхема AD736, полоса которой ограничена частотой 200 кГц, тогда как усилитель работает до 1 МГц и выше.

Третий тип детектора – это двухполупериодный пиковый детектор, который можно построить при разумных затратах. Очень часто необходимо измерять пиковые значения, так как они могут указывать на то, что где-то в цепи есть перегрузка и ограничение пиков сигнала. Также легко найти среднеквадратичное значение синусоидального сигнала (даже с искажениями до 10%), разделив пиковое значение на 1.4 или умножив на 0.7, если сигнал не сильно ограничен. Это легко организовать, включив аттенюатор 3 дБ.

Другой простой аттенюатор предназначен для интерполяции между шагами 20 дБ (10 раз) переключателя диапазона, что позволяет всем измеряемым значениям выше 0.5 мВ находиться в верхней половине шкалы стрелочного прибора. Могут применяться оба аттенюатора.

Поиск опубликованных описаний двухполупериодных пиковых детекторов, работающих на частотах до 1 МГц, оказался безрезультатным, но путем объединения методов, используемых в двух неподходящих детекторах, было найдено решение, основанное на еще одной микросхеме LM4562 и двух высокочастотных биполярных транзисторах BF140. Конечно, можно использовать и другие транзисторы с аналогичными или лучшими характеристиками, но транзисторы общего назначения, такие как BC547/847, для схемы не подходят.

## Аспекты схемотехники проекта

Для этого эксперимента блоки описываются по отдельности с их индивидуальными схемами, за исключением усилителей, в каждом из которых используется сдвоенный ОУ и двухполюсный переключатель, отчего их разделение может привести к путанице. Вся схема слишком велика, чтобы быть разборчивой, если ее показать на одной странице. Подключения источника питания к операционным усилителям, включая саму схему источника питания, показаны просто как V+ и V–, чтобы не загромождать схему слишком большим количеством длинных проводников.

## Входной аттенюатор и переключатель ток/напряжение

Принципиальная схема входного аттенюатора и переключателя ток/напряжение показана на Рисунке 2.

Переключатель показан в положении максимальной чувствительности. При движении по часовой стрелке, начиная с нижнего положения, переключатель последовательно устанавливает режим измерения тока (10 мА), а затем диапазоны измерения напряжений 100 В, 10 В и 1 В.

Токоизмерительный резистор (и все резисторы, используемые в проекте, если не указано иное) должен иметь допуск  $\pm 1\%$ , так что этот компонент не дешевый, но доступный. Альтернативой является использование резистора 0.15 Ом с подключенным параллельно резистором другого номинала, подобранном таким образом, чтобы получить значение, близкое к 0.1 Ом. Резистор не должен быть проволочным, если только он не имеет металлического корпуса, поскольку в противном случае индуктивность может внести погрешность на высоких частотах: 100 нГн – это 628 мОм на частоте 1 МГц.

Обратите внимание, что токоизмерительный резистор подключается как можно ближе к входному разъему, чтобы не создавать дополнительного сопротивления. По той же причине отсутствует последовательный конденсатор блокировки по постоянному току. Если используется резистор с номинальной мощностью 1 Вт или более, любая постоянная составляющая тока менее 10 А не должна вызывать проблем.

C2 должен быть полиэфирным пленочным конденсатором на 250 В или больше, если используются более высокие напряжения.

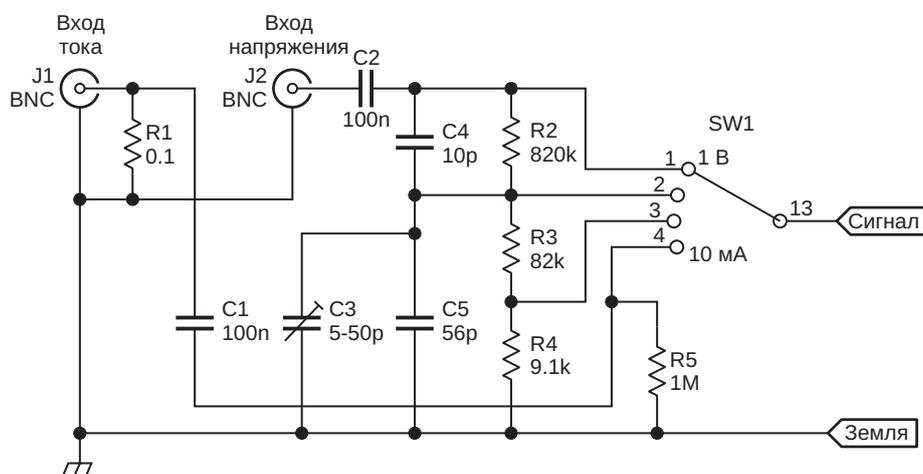
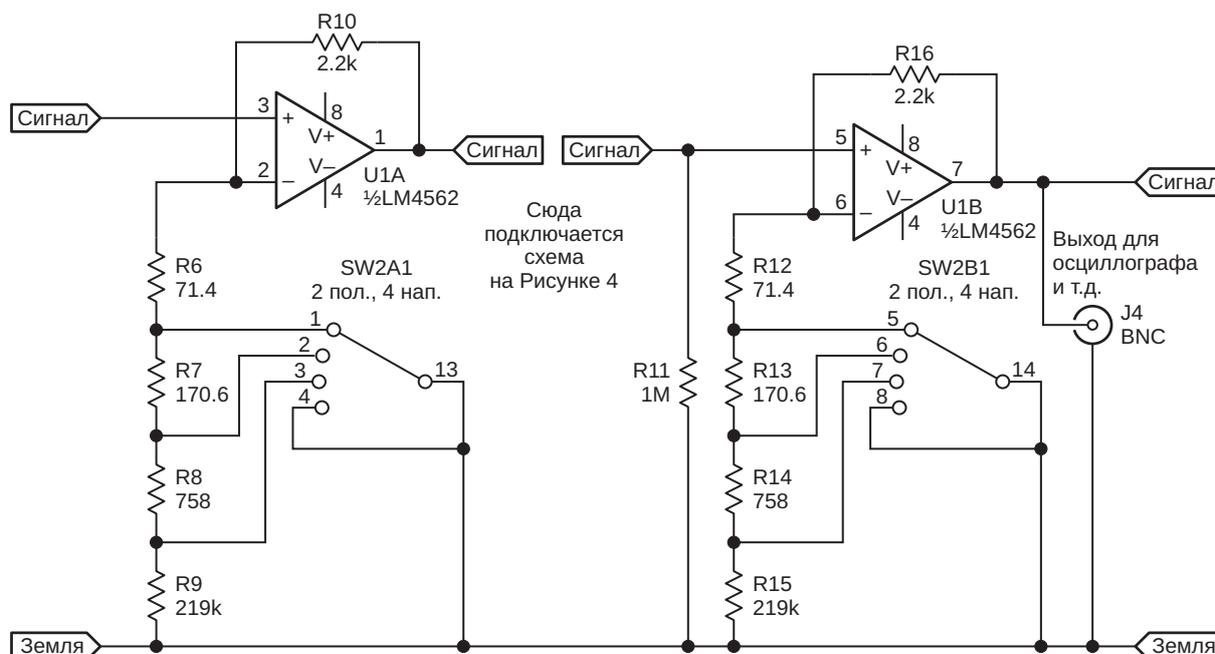


Рисунок 2. Входной аттенюатор и переключатель ток/напряжение.



**Рисунок 3.** Первый и второй усилители и переключатель диапазонов.

Подстроечный конденсатор предназначен для коррекции затухания на высоких частотах. Схема с показанными номиналами конденсаторов работала у меня, но емкости очень зависят от конструкции, поэтому вам могут понадобиться другие значения или конфигурации включения.

### Первый и второй усилители и переключатель диапазонов

Схема показана на Рисунке 3.

Коммутация организована таким образом, что в сигнальной цепи нет неиспользуемых резисторов; они подключены к земле. Переключение аттенюаторов 3/10/13 дБ и «Внешний фильтр» рассмотрено в следующем разделе.

Переключатели показаны в положении «1 В». Каждое переключение аттенюатора изменяет усиление на 10 дБ на каждом полюсе переключателя, что дает шаг 20 дБ (10 раз).

Низкие сопротивления резисторов обратной связи R10 и R16 являются ключом к получению широкой полосы пропускания. Они должны быть как можно ближе к 2.2 кОм, что может потребовать выбора из нескольких компонентов.

Резисторы R6 и R12 можно заменить на 71.5 Ом из ряда E96, или же соединить

параллельно резисторы 82 Ом и 560 Ом. R7 и R13 можно составить из включенных параллельно резисторов 180 Ом и 3.3 кОм. Аналогично, для R8 и R14 можно использовать 820 Ом и 10 кОм. Очевидно, что возможны и другие комбинации. Кроме того, R9 и R15 можно заменить на 220 кОм.

Необходимо максимально приблизиться к требуемым значениям сопротивлений, поскольку от этого зависит точность прибора. По возможности следует избегать подстроечных резисторов или использовать высококачественные компоненты; в противном случае пострадает стабильность калибровки.

Обратите внимание, что при использовании резисторов 2.2 кОм и 220 кОм для установки коэффициента усиления получается неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления 1.01 (0.086 дБ), что достаточно близко к 1.

### Дополнительные аттенюаторы и разъемы для подключения внешних фильтров

Аттенюаторы 3 дБ (пиковое/среднеквадратичное значение синусоидального сигнала) и 10 дБ (масштабный множитель), а также переключатели внешних фильтров показаны на Рисунке 4.

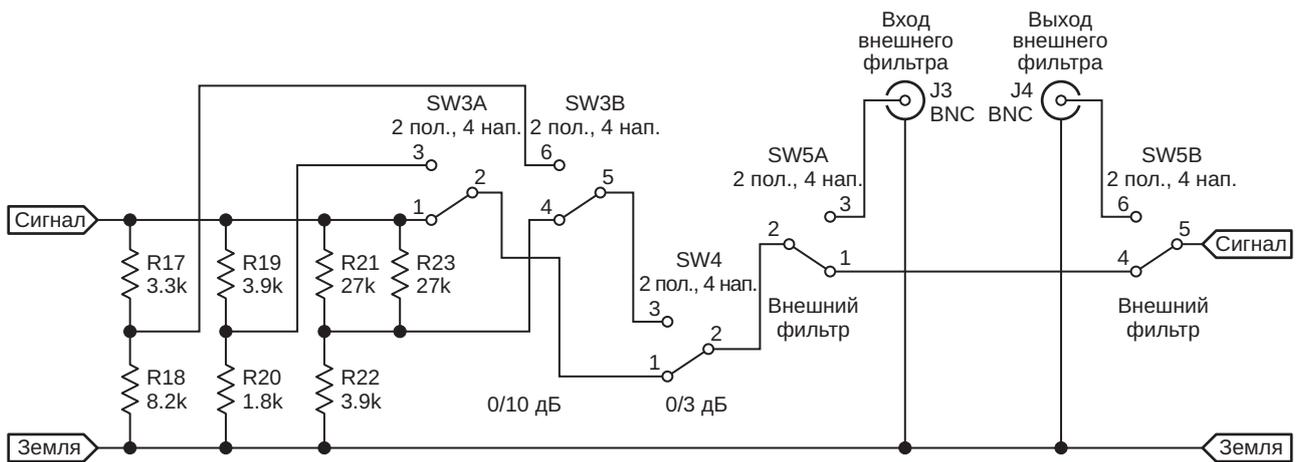


Рисунок 4. Принципиальная схема аттенюаторов 3/10/13 дБ и разъемов внешнего фильтра.

Как и в предыдущем случае, сопротивления резисторов необходимо измерить и выбрать те, которые наиболее близки к требуемым значениям. Благодаря этому за счет одного дополнительного резистора для цепи  $-13$  дБ можно использовать предпочтительные значения сопротивлений из ряда E12.

Было полезно изучить, насколько хорошо резисторы из ряда E12 обеспечивают требуемое затухание. Результаты показаны в Таблице 1.

При использовании резисторов с измеренными сопротивлениями погрешность можно минимизировать, добавив низкоомный резистор последовательно с тем, сопротивление которого слишком мало. Например, если измеренные сопротивления резисторов для аттенюатора 3 дБ составляли точно 3.3 кОм и 8.2 кОм, ошибку можно исправить, добавив 82 Ом последовательно с 3.3 кОм.

В этой цепи довольно удобно использовать тумблеры, но, конечно, можно использовать ползунковые или галетные переключатели.

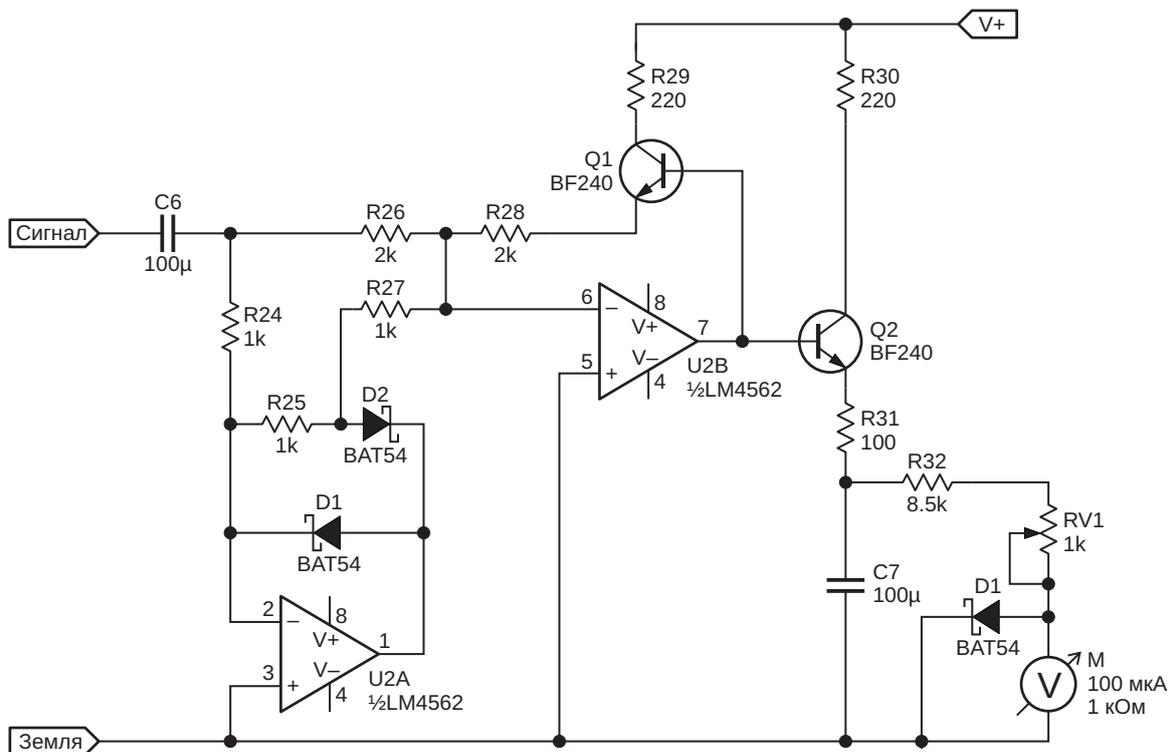


Рисунок 5. Принципиальная схема пикового детектора.

**Таблица 1. Зависимость ошибки от ослабления сигнала**

Затухание дБ	Коэффициент затухания	Резистор верхнего плеча	Резистор нижнего плеча	Отношение сопротивлений ниже/(ниже + верхнее)	Ошибка %	Ошибка дБ
3	0.7071	3.3 кОм	8.2 кОм	0.7130	-0.84	-0.062
10	0.3162	3.9 кОм	1.8 кОм	0.3158	0.14	0.012
13	0.2236	13.5 кОм	3.9 кОм	0.2241	-0.24	0.021
3 дБ фикс.	0.7071	3.382 кОм	8.2 кОм	0.7080	-0.12	-0.011

## Пиковый детектор и устройство индикации

Пиковый детектор изображен на Рисунке 5.

Широкая полоса пропускания обеспечивается тремя особенностями:

- Сопротивления резисторов намного ниже, чем обычно используемые в подобных схемах.
- В первом каскаде используются диоды Шоттки.
- Для минимизации нагрузки на выход второго каскада используются два эмиттерных повторителя.

Диоды BAT54 можно заменить на BAT85. Диод D3 защищает измерительный прибор от чрезмерного тока при неправильной установке переключателя диапазонов.

Транзисторы BF240, использованные в прототипе, могут быть заменены другими устройствами с очень похожими характеристиками. Несмотря на то, что это очень старый транзистор, он все еще доступен и используется в радиочастотных каскадах FM-радио. Помните, что приборы общего назначения, такие как BC547 и 2N3904, не подходят.

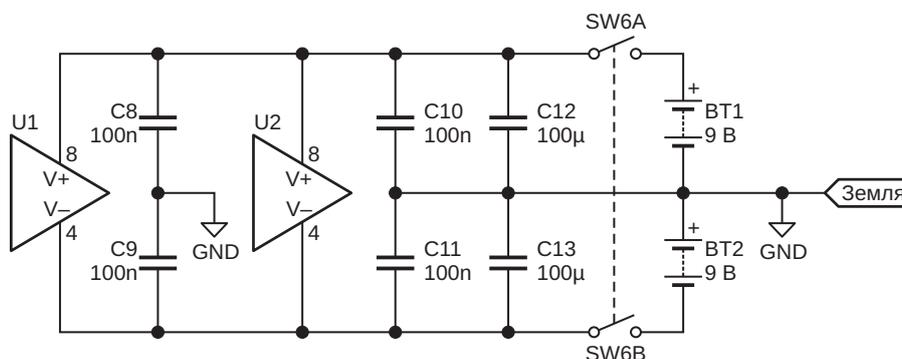
R32 можно собрать из параллельных резисторов 10 кОм и 56 кОм. Его сопротивление выбирается таким, чтобы при входном напряжении 1 В с.к.з. с частотой 1 кГц и включенном аттенуаторе 3 дБ после установки выходного напряжения измерителя 1 В движок подстроечного резистора находился примерно в среднем положении.

Вместо резисторов R32, RV1 и стрелочного прибора M можно подключить цифровой дисплей.

## Источник питания

Схема источника питания показана на Рисунке 6.

Конденсаторы 100 нФ должны быть установлены как можно ближе к выводам микросхемы со стороны слоя питания. Если бы дорожка печатной платы шла сначала к выводу микросхемы, а затем к конденсатору, то последовательно с конденсатором возникала бы нежелательная индуктивность, а для резонанса с конденсатором емкостью 100 нФ большой индуктивности не требуется.



**Рисунок 6. Принципиальная схема источника питания.**

## Характеристики широкополосного измерительного прибора

Если нет оговорок (например, «зависит от компоновки»), цифры основаны на значениях, измеренных в прототипе.

- **Входное сопротивление (на всех диапазонах напряжений):**

1 МОм ±1%.

- **Входная емкость:**

20 пф (зависит от компоновки).

- **Частотная характеристика:**

- Плоская в полосе от 20 Гц до 1 МГц;

- -1 дБ в полосе от 10 Гц до 1.2 МГц.

- **Диапазоны измерения напряжений:**

1–10–100 мВ–1–10–100 В. Точность зависит от того, насколько сопротивления резисторов переключателя диапазона и аттенюатора близки к правильным значениям.

- **Постоянное выходное напряжение:**

При подаче на вход измерения напряжения сигнала 1 В с.к.з. частотой 1 кГц и установке переключателя диапазонов в положение 1 В с включенным аттенюатором 3 дБ выходное постоянное напряжение в точке соединения резисторов R29 и R30 должно находиться в диапазоне от 0.95 В до 1.05 В. Если это не так, немного измените сопротивление резистора R16 (чтобы не пришлось исправить БОЛЬШУЮ ошибку).

- **Диапазоны измерения токов:**

10–100 мА–1 А. Точность зависит от точности переключателя диапазонов и от того, насколько сопротивление токоизмерительного резистора R1 близко к правильному значению.

- **Постоянное выходное напряжение:**

При подаче на вход измерения тока сигнала 1 А с.к.з. частотой 1 кГц и установке переключателя диапазонов в положение 100 мВ с включенным аттенюатором 3 дБ выходное постоянное напряжение в точке соединения резисторов R29 и R30 должно находиться в диапазоне от 0.95 В до 1.05 В. Если это не так, немного измените сопротивление резистора R1 (чтобы не пришлось исправить БОЛЬШУЮ ошибку).

Получить переменный ток 1 А можно, используя аудиоусилитель с резистором 8 Ом ±1% (рассеивающим всего 0.125 Вт),

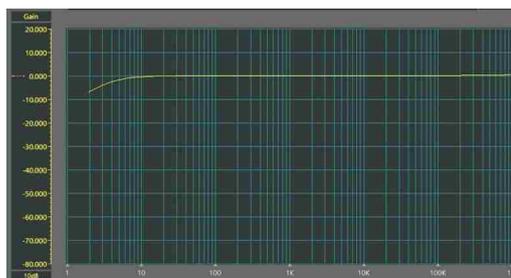


Рисунок 7. Частотная характеристика при входном сигнале 1 В в диапазоне 1 В.

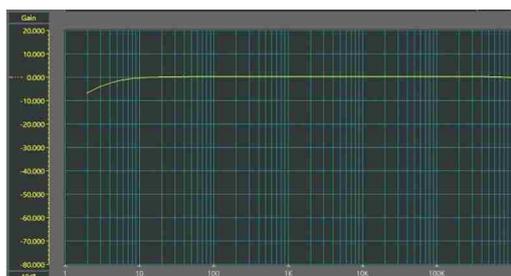


Рисунок 8. Частотная характеристика при входном сигнале 100 мВ в диапазоне 100 мВ.

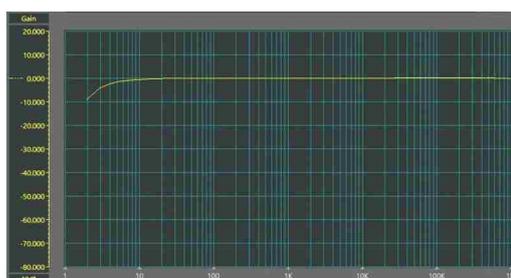


Рисунок 9. Частотная характеристика при входном сигнале 10 мВ в диапазоне 10 мВ.

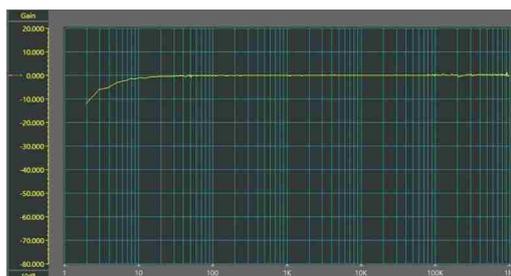


Рисунок 10. Частотная характеристика при входном сигнале 1 мВ в диапазоне 1 мВ.

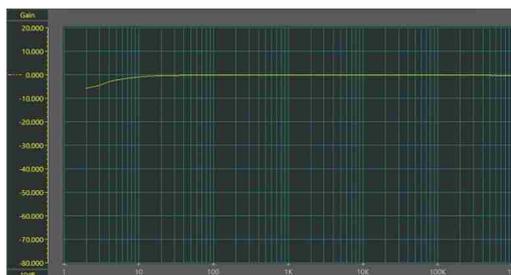


Рисунок 11. Отклик измерителя тока на шкале 100 мА.

включенным последовательно с выходом усилителя и входом измерения тока. Отрегулируйте уровень входного сигнала, чтобы получить 8 В с.к.з. на резисторе 8 Ом.

Частотные характеристики для каждого положения переключателя диапазонов показаны на Рисунках 7, 8, 9 и 10.

Частота 1.2 МГц находится за пределами свип-генератора, поэтому отклики схемы на этой частоте измерялись с помощью генератора сигналов. В этом диапазоне следует ожидать небольших шумов, обусловленных слабым уровнем входного сигнала и большим коэффициентом усиления. На Рисунке 11 показана частотная характеристика измерителя тока на шкале 100 мА.

### Дополнительные внешние фильтры

Внешние фильтры должны иметь входное сопротивление не менее 10 кОм и выходное сопротивление не более 1 кОм.

### Советы по конструированию

Чтобы нежелательные радиочастотные излучения не попадали в измеритель, необходим корпус из металла или проводящей

пластмассы. Возможно, потребуется установить ферритовые бусины на всех входах и выходах как можно ближе к разъемам. Между входами каждого операционного усилителя может потребоваться подключение конденсаторов очень небольшой емкости, например, 10 пФ.

### Возможные расширения конструкции

К этой конструкции можно добавить несколько интересных расширений, чтобы обеспечить дополнительные функции, в том числе:

- Альтернативный или выбираемый детектор истинного среднеквадратичного значения с полосой пропускания 200 кГц, использующий недорогое устройство AD736;
- Стандартный невзвешенный фильтр аудио шумов от 22.4 Гц до 22.4 кГц;
- Точный фильтр А-взвешивания. **ПЛ**

### Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM4562](#)
2. [Datasheet Diodes BAT54](#)
3. [Datasheet New Jersey Semiconductor BF240](#)

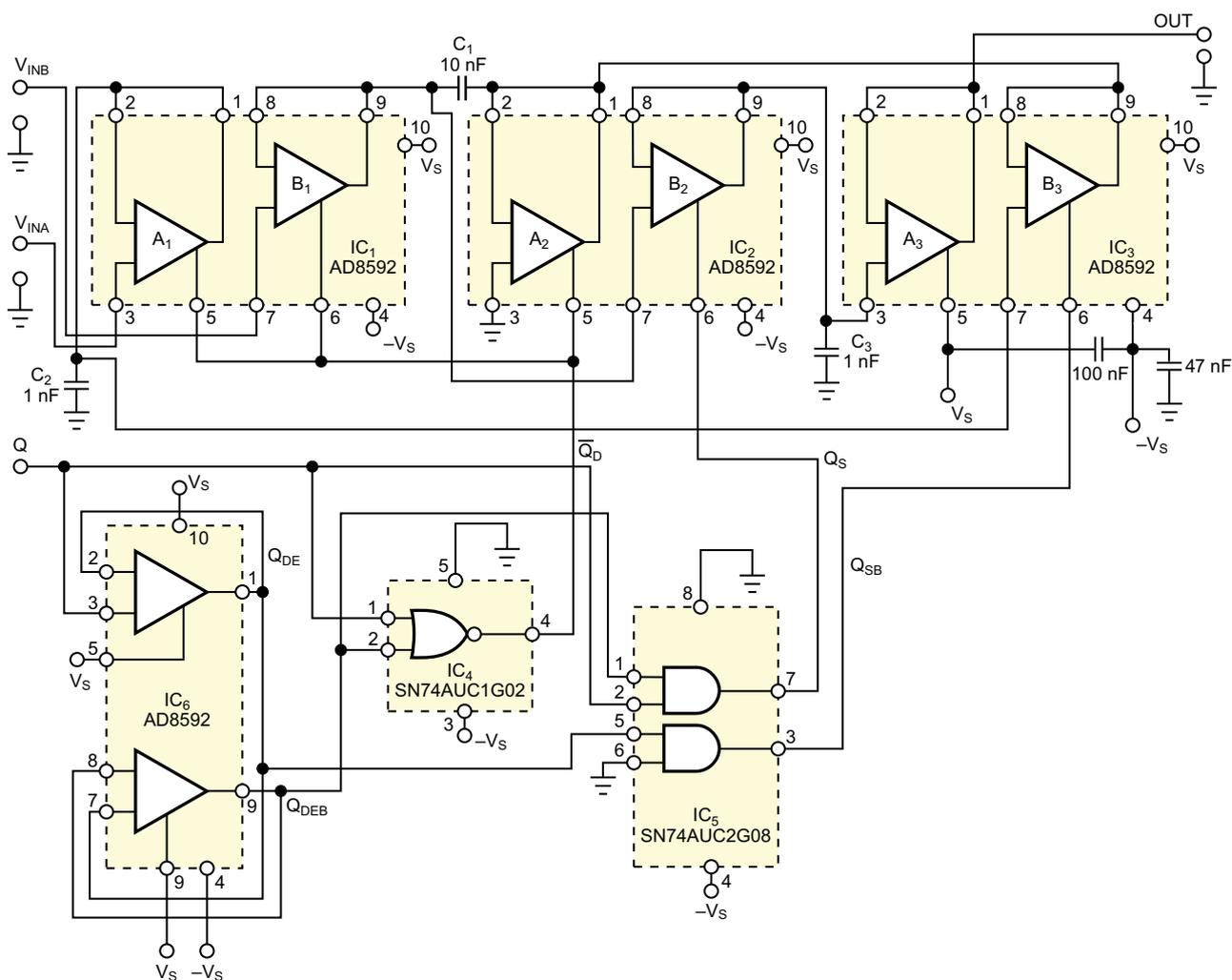
# Двухвходовый УВХ без внешних резисторов

Marián Štofka

EDN

Существует, по крайней мере, два классических способа решения задач, требующих выборки суммы аналоговых напряжений. Наиболее распространенным способом является

каскадирование классического аналогового сумматора и усилителя выборки-хранения (УВХ). Классический аналоговый сумматор – это операционный усилитель плюс, как мини-



**Рисунок 1.** Основой работы этой схемы является одновременное отслеживание входных напряжений  $V_{INA}$  и  $V_{INB}$  на конденсаторах  $C_2$  и  $C_1$ , суммирование напряжений этих конденсаторов в интервале выборки и сохранение суммарного напряжения на конденсаторе  $C_3$ .

мум, три прецизионных резистора. Сопротивления этих резисторов должны быть насколько возможно низкими, чтобы не ухудшать полосу пропускания сумматора. С другой стороны, такие низкоомные резисторы рассеивают мощность. Кроме того, конфигурация с каскадированием сумматора и УВХ имеет еще один недостаток, который проявляется, когда два входных напряжения близки по величине, но имеют противоположную полярность. В этом случае, даже при больших амплитудах входных сигналов, результирующее напряжение будет низким или отсутствовать совсем, если амплитуды входных напряжений равны. Выборка низкого напряжения обычно связана с большой относительной погрешностью выходного напряжения, поскольку каждый усилитель вносит некоторые динамические ошибки, такие как остаточный паразитный перенос заряда в запоминающий конденсатор.

Другой возможностью является использование одного усилителя в каждом канале и сложение их выходных сигналов в классическом аналоговом сумматоре. Хотя такая конфигурация позволяет избежать проблем, связанных с большой относительной погрешностью выходного напряжения, когда входные напряжения имеют близкие амплитуды и противоположные полярности, в сумматоре по-прежнему остаются прецизионные резисторы, рассеивающие мощность.

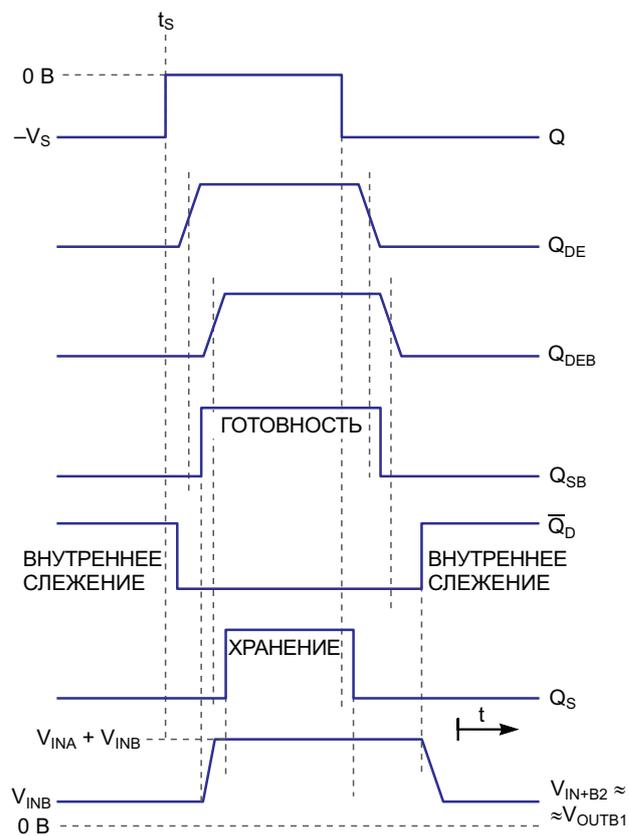
Можно избежать этих проблем, используя конфигурацию схемы на Рисунке 1, в которой вообще не используются внешние резисторы. В установившемся режиме в интервале внутреннего отслеживания внутренний логический сигнал  $\bar{Q}_D$  имеет активный высокий уровень, разрешающий работу повторителей  $A_1$ ,  $B_1$  и  $A_2$ . При этом привязанный к земле конденсатор  $C_2$  заряжается до напряжения  $V_{INA}$ . Обкладка конденсатора  $C_1$ , подключенная к выводу 2 микросхемы  $IC_2$ , временно заземляется через выход повторителя  $A_2$ , и в это время противоположная обкладка, подключенная к выводу 9 микросхемы  $IC_1$ , заряжается до напряжения  $V_{INB}$ .  $V_{INA}$  и  $V_{INB}$  – это напряжения на входах А и В, соответственно.

После периода установления, когда все внутренние сигналы логического управления имеют низкий уровень и работа всех

управляемых повторителей запрещена, уровень логического сигнала  $Q_{SB}$  становится высоким. Благодаря включенному повторителю  $B_3$  потенциал правой по схеме обкладки конденсатора  $C_1$  изменяется от 0 В до  $V_{C2}(t_s) = V_{INA}(t_s)$ .  $V_{C2}(t_s)$  – это значение напряжения, накопленного на конденсаторе  $C_2$  перед переходом сигнала  $\bar{Q}$  в неактивный низкий уровень. В результате потенциал левой обкладки конденсатора  $C_1$  повышается до напряжения

$$V_{C2}(t_s) + V_{C1}(t_s) = V_{INA}(t_s) + V_{INB}(t_s),$$

как показано на нижней кривой Рисунка 2. Эта кривая представляет единственный аналоговый сигнал на Рисунке 2. Переход логического сигнала управления выборкой  $Q_S$  из активного низкого уровня в высокий немного задер-



**ПРИМЕЧАНИЕ:**  
ЛОГИЧЕСКИЕ УРОВНИ ВСЕХ УПРАВЛЯЮЩИХ СИГНАЛОВ Q ТАКИЕ ЖЕ, КАК НА ВЕРХНЕЙ ДИАГРАММЕ

**Рисунок 2.** Нижняя кривая показывает, что на левой по схеме обкладке конденсатора  $C_1$  напряжение  $V_{INB}$  появляется в интервале отслеживания и возрастает до значения суммы обоих входных напряжений в интервале готовности.

живается относительно логического сигнала  $Q_{SB}$ , подавляя выбросы выходного напряжения. При высоком уровне сигнала  $Q_S$  выбранное напряжение  $V_{INA}(t_S) + V_{INB}(t_S)$ , присутствующее на выводе 7 микросхемы  $IC_2$ , проходит через включенный повторитель  $B_2$  на конденсатор  $C_3$  и сохраняется там до следующей команды выборки. Повторитель напряжения  $A_3$  служит преобразователем импеданса. Сдвоенный операционный усилитель  $IC_6$  выполняет функцию линии задержки с отво-

дами, которая в сочетании с одним логическим элементом ИЛИ и двумя логическими элементами И формирует правильные внутренние сигналы синхронизации из одного внешнего управляющего логического сигнала  $Q$ . **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8592](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74AUC1G02](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN74AUC2G08](#)

# В рукаве тестера «реальной целостности» цепей скрыто множество хитростей

Louis Vlemincq

Electronic Design

Недавно мне напомнили о тестере, который я разработал много лет назад. В то время я хотел создать «Лучший тестер для проверки целостности цепей» и составил список всех необходимых функций:

- **Тестер «реальной целостности».**

Слишком много мультиметров и звуковых пробников реагируют на сопротивления, достигающие сотен и даже тысяч ом, что во многих случаях делает их практически бесполезными. Внутри платы или системы всегда и везде есть дорожки со средней проводимостью, поэтому большую часть времени пробник на них звучит. Разъем, дорожка печатной платы или провод, даже длинный, как правило, имеют сопротивление менее 1 Ом. Порог, значительно превышающий это значение, приводит к ложным срабатываниям.

- **Быстродействие.**

Многим тестерам требуется контакт длительностью в десятки миллисекунд и более, что делает тестирование большого количества соединений очень утомительным. Невозможно быстро коснуться щупами большого количества контактов.

- **Дешевый в изготовлении и использовании.**

Это означало очень небольшое количество дешевых компонентов и как можно более экономное потребление энергии от дешевого источника питания. Это исключало использование обычной 9-вольтовой

батарейки, одного из наименее эффективных и наиболее дорогих источников.

- **Отсутствие выключателя питания.**

Вы неизменно забываете, что он включен, во второй половине дня, предшествующего вашему отпуску. Как правило, это происходит именно тогда, когда вы находите искомый контакт.

- **Надежность и устойчивость к перегрузкам.**

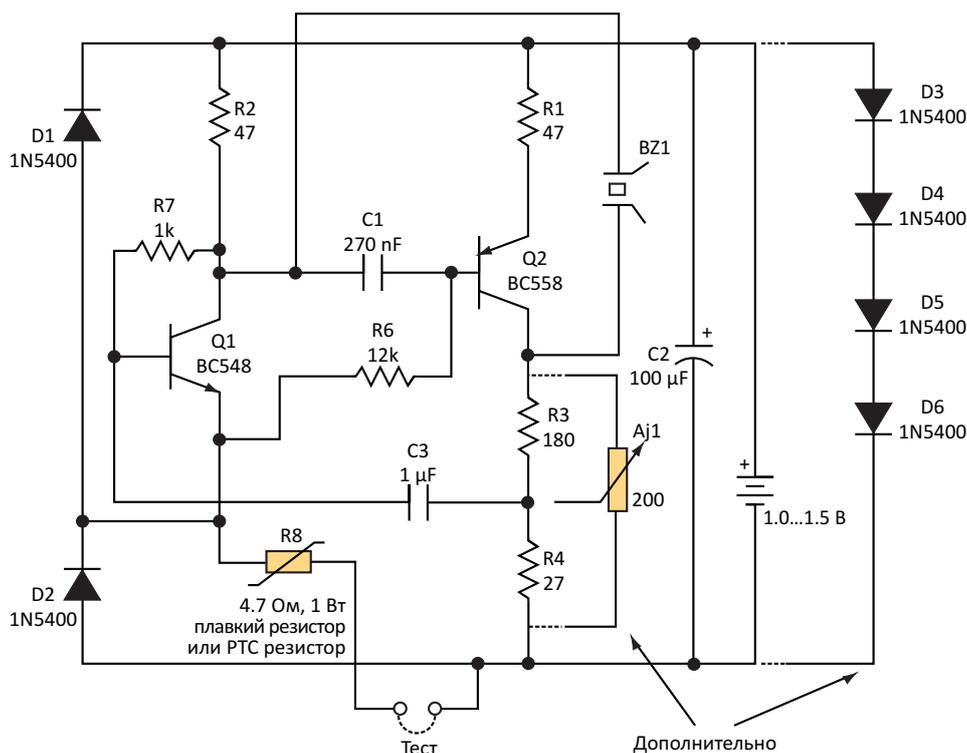
Иногда можно случайно приложить щупы к заряженным конденсаторам или цепям под напряжением, и тестер должен выдерживать такие ситуации.

- **Безопасность.**

Даже при использовании самой чувствительной электроники безопасность означает низкие значения напряжения и тока на измерительных щупах.

На первый взгляд схема на Рисунке 1 не кажется очень впечатляющей, но она удовлетворяет всем этим требованиям, и даже некоторым другим. Схема выглядит как недоделанный мультивибратор, но внешность может быть обманчива.

Транзисторы Q1 и Q2 образуют двухкаскадный неинвертирующий усилитель, вход и выход которого соединены конденсатором C3, чтобы заставить схему колебаться. Коэффициент усиления каждого каскада строго определен: для Q1 он равен отношению сопротивлений R4 и R1, а для Q2 – отношению сопротивления R2 к сумме R8 и того, что



**Рисунок 1.** Несмотря на относительную простоту, эта схема тестера превосходит многие мультиметры и звуковые пробники в качестве тестера целостности цепей. Она также недорога в изготовлении и эксплуатации.

находится между измерительными щупами. Когда произведение этих коэффициентов усиления превышает единицу, возникает генерация. При указанных на схеме номиналах компонентов условие генерации наступает, если сопротивление проверяемого контакта меньше 5 Ом. При изменении соотношения R3/R4 возможны другие пороговые значения; также оба резистора можно заменить подстроечным потенциометром Aj1.

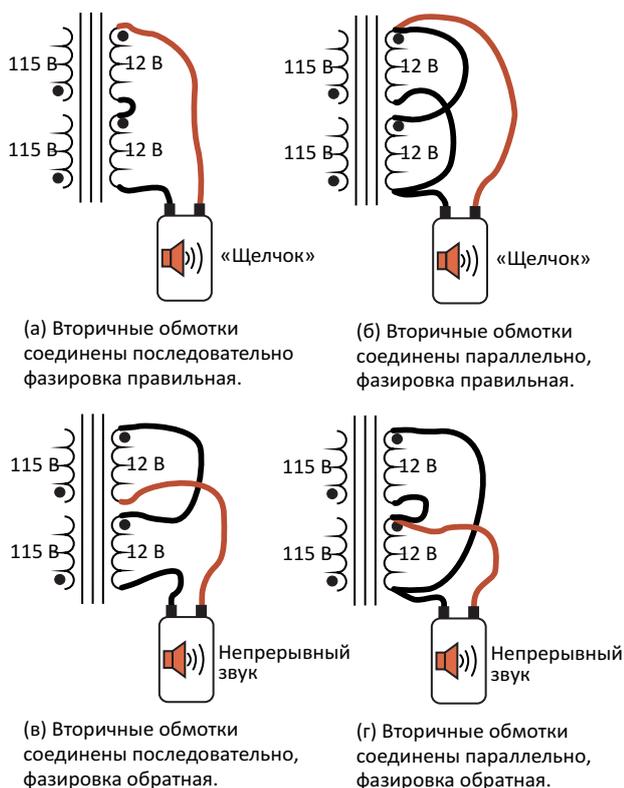
Чтобы максимально увеличить мощность возбуждения при низком напряжении питания, пьезоизлучатель (BZ1) включен между противофазными выходами генератора. При использовании стандартного излучателя звук получается не очень громким, но для лаборатории или офиса его вполне достаточно.

Резистор R8 вместе с диодами D1 и D2 защищает тестер от случайно касания цепи, находящейся под напряжением. Рассеиваемая им мощность составляет 1 Вт; предпочтительно, чтобы это был плавкий резистор. Для улучшенной и самовосстанавливающейся защиты его можно заменить резистором с положительным температурным коэффициентом (PTC). В этом случае резистор будет

способен выдержать длительное подключение непосредственно к сети. Для защиты батареи параллельно к ней могут быть подключены дополнительные диоды D3 - D6.

Для питания может использоваться одна батарейка или аккумулятор типоразмера AA, так как схема работает от напряжения от 1 до 1.5 В. Выключатель питания не нужен, поскольку тестовые клеммы также выполняют функцию выключателя. Собственный ток прибора определяется только утечками в компонентах и обычно находится в диапазоне сотен наноампер. При закороченных щупах ток возрастает примерно до 10 мА. Поэтому при нормальной эксплуатации батарея прослужит долгие годы, и ее можно припаять на печатную плату.

Звуковой излучатель может быть любым – пассивного типа и дешевый. Как уже отмечалось, эта схема превышает требования, предъявляемые к тестеру «реальной целостности». Например, она проверяет не только сопротивление, но и модуль импеданса цепи, к которой подключены измерительные щупы. В некоторых случаях это может быть очень полезно.



**Рисунок 2.** Показаны некоторые из тестов, которые можно выполнить с помощью тестера целостности на трансформаторе с двумя первичными и двумя вторичными обмотками без необходимости подключения его к сети.

Сопротивление постоянному току вторичной обмотки трансформатора 50/60 Гц обычно бывает ниже порога 5 Ом, но ее импеданс, в основном определяемый индуктивной составляющей, выше 5 Ом, поэтому генерация не возникает. В момент замыкания цепи будет просто слышен легкий «щелчок»,

вызванный импульсом, получаемым излучателем BZ1 через резисторы R2 и R4. Это всегда будет происходить при гальваническом контакте между зондами.

Это полезная функция, поскольку она позволяет различать провода трансформатора, имеющего вторичную обмотку с несколькими ответвлениями, в то время как более традиционный тестер увидит кучу заколоченных проводов. Кроме того, при замыкании одного диода в мостовом выпрямителе можно без выпаивания сразу определить неисправный диод.

Но и это еще не все. Если неисправен сам трансформатор, один или несколько витков которого закорочены, тестер подаст звуковой сигнал. И если какая-либо из обмоток включена встречно, она также будет звучать. Это позволяет определять фазы обмоток, как первичной, так и вторичной. На Рисунке 2 показан ряд ситуаций и их последствия для типичного трансформатора с двойной первичной и двойной вторичной обмоткой. Таким образом можно всесторонне протестировать трансформатор, даже не подключая его к сети.

Наконец, обратите внимание, что если используется перезаряжаемый аккумулятор, то нет необходимости в специальном разъеме для его зарядки. Тестовые клеммы могут служить входом зарядного устройства через защитный диод D2. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor 1N5400](#)
2. [Datasheet Fairchild BC548](#)
3. [Datasheet Fairchild BC558](#)

# Схема работает при переменных напряжениях до 540 В

Vipin Bothra, John Lo Giudice

EDN

Счетчики электроэнергии, системы отопления, вентиляции и кондиционирования воздуха (HVAC) и мощное оборудование, работающее от трехфазной сети, представляют собой проблему для разработчиков источников питания, поскольку номинальное входное напряжение может достигать 540 В переменного тока. Сложность возрастает, если источник питания должен работать в широком диапазоне переменных входных напряжений от 100 до 540 В. Вариантов конструкций множество, и конечная стоимость системы может значительно различаться в зависимости от выбранного варианта. Существует множество компонентов для источников питания с входным напряжением до 240 В переменного тока. Однако источники питания с высоким входным напряжением все еще остаются неосвоенной нишей для многих полупроводниковых компаний.

В схеме источника питания на Рисунке 1 используется входной прерыватель, позволяющий ограничить входное напряжение для мощного обратного каскада так, чтобы оно составляло менее 400 В. Такое напряжение дает возможность использовать стандартную методику проектирования обратного каскада. По сравнению с преобладающими источниками питания с высокими входными напряжениями входной прерыватель обеспечивает множество преимуществ.

В отличие от стандартного обратного преобразователя, эта схема исключает необходимость в высоковольтном коммутирующем MOSFET, что позволяет использовать недорогие и широко доступные MOSFET. Более того, общие коммутационные потери в источнике питания резко уменьшаются при снижении напряжения шины. В схеме можно использовать трансформато-

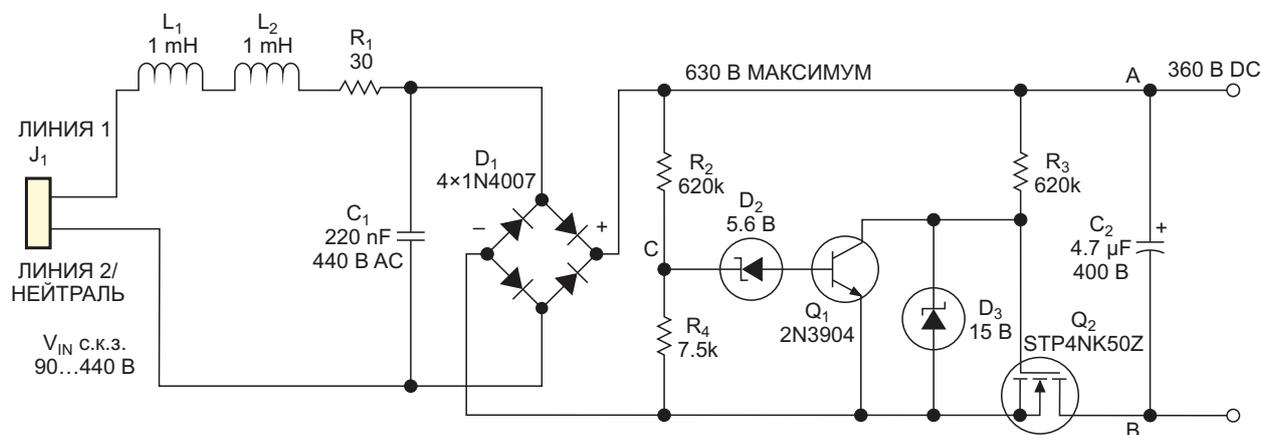


Рисунок 1. Схема прерывателя снижает напряжение шины питания до уровня менее 400 В DC.

ры меньшего размера и меньшей стоимости благодаря снижению требований к длинам путей утечки.

Пониженное напряжение шины в этой схеме устраняет необходимость в многоярусном включении транзисторов и в двух или более высоковольтных конденсаторах. Оно также повышает общую эффективность системы за счет устранения высоких потерь в стеке полевых транзисторов, заменяя их небольшими потерями, вносимыми обходным переключателем.

500-вольтный n-канальный MOSFET STP4NK50Z с сопротивлением открытого канала 2.7 Ом переключается с частотой электрической сети. Он включается при заданном напряжении и выключается при любом более высоком напряжении. Он ограничивает постоянное напряжение на конден-

саторе  $C_2$  приблизительно до 360 В. Когда напряжение на делителе  $R_2$  и  $R_4$  достигает примерно 6.3 В, или 360 В в верхней части делителя, транзистор  $Q_1$  включается и отбирает ток от затвора  $Q_2$ , выключая MOSFET. Делитель устанавливает напряжение, при котором переключается транзистор  $Q_2$ . Номинальная рассеиваемая мощность всех резисторов составляет 0.25 Вт, за исключением  $R_1$ , который должен быть 2-ваттным, чтобы выдерживать броски напряжения. Схема прошла испытания с выходной мощностью 12 Вт при входном переменном напряжении от 90 до 440 В. Максимальный входной ток источника питания зависит от тепловых характеристик транзистора  $Q_2$ . **ПЛ**

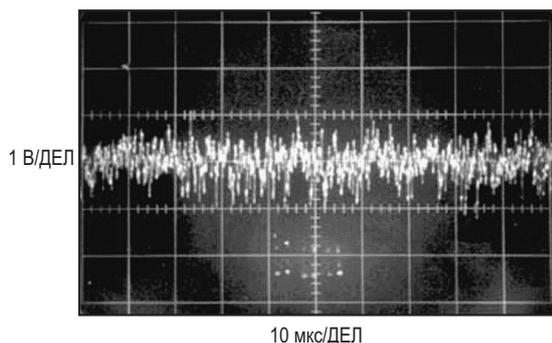
## Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics STP4NK50Z](#)



1 кГц до 5 МГц, выбираемой с шагом в одну декаду.

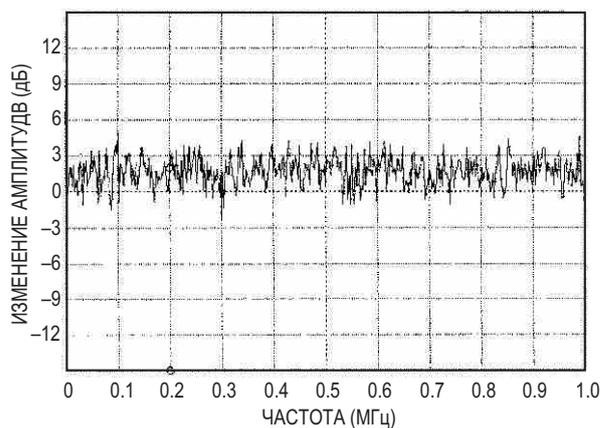
Источник шума диод D1 связан по переменному току с усилителем A2, обеспечивающим коэффициент усиления 100 в широкой полосе частот. Выходной сигнал A2 подается на каскад регулировки усиления через простой переключаемый фильтр нижних частот. Выход фильтра подключен к A3 – транскондуктивному операционному усилителю LT1228. С выхода A3 сигнал поступает на усилитель с обратной связью по току LT1228 (A4). Выходной сигнал усилителя A4, он же выходной сигнал схемы, выбирается схемой регулировки усиления на основе усилителя A5. Это замыкает контур регулировки усиления на усилитель A3. Входной ток вывода SET усилителя A3 управляет усилением, позволяя контролировать общий уровень выходного сигнала.



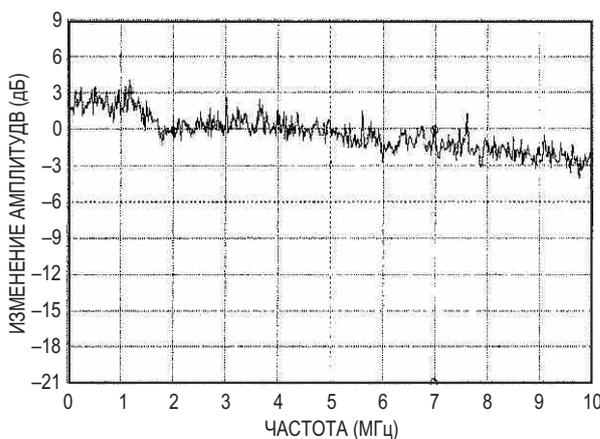
**Рисунок 2.** Оциллограмма выходного сигнала схемы на Рисунке 1 при положении переключателя диапазонов «1 МГц».

На Рисунке 2 показана оциллограмма шума в полосе 1 МГц, а на Рисунке 3 – зависимость среднеквадратичного шума от частоты в том же частотном диапазоне. Аналогичная зависимость приведена на Рисунке 4 для полной полосы частот 5 МГц. Среднеквадратичное значение выходного сигнала практически постоянно до частоты 1.5 МГц, колеблется вокруг среднего уровня приблизительно на  $\pm 2$  дБ в полосе до 5 МГц, а затем сильно проседает.

В аналогичной схеме на Рисунке 5 источник шума заменен стандартным стабилитроном, но эта схема сложнее и требует под-



**Рисунок 3.** Зависимость амплитуды случайного шума от частоты имеет практически плоский характер в полосе до 1 МГц.



**Рисунок 4.** Зависимость среднеквадратичного значения шума от частоты в полосе 5 МГц имеет небольшой спад за пределами 1 МГц.

стройки. Усилитель A1, получающий смещение от источника опорного напряжения LT1004, обеспечивает оптимальную обработку сигнала источника шума D1. Связанный по переменному току усилитель A2 имеет коэффициент усиления 100 в широкой полосе частот. Выходной сигнал A2 подается на каскад регулировки усиления через простой переключаемый фильтр нижних частот. Выход фильтра подключен к A3 – транскондуктивному операционному усилителю LT1228. С выхода A3 сигнал поступает на усилитель с обратной связью по току LT1228 (A4). Выходной сигнал усилителя A4, он же выходной сигнал схемы, выбирается схемой регулировки усиления на основе усилителя A5. Это замыкает контур регулировки усиления на усилитель A3. Входной ток вывода



# Транзистор усиливает ток регулятора

Yngve Linder

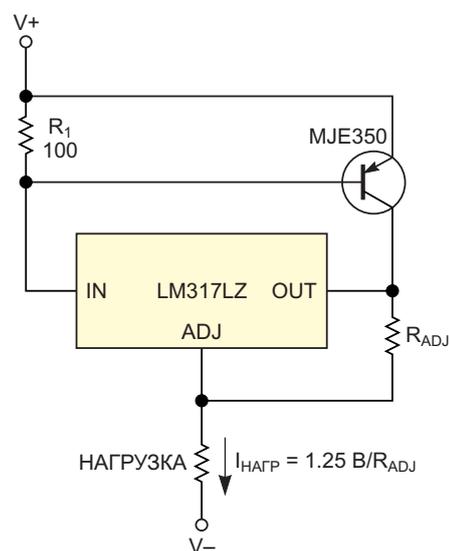
EDN

**В** некоторых схемах бывают нужны источники постоянного тока, не обязательно привязанные к шинам питания или земли. Схема на Рисунке 1 демонстрирует простой метод реализации такой конфигурации.

Напряжение между выводами OUT и ADJ регулятора LM317 составляет 1.25 В. Включение резистора между этими выводами превращает схему в источник постоянного тока, величина которого составляет  $1.25 \text{ В}/R_{\text{ADJ}}$ . Транзистор позволяет схеме отдавать больше тока, чем может обеспечить только один регулятор, если тока через резистор  $R_1$  достаточно, чтобы падение напряжения на нем могло включить транзистор. В противном случае ток регулятора равен току нагрузки.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild LM317](#)



**Рисунок 1.** Этот простой метод позволяет получить источник постоянного тока, не обязательно привязанный к шине питания или земле.

# Схема продлевает срок службы батареи

José M Espí, Rafael García-Gil, Jaime Castelló

EDN

В двух предыдущих статьях были описаны простые способы автоматического отключения батареи от нагрузки по истечении заданного времени работы, позволяющие продлить срок службы батареи [1 и 2]. Эти схемы имеют незначительные потери в режиме ожидания, но некоторый ток все же потребляют. В схеме, представленной в этой статье, предлагается более простой способ реализации той же функции с меньшим количеством компонентов и без потребления энергии в режиме ожидания (Рисунок 1). Активирует и деактивирует схему цепь, состоящая из элементов  $R_2$ ,  $D_2$  и  $C_2$ . Допол-

нительный сигнал управления подключением/отключением основной платы задерживается относительно сигнала включения/выключения батареи.

При установке переключателя  $S_1$  во включенное положение 1 батарея 24 В быстро заряжает конденсатор  $C_1$  через диод  $D_1$ . Это напряжение открывает и насыщает транзистор  $Q_1$ . Транзистор активирует катушку реле  $L_1$ , подключая батарею к основной плате питания и управления. При этом конденсатор  $C_2$  медленно заряжается через резистор  $R_2$  сопротивлением 100 кОм, формируя управляющий сигнал ВКЛ/ВЫКЛ с некоторой задер-

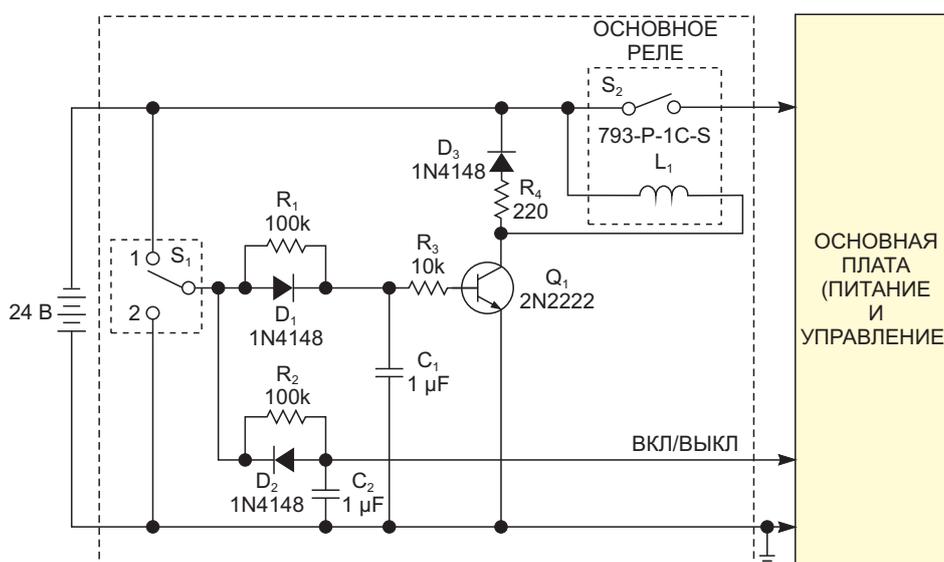


Рисунок 1. Для отключения батарейного питания в этой схеме использует реле.

жкой относительно замыкания реле. Это происходит после установления напряжения питания силового каскада и схемы управления.

При установке переключателя  $S_1$  в выключенное положение 2 конденсатор  $C_1$  при закрытом диоде  $D_1$  медленно разряжается через резистор  $R_1$ , задерживая выключение транзистора  $Q_1$ . Прежде чем  $Q_1$  закроется, конденсатор  $C_2$  быстро разряжается через диод  $D_2$ , сигналом ВКЛ/ВЫКЛ указывая на то, что управляющая схема должна отключить питание. Реле выключается при минимальном токе. Когда транзистор  $Q_1$  выключается,

ток катушки реле спадает через резистор  $R_4$  и диод  $D_3$ . Реле размыкается, отсоединяя основную плату от батареи. В выключенном состоянии ток не протекает ни в цепи включения/выключения платы управления, ни в основной плате. **РЛ**

## Ссылки

1. Miguel Gimenez. «[Схема автоматического отключения батарейного питания](#)»
2. Yongping Xia. «[Усовершенствованная схема автоматического отключения батарейного питания](#)»

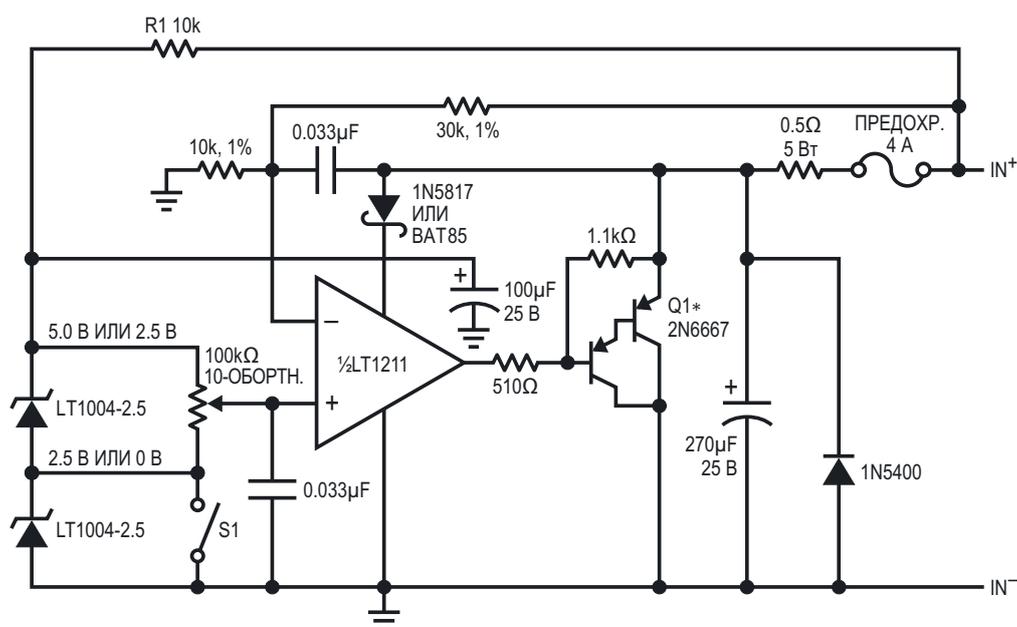
# Активная нагрузка для имитации аккумулятора

Jon Dutra

В этой статье описывается схема активной нагрузки, которую можно использовать для имитации аккумулятора при любом уровне заряда. Имитатор аккумулятора обеспечивает схему зарядки постоянным напряжением, не зависящим от подаваемого зарядного тока. Импеданс имитатора составляет менее 500 мОм на всех разумных входных частотах. Самое главное, имитатор никогда не может быть перезаряжен, что позволяет проводить длительное тестирование и отладку системы зарядного устройства без риска повреждения аккумулятора.

## Работа схемы

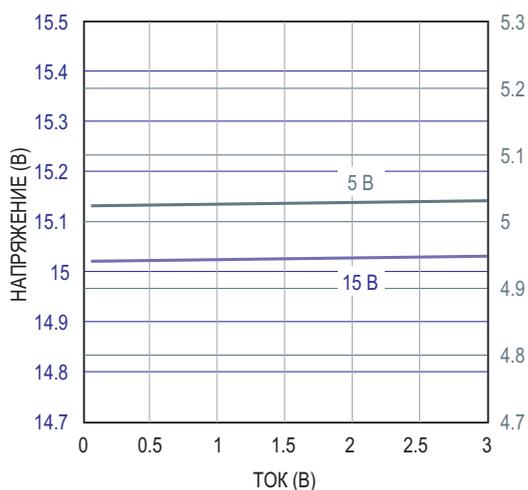
В имитаторе (Рисунок 1) использован быстродействующий операционный усилитель LT1211 с однополярным питанием, управляющий базой р-п-р транзистора Дарлингтона, образующего активную нагрузку схемы. Питание микросхемы LT1211 – часть зарядного тока – подается через диод, что позволяет операционному усилителю и источнику опорного напряжения выдерживать кратковременные периоды нулевого зарядного тока. Коэффициент усиления операционного уси-



S1 ЗАМКНУТ → ДИАПАЗОН 0...10 В  
S1 РАЗОМКНУТ → ДИАПАЗОН 10...20 В  
ВСЕ РЕЗИСТОРЫ 5%, ЕСЛИ НЕ УКАЗАНО ИНОЕ

\*ОСНОВНУЮ ЧАСТЬ МОЩНОСТИ РАССЕЙВАЕТ Q1  
УСТАНОВИТЬ НА ПОДХОДЯЩИЙ ТЕПЛОТВОД

Рисунок 1. Принципиальная схема имитатора аккумулятора.



**Рисунок 2.** Способность имитатора аккумулятора поглощать ток при напряжениях 5 В и 15 В.

лителя по постоянному току равен четырем, поэтому напряжение на его неинвертирующем входе составляет одну четвертую от напряжения, на которое настроен имитатор. При разомкнутом переключателе S1 диапазон регулировки напряжения составляет от 10 В до 20 В, а при замкнутом – приблизительно 3.5–10 В. Работа схемы при низких напряжениях может быть улучшена путем замены верхнего по схеме источника опорного напряжения LT1004-2.5 на LT1004-1.2 и уменьшения сопротивления резистора сме-

щения опорного напряжения R1 до 1 кОм. Резисторы 510 Ом и 1.1 кОм необходимы для обеспечения устойчивости; они подавляют колебания частотой 1 МГц. Диод 1N5400 и 4-амперный предохранитель защищают схему от обратных напряжений.

## Результаты

Схема имитатора аккумулятора была протестирована «поглощаемыми» токами от 30 мА до 3 А при практически неизменном выходном напряжении. При имитации аккумулятора увеличивать напряжение регулировочным потенциометром можно до тех пор, пока зарядное устройство не решит, что аккумулятор полностью заряжен, и не уменьшит ток, подаваемый в имитатор. И, наоборот, при уменьшении напряжения зарядное устройство может решить, что аккумулятор разряжается, и увеличить подачу тока в имитатор.

Рисунок 2 иллюстрирует способность схемы поглощать ток от 50 мА до 3 А при двух напряжениях 5 В и 15 В. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LT1004-2.5](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT1211](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor 1N5400](#)
4. [Datasheet Fairchild 1N5817](#)
5. [Datasheet onsemi 2N6667](#)

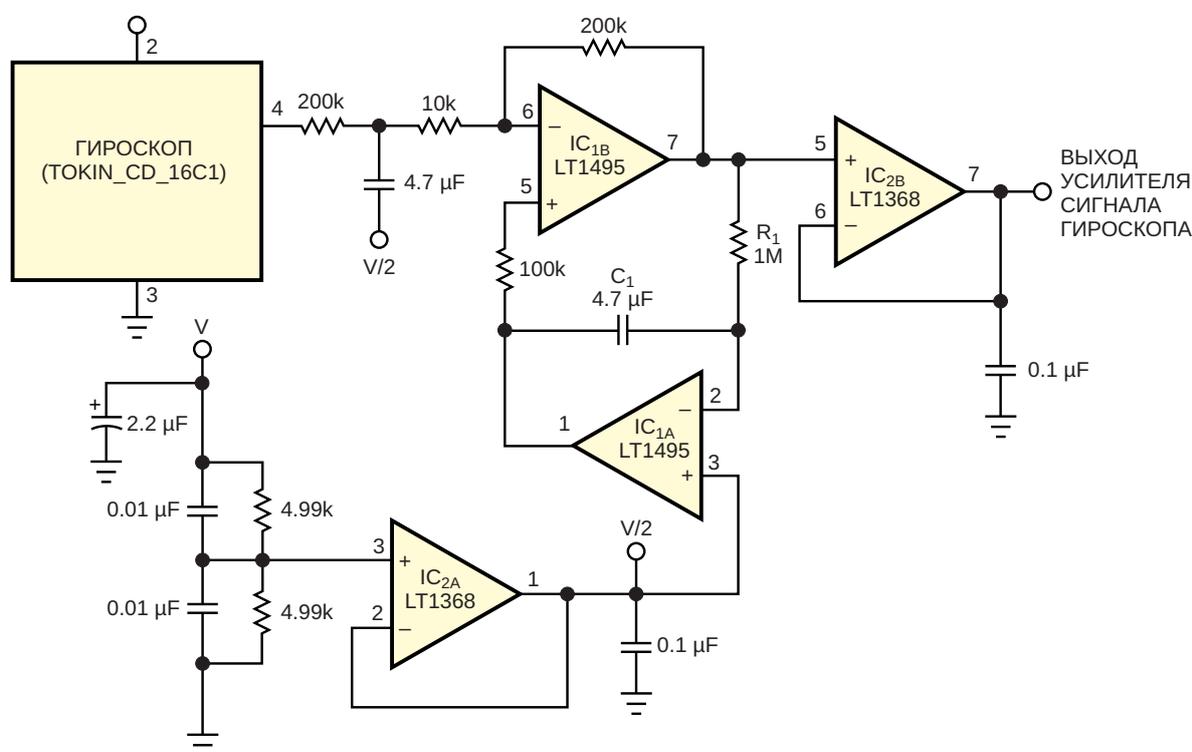
# Компенсация температурной зависимости параметров пьезоэлектрических прецессионных гироскопов

Jim Mahoney

EDN

Существуют малопотребляющие и недорогие керамические пьезоэлектрические прецессионные гироскопы, но им не хватает температурной стабильности, присущей их кварцевым аналогам. Однако для устранения смещения, обусловленного температурным дрейфом, можно использовать усилитель следящей системы (Рисунок 1). Первоначально

эти небольшие надежные гироскопы использовались для подавления дрожания цифровых видеокамер, но они подходят и для многих других приложений, включая стабилизаторы платформы камеры, радиоуправляемые самолеты и вертолеты, дистанционно пилотируемые транспортные средства и датчики движения компьютерной мыши.



**Рисунок 1.** Сервоусилитель IC<sub>1A</sub> устраняет сдвиг постоянного уровня, обусловленный температурным дрейфом параметров пьезоэлектрического гироскопа.

При правильной установке постоянной времени следящего контура на Рисунке 1 воздействие схемы на управляемую систему происходит на соответствующей низкой частоте. Постоянная времени, используемая в следящем контуре, зависит от динамических характеристик этой системы, но хорошей отправной точкой является 10-50-кратное значение самой низкой полезной частоты. Дрейф постоянного уровня происходит с небольшой скоростью, что является правильной реакцией. Однако усилитель гироскопа также пропускает некоторые частоты, лежащие выше установленной частоты. (Частота среза фильтра верхних частот зависит от того, чем управляет схема).

Усилитель  $IC_{1A}$  и его каскад сервопривода  $IC_{1B}$  сделаны на основе микросхемы сдвоенного маломощного операционного усилителя. Сервопривод, поддерживая постоянный уровень связанного по переменному току выходного сигнала гироскопа, обеспечивает колебания выходного сигнала усилителя  $IC_{1A}$  вокруг уровня  $V/2$ . Самая низкая частота, которую пропускает схема, зависит от постоянной вре-

мени  $C_1R_1$ . Максимальное сопротивление  $R_1$  зависит от минимального входного тока смещения операционного усилителя, который для микросхемы LT1495 составляет 250 пА. Если позволяет место, следует выбрать хороший конденсатор  $C_1$  с низкой утечкой, например, полистирольный, тефлоновый или полипропиленовый. Лавсановый конденсатор ухудшит характеристики интегратора.

Усилитель и его сервопривод могут находиться на некотором удалении от основной схемы обработки данных, и емкость кабеля может вызвать возбуждение многих операционных усилителей. Однако выход микросхемы LT1368 ( $IC_{2B}$ ) может работать на емкость кабеля без проблем с устойчивостью. Другая половина микросхемы LT1368 ( $IC_{2A}$ ) работает на конденсатор фильтра, чтобы обеспечить маломуощное опорное напряжение  $V/2$  для сервопривода LT1495. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1368](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT1495](#)

# Усовершенствованная версия неизолированного емкостного преобразователя питания

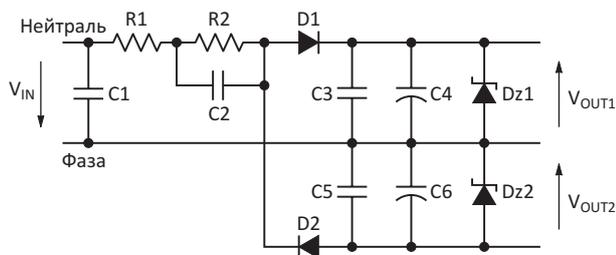
Zbyno Brudny

Electronic Design

Низковольтные микроконтроллеры обычно питаются от стабилизированного источника, например, от 1.8 до 3.6 В, и потребляют очень низкий ток, как правило, от 1 мА до 5 мА. Создание недорогого компактного решения для эффективного преобразования переменного сетевого напряжения 230 В в 3 В/20 мВт – непростая задача, особенно при необходимости соблюдения дополнительных требований, таких как электромагнитная совместимость и мощность в режиме ожидания.

Представленный в этой статье неизолированный преобразователь питания не нуждается в дросселе или импульсном преобразовании энергии. В нем используется принцип «гасящего конденсатора», дополненный конденсаторным зарядовым насосом в специфическом включении, который преобразует энергию в обратном направлении – от минусового узла к плюсовому.

В хорошо известной конструкции емкостного источника питания конденсатор C2



**Рисунок 1.** В базовом емкостном преобразователе используются диодный выпрямитель, стабилитроны и конденсаторы, но отсутствует стабилизация.

гасит переменное сетевое напряжение до уровня, подходящего для применения, а резисторы R1 и R2 включены для ограничения бросков зарядного тока конденсаторов (Рисунок 1). Затем напряжение выпрямляется диодами D1 и D2 и стабилизируется стабилитронами Dz1 и Dz2 и выходными конденсаторами C4 и C6. Величина выходного тока зависит от импеданса конденсаторов при напряжении 230 В/50 Гц или 110 В/60 Гц.

Конденсатор C2, в соответствии со стандартом EN 60384-14, должен быть класса X2. Резистор R2 образует путь разряда для C2, удовлетворяя требованиям стандартов безопасности IEC61010-1 или UL1950. Выходной ток преобразователя определяется в соответствии с формулой:

$$I_{OUT\_EFF} = U_{LINE} \times 2\pi \times f_{LINE} \times C2,$$

где  $U_{LINE}$  и  $f_{LINE}$  – напряжение и частота сети, соответственно.

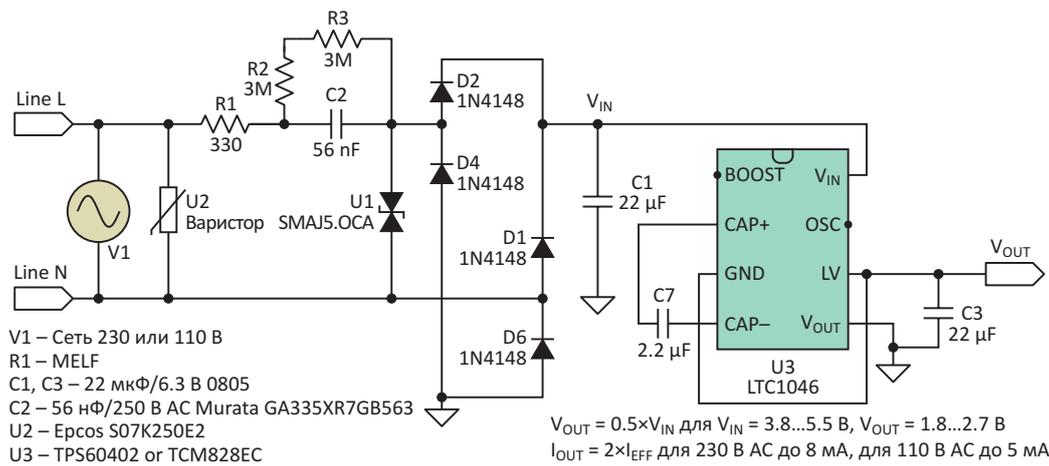
Компания Murata выпускает очень маленький и интересный монолитный керамический ЧИП-конденсатор SMD-X2. Для сети переменного напряжения 230 В выходной ток при использовании такого конденсатора равен:

$$I_{OUT\_EFF} = 230 \times 2\pi \times 50 \times 56 \times 10^{-9} = 4.0 \text{ мА},$$

а для напряжения 110 В:

$$I_{OUT\_EFF} = 2.3 \text{ мА}.$$

Хотя для каких-то приложений с очень малопотребляющими микроконтроллерами такого тока может быть достаточно, для мно-



**Рисунок 2.** Модифицированный емкостной преобразователь с мостовым выпрямителем обеспечивает дополнительную стабилизацию и защиту.

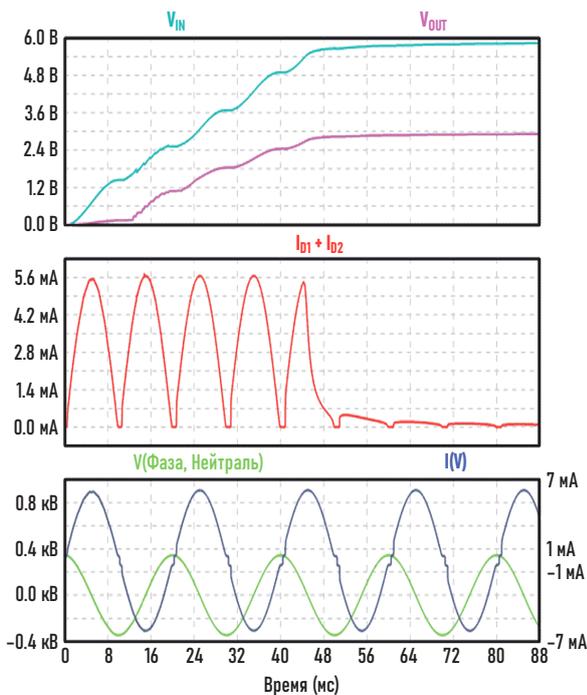
гих из них этого будет слишком мало. В модифицированном емкостном преобразователе диоды D1 и D2 заменены мостом, состоящим из D1, D2, D3 и D6, который перекачивает ток в конденсатор C1 в каждом полупериоде сетевого напряжения (Рисунок 2). Варистор U2 и супрессор U1 добавлены для защиты от выбросов напряжения до 2 кВ в соответствии с процедурой испытаний, установленной стандартом IEC61000-4-5.

Для моделирования зарядового насоса я использовал микросхему LTC1046, модель

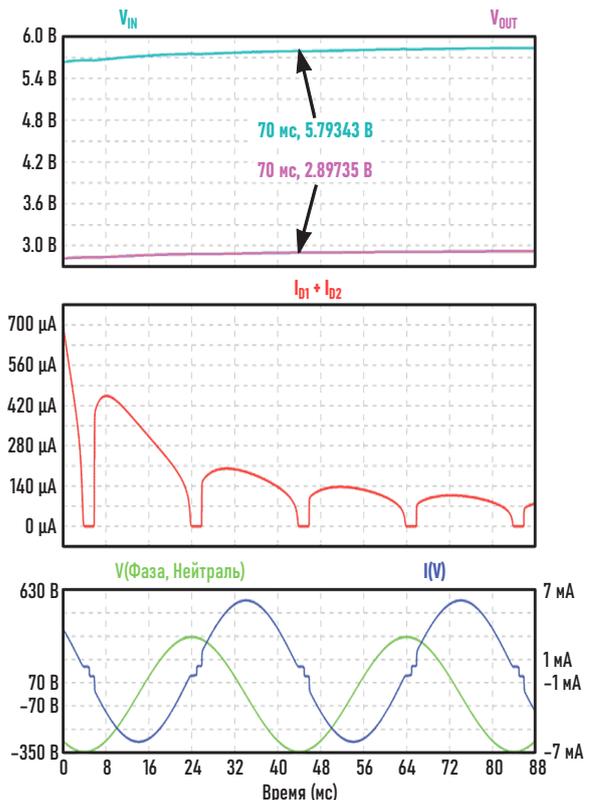
которой есть в SW-LTspice. Однако для многих ситуаций она слишком дорога, поэтому можно использовать TPS60402 или TMC828EC, которые выполняют ту же функцию, но стоят дешевле.

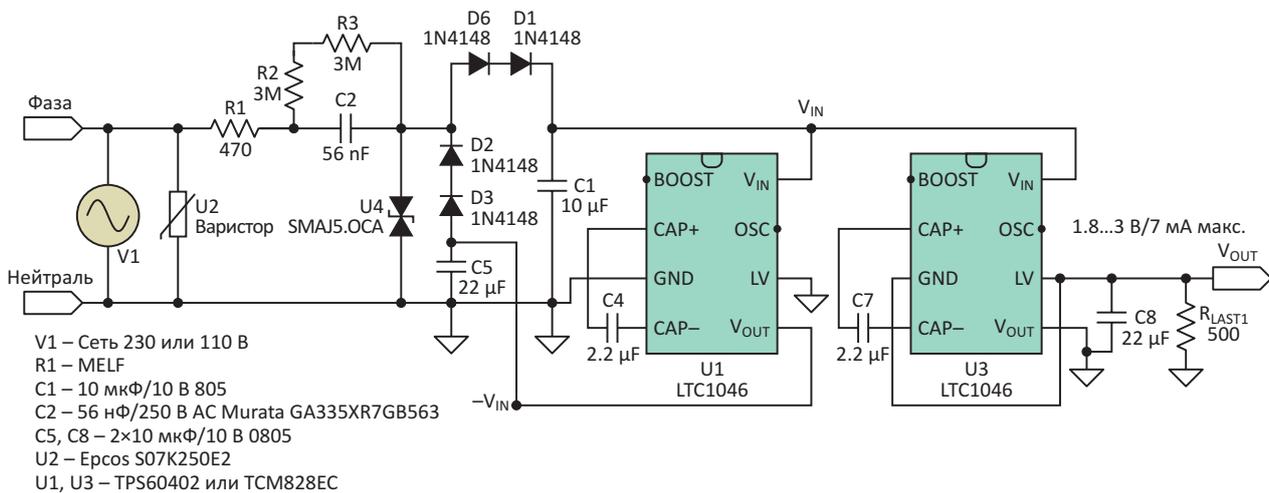
Заряд конденсатора C1 должен питать остальную часть схемы только очень короткое время. Схема была смоделирована с помощью LT-Spice, а также собрана и протестирована (Рисунок 3).

U3 – это микросхема конденсаторного зарядового насоса, очень дешевая, маленькая



**Рисунок 3.** Конденсатор C1 должен питать остальную часть схемы на Рисунке 2 в течение очень коротких периодов времени.





**Рисунок 4.** Модифицированный емкостной преобразователь без мостового выпрямителя имеет фиксированное соединение с землей.

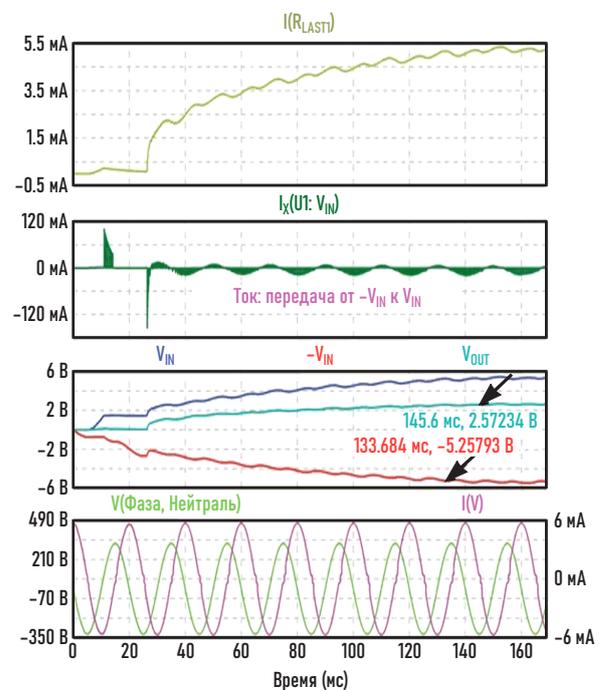
(корпус SOT23-6) и очень эффективная для небольших токов. При включении понижающим зарядовым насосом она выдает выходное напряжение  $V_{OUT} = 0.5 \times V_{IN}$  при соответствующем выходном токе  $I_{OUT} = 2 \times I_{IN}$ . При использовании в качестве C2 того же конденсатора 56 нФ X2, мы получим  $I_{OUT\_EFF} = 8.0$  мА для сети переменного напряжения 230 В и  $I_{OUT\_EFF} = 4.6$  мА для сети переменного напряжения 110 В. Этого должно быть достаточно для большинства современных микроконтроллеров с диапазоном напряжений питания от 1.8 В до 2.7 В.

«Земля» преобразователя не связана ни с одной из линий сети переменного тока. Вместо этого она попеременно переключается между фазой и нейтралью. Поэтому такая схема может оказаться непригодной для многих приложений. Чтобы устранить этот недостаток, в модифицированной схеме используется то же двухполупериодное выпрямление, что и в базовой схеме на Рисунке 1, но с фиксированным подключением земляного узла к одному из линейных проводов (Рисунок 4).

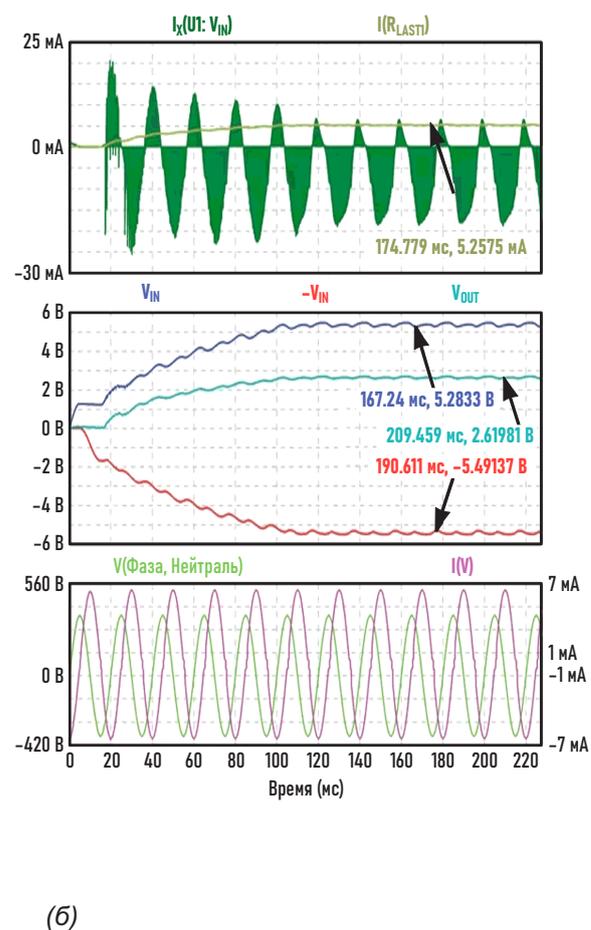
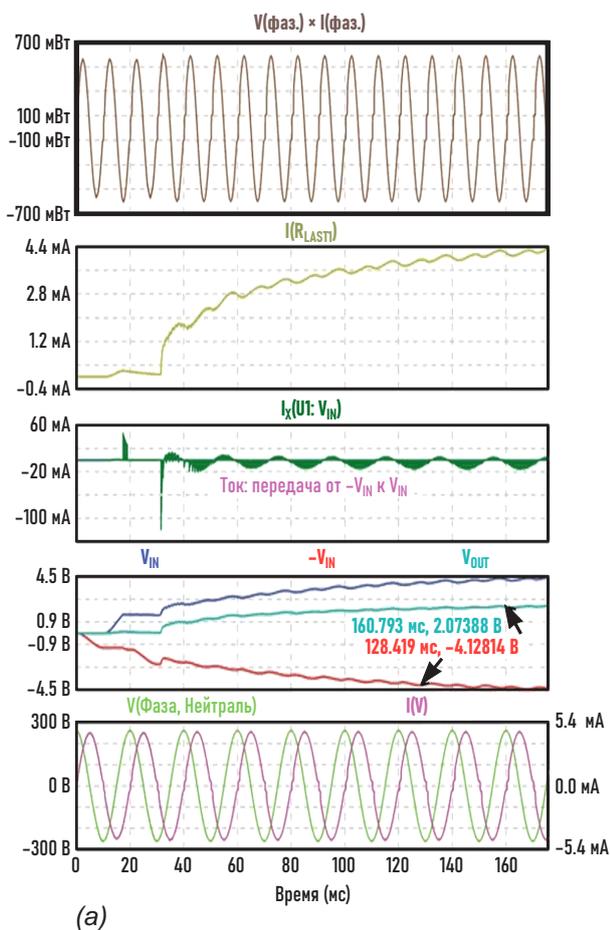
Емкость конденсатора C5 для отрицательного пути выпрямления в два-три раза больше, чем емкость конденсатора C1 для положительного пути. В результате напряжение на положительном пути растет быстрее, чем на отрицательном. Микросхема зарядового насоса преобразует положительное напряжение в отрицательное, используя внутренний мост из четырех управляемых КМОП коммутаторов и внешний рабочий конденсатор. Используя эти КМОП коммутаторы для пере-

ключения, можно реализовать обратное преобразование энергии – отрицательного напряжения в положительное.

Это дает в данной схеме выпрямления тот же результат, что и двухполупериодное выпрямление с использованием диодного моста. На Рисунке 5 показаны результаты моделирования и изменение полярности тока на выводе  $V_{IN}$  зарядового насоса U1.



**Рисунок 5.** При запуске и нормальной работе схемы при переменном напряжении 230 В наблюдается изменение полярности тока на выводе  $V_{IN}$  зарядового насоса U1 с периодичностью 5 мс и 15 мс.



**Рисунок 6.** Осциллограммы критических точек схемы при запуске и во время нормальной работы при низком напряжении сети 184 В (а) и высоком напряжении сети 260 В (б) демонстрируют плавное включение и последующую стабилизацию.

Схема на Рисунке 5 была смоделирована и испытана при наихудшем напряжении сети 230 В ±20% (Рисунок 6).

Все результаты соответствуют требованиям, предъявляемым к большинству современных микроконтроллеров (см. Таблицу 1).

**Таблица 1.** Основные рабочие параметры при напряжениях сети 184, 230 и 260 В

Напряжение сети (В эфф.)	$P_{IN}$ (мВт эфф.)	$V_{OUT}$ (В)	$I_{OUT}$ (мА)	$P_{OUT}$ (мВт)	КПД (%)
184	25.2	2.07	4.4	11.88	47.1
230	40.2	2.57	5.20	13.36	33.3
260	43.1	2.62	5.26	13.78	32.0

При использовании конденсаторов С5 100 мкФ/10 В и С1 22 мкФ/10 В пульсации выходного напряжения  $V_{OUT}$  были очень низкими – менее 60 мВ. Кроме того:

- В приложениях, не требующих фиксированного подключения к линии сети (фазе

или нейтрали), может быть использована менее сложная схема на Рисунке 2.

- В приложениях с сетевым напряжением 110 В или с универсальным входом от 85 до 260 В следует использовать два конденсатора 56 нФ класса X2, включенных параллельно.
- Вся конструкция, собранная на двухсторонней печатной плате, занимает объем 12 × 12 × 8 мм.
- Для стабилизации выходного напряжения выше переменного напряжения сети 230 В ±20% используйте последовательные LDO регуляторы, такие как TLV70025. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LTC1046](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV700](#)
3. [Datasheet Microchip TMC828](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TPS60402DBVR](#)
5. [Datasheet Littelfuse SMAJ](#)

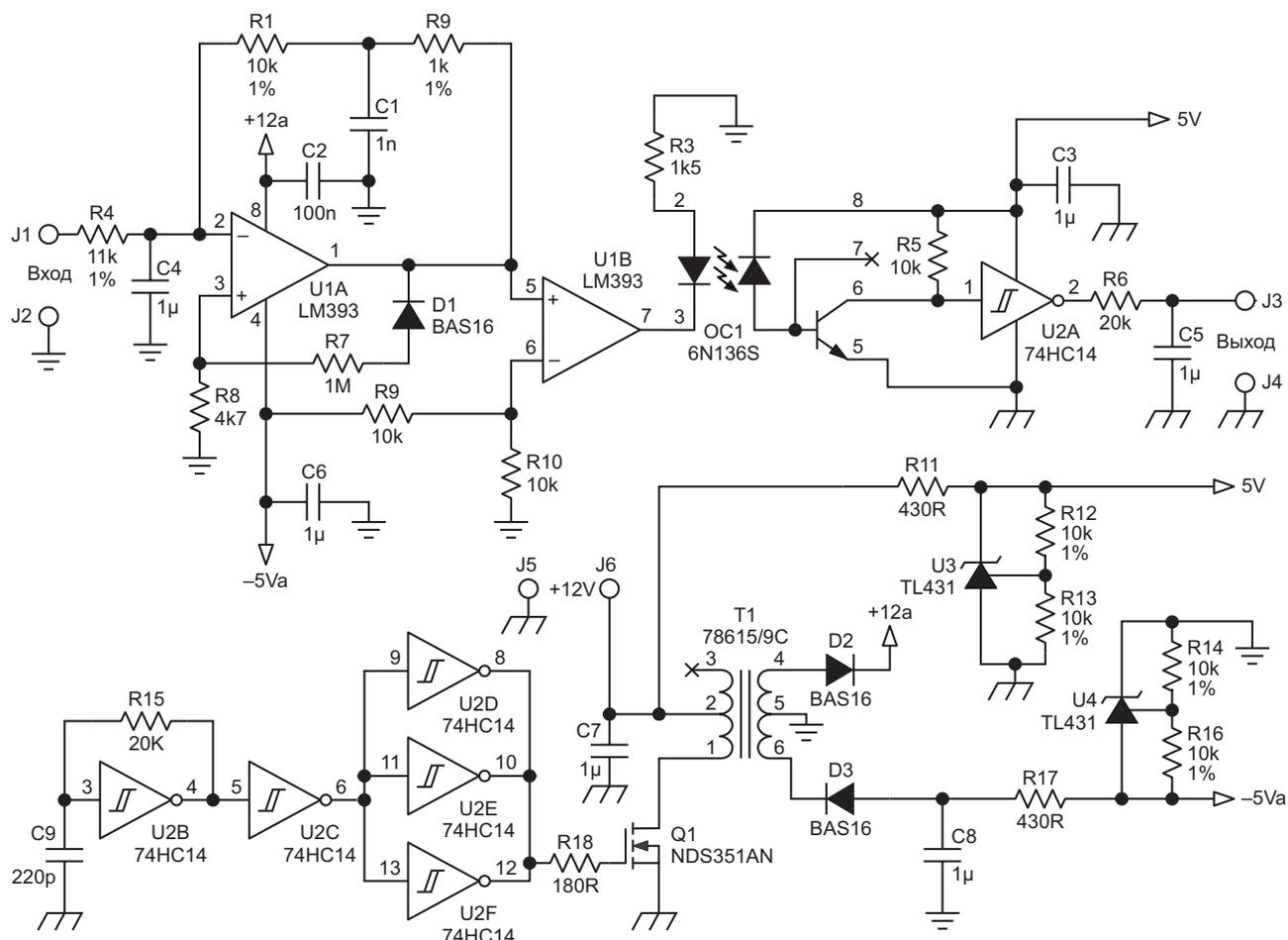
# Сигма-дельта изолирующий усилитель для передачи низких частот

Francesc Casanellas

EDN

Схема изолирующего усилителя, показанная на Рисунке 1, проста, но точна. При указанных номиналах компонентов она передает сигналы постоянного тока от 0 до 5 В или

низкочастотные сигналы с единичным коэффициентом усиления, но коэффициент усиления можно регулировать, изменяя сопротивление резистора R4.

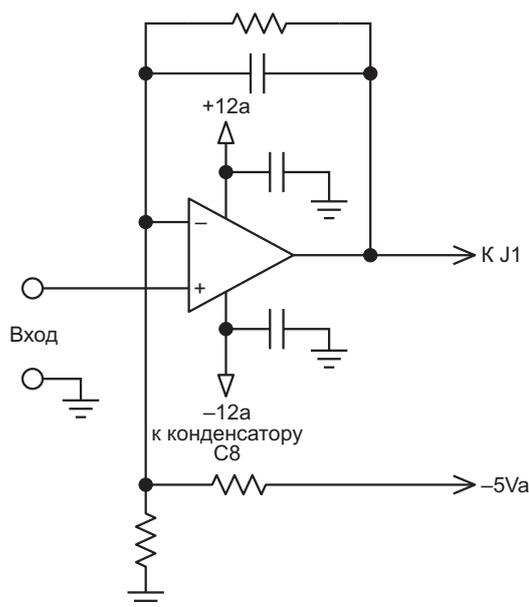


**Рисунок 1.** Плавающий сигма-дельта преобразователь U1 формирует последовательность импульсов, коэффициент заполнения которых зависит от напряжения между контактами J1 и J2. Отфильтрованный постоянный уровень напряжения восстанавливается на выходе J3.

На нижней половине Рисунка 1 изображен DC/DC преобразователь, обеспечивающий изолированную часть схемы на элементах U1A и U1B напряжениями +12 В и –5 В. На логических элементах U2B – U2F сделан генератор и драйвер затвора транзистора Q1, работающего как прямоходовой преобразователь. Миниатюрный трансформатор был выбран для этой схемы из-за низкой межмоточной емкости, высокой индуктивности первичной обмотки и достаточной емкости утечки, ограничивающей пиковый ток Q1. Поскольку рабочая частота высока (около 300 кГц), а индуктивность первичной обмотки велика (10 мГн), энергия, накапливаемая в трансформаторе, настолько мала (в среднем 15 мВт), что отпадает необходимость в снабберных компонентах, и транзистор Q1 сам ограничивает выбросы напряжения, возникающие при его выключении.

Изолирующий усилитель, образованный компаратором U1, работает как сигма-дельта преобразователь, в котором функцию интегрирующего конденсатора выполняет C4. Входное напряжение на контакте J1 заряжает конденсатор C4 через резистор R4. При низком уровне на выходе компаратора U1A конденсатор C4 разряжается до –5 В через резисторы R1 и R2. Элементы D1 и R7 вносят небольшой гистерезис. Когда напряжение на конденсаторе C4 становится меньше величины гистерезиса, выходной уровень U1A становится высоким (транзистор закрывается), C4 снова заряжается через R4, и цикл начинается снова. Коэффициент заполнения выходных импульсов изменяется в зависимости от уровня напряжения на входе J1. Благодаря отрицательной обратной связи среднее значение выходного импульсного напряжения компаратора U1A должно быть таким же, как входное напряжение, поскольку  $R1 + R2 = R4$ .

Компаратор U1B буферизует выходной сигнал и включает светодиод оптопары при низком уровне –5 В на выходе U1A. Логический элемент U2A переключается с тем же коэффициентом заполнения, что и компаратор U1, поэтому его среднее выходное напряжение, отфильтрованное цепью R6 и C5, такое же, как и среднее выходное напряжение U1. Максимальная ошибка линейности в диапазоне входных напряжений от 5 В до 0.2 В оставляет 1.3%. Частота переключения



**Рисунок 2.** Для смещения отрицательных (относительно J2) входных напряжений можно использовать обычную схема сдвига уровней, выходное напряжение которой всегда положительное.

изменяется примерно от 3100 Гц при 4 В, до 1360 Гц при 0.4 В и падает до 327 Гц при 90 мВ. Для повышения точности при низких входных напряжениях элементы R2 и C1 имитируют задержку в оптоизоляторе OC1, обеспечивая одинаковые задержки прохождения через изолированную и неизолированную части схемы.

Схема использовалась для усиления сигналов в анализаторах pH и окислительно-восстановительных потенциалов, а также для изоляции сигнала скорости в трехфазных инверторах переменного тока. Если входное напряжение знакопеременное относительно изолированной земли, для добавления постоянного смещения на вход U1A можно использовать схему, показанную на Рисунке 2, выходное напряжение которой будет всегда положительным. **РЛ**

## Материалы по теме

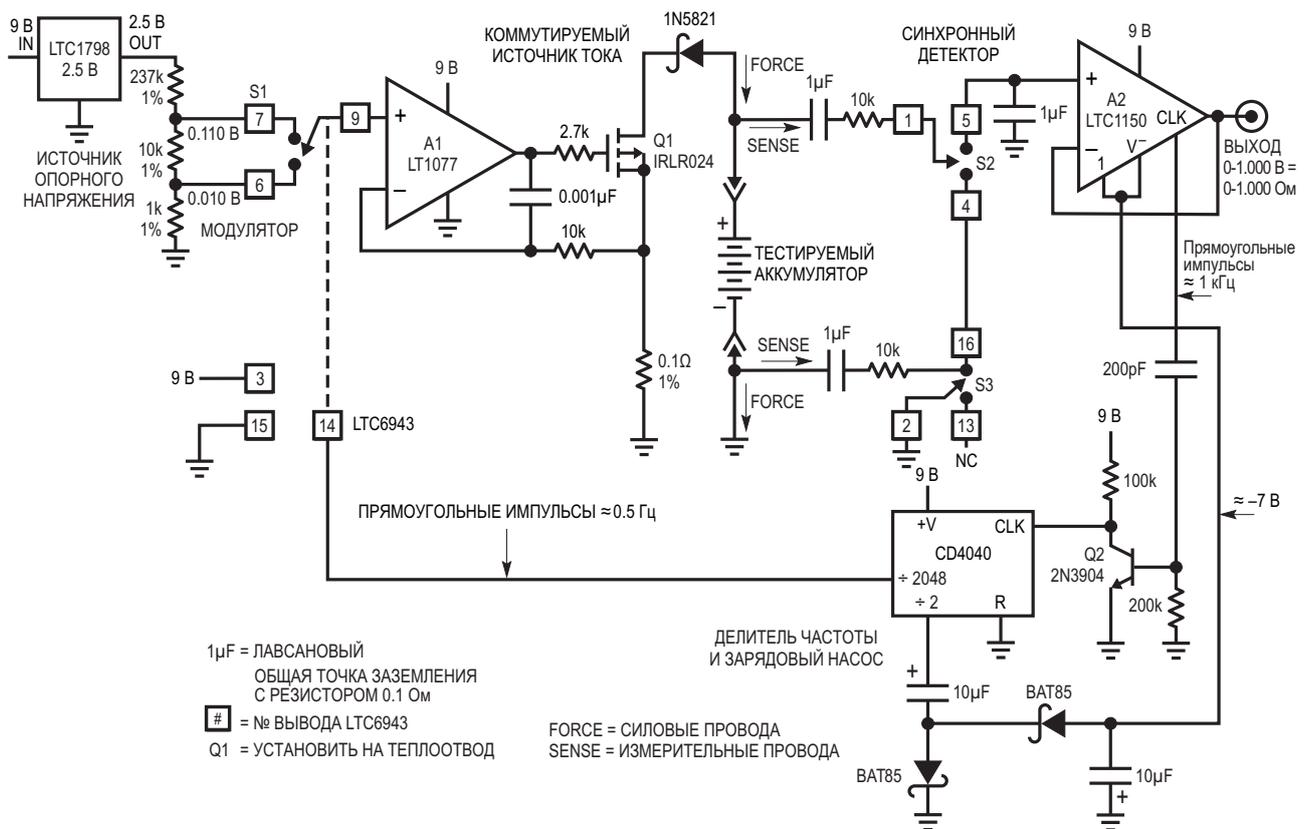
1. [Datasheet Texas Instruments LM393](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74HC14](#)
3. [Datasheet Diodes TL431](#)
4. [Datasheet onsemi NDS351AN](#)
5. [Datasheet Vishay 6N136](#)
6. [Datasheet Vishay BAS16](#)
7. [Datasheet Murata 78615/9C](#)

# Измеритель внутреннего сопротивления батареи

Jim Williams

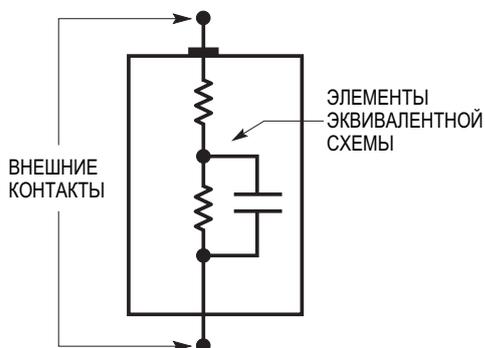
Для оценки состояния батареи или пригодности для конкретного применения часто бывает желательно определить ее внутреннее сопротивление. Точное определение сопротивления батареи осложняется наличием емкостных составляющих параметров, искажающих результаты, полученные миллиомметрами переменного тока, работающими

в килогерцовом диапазоне. На очень упрощенной модели батареи на Рисунке 1 показан резистивный делитель, частично шунтированный емкостью. Этот емкостной элемент вносит погрешность в измерения, выполняемые на переменном токе. Кроме того, внутреннее сопротивление ненагруженной батареи может значительно отличаться



**Рисунок 1.** На упрощенной эквивалентной схеме показаны составляющие импеданса батареи, включающие резистивные и емкостные компоненты. При попытке определить внутреннее сопротивление батареи постоянному току емкостной компонент искажает результаты измерений, выполняемых на переменном токе. Более реалистичные результаты получаются, если падение напряжения на батарее измеряется при известной нагрузке.

от сопротивления под нагрузкой. Поэтому реалистичное определение внутреннего сопротивления должно производиться при нагруженной батарее на постоянном или близком к постоянному токе.



**Рисунок 2.** Внутреннее сопротивление батареи определяется путем периодического изменения калиброванного разрядного тока и считывания результирующего падения напряжения. Для формирования ступенчатых циклов разряда батареи током 1 ампер используется схема, состоящая из модулятора на основе коммутатора S1, тактируемого выходными импульсами делителя частоты, и коммутируемого источника тока A1-Q1. Синхронный детектор S2-S3-A2 извлекает информацию о падении модулированного напряжения, вырабатывая постоянное выходное напряжение, калиброванное в омах.

Схема на Рисунке 2 соответствует этим требованиям, позволяя точно определять внутреннее сопротивление батарей с напряжением до 13 В в диапазоне от 0.001 до 1.000 Ом. Усилитель A1, транзистор Q1 и связанные с ними компоненты образуют замкнутую петлю стабилизации тока, нагружающую батарею через сток Q1. Диод 1N5821 обеспечивает защиту батареи от переплюсовки. Падение напряжения на резисторе 0.1 Ом и, следовательно, нагрузка на батарею определяется напряжением на неинвертирующем входе усилителя A1. Потенциал этого входа попеременно переключается коммутатором S1 микросхемы LTC6943 между уровнями 0.110 В и 0.010 В, получаемыми от источника опорного напряжения 2.5 В и цепочки резисторов. Пря-

моугольные импульсы 0.5 Гц поступают на секцию S1 микросхемы управления переключаемыми конденсаторами с выхода делителя частоты на микросхеме CD4040. В результате к батарее прикладывается нагрузка в виде смещенных на 100 мА прямоугольных импульсов тока 1 А частотой 0.5 Гц. Благодаря внутреннему сопротивлению батареи на синхронном детекторе S2-S3-A2, подключенном с использованием измерительной схемы Кельвина, возникают амплитудно-модулированные прямоугольные колебания 0.5 Гц. Постоянное выходное напряжение детектора буферизуется МДМ усилителем A2, обеспечивающим выходное напряжение схемы. Выходной сигнал 1 кГц внутреннего тактового генератора микросхемы A2, смещенный по уровню транзистором Q2, управляет делителем частоты CD4040. На одном выходе делителя формируются прямоугольные импульсы частотой 0.5 Гц, а на втором – импульсы 500 Гц, управляющие зарядовым насосом, вырабатывающим напряжение –7 В для усилителя A2. Такая схема дает возможность иметь размах выходного напряжения усилителя A2 от нуля вольт.

Схема потребляет 230 мкА от 9-вольтовой батареи, что позволяет ей проработать около 3000 часов. При снижении напряжения питания устройства до 4 В отклонение выходного напряжения не превышает 1 мВ (0.001 Ом), точность измерения составляет 3%, а напряжение тестируемой батареи может находиться в диапазоне от 0.9 В до 13 В. Наконец, обратите внимание, что приведенные значения тока разряда батареи и частоты повторения легко изменить, чтобы наблюдать сопротивление батареи при различных условиях. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1077](#)
2. [Datasheet Analog Devices LTC1150](#)
3. [Datasheet Analog Devices LTC1798](#)
4. [Datasheet Analog Devices LTC6943](#)
5. [Datasheet Texas Instruments CD4040B](#)
6. [Datasheet ON Semiconductor 1N5821](#)
7. [Datasheet NXP BAT85](#)
8. [Datasheet Vishay IRLR024](#)

# DC/DC преобразователь с комплементарной парой одновременно удваивает и инвертирует напряжение питания

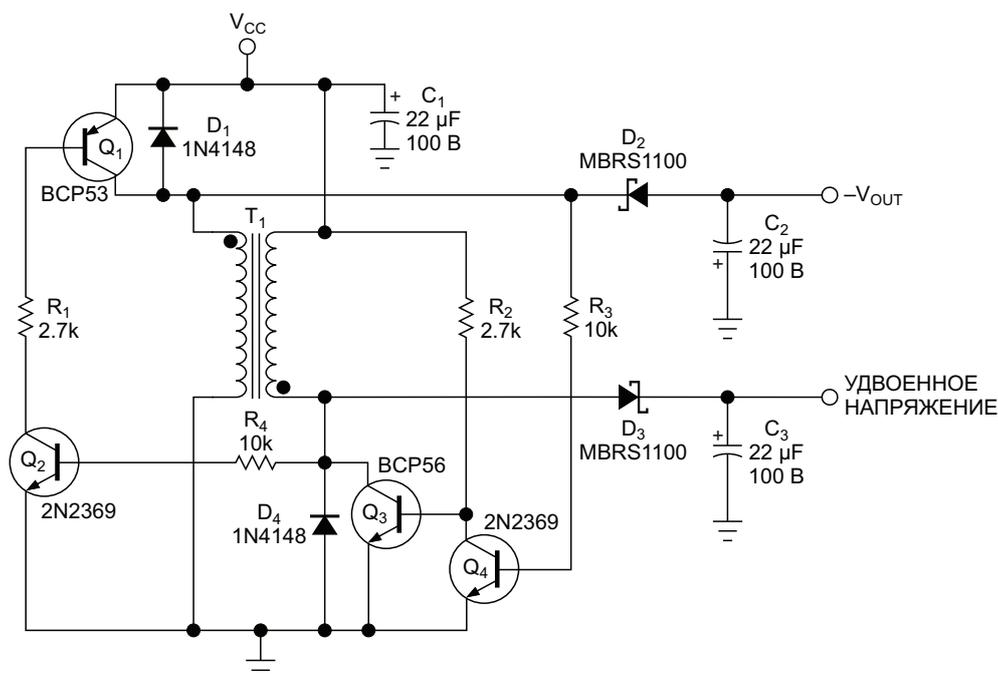
Ajoy Raman

EDN

В этой схеме используется тот факт, что размах коллекторных напряжений в двухтактных трансформаторных DC/DC преобразователях вдвое превышает напряжение питания. При реализации таких схем на п-н-п транзисторах коллекторное напряжения изменяется от 0 В до удвоенного напряжения шины питания. При использовании р-н-р устройств напряжение на коллекторе изменяется от  $V_{CC}$  до значения, равного  $V_{CC}$  по амплитуде, но

противоположного по знаку [1]. В этой схеме комплементарная пара транзисторов, управляя двумя обмотками трансформатора, одновременно обеспечивает получение удвоенного и отрицательного напряжений.

Одна из обмоток трансформатора  $T_1$ , соединенная с землей, коммутируется р-н-р транзистором  $Q_1$ , подключенным к шине  $V_{CC}$  (Рисунок 1). Вторая обмотка, соединенная с  $V_{CC}$ , коммутируется п-н-п транзистором  $Q_3$ , под-



**Рисунок 1.** Регенеративная схема с перекрестной связью управляет переключением транзисторов  $Q_1$  и  $Q_3$  и обмотками трансформатора. Результирующие импульсы напряжения на их коллекторах выпрямляются до удвоенного положительного и до отрицательного напряжения питания.

**Таблица 1. Экспериментальные результаты**

Входное напряжение (В)	Входной ток (мА)	Частота (кГц)	Напряжение удвоителя (В)	Ток удвоителя (мА)	Отрицательное напряжение (В)	Отрицательный ток (мА)	Входная мощность (Вт)	Выходная мощность (Вт)	КПД (%)
5	253	2.1	7.68	81.7	-3.41	-72.5	1.27	0.87	69
9.97	360	4.05	17.33	115.5	-8.65	-86.5	3.59	2.75	76.6
15	420	6.02	27.2	136	-13.58	-90.5	6.3	4.93	78.2
19.4	400	7.37	34.9	145.4	-18.33	-61.1	7.76	6.19	79.8
25	340	10.47	48.5	97	-23.8	-79.3	8.5	6.59	77.5
30	410	12.07	56.5	113	-27.6	-92	12.3	8.92	72.5

ключенным к шине земли. Транзисторы  $Q_2$  и  $Q_4$  управляют транзисторами  $Q_1$  и  $Q_3$ , соответственно. Коллекторы  $Q_3$  и  $Q_1$  через резисторы  $R_4$  и  $R_3$  обеспечивают перекрестную связь с транзисторами  $Q_2$  и  $Q_4$ . Резисторы  $R_1$  и  $R_2$  служат коллекторными нагрузками транзисторов  $Q_2$  и  $Q_4$ . Диоды  $D_1$  и  $D_4$  защищают транзисторы  $Q_1$  и  $Q_3$  от обратного пробоя. Регенеративная обратная связь, определяемая конфигурацией цепей управления и полярностью включения обмоток трансформатора, обеспечивает автоколебания схемы, в результате которых трансформатор попеременно переходит от положительного насыщения к отрицательному, формируя напряжения для попеременного включения и выключения транзисторов  $Q_1$  и  $Q_3$ .

На коллекторе транзистора  $Q_1$  формируются прямоугольные импульсы с амплитудой, вдвое превышающей  $V_{CC}$ , имеющие номинальный размах от  $V_{CC}$  до равного, но отрицательного выходного уровня. Одновременно на коллекторе транзистора  $Q_3$  формируются прямоугольные импульсы с амплитудой, вдвое превышающей напряжение питающей шины, имеющие номинальный размах от 0 В до удвоенного напряжения питающей шины.

Диод  $D_2$  и конденсатор  $C_2$  реализуют однополупериодное выпрямление и фильтрацию коллекторного напряжения транзистора  $Q_1$  для выхода отрицательного напряжения. Однополупериодное выпрямление и фильтрация коллекторного напряжения транзистора  $Q_3$  с помощью элементов  $D_3$  и  $C_3$  формируют выходное напряжение удвоителя.

Трансформатор  $T_1$  – это 200 витков бифилярного эмалированного провода диаметром 0.113 мм, намотанных 1 к 1 на тороидальном ферритовом сердечнике. В Таблице 1 представлены результаты экспериментов со схемой, демонстрирующие широкий диапазон входных напряжений от 5 до 30 В при умеренном КПД. [РЛ](#)

## Ссылка

1. Ajoy Raman. [Удвоитель напряжения, использующий характерные особенности двухтактного DC/DC преобразователя.](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet CDIL 2N2369](#)
2. [Datasheet Nexperia BCP53](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor BCP56](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor MBRS1100](#)

# Декодер Шеннона встречается с UART

Stephen Woodward

EDN

Если вам нужно быстро и недорого преобразовать двоичное число в пропорциональное аналоговое напряжение, есть один отличный (и легко реализуемый удаленно) способ сделать это:

1. Преобразуйте двоичное число в битовый поток младшим битом (LSB) вперед.
2. Введите результирующий поток в RC-цепочку с постоянной времени
3.  $RC = T/\ln 2$ , где  $T$  – интервал между битами.

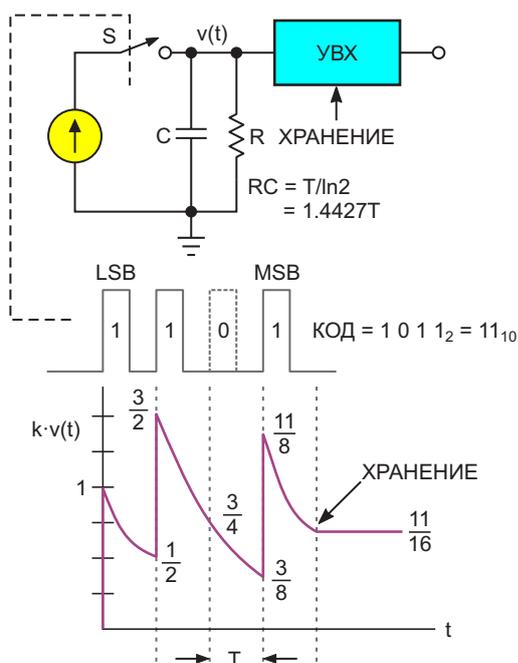


Рисунок 1. Концепция ЦАП на основе декодера Шеннона.

4. Зафиксируйте конечное интегрированное напряжение в конце входной строки битов с помощью устройства выборки-хранения (УВХ).

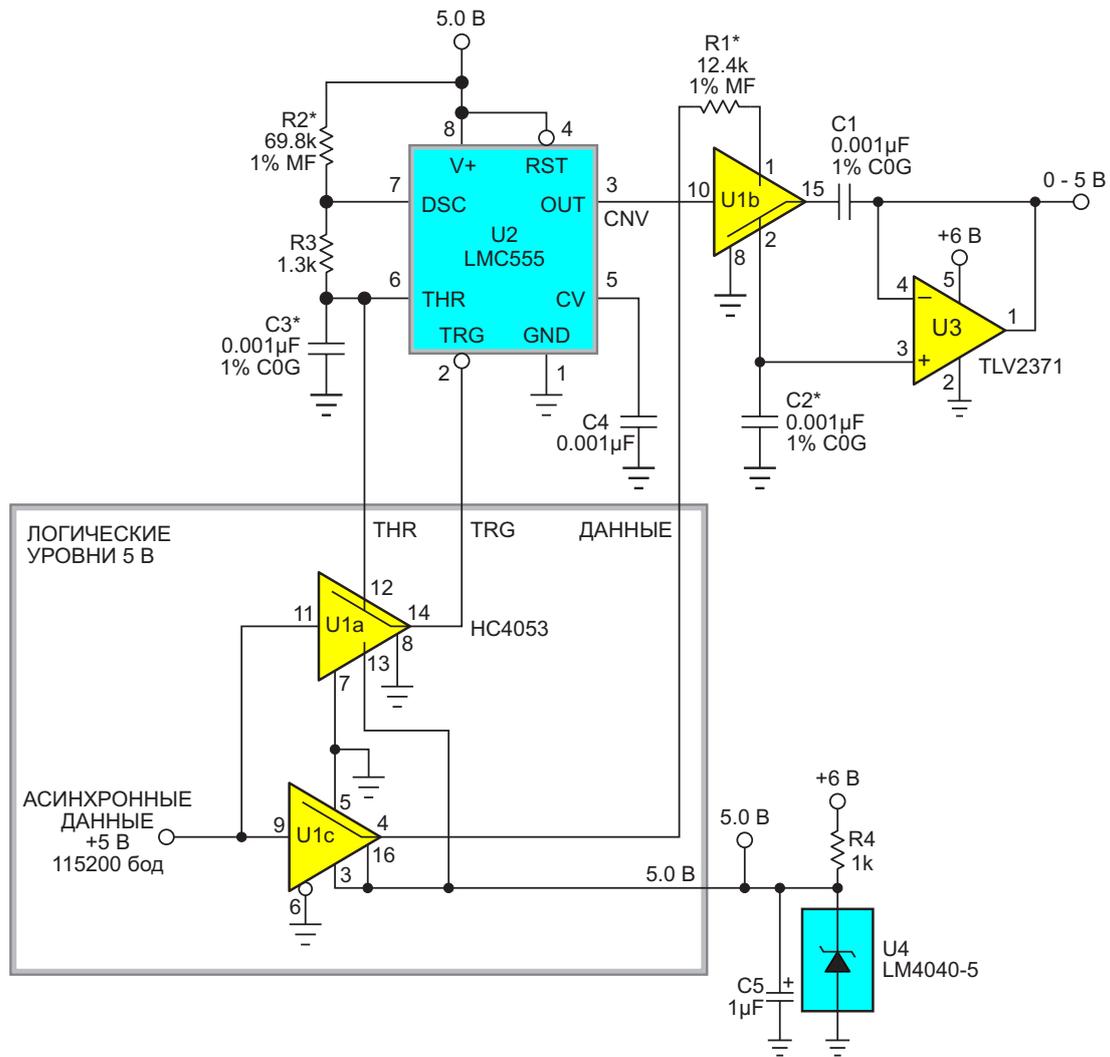
Этот метод концептуально представлен в виде ЦАП на основе декодера Шеннона (Shannon decoder DAC, SDD) [1] на Рисунке 1.

Применение концепции декодера Шеннона к реализации ЦАП (или нескольких ЦАП) выгодно отличается рядом полезных фактов:

1. Преобразование двоичных чисел в битовый поток и вывод младшим битом вперед – это именно то, что выполняет функция стандартного универсального асинхронного приемопередатчика (UART).
2. UART недороги и широко доступны либо как внешние периферийные устройства RS-232 для ПК с управлением от USB (обычно с использованием популярных наборов микросхем, подобных FTDI, или же в виде готовых кабельных сборок), либо как внутренние периферийные устройства популярных микроконтроллеров (в TM4C123x их целых восемь!)

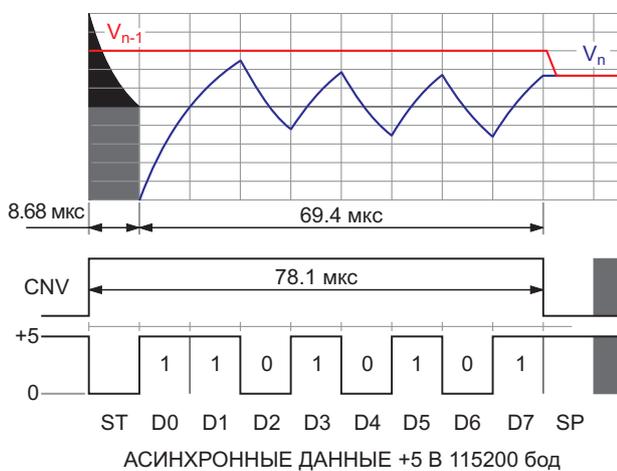
На Рисунке 2 показан SDD для асинхронных последовательных данных с 5-вольтовыми уровнями, которые мог бы выводить UART микроконтроллера, а на Рисунке 3 – его временная диаграмма. Вот как это работает.

Последовательная передача байтов (при  $T = 8.68 \text{ мкс} = 115200 \text{ бод}$ ) для цифро-аналогового преобразования выполняется в



**Рисунок 2.** SDD с 5-вольтовыми уровнями асинхронных последовательных данных.

соответствии со стандартным форматом UART и начинается со стартового бита «0».



**Рисунок 3.** Временная диаграмма преобразования SDD для 5-вольтовых логических уровней.

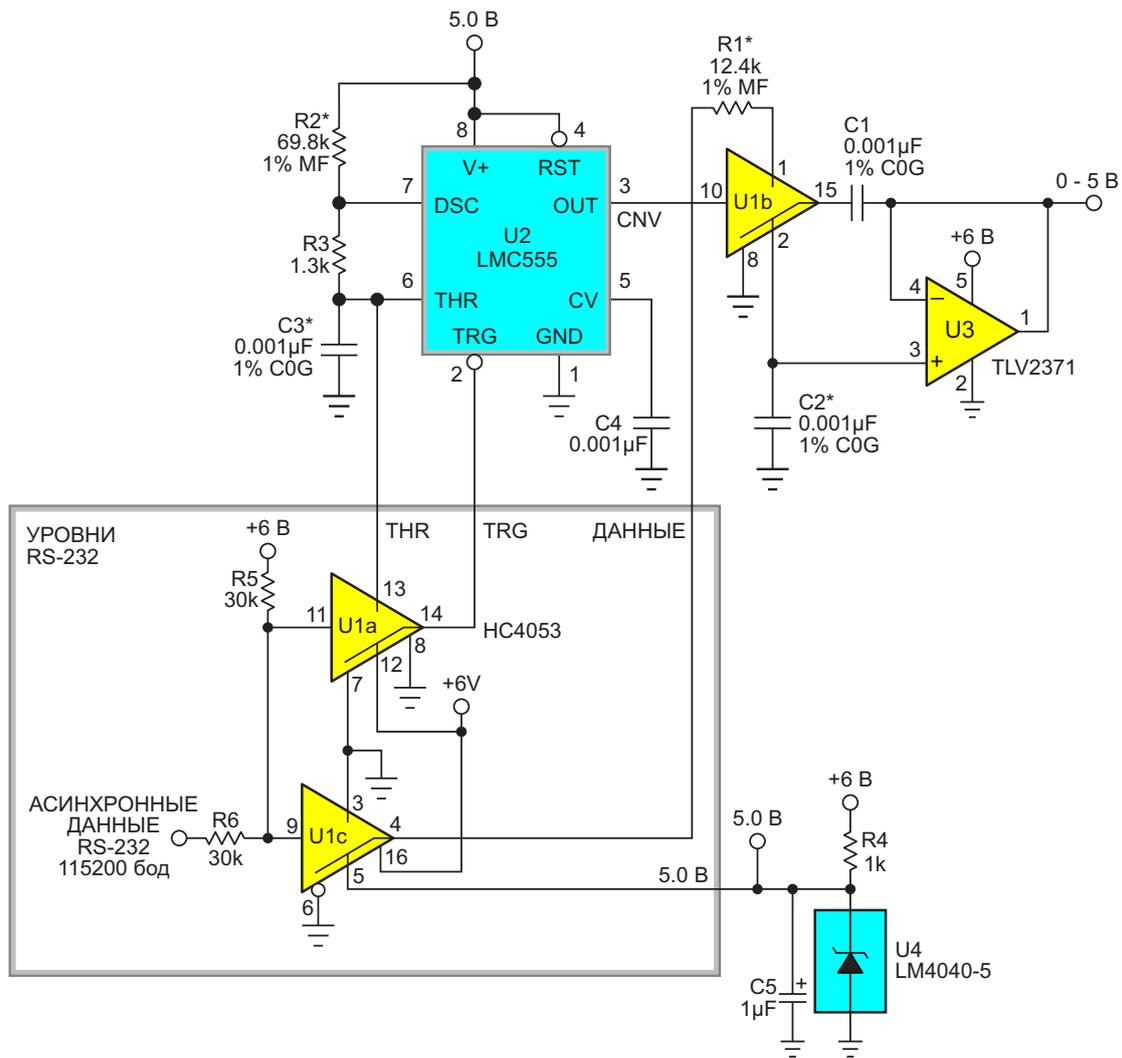
Это запускает таймер U2 555 через коммутатор U1a и начинает цикл преобразования

$$(R2 + R3)C3 \cdot \ln 3 = 78.1 \text{ мкс} = 9T,$$

переключая коммутатор U1b для изоляции запоминающего конденсатора C2 (который хранит результат предыдущего преобразования) и подключения конденсатора выборки C1 к входному интегрирующему резистору R1. Обратите внимание, что постоянная времени

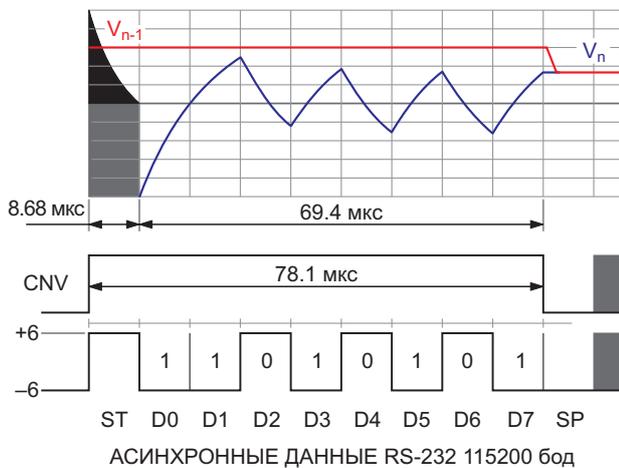
$$\begin{aligned} T1C1 &= [R1 + R_{ON}(U1c + U1b)]C1 = \\ &= (12400 + 140) \cdot 0.001 \text{ мкФ} = 12.54 \text{ мкс} = \\ &= \frac{8.69 \text{ мкс}}{\ln 2} \end{aligned}$$

по существу идентична теоретической постоянной времени Шеннона  $T/\ln(2)$  и при исполь-



**Рисунок 4.** SDD, модифицированный для уровней и полярности сигналов интерфейса RS-232.

зовании компонентов с указанными номиналами отличается от идеальной всего на



**Рисунок 5.** Временная диаграмма преобразования SDD для сигналов с уровнями RS-232.

0.13%. (Здесь поправка  $R_{ON}(U1c + U1b)$  учитывает сопротивления открытых коммутаторов U1c и U1b).

Коммутатор U1c преобразует логические уровни в уровни, определяемые опорным напряжением микросхемы U4, и подает результирующий битовый поток с точными уровнями 0/+5.0 В в цепь R1C1. Процесс преобразования продолжается в течение времени  $8T = 69.4$  мкс. Затем уровень сигнала CNV на выходе таймера U2 вновь становится низким, заставляя коммутатор U1b передать накопленный на C1 заряд результата преобразования в конденсатор C2, а оттуда на выход повторителя напряжения U3 с единичным усилением.

После этого U2 сбрасывается, подготавливая схему к ответу на следующий цикл

ввода данных, когда приходит следующий стартовый бит, завершающий процесс:

$$10T = 86.6 \text{ мкс} = \frac{1}{11.52 \text{ кГц}}.$$

Легко достижимы более высокие скорости передачи данных и меньшее время преобразования.

Биполярные уровни сигналов интерфейса RS-232 с их превосходной помехоустойчивостью также могут быть легко адаптированы с помощью другой конфигурации интерфейсных коммутаторов U1a и U1c, показанной на Рисунке 4.

Получившаяся в результате этих изменений временная диаграмма преобразования приведена на Рисунке 5. [РЛ](#)

### Ссылка

1. Stephen Woodward. [Декодер Шеннона: \(намного\) более быстрая альтернатива ШИМ ЦАП](#)

### Материалы по теме

1. [Datasheet NXP 74HC4053](#)
2. [Datasheet Microchip LM4040](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LMC555](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TLV2371](#)



сации, но в особо требовательных приложениях лучшим (единственным) решением может быть термостат для компонентов.

Термостаты, как правило, относительно велики и энергоемки, поэтому их сложно встроить в миниатюрные энергоэффективные конструкции. Представленная здесь конструкция термостата (Рисунок 1) не может устранить эти проблемы, но сводит их к минимуму.

Она включает в себя три идеи.

1. Переключение мощного биполярного транзистора между измерением собственной температуры и самоподогревом для самоконтроля его температуры.
2. Хорошая тепловая связь транзистора термостата с компонентом, требующим контроля температуры. Таким образом, термостатируя самого себя, транзистор также термостатирует термически связанный с ним компонент.
3. Использование измерения изменения напряжения база-эмиттер ( $\Delta V_{BE}$ ) для получения точного и не требующего калибровки значения абсолютной температуры транзистора (в градусах Кельвина), позволяющего устанавливать точные пороговые значения температуры [1].

Очевидный альтернативный метод – использование температурного коэффициента напряжения база-эмиттер ( $V_{BE}$ ) транзистора для измерения собственной температуры – привлекателен своей кажущейся про-

стойкой, но на практике его полезность ограничена непредсказуемым разбросом  $V_{BE}$  от транзистора к транзистору. В [1] известный гур аналоговых технологий Джим Уильямс объяснил, почему эта проблема требует первоначальной калибровки транзистора датчика (и повторной калибровки, если датчик когда-либо потребует замены).

Но затем он спас положение, предложив гениальное решение.

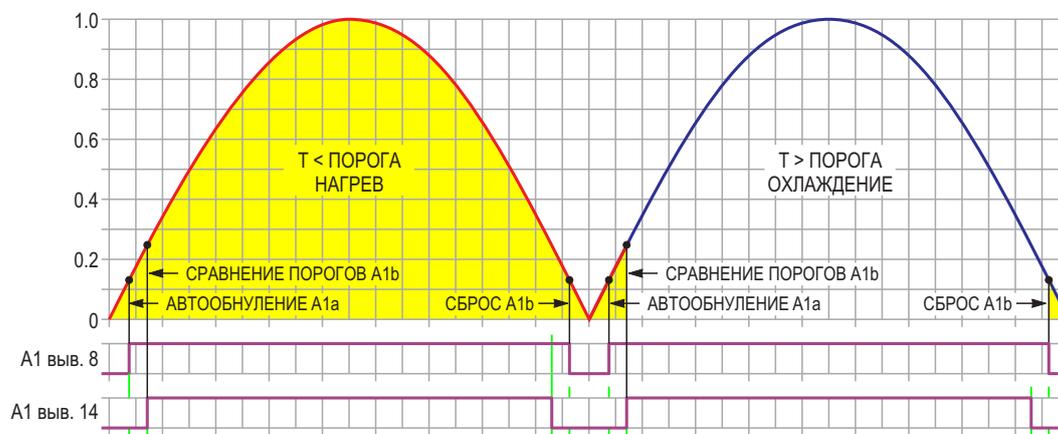
Оказывается, писал Джим, что, хотя напряжение  $V_{BE}$  случайного транзистора на постоянном токе не предсказуемо и бесполезно, изменение  $V_{BE}$  биполярного транзистора при изменяющемся токе очень предсказуемо. В частности, оно надежно подчиняется этой простой логарифмической формуле:

$$\Delta V_{BE} = \frac{T_{ABS} \log_{10} \left( \frac{I_2}{I_1} \right)}{5050},$$

где –  $T_{ABS}$  абсолютная температура в градусах Кельвина. Поэтому при использовании в качестве термометра

$$T_{ABS} = \frac{\Delta V_{BE} \cdot 5050}{\log_{10} \left( \frac{I_2}{I_1} \right)}.$$

Обратите внимание на легко запоминающуюся константу «пятьдесят на пятьдесят»!



**Рисунок 2.** Цикл измерения/регулирования температуры с двумя циклами работы термостата по 8.33 мс, где каждый из этих циклов состоит из четырех этапов: автообнуление, сравнение порогов, нагрев/охлаждение и сброс A1b.

В этом приложении термостата  $I_2/I_1 = 2$ , так что

$$\Delta V_{BE} = \frac{T_{ABS} \log_{10} 2}{5050} = 59.61 \text{ мкВ/К.}$$

На Рисунке 2 показаны два цикла работы термостата длительностью 8.33 мс. Каждый соответствует полупериоду переменного сетевого напряжения 60 Гц (50 Гц также подойдет), поэтому они повторяются с частотой 120 Гц и состоят из четырех этапов.

### Этап 1:

Автоматическая установка нуля включает интервал порядка 520 мкс, необходимый для того, чтобы ток эмиттера  $I_{Q1}$  транзистора Q1 увеличивался от нуля до примерно 50 мА – значения, при котором напряжение на неинвертирующем входе A1с достигает порога 500 мВ, установленного на инвертирующем входе делителем R4, R5, R6 опорного напряжения 5.00 В, получаемого от микросхемы U2. Во время этого этапа сигнал на выводе 8 компаратора A1с имеет низкий уровень, настраивая коммутаторы U1а и U1b на автообнуление усилителя A1а. Автообнуление A1а полезно из-за низкой амплитуды (<60 мкВ/К) сигнала  $\Delta V_{BE}$  по сравнению с напряжением смещения  $V_{OS}$  усилителя A1 (типичное значение 2 мВ, максимальное значение 4.5 мВ). Без коррекции это означало бы (необнуленную) погрешность измерения температуры от 33 К до 75 К. Получение, удержание и, таким образом, вычитание напряжения  $V_{OS}$  усилителя A1а на конденсаторе C1 позволяет избежать такой несправедливости.

Автообнуление заканчивается при  $I_{Q1} = 50 \text{ мА}$ , когда падение напряжения  $V_{R3}$  на резисторе R3 достигает 500 мВ, вывод 8 компаратора A1с переключается в «0», и начинается этап сравнения порогов.

### Этап 2:

Сравнение порогов занимает следующие 520 мкс, пока ток  $I_{Q1}$  удваивается с 50 мА до 100 мА, достигая вышеупомянутого отношения  $I_2/I_1 = 2$  и, таким образом, создавая условие 59.61 мкВ/К для измерения  $\Delta V_{BE}$ . A1а сравнивает это значение с запрограммированной уставкой температуры с помощью

**Таблица 1.** Примеры сопротивлений R1 для выбранных порогов температур

T		R1
°C	K	кОм
50	323	3.24
70	343	3.44
100	373	3.74
150	423	4.24

резистора смещения уставки R2, рассчитанного таким образом, чтобы падение напряжения на резисторе R1 составляло

$$V_{R1} = 5.96 \text{ мкА} \times R1,$$

$$R1 = T_{SETPOINT} \times 10 \text{ Ом.}$$

(Здесь  $T_{SETPOINT}$  – уставка температуры в градусах Кельвина). В Таблице 1 приведены некоторые примеры сопротивлений R1 для выбранных порогов температур (ближайшие значения из стандартного ряда).

Результат этапа сравнения порогов (T больше или меньше порога) выбирается и сохраняется на конденсаторе C2.

Этап 2 заканчивается при  $I_{Q1} = 100 \text{ мА}$  и  $V_{R3} = 1 \text{ В}$  установкой низкого уровня на выводе 14 элемента A1d и включением коммутатора U1с для переноса напряжения конденсатора C2. Результат сравнения уставки  $\Delta V_{BE}$  фиксируется бистабильной цепью на элементе A1b. Оттуда управляющий сигнал поступает на базу транзистора Q2, включающего/выключающего нагрев.

### Этап 3:

Нагрев/охлаждение занимает большую часть оставшегося полупериода сетевого напряжения. Выполняемое действие зависит от температуры, измеренной на Этапе 2, и результирующего состояния A1d и Q2. Обратите внимание, что левый полупериод на Рисунке 2 соответствует результату, когда T меньше порога (нагрев), а правый – T больше порога (охлаждение).

### Этап 4:

Для сброса защелки A1b каждые 8.33 мс и подготовки к очередному циклу термостатирования используется сигнал пересечения

нуля сетевым напряжением, подаваемый через включенный диодом транзистор Q3.

В заключение я должен сделать одно предостережение, касающееся попыток использовать для измерения  $\Delta V_{BE}$  мощные транзисторы; в большинстве случаев из этого ничего не получится.

Хотя характеристики практически всех малосигнальных транзисторов по своей природе хорошо соответствуют логарифмической зависимости, описанной Уильямсом, характеристики многих мощных транзисторов (а, может быть, и большинства) определено не соответствуют. К счастью, ROHM 2SCR586J является удачным исключением и точно подчиняется арифметике «5050».

Честно говоря, если бы я не нашел его, я бы не писал эту статью. [PL](#)

## Ссылка

1. Jim Williams. [Measurement and Control Circuit Collection](#). AN45.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4053B](#)
2. [Datasheet Analog Devices REF02](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TLV2374-Q1](#)
4. [Datasheet Vishay 1N4004](#)
5. [Datasheet ON Semiconductor 2N4401](#)
6. [Datasheet ON Semiconductor 2N4403](#)
7. [Datasheet ROHM 2SCR586J](#)

# Твердотельный автоматический выключатель на основе изолированного драйвера

Bob Watson

EDN

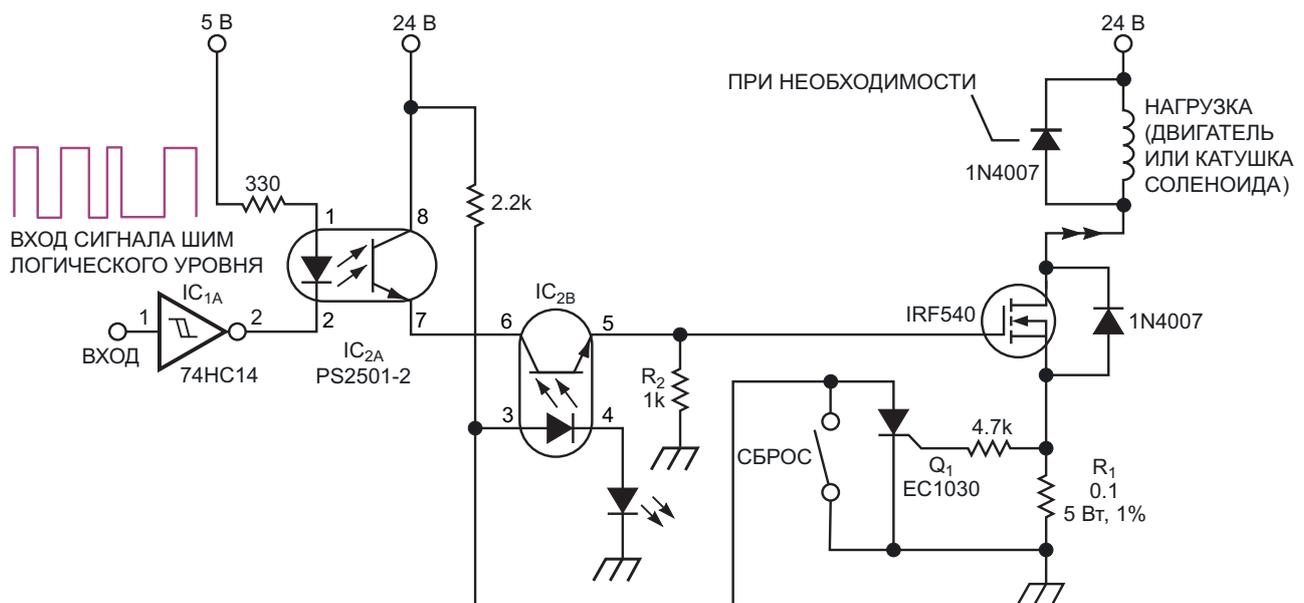
Схема на Рисунке 1 позволяет с помощью сигналов стандартных логических уровней TTL безопасно управлять мощной нагрузкой постоянного тока. Схема обеспечивает изоляцию линии сигнала и земли и, кроме того, выполняет функцию твердотельного автоматического выключателя.

Входной сигнал подается на оптоизолятор  $IC_{2A}$  через инвертор  $IC_{1A}$ , отдающий ток, достаточный для возбуждения светодиода. В отсутствие перегрузки по току оптоизолятор  $IC_{2B}$  передает сигнал на затвор MOSFET. Если через токоизмерительный резистор  $R_1$  проходит достаточный ток, создающий паде-

ние напряжения примерно 0.7 В, тиристор  $Q_1$  открывается. Когда тиристор включен, схема подтягивает вывод 3  $IC_{2B}$  к низкому уровню, и транзистор оптоизолятора закрывается. После этого резистор  $R_2$  удерживает на затворе MOSFET низкий уровень напряжения, не позволяя ему открыться, до тех пор, пока не будет нажата кнопка СБРОС. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet CEL PS2501-2](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74HC14](#)
3. [Datasheet Vishay IRF540](#)
4. [Datasheet Littelfuse EC1030](#)



**Рисунок 1.** При возникновении перегрузки по току в этом изолированном драйвере ШИМ включается тиристор, закрывающий транзистор оптоизолятора  $IC_{2B}$ .

# Квазирезонансный обратноходовой преобразователь легко заряжает накопительные конденсаторы

Todor Arsenov

EDN

Для быстрой зарядки накопительных конденсаторов [1, 2] разработчики часто используют зарядные устройства с обратноходовой топологией. В преобразователях обратноходовой топологии передача энергии происходит только тогда, когда выключен силовой MOSFET зарядного устройства, что эффективно изолирует силовой ключ от нагрузки, состоящей из батареи высокоэнергетических накопительных конденсаторов. Поэтому уровни напряжения на вторичной обмотке трансформатора схемы могут изменяться от нуля до заданного значения при соответствующем уровне энергии без каких-либо значительных нагрузок на компоненты на стороне первичной обмотки трансформатора.

Классическое обратноходовое устройство зарядки конденсаторов работает в режиме непрерывной проводимости (continuous-conduction mode, CCM). Короткие импульсы тока с плоской вершиной на вторичной обмотке трансформатора заряжают накопительные конденсаторы [3]. К сожалению, такая стратегия зарядки требует сложной схемы управления для ограничения как тока вторичной обмотки, так и напряжения на конденсаторе. В большинстве схем используются специализированные микросхемы контроллеров ШИМ, что увеличивает общую стоимость зарядного устройства. Другим

недостатком CCM является небольшая часть энергии, накапливаемая во время открытого состояния MOSFET:

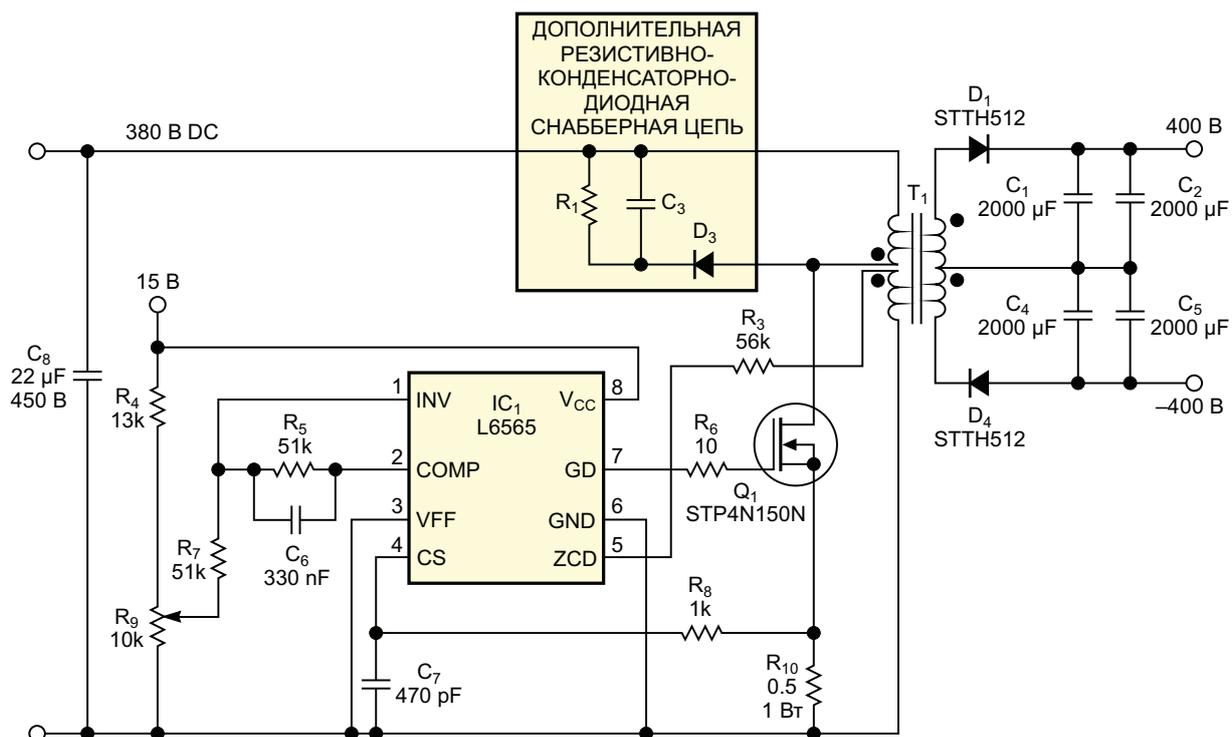
$$\Delta W = \frac{1}{2}(L_P \times I_{P\_PK}^2 - L_P \times I_{P\_OFFSET}^2),$$

где  $I_{P\_OFFSET}$  обозначает начальный ненулевой ток первичной обмотки в начале интервала включения.

Лишь эта ограниченная часть энергии передается от первичной стороны к вторичной и попадает в накопительный конденсатор. Поэтому можно значительно увеличить количество энергии, передаваемой в емкостную нагрузку, если преобразователь может работать в режиме BCM (boundary-conduction mode, режим граничной проводимости). Ток вторичной обмотки становится равным нулю, включается силовой MOSFET, и ток первичной обмотки нарастает от нуля. Таким образом, в течение каждого последующего интервала включения накапливается больше энергии:

$$\Delta W = \frac{1}{2} \times L_P \times I_{P\_PK}^2.$$

При прочих равных условиях режим BCM обеспечивает более быстрое накопление заданного количества энергии благодаря



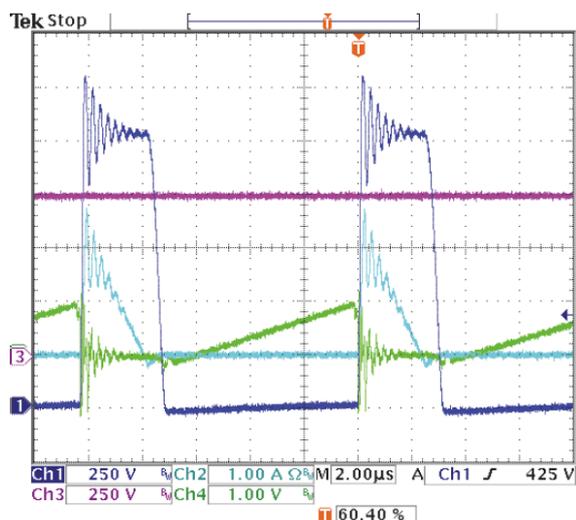
**Рисунок 1.** Обратноеходовое зарядное устройство для конденсаторов работает в режиме граничной проводимости.

большим порциям энергии, накопленной в течение интервалов включения. Многие схемы преобразователей, работающих с использованием BCM, содержат ШИМ контроллеры, реализующие режим BCM для зарядки конденсаторов. В таких схемах часто используются микросхемы MAX8622 или LT3468, специально предназначенные для работы в BCM.

Однако реализовать обратноеходовую топологию с BCM можно и без этих специализированных компонентов. Производители используют BCM в версиях обратных преобразователей с переменной частотой коммутации, которые представляют собой квазирезонансные преобразователи с переключением при нулевом напряжении, обычно используемые в импульсных источниках питания телевизоров. Например, для создания обратного зарядного устройства конденсаторов, работающего в BCM, можно использовать контроллер квазирезонансного импульсного источника питания L6565. Это позволяет создавать зарядные устройства для конденсаторов без использования специализированных микросхем.

На Рисунке 1 показан силовой каскад зарядного устройства на основе микросхемы L6565. Режим BCM реализуется с помощью второй первичной обмотки трансформатора  $T_1$ , подключенной к выводу ZCD датчика тока микросхемы L6565. Напряжение на этой обмотке является уменьшенной копией напряжения сток-исток силового MOSFET  $Q_1$ . Когда схема прерывает ток вторичной обмотки, что указывает на полное размагничивание трансформатора, она обнаруживает первый минимум по окончании звона, и L6565 включает MOSFET. Благодаря этому устраняются нерабочие фазы и поддерживается работа в BCM. Это значительно сокращает время зарядки накопительных конденсаторов.

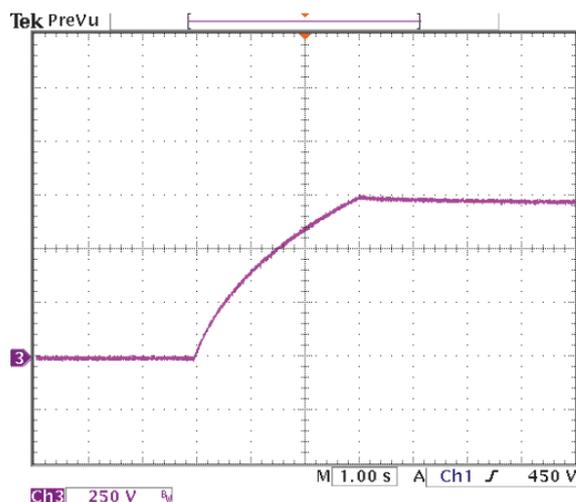
В начале цикла зарядки выходное напряжение низкое из-за больших значений емкости. Ток вторичной обмотки медленно уменьшается. Отраженное напряжение на первичной обмотке слишком мало для срабатывания вывода ZCD микросхемы L6565. Поэтому внутренний таймер начального запуска микросхемы L6565 в начале зарядки устанавливает частоту переключения 2.5 кГц. Выходное напряжение на накопительных конденсаторах



**Рисунок 2.** Когда ток вторичной обмотки достигает 0 А, MOSFET включается, и ток первичной обмотки нарастает от нуля.

увеличивается до точки, в которой частота переключения становится переменной из-за размагничивания сердечника трансформатора. Из Рисунка 2 видно, что как только ток вторичной обмотки (Канал 2) становится равным 0 А, силовой MOSFET включается, и напряжение сток-исток уменьшается (Канал 1). В это время ток первичной обмотки снова увеличивается (Канал 4). При выходном напряжении, близком к напряжению полного заряда, частота переключения составляет примерно 100 кГц. На Рисунке 3 показано изменение общего напряжения 750 В на конденсаторах  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_4$  и  $C_5$  в течение 3-секундного времени зарядки.

Оциллограммы на Рисунках 2 и 3 представляют результаты измерений в прототипе устройства зарядки конденсаторов, в котором использовались контроллер L6565 и силовой MOSFET STP4N150. Маломощный каскад коррекции коэффициента мощности



**Рисунок 3.** Напряжение на выходном конденсаторе достигает своего полного уровня примерно за 3 секунды.

на основе контроллера L6562 вырабатывает для входной шины постоянное напряжение 380 В. Такая конфигурация обеспечивает не только постоянное напряжение для шины, но и высокий коэффициент мощности во время фазы зарядки. [РЛ](#)

## Ссылки

1. Lan, Rayleigh, and Hunter Chen, "[Flyback Charge Xenon Flash Capacitors.](#)"
2. Creel, Kirby, "[Expedite Transformer Calculations for Flybacks.](#)"
3. N.O. Sokal and R. Redl, "[Control algorithms and circuit designs for optimally flyback-charging of an energy storage capacitor \(e.g., for flash lamp or defibrillator\).](#)"

## Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics L6562](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics L6565](#)
3. [Datasheet STMicroelectronics STP4N150](#)

# ПНЧ с напряжением питания 3.3 В

Jim Williams

На Рисунке 1 показан преобразователь напряжение-частота (ПНЧ) на основе зарядового насоса, специально разработанный для питания от шины 3.3 В. Входные напряжения от 0 В до 2 В преобразуются в выходные сигналы частотой от 0 кГц до 3 кГц с линейностью в пределах 0.05%. Чтобы понять, как работает схема, предположим, что напряжение на инвертирующем входе усилителя А1 находится чуть ниже 0 В. Уровень напряжения на выходе усилителя положительный. В этих условиях выводы 12 и 13 микросхемы LTC1043, как и выводы 11 и 7,

закорочены, что позволяет конденсатору 0.01 мкФ (С1) заряжаться до выходного опорного напряжения 1.2 В микросхемы LT1034. Когда ток, обусловленный входным напряжением, достигает значения, повышающего потенциал суммирующей точки усилителя А1 (инвертирующий вход, осциллограмма А на Рисунке 2) до положительного уровня, его выходное напряжение (осциллограмма В) становится низким. Это меняет состояние переключателей микросхемы LTC1043, замыкая выводы 12 и 14, а также 11 и 8. Это эффективно соединяет положительно заря-

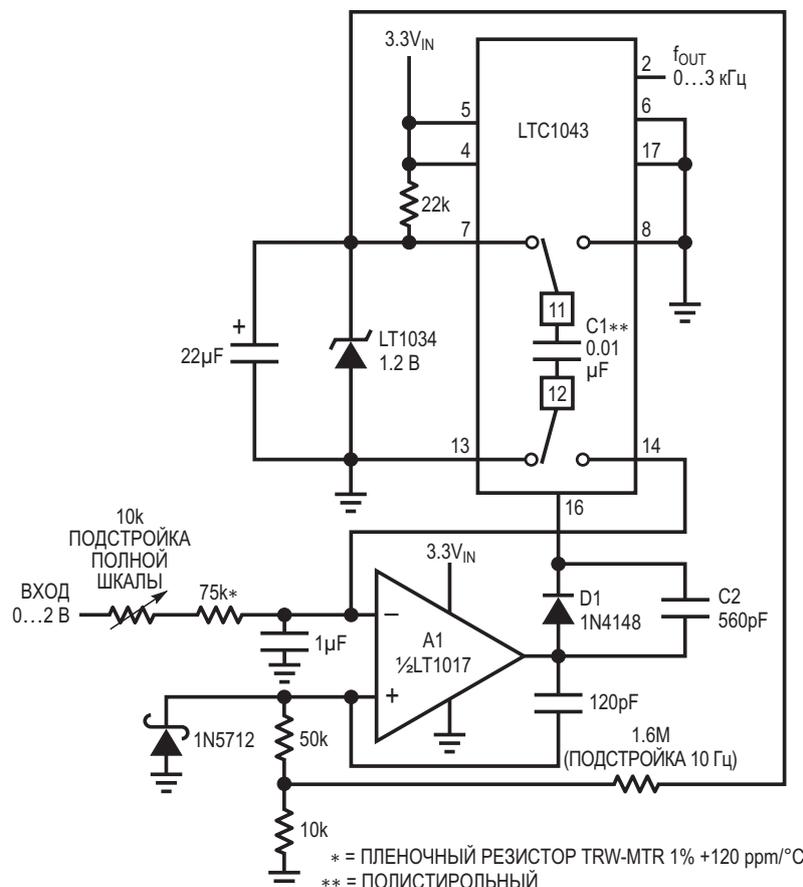
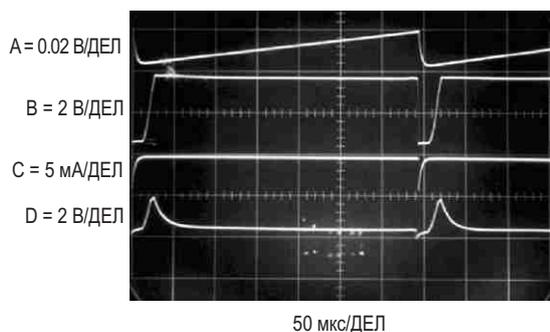


Рисунок 1. Преобразователь напряжение-частота с напряжением питания 3,3 В. Цепь обратной связи на основе зарядового насоса поддерживает высокую линейность и стабильность.



**Рисунок 2.** Осциллограммы сигналов в узлах ПНЧ при напряжении питания 3.3 В. Зарядный насос (осциллограмма С) поддерживает потенциал суммирующей точки (осциллограмма А), обеспечивая высокую линейность и точность.

женный вывод конденсатора С1 с землей на выводе 8 микросхемы LTC1043, заставляя ток течь из суммирующей точки усилителя в С1 через вывод 14 LTC1043 (осциллограмма С). Вследствие этого потенциал суммирующей точки А1 сбрасывается до небольшого отрицательного значения (снова, осциллограмма А). Постоянная времени цепи 120 пФ-

50 кОм-10 кОм на неинвертирующем входе усилителя А1 гарантирует, что выходное напряжение А1 будет оставаться низким достаточно долго, чтобы конденсатор С1 полностью разрядился (неинвертирующий вход А1 – осциллограмма D). Диод Шоттки предотвращает чрезмерные отрицательные выбросы, обусловленные дифференцированием на конденсаторе 120 пФ.

Когда сигнал положительной обратной связи через конденсатор 120 пФ затухает, выходное напряжение А1 возвращается к положительному уровню, и весь цикл повторяется. Частота повторения этого процесса напрямую зависит от входного напряжения.

Это петля обратной связи со связью по переменному току. Из-за нее в момент запуска или при перегрузке усилителя А1 уровень его выходного напряжения может стать низким и оставаться таким постоянно. Если уровень выхода А1 остается низким достаточно долго, запускается внутренний генератор LTC1043 на частоте, определяемой емкостью конденсатора С2. Эта генерация инициирует накачку заряда через микросхему

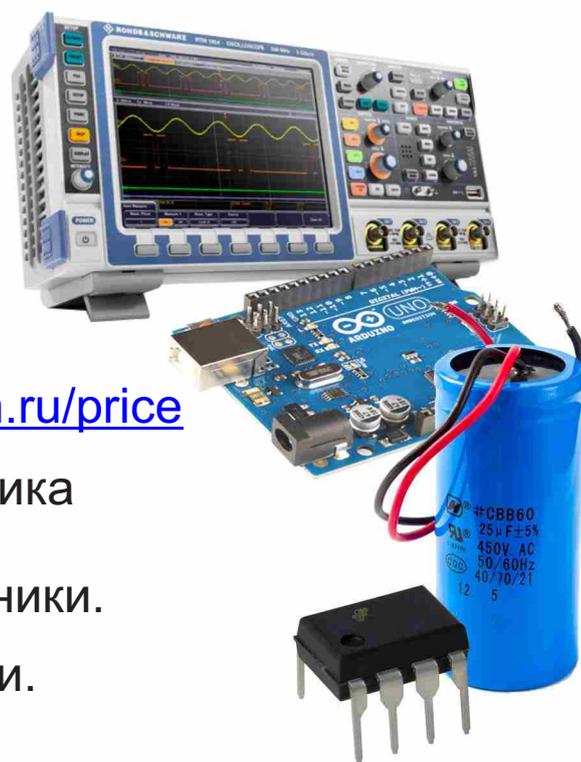


## РадиоЛоцман.Цены

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

Подберите оптимального поставщика электронных компонентов, измерительной и электронной техники.

Цены, условия поставки и доставки.



Приглашаем дистрибьюторов электронных компонентов и приборов

LTC1043, конденсатор С1 и суммирующую точку усилителя А1 до тех пор, пока не начнется нормальная работа. При нормальной работе выходное напряжение А1 управляет состоянием переключателей микросхемы LTC1043 через диод D1, никогда не оставаясь низким настолько долго, чтобы возникли колебания.

Для калибровки этой схемы нужно подать напряжение 7 мВ на ее вход и выбрать значение сопротивления 1.6 МОм (номинальное) для получения выходной частоты 10 Гц. Затем следует подать на вход напряжение 2.000 В и подстроечным потенциометром 10 кОм установить на выходе частоту 3 кГц. В результате должны быть получены следующие характеристики: линейность 0.05 %, подавление пульсаций напряжения питания 0.04 %/В, температурный коэффициент 75 ppm/°C от полной шкалы и потребляемый

ток около 200 мкА. Напряжение источника питания может варьироваться от 2.6 В до 4.0 В без ухудшения этих характеристик. Если приемлем температурный уход параметров, отмеченные на схеме пленочные резисторы можно заменить стандартными резисторами с допуском 1%. Резисторы указанного на схеме типа имеют температурный коэффициент +120 ppm/°C, равный по величине и противоположный по знаку температурному коэффициенту конденсатора С1, что и обеспечивает отмеченный низкий общий дрейф схемы. **ПЛ**

## Материалы по теме

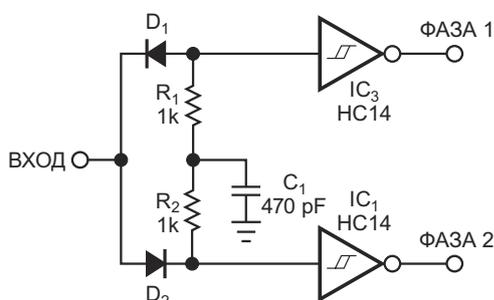
1. [Datasheet Analog Devices LT1017](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT1034](#)
3. [Datasheet Analog Devices LTC1043](#)
4. [Datasheet Avago Technologies 1N5712](#)

# Схема устраняет синфазную проводимость

Ken Herrick

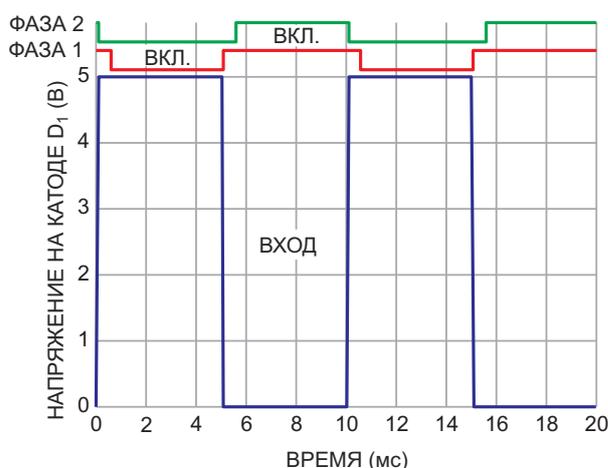
EDN

При управлении H-мостом или подобной схемой обычно необходимо следить за тем, чтобы два или более транзисторов не были открыты одновременно. Исключение возможности открывания нескольких транзисторов снижает энергопотребление и уровень электромагнитных излучений. Эту проблему решают схемы с перекрестной задержкой. На Рисунке 1 показана простая двухфазная схема, позволяющая с минимальной фазовой задержкой одинаково регулировать перекрестные задержки путем изменения номинала одного компонента.



**Рисунок 1.** Каждый инвертор с триггером Шмитта управляется в течение одного полупериода через диод. Создаваемая RC-цепью задержка происходит во время чередования полупериодов. Резисторы с равными сопротивлениями  $R_1$  и  $R_2$  попеременно служат в качестве элементов задержки и резисторов связи инверторов.

Каждый инвертор с триггером Шмитта управляется в течение одного полупериода через диод. Создаваемая RC-цепью задержка происходит во время чередования полупериодов. Резисторы с равными сопротивлениями  $R_1$  и  $R_2$  попеременно служат в качестве элементов задержки и резисторов связи



**Рисунок 2.** Для двух противофазных полупериодов передние фронты задерживаются одинаково относительно фронта входного импульса, а задние фронты совпадают с входным фронтом с точностью примерно до одной задержки в логическом элементе.

инверторов. Результат показан на Рисунке 2. Для двух противофазных полупериодов передние фронты задерживаются одинаково относительно фронта входного импульса, а задние фронты совпадают с входным фронтом с точностью примерно до одной задержки в логическом элементе. Если нужны одинаковые полярности полупериодов включения, следует добавить инвертор к одному из двух фазных выходов. В качестве альтернативы, если в этой схеме будут использоваться двухфазные драйверы, например, для управления трансформаторами связи, для получения инверсии можно просто поменять местами выходы одного из этих драйверов. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74HC14](#)



# 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!**