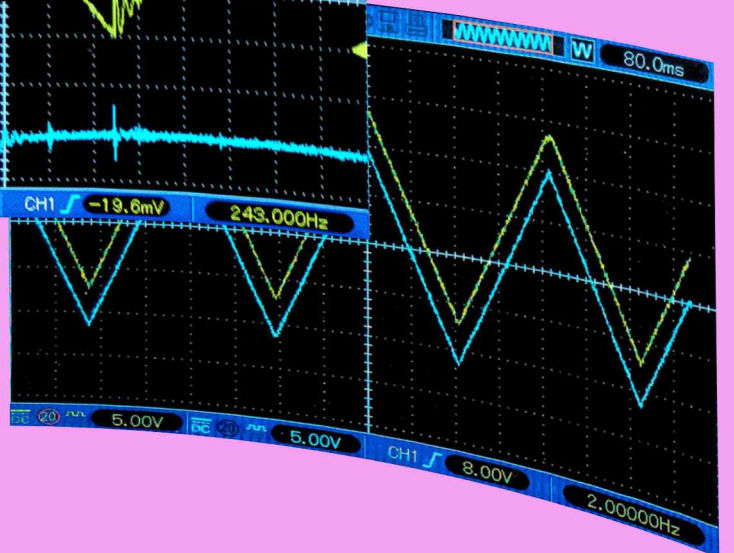
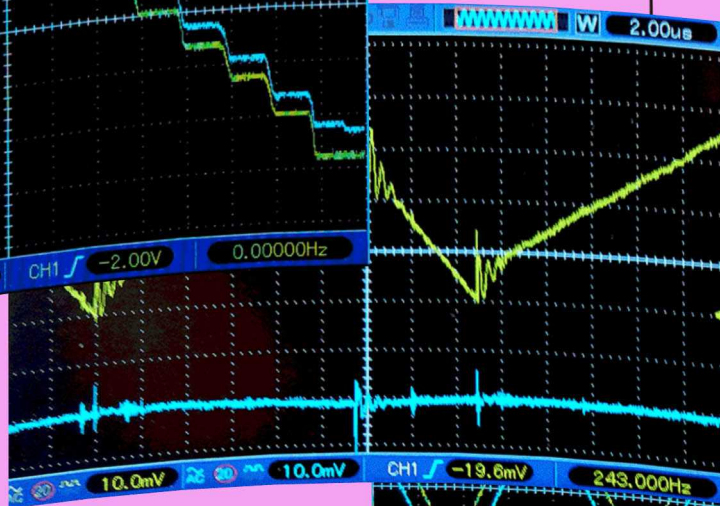
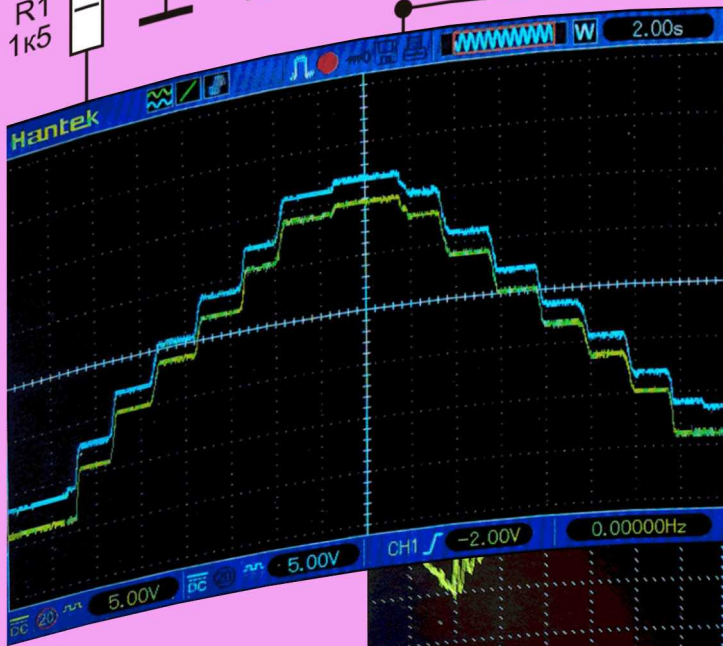
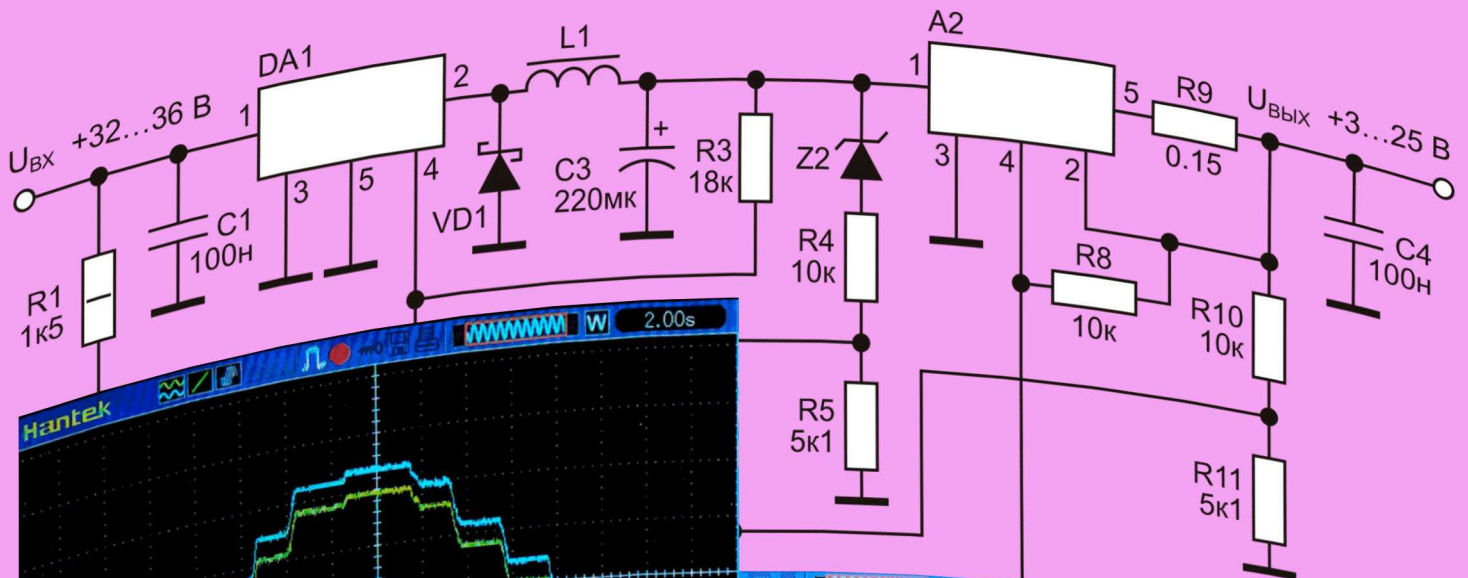




КОМБИНИРОВАННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ



- DA1 – LM2576HT
- A1 – LM358P
- A2 – L200C
- VD1 – 1N5822
- VT1 – BC547
- Z1 – 1N4747A (20 В)
- Z2 – 1N4731A (4.3 В)
- L1 – 100 мкГн 3 А



РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

www.rlocman.ru/magazine

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



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



Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

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

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

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

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:
www.rlocman.ru/magazine

Новости

- 4 Российские ученые успешно провели исследовательские испытания локатора дистанционного зондирования Земли
- 5 Ростех показал возможности первого в стране миниатюрного OLED-дисплея
- 6 Создан нанокompозит для производства российских суперконденсаторов
- 7 «Промэлектроника» предлагает микроконтроллеры Nuvoton NUC906DK61Y и NUC907DK61Y с поддержкой Linux
- 8 Памяти пионера эры персональных компьютеров Джона Роуча
- 9 E-PEAS представляет микросхемы управления питанием для устройств сбора импульсной энергии

Статьи

- 10 Управление распределением токов параллельных повышающих преобразователей
- 16 Небольшой конденсатор поддерживает работоспособность телекоммуникационного оборудования при сбоях питания
- 18 LC-генератор со стабильной амплитудой
- 23 Один резистор делает коэффициент заполнения импульсов генератора на LM555 равным 50%
- 26 Усовершенствованный усилитель для управления АЦП с дифференциальными входами
- 28 Шунтовой регулятор служит недорогим операционным усилителем в источнике питания
- 30 Идеальные переключатели создают свои собственные проблемы
- 32 Источник постоянного тока улучшает компенсацию наклона пилы в импульсных источниках питания
- 35 Двуполярный источник питания на основе двух однополярных источников постоянного тока

Схемы

- 38 Комбинированные стабилизаторы напряжения
- 43 Компактный и экономичный импульсный драйвер МОП-транзисторов
- 46 Резистивная нагрузка для тестирования низковольтных источников переменного тока
- 49 Использование светодиода в качестве фотодиода
- 50 Управление температурой керамического нагревателя паяльника
- 52 Аналоговый контроллер паяльной станции
- 54 Инструментальный усилитель обеспечивает высокий CMRR при низком напряжении питания
- 58 Усовершенствованная схема включения оптрона снижает потребление тока и замедляет старение светодиода
- 61 Делители частоты на четное число от 2 до 18 и любое целое число от 1 до 9
- 64 Двухтактный повышающий преобразователь напряжения
- 67 Операционные усилители с обратной связью по току экономят энергию в фотодиодных приложениях
- 68 Усовершенствованный изолированный импульсный драйвер МОП-транзисторов
- 70 Прецизионный источник опорного напряжения с выходным током 80 мА
- 72 Устройство на КМОП элементах измеряет емкости пикофарадного диапазона
- 75 Делители частоты на четное число от 2 до 256 и любое целое число от 1 до 128
- 78 Простая схема управления мягким запуском ШИМ-контроллера
- 81 Инструментальный усилитель на основе сдвоенного ОУ
- 83 Изолированная схема линейного управления мощностью переменного тока
- 86 Гистерезис компаратора зависит от уровня сигнала
- 88 Универсальный линейный регулятор на основе LP2951, управляемый напряжением
- 92 Пиковый детектор с функциями выборки и выключения
- 94 Инструментальный усилитель расширяет возможности DSO
- 96 Асимметричный выходной каскад превращает конденсатор в идеальный диод
- 98 Схема ограничителя снижает искажения и время восстановления
- 100 Недорогой импульсный преобразователь 5 В в 24 В
- 102 Сверхмалозумящий усилитель с регулируемым коэффициентом усиления
- 105 Синтез переменного сопротивления с гиперболической функциональной характеристикой
- 108 Простая цепь обратной связи повышает КПД
- 110 Недорогой измеритель индуктивности на одной микросхеме
- 112 ШИМ-генераторы с независимыми регулировками
- 114 Точное управление ступенчатыми приращениями напряжения с помощью углового энкодера
- 118 Драйвер белого светодиода работает при напряжении 1.2 В
- 120 Дифференциальный оптоизолированный драйвер для проверки инструментальных усилителей

Российские ученые успешно провели исследовательские испытания локатора дистанционного зондирования Земли

Ученые Центра компетенций НТИ «Сенсорика» на базе Национального исследовательского университета «Московский институт электронной техники» (НИУ МИЭТ) успешно провели исследовательские испытания и готовятся проверить работу новой радиолокационной платформы дистанционного зондирования Земли на территории российских сельскохозяйственных угодий. Определение индекса вегетации и районов переуплотнения почвы с использованием созданной платформы позволит повысить урожайность на 15-20%.

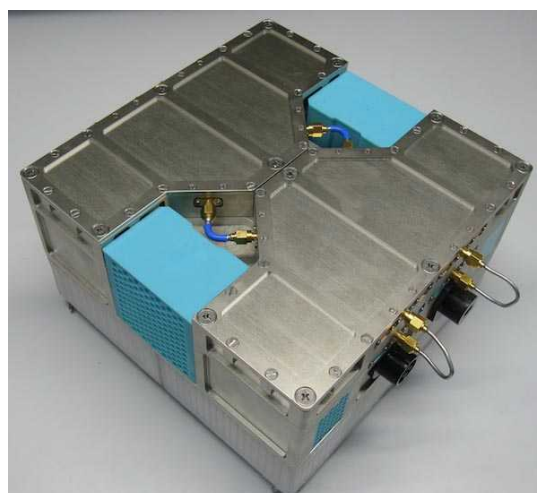


Разработка представляет собой гексакоптер среднего класса с грузоподъемностью до 12 кг и бортовой радиокomплекс радиолокатора с синтезированной апертурой, состоящий из блока обработки и СВЧ-части, а также антенны. По словам руководителя НОЦ «Цифровые сенсорные системы» Центра компетенций НТИ «Сенсорика» Константина Лялина, разработка была выполнена в интересах российского агрохозяйства. Ее задача – обнаружение влаги в почве и неоднородностей ее структуры, поэтому комплекс состоит из двух диапазонов частот: 10 ГГц и 1.2 ГГц. Сравнение этих двух диапазонов позволяет выявлять различия в структуре почвы.

Применять платформу можно в сельском хозяйстве – для контроля состояния сельхозугодий, мониторинга техногенных и природ-

ных катастроф, ледовой разведки (определения толщины льда и оптимальных маршрутов кораблей во льдах Арктики), для мониторинга состояния нефтепроводов, газопроводов, линий электропередач, а также поиска полезных ископаемых и проведения научных исследований, в том числе на карбоновых полигонах.

Среди преимуществ разработки ученые называют разрешение на уровне мировых аналогов (изображения земной поверхности сопоставимы по качеству с оптическими), малые массогабаритные характеристики, модульную конструкцию радиолокатора, которая позволяет конфигурировать платформу под нужды конкретного заказчика без разработки радиолокатора «с нуля». Благодаря локатору дистанционного зондирования Земли с летательных и космических аппаратов можно получать изображения земной поверхности вне зависимости от освещенности, погоды, наличия облаков или крон деревьев. Таким образом, система стала всепогодной, а разрешение и размер пикселя на карте не зависят от высоты полета, что позволяет использовать ее и в космическом сегменте.



Малогобаритный модульный радиолокатор с синтезированной апертурой. Фото МИЭТ.

В ходе уже проведенных испытаний были подтверждены характеристики изображений по разрешению и динамическому диапазону на уровне лучших мировых аналогов (30 на 30 см в X-диапазоне частот, 65 на 65 в L-диапазоне частот) при меньших массогабаритных характеристиках (менее 2.5 кг). Например, разрешение в 25 см в настоящее время может обеспечить только компания IMSAR, но с применением инерциальных систем навигации. Успешные результаты испытаний негабаритного макета обеспечили возможность разработки печатных плат и узлов уже для малогабаритного локатора.

«Сейчас в нашем центре проводится разработка космического сегмента. Мы проводим научно-исследовательские работы и готовим предложения по малым космическим аппаратам. Также мы изучаем возможности использования локатора с целью определения влажности в растениях. Это важно, поскольку процент влажности определяет качество зерна. Кроме того, мы работаем над

совершенствованием платформы с целью радиолокационной съемки для определения полезных ископаемых. Уже сегодня данная технология успешно применяется с целью всепогодной съемки для картографирования. Можно применять ее для межевания, особенно когда речь идет о труднодоступных местах, где есть леса. Наш локатор позволяет «проникать» сквозь деревья и осуществлять разметку участка», – рассказал Константин Лялин.

В начале 2022 года АО «Завод Протон» совместно с НИУ МИЭТ стали победителями конкурса Министерства науки и высшего образования РФ на определение получателей субсидий в целях реализации комплексных проектов по созданию высокотехнологичных производств, в рамках которого в 2022-2024 г. будет проведена разработка и освоение серийного производства модульной многодиапазонной радиолокационной платформы дистанционного зондирования Земли с летательных аппаратов.

Ростех показал возможности первого в стране миниатюрного OLED-дисплея

Холдинг «Росэлектроника» Госкорпорации Ростех продемонстрировал возможности первого полностью российского микродисплея на органических электролюминесцентных светодиодах (OLED).



Устройство, размеры которого сопоставимы с десятирублевой монетой, обладает разрешением 1280 × 1024 пикселей и шагом пик-

селей в 12 мкм. В сферу его применения входят очки виртуальной, дополненной и смешанной реальности, фото- и видеокамеры, тепловизионные прицелы и тепловизоры.

Одним из неперемных условий производства OLED-микродисплеев является строгое соблюдение повышенных требований к технологическому процессу. В частности, требуется высокая точность обработки верхнего стека кремниевой сверхбольшой интегральной схемы и нанесения многослойной OLED-структуры, толщина которой не превышает 100 нм.

В мире насчитывается пять стран, в том числе Россия, владеющих технологией создания таких устройств. Единственное в нашей стране предприятие, которое обладает соответствующим оборудованием и технологией для изготовления OLED-структур и устройств на их основе, – ЦНИИ «Циклон» холдинга «Росэлектроника».

Создан нанокompозит для производства российских суперконденсаторов

Российско-китайский научный коллектив синтезировал полупроводниковые композиты на основе оксидов металлов и графена, которые за счет улучшенной проводимости и удельной емкости могут применяться в качестве электродов для отечественных накопителей энергии. Результаты исследований опубликованы в международном научном журнале *Nanomaterials*.



Ископаемые виды топлива, запасы которых в будущем истощатся, составляют большую часть прироста мирового потребления энергии, не говоря уже о том, что эти источники не являются экологически чистыми. Очевидно, что срочно требуются новые энергетические системы, использующие возобновляемые источники энергии.

В частности, современные электромобили уже работают с использованием суперконденсаторов на основе сложных оксидов металлов. У них два преимущества – высокая энергоемкость и низкое внутренне сопротивление, что позволяет выдавать большие объемы энергии на протяжении длительного времени. Эти уникальные свойства обусловлены особенностями материалов, используемых в качестве электродов: энергоэффективность их напрямую зависит от удельной площади поверхности на единицу объема.

Новый перспективный материал для электродов суперконденсаторов – композит на основе наночастиц феррита кобальта, феррита марганца и графена – удалось синтези-

ровать и исследовать международному коллективу ученых НИТУ «МИСиС», совместно с коллегами из Китая и Белоруссии.

«Наша работа посвящена синтезу и исследованию свойств композитов на основе сложных оксидов ионов железа и углеродных нанопроизводных (графеновые массивы), которые, на наш взгляд, будут востребованы в электронной промышленности и в системах хранения энергии. Образцы наноразмерных ферритов были синтезированы химическим методом (соосаждение), из которых впоследствии были изготовлены композиты (25% графена + 75% феррита). Мы провели характеризацию как исходных материалов, так и синтезированных композитов методами дифракции рентгеновских лучей и электронной микроскопии, зафиксировав высокую степень однофазности, а также однородного распределения и отсутствие химического взаимодействия компонентов феррит-графеновых композитов, – рассказал научный сотрудник кафедры технологии материалов электроники НИТУ «МИСиС», к.ф.-м.н. Алексей Труханов.



По словам исследователей, полученные композиты представляют собой магнитные полупроводниковые материалы с возможностью контролируемого управления их электрическими свойствами, что открывает возможности для интеграции магнитных материалов в электронную технику, а также открывает перспективы для использования в

суперконденсаторов и других системах накопления энергии.

Не менее важно, подчеркивают ученые, что комбинирование ферритовых наночастиц и графеноподобных материалов позволяет не только варьировать магнитны-

ми/электрическими свойствами, но также и в значительной мере изменять удельную площадь поверхности композитов.

В настоящее время научный коллектив завершает серию лабораторных исследований полученных композитов.

«Промэлектроника» предлагает микроконтроллеры Nuvoton NUC906DK61Y и NUC907DK61Y с поддержкой Linux

Тайваньская компания Nuvoton Technology основана в 2008 году и специализируется на выпуске аналоговых и цифровых микросхем. Наиболее известны её аудиочипы и микроконтроллеры. Фаундри-бизнес является новым видом деятельности в полупроводниковой промышленности и представляет собой производство кристаллов (Silicon Foundry), микросхем и интегральных микросхем по спецификациям заказчика с широким спектром высокотехнологических услуг. Это дополнительно подчеркивает надежность и отлаженность производства Nuvoton.



Среди продукции Nuvoton особый интерес представляют микроконтроллеры с поддержкой Linux NUC906 и NUC907. Данные модели являются вариантами NUC976 и NUC977 без криптографического ядра, что позволяет обойти законодательные ограничения на импорт определённой продукции.

Самое популярное направление разработки на микропроцессорах NUC906DK61Y/NUC976DK61Y – это системы сбора и пере-

дачи данных, что обусловлено большим количеством UART на борту.

Микроконтроллеры NUC906DK61Y/NUC976DK61Y от компании Nuvoton применяются в таких изделиях как:

- ПОС терминалы;
- Принтеры этикеток;
- СКУД (системы контроля и управления доступом);
- Системы автоматизации технологических процессов;
- Промышленные контроллеры – ПЛК;
- Портативные измерительные устройства;
- УСПД (устройство сбора и передачи данных) под управлением операционной системы Linux.

Отдельно следует отметить, что обе модели оборудованы модулем управления памятью (Memory Management Unit, MMU). В сочетании с большим для микроконтроллеров объёмом оперативной памяти это позволяет обеспечить работу полноценной операционной системы в защищённом режиме, основанной на ядре Linux. При этом значительно облегчается разработка программного обеспечения для NUC906 и NUC907, увеличивается число возможностей по их применению.

Основные отличия NUC907DK61Y от NUC906DK61Y заключаются в отсутствии поддержки сенсорных экранов, а также в увеличенном количестве таймеров.

Микроконтроллеры основаны на ядре ARM9 и содержат ОЗУ 64 МБ.

Памяти пионера эры персональных компьютеров Джона Роуча

Majeed Ahmad

EDN

Пионер эры персональных компьютеров Джон Роуч (John Roach) скончался в Форт-Уэрте, штат Техас, в возрасте 83 лет. Хотя, прежде всего, он широко известен как провидец в области маркетинга, известно, что он сыграл новаторскую роль в коммерциализации готовых полностью собранных компьютеров в 1970-х годах.

В то время, когда небольшие компьютеры продавались в основном в виде наборов для сборки радиолюбителями, Роуч предвидел потребительский спрос на полноценные компьютеры. Роуч, который присоединился к Tandy Corporation в 1967 году, во время учебы в колледже занимался стоечными компьютерами размером с холодильник.



Рисунок 1. Роуч сыграл важную роль в выводе Tandy на компьютерный рынок.

В январе 1977 года его команда представила прототип компьютера генеральному директору Tandy Чарльзу Тэнди (Charles Tandy) и президенту RadioShack Льюису Корнфельду (Lewis Kornfeld). Прототип компьютера, названный TRS-80, состоял из микропроцессора, клавиатуры, черно-белого монитора RCA с 64 символами в строке, кассетного магнитофона, 4 КБ динамического ОЗУ и интерпретатора языка BASIC с плавающей запятой в ПЗУ. TRS означало Tandy Radio Shack, тогда как 80 указывало на использова-

ние микропроцессора Zilog Z80, который был программно совместим с Intel 8080.

Реакция Чарльза Тэнди после демонстрации TRS-80 была спокойной: «Соберите тысячу, и если мы не сможем их продать, используем их для чего-нибудь в магазине». Здесь стоит упомянуть, что Tandy была основана как компания по производству изделий из кожи, а позже техасский конгломерат расширил свой ассортимент продуктами RadioShack.



Рисунок 2. Компьютер TRS-80 продавался только в магазинах RadioShack.

Важно отметить, что за год до демонстрации TRS-80 был представлен Apple I, а Commodore и другие компании уже начинали продавать свои домашние компьютеры. Однако самым популярным компьютером на рынке быстро стал TRS-80. Tandy начала поставки TRS-80 в сентябре 1977 года и к концу года продала около 5000 машин по цене \$599.95.

TRS-80 можно было купить в 800 магазинах RadioShack. Тэнди также нанял соучредителей Microsoft Билла Гейтса и Пола Алена, которые написали эксклюзивное программное обеспечение для личных, домашних приложений и приложений для малого бизнеса. Когда в 1980 году Роуча назначили главным операционным директором, Tandy захватила почти 40% рынка персональных компьютеров.

E-PEAS представляет микросхемы управления питанием для устройств сбора импульсной энергии

Выпустив три новые микросхемы управления питанием, бельгийская компания e-peas предоставила разработчикам еще большие возможности для реализации своих систем сбора энергии. Перечень воплощенных в этих новых устройствах инновационных инженерных решений включает функцию поддержания постоянства входного напряжения, что делает их исключительно оптимизированными для работы с прерывистыми и импульсными источниками входной энергии, дополняя существующее семейство микросхем АЕМ.



АЕМ00330 и АЕМ00300

АЕМ00330 – это полнофункциональная микросхема управления питанием, тогда как АЕМ00300 предназначена для зарядки накопителя энергии. Оба устройства являются самонастраиваемыми, с возможностью автоматического переключения между понижающим, понижающе-повышающим и повышающим режимами. Это позволяет быстрее адаптировать схемы к различным источникам энергии, устройствам хранения и особенностям нагрузки (повышение напряжения, понижение и т.д.), чтобы максимально увеличить возможности передачи энергии этими микросхемами. При их разработке делался

акцент на высокую скорость реакции на превышение входной мощностью заранее определенного порога, чтобы извлекать энергию быстро и эффективно. Диапазон рабочих входных напряжений составляет от 140 мВ до 4.5 В, что позволяет управлять уровнями мощности от 3 мкВт до 570 мВт. Еще одной важной особенностью является их способность переключаться между питанием нагрузки или накопительного элемента, что обеспечивает большую гибкость в приложениях, где изначально следует сосредоточиться либо на одном, либо на другом. Среди потенциальных сфер применения этих устройств – системы контроля доступа к дверям, интеллектуальные выключатели для умных домов или умных зданий, PoS-терминалы и умные кроссовки.

АЕМ00940

АЕМ00940 – это повышающее решение, предназначенное для поддержки высокоэффективной передачи энергии от источников с более низкими напряжениями, чем у накопительного элемента. Выход этой микросхемы основан на LDO регуляторе, а не на DC/DC преобразователе. Диапазон выбираемых входных напряжений составляет от 50 мВ до 4.5 В.

Дополнительные преимущества

Все три новых устройства, представленных e-peas, полностью совместимы с любыми типами накопительных элементов, что позволяет применять их в устройствах сбора энергии с одно- и двухэлементными суперконденсаторами, Li-Ion, LiFePO₄, Li-Po и NiCd аккумуляторами, а также с тонкопленочными и твердотельными батареями. В каждом из них имеются выбираемые и настраиваемые механизмы защиты накопительного элемента, включая защиту от перезаряда и глубокого разряда.

Управление распределением токов параллельных повышающих преобразователей

Youhao Xi

EDN

Аудиоусилители для мощных портативных колонок чаще всего работают от литий-ионных батарей, количество последовательных элементов в которых может варьироваться от одного до нескольких. Для получения напряжения питания аудиоусилителя разработчики обычно используют повышающие преобразователи, поскольку колонки могут потреблять несколько сотен ватт.

Для снижения стоимости мощных аудиоусилителей используется ряд подходов, одним из которых является параллельное включение двух повышающих преобразователей в конфигурации основной-ведомый, в которой узел напряжения обратной связи ведомого преобразователя заземлен, а выход усилителя ошибки COMP соединен с узлом COMP основного преобразователя. Поскольку пиковый ток силового дросселя определяется напряжением узла COMP, ведомый преобразователь отслеживает основной преобразователь для поддержания такого же пикового тока, тем самым, обеспечивая распределение нагрузки между двумя преобразователями.

Такой подход прост и эффективен при балансировке пиковых токов. Однако фактическую мощность определяет постоянный ток, который отличается от пикового тока дросселя. Несоответствие параметров дросселей неизбежно приводит к различию постоянных токов двух преобразователей, даже

если их пиковые токи идентичны. Хуже того, пиковые токи двух преобразователей могут легко различаться более чем на 20%, что еще больше увеличивает ошибку распределения токов из-за естественного разброса таких параметров схемы, как:

- Внутреннее напряжение смещения контроллера широтно-импульсной модуляции (ШИМ) на участке от вывода COMP до компаратора ШИМ.
- Токоизмерительный резистор, а также коэффициент усиления токоизмерительного усилителя (если таковой используется).
- Сигнал корректора наклона пилы, наложенный на сигнал токоизмерительного резистора.

Результатом является несбалансированное распределение мощности с перегревом одного преобразователя – ситуация, которая в случае отсутствия более дорогостоящей схемы управления тепловым режимом может значительно снизить общую надежность системы.

Однако есть и другие варианты. В этой статье будут обсуждаться простые схемы распределения токов, и предложен метод минимизации ошибки распределения между параллельными повышающими преобразователями. В качестве доказательства концепции будут приведены экспериментальные результаты.

Схема управления распределением токов и принцип ее работы

На Рисунке 1 показана схема управления распределением токов, в которой ток нагрузки ведомого преобразователя принудительно поддерживается равным току основного преобразователя. Схема управления распределением токов состоит из:

- Операционного усилителя U1;
- Токоизмерительных резисторов R_{SN1} и R_{SN2} ;
- Резистивных делителей напряжения R_1/R_3 и R_2/R_4 ;
- Необязательных фильтрующих конденсаторов C_1 и C_2 ;
- Корректирующего конденсатора C_3 , обеспечивающего устойчивость контура управления распределением токов;
- Резистор контроля распределения токов R_5 .

Предположим, что операционный усилитель U1 идеальный, и выполняются равенства $R_{SN1} = R_{SN2}$, $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_4$. Если I_{O2} станет больше, чем I_{O1} , то V_C (выходное

напряжение U1) увеличится. Следовательно, напряжение V_{FB2} будет расти, уменьшая V_{O2} и I_{O2} до тех пор, пока не станут равными токи I_{O2} и I_{O1} . Точно так же, если I_{O2} станет меньше, чем I_{O1} , схема будет увеличивать V_{O2} и I_{O2} , чтобы достичь равенства $I_{O2} = I_{O1}$. Короче говоря, ток I_{O2} будет отслеживать I_{O1} , чтобы добиться сбалансированного распределения.

В установившемся режиме постоянные токи I_{O1} , I_{O2} и I_{OUT} удовлетворяют формуле (1):

$$I_{O1} = \frac{V_{O1}}{R_{SN1}} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{O2}},$$

$$I_{O2} = \frac{V_{O2}}{R_{SN2}} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{O1}},$$

$$I_{OUT} = I_{O1} = I_{O2}. \quad (1)$$

Анализ ошибок балансировки токов

На самом деле никакие параметры схемы не могут быть идеальными. Два фактора вносят ошибки распределения токов в схему,

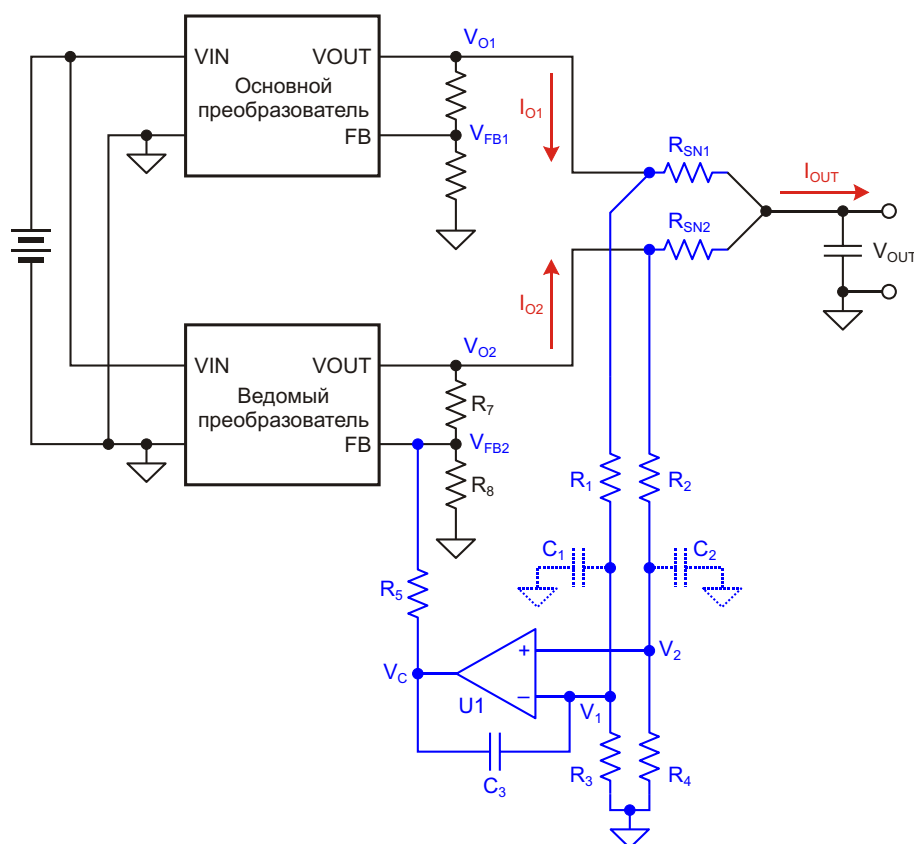


Рисунок 1. В этой схеме управления распределением токов ток нагрузки ведомого преобразователя принудительно поддерживается равным току основного.

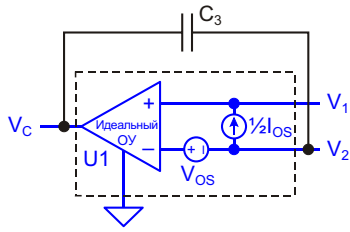


Рисунок 2. Так выглядит эквивалентная схема усилителя U1.

показанную на Рисунке 1: допуски сопротивлений резисторов R_{SN1} , R_{SN2} , R_1 , R_2 , R_3 и R_4 , а также входное напряжение смещения и токи смещения усилителя U1.

Для минимизации ошибки выравнивания токов следует во всех шести позициях использовать резисторы из ряда E96, имеющие допуск 0.1%, что ограничит их влияние на ошибку распределения до значения менее 0.6%.

Проанализируем ошибки, создаваемые усилителем U1 (см. Рисунок 2). Будем считать, что входное напряжение смещения U1 равно V_{OS} , ток смещения равен I_{OS} , $R_{SN1} = R_{SN2}$, $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_4$. После простого анализа

схемы можно получить формулу (2), дающую ошибку распределения, вызванную V_{OS} и I_{OS} .

$$I_o \approx |I_{o1} - I_{o2}| \approx \frac{1}{R_{SN1}} \frac{R_1 R_3}{R_3} V_{OS} + R_1 I_{OS} \quad (2)$$

Из формулы (2) следует, что:

- Чем больше смещения V_{OS} и I_{OS} операционного усилителя, тем больше ошибки.
- Большие значения сопротивлений R_{SN1} и R_{SN2} помогают уменьшить ошибку.
- Более высокие коэффициенты деления резистивных делителей увеличивают ошибки по напряжению.
- Если $R_1 = R_2 = 0$ Ом, то ошибка, обусловленная I_{OS} , исключается.

Однако при выборе этих устройств существуют и другие ограничения. Операционные усилители с ультранизкими значениями V_{OS} и I_{OS} обычно дороги. Токоизмерительные резисторы с большими сопротивлениями не только увеличивают рассеивание энергии, но и стоят дороже. Следовательно, более экономичным подходом будет оптимизация выбора резисторов делителей напряжения.

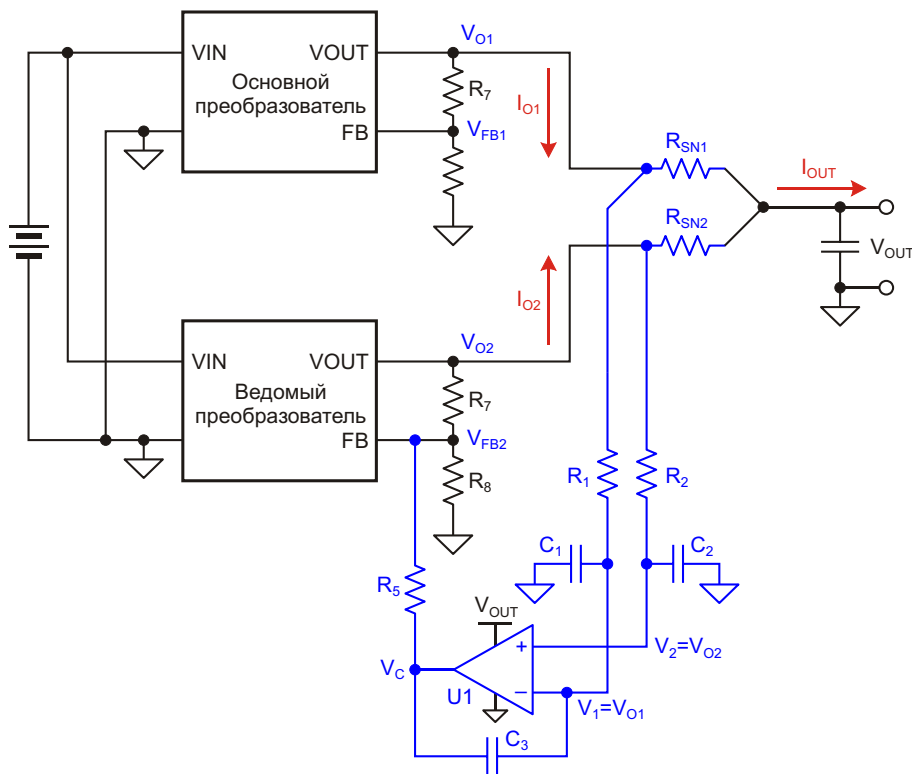


Рисунок 3. Эта схема распределения токов оптимальна, когда усилитель U1 можно напрямую питать от входного напряжения V_{OUT} .

Оптимизация выбора резисторов делителя

Коэффициент деления резистивного делителя напряжения должен быть как можно меньше. В лучшем случае операционный усилитель U1 должен быть таким, чтобы для его питания можно было использовать выходное напряжение преобразователя. Это позволит удалить нижний резистор каждого делителя, как показано на Рисунке 3. Благодаря высокому сопротивлению двух входов усилителя U1 падение напряжения на верхних резисторах каждого делителя становится незначительным, что позволяет напрямую использовать два входа U1 для измерения разности токов. Прямое измерение токов уменьшает погрешности измерений и ошибки распределения. Это также устраняет рассеивание статической мощности в резистивных делителях напряжения.

Если не ослабить помехи переключения на шинах выходного напряжения, они могут повлиять на работу усилителя U1. Использование конденсаторов C_1 и C_2 для образования фильтров нижних частот с резисторами R_1 и R_2 уменьшит пульсации напряжения на входах U1. Следовательно, сопротивления резисторов R_1 и R_2 не должны быть нулевы-

ми. При выборе номиналов R_1 , R_2 , C_1 и C_2 придется пойти на компромисс, чтобы добиться желаемого ослабления пульсаций с минимальными затратами.

Распределение токов параллельных повышающих преобразователей

В некоторых приложениях с повышающими преобразователями выходное напряжение V_{OUT} может превышать максимальное допустимое напряжение питания усилителя U1. Это значит, что для питания U1 должно использоваться более низкое напряжение, например, напряжение питания преобразователя. В этом случае для того, чтобы напряжения V_1 и V_2 были ниже напряжения питания U1, необходимо использовать резисторы R_3 и R_4 из схемы на Рисунке 1. Недостатками такого решения являются увеличенная ошибка распределения и связанное с этим рассеивание мощности в резистивных делителях напряжения.

На Рисунке 4 показана модифицированная схема управления распределением токов, улучшающая характеристики параллельных повышающих преобразователей. Токоизмерительные элементы теперь размещены на входной стороне. Принцип работы такой же, как у схемы на Рисунке 1, за

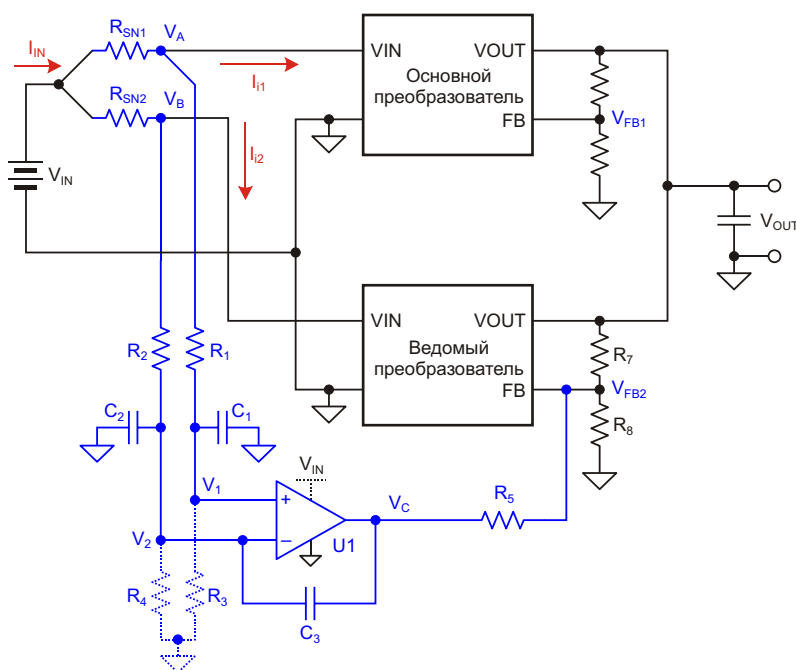


Рисунок 4. Схема распределения токов повышающих преобразователей, обеспечивающая лучшие характеристики при использовании параллельного включения.

исключением того, что в этой схеме осуществляется балансировка входных токов двух преобразователей.

Аналогично, если предположить, что операционный усилитель U1 идеальный, и выполняются равенства $R_{SN1} = R_{SN2}$, $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_4$, то входные токи I_{IN} , I_{I1} и I_{I2} удовлетворяют формуле (3).

$$\begin{aligned} I_{I1} &= \frac{V_{IN} - V_A}{R_{SN1}}, \\ I_{I2} &= \frac{V_{IN} - V_B}{R_{SN2}}, \\ I_{IN} &= I_{I1} + I_{I2}. \end{aligned} \quad (3)$$

Выбор всех шести резисторов из ряда E96 (допуск 0.1%) может ограничить их влияние на ошибку распределения до значения менее 0.6%. Влияние напряжения и тока смещения усилителя U1 на ошибку распределения точно такое же, как анализировались ранее, и выражается формулой (4):

$$I_{IN} = |I_{I1} + I_{I2}| \left(\frac{1}{R_{SN1}} + \frac{R_1 R_3}{R_3} V_{OS} + R_1 I_{OS} \right). \quad (4)$$

Поскольку входное напряжение повышающего преобразователя ниже, чем V_{OUT} , становится возможным уменьшить требуемые коэффициенты деления резистивных делителей для снижения ошибки распределения. Если входное напряжение повышающего преобразователя меньше, чем максимально допустимое напряжение питания усилителя U1, для питания U1 можно напрямую использовать входное напряжение V_{IN} , и тогда резисторы R_3 и R_4 можно удалить, чтобы получить те же преимущества, которые обсуждались ранее.

Результаты экспериментов

Чтобы проверить концепцию, воспользуемся двумя оценочными модулями контроллера повышающего преобразователя LM5155, дополненными общей схемой управления, как показано на Рисунке 4. Поскольку максимальное входное напряжение преобразователя составляет 18 В, выбранный в качестве U1 операционный усилитель

LM8261 можно напрямую питать от входного напряжения V_{IN} , что позволяет исключить резисторы R_3 и R_4 . Остальные компоненты выбраны следующими:

- $R_{SN1} = R_{SN2} = 10 \text{ мОм}$
- $R_1 = R_2 = 499 \text{ Ом}$
- $C_1 = C_2 = 1 \text{ мкФ}$
- $C_3 = 100 \text{ нФ}$
- $R_5 = 50 \text{ кОм}$

Согласно техническому описанию микросхемы LM8261, максимальное напряжение смещения V_{OS} равно 7 мВ, а максимальный ток смещения I_{OS} равен 400 нА. Таким образом, в худшем случае максимальная ошибка распределения токов, вносимая усилителем U1, как следует из расчетов по формуле (4), составляет 0.72 А:

$$I_{IN} = 1/10\text{мОм} \times (7 \text{ мВ} + 499 \text{ Ом} \times 400 \text{ нА}) = 720 \text{ мА}.$$

На Рисунках 5 и 6 показаны два типичных результата проведенных экспериментов.

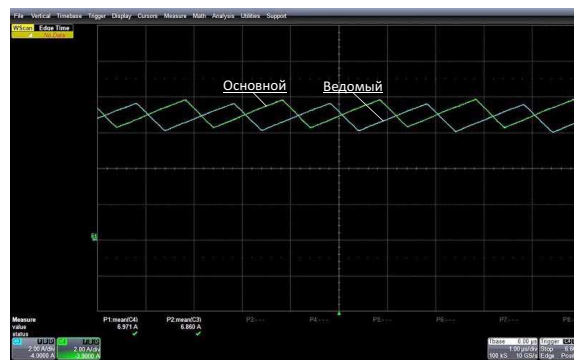


Рисунок 5. Иллюстрация распределения входных токов при входном напряжении 8 В и выходной мощности 98 Вт.

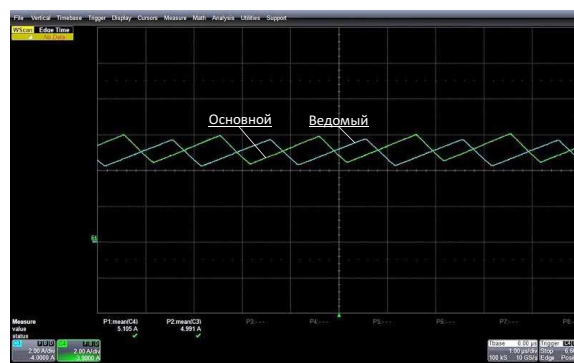


Рисунок 6. Иллюстрация распределения входных токов при входном напряжении 8 В и выходной мощности 72 Вт.

LED-ДРАЙВЕРЫ HLG

Драйвер или ИП – выбирай!

- Мощность от 40 до 600 Вт
- Температура от -40 до 70°C
- Димминг
- Отсутствие пульсаций
- Гарантия 7 лет



Ошибки распределения входного тока между основным и ведомым преобразователями составляют менее 120 мА, что намного меньше ошибки 720 мА, рассчитанной для наихудшего случая.

Предложенная концепция также была реализована в базовом проекте источника питания для типичных уличных портативных колонок с входным напряжением 9-16 В, выходным напряжением 50 В и выходной мощностью 300 Вт, который состоит из двух 150-ваттных повышающих преобразователей LM5155 в конфигурации основной и ведомый.

Поскольку входное напряжение повышающего преобразователя обычно ниже выходного, размещение токоизмерительной схемы на стороне входа помогает уменьшить ошибки распределения тока. Схема, предложен-

ная в этой статье, может служить решением для преобразователей с большим коэффициентом повышения, используемых в портативных колонках. В таких приложениях на входе обычно используется 12-вольтовая батарея, а выходное напряжение превышает 40 В, что требует параллельного включения повышающих преобразователей для поддержки высококачественных аудиоусилителей, выходная мощность которых может превышать 300 Вт. С помощью описанной здесь схемы можно обеспечить достаточно сбалансированное распределение мощности параллельного преобразователя. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM5155](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM8261](#)

Небольшой конденсатор поддерживает работоспособность телекоммуникационного оборудования при сбоях питания

Samuel Kerem

EDN

В этой статье показано, как поддерживать работоспособность телекоммуникационного оборудования во время кратковременных нарушений энергоснабжения. Но сначала необходимо разобраться в нескольких деталях, касающихся источников питания телекоммуникационного оборудования. Номинальное напряжение источника, питающего телекоммуникационное оборудование, составляет –48 В, хотя фактическое напряжение может варьироваться от –42.5 до –56 В, от –40 до –60 В и даже шире. Типичный DC/DC преобразователь работает с входными напряжениями в диапазоне от –36 до –75 В. Нарушение питания происходит, когда напряжение источника –48 В падает до 0 В и остается на этом уровне в течение 10 мс.

Очевидным подходом к решению этой проблемы является использование емкостного накопителя, подключенного к входу блока питания, но недостаток такого подхода становится очевидным, если посмотреть на реальную сущность источника питания –48 В. Например, энергия, запасенная в конденсаторе емкостью C , заряженном до напряжения V , равна

$$\frac{CV^2}{2}.$$

Работа преобразователя прекратится, когда конденсатор разрядится до 36 В. Таким

образом, энергия, доступная для поддержания работы преобразователя, составляет:

$$U = C \frac{V_1^2 - V_2^2}{2},$$

где V_1 и V_2 – начальное и конечное (–36 В) напряжения, соответственно, а U – энергия. Кроме того

$$U = Pt,$$

где P – мощность, а t – время. Используя эти формулы, можно найти время, в течение которого оборудование будет оставаться в рабочем состоянии:

$$t = C \frac{V_1^2 - V_2^2}{2P},$$

или, можно определить емкость конденсатора:

$$C = \frac{2Pt}{V_1^2 - V_2^2}.$$

Предположим, что отключение питания происходит, когда напряжение на входе блока составляет –39 В, что соответствует случаю, когда в пределах допустимого отклонения напряжение –48 В просело до –40 В, а перед блоком питания в конфигура-

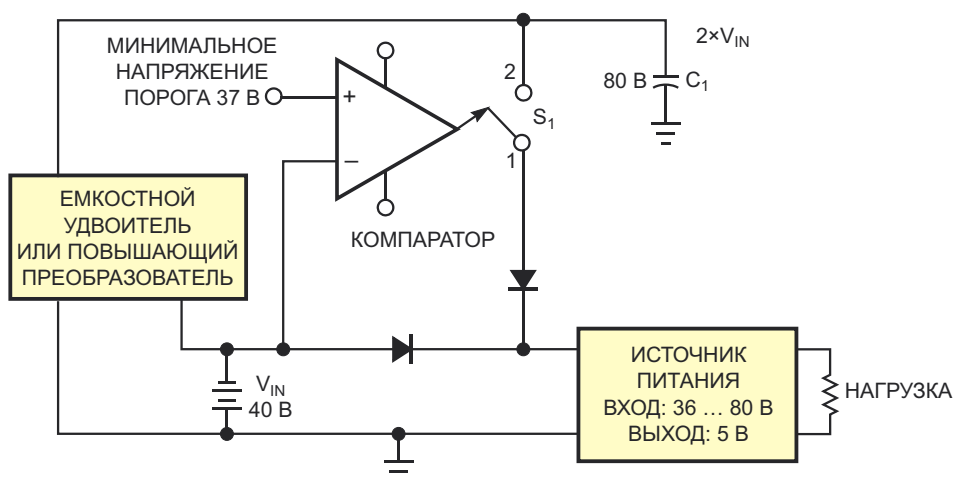


Рисунок 1. Энергия, запасенная в конденсаторе C_1 , заряженном до удвоенного входного напряжения, сбрасывается на вход блока питания во время сбоев, когда входное напряжение падает ниже -37 В.

ции с горячей заменой теряется не менее 1 В из-за включенных по «ИЛИ» защитных диодов. Также представим, что накопительный конденсатор заряжается до -39 В. Оборудование работает до тех пор, пока конденсатор не разрядится до -36 В. Допустим, что оборудование потребляет 100 Вт. Чтобы накопленной энергии хватило на 5 мс, конденсатор должен иметь емкость примерно 4500 мкФ. Конденсатор должен быть рассчитан на максимально возможное входное напряжение, которое может превышать 75 В, так что его рабочее напряжение не может быть меньше 100 В. 100-вольтовый конденсатор емкостью 4500 мкФ имеет немалые размеры. Если требуется, чтобы конструкция работала вдвое дольше при потребляемой мощности 300 Вт, конденсатор должен иметь емкость 27000 мкФ и рабочее напряжение 100 В.

В предлагаемой здесь схеме по-прежнему требуется конденсатор, но емкость его намного меньше – 200 мкФ вместо 4500 мкФ, однако схема по-прежнему может поддерживать нагрузку 100 Вт в течение 5 мс. Такой

подход повышает надежность и снижает стоимость и размеры системы. Скрытой особенностью является способность блока питания сохранять работоспособность в диапазоне входных напряжений от -36 до -75 В и даже при бросках напряжения, превышающих -80 В. Как реализовать этот подход, видно из Рисунка 1. На рисунке показано положительное входное напряжение. Блок питания изолирован, поэтому полярность не имеет значения, но пример с положительным напряжением легче проиллюстрировать.

Помните, что при линейном увеличении напряжения на конденсаторе накопленная в нем энергия растет квадратично. Удвоитель заряжает конденсатор C_1 до удвоенного входного напряжения, или не менее чем до 80 В. Даже в гипотетическом случае, если питание будет отключаться на 5 мс каждые 10 с, ток заряда конденсатора 200 мкФ все равно составит лишь порядка 3 мА. Компаратор следит за входным напряжением, и, как только оно падает ниже 37 В, переключатель S_1 замыкается, и энергия конденсатора C_1 поступает в блок питания. **РЛ**

LC-генератор со стабильной амплитудой

Julius Foit

EDN

Во многих приложениях требуются широкодиапазонные перестраиваемые LC-генераторы, способные обеспечивать почти постоянную частоту и практически полное отсутствие гармоник, даже при изменении выходной нагрузки схемы. С точки зрения конструкции устройства исключение отводов от индуктивных или емкостных ветвей LC-цепи и трансформаторных связей в частотно-задающей цепи упрощает проектирование и производство, равно как и дает возможность при необходимости заземлить одну сторону колебательного контура. Для выполнения этих требований нужна схема, которая может автоматически и эффективно регулировать петлевое усиление, что является основным критерием для генерации. Кроме того, схема должна обеспечивать достаточное усиление

для генерации с низкоимпедансными LC-цепями и регулировать амплитуду колебаний для улучшения стабильности частоты и минимизации общих гармонических искажений.

В своих попытках решения этих проблем разработчики создавали множество топологий схем, среди которых были очень сложные, однако использование некоторых основных свойств активных устройств может помочь им добиться приемлемого поведения и от простой схемы генератора. На Рисунке 1 показана базовая конфигурация LC-генератора. Усилитель работает как неинвертирующий источник тока, управляемый напряжением. LC-цепь преобразует выходной ток усилителя I_{OUT} в напряжение V_{IN} , которое служит входным сигналом усилителя. Формальное условие возникновения колебаний выражается формулой (1):

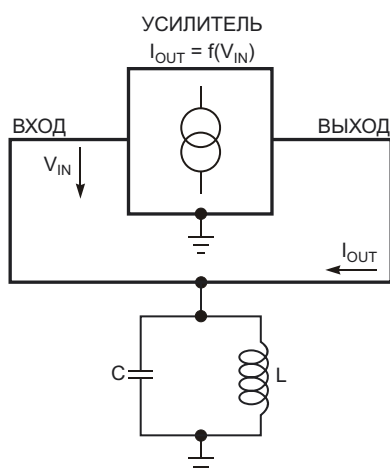


Рисунок 1. Базовая схема генератора образована параллельным LC-контуром и усилителем-преобразователем напряжение-ток.

$$A_o \frac{I_{OUT} R_D}{V_{IN}} = 1. \quad (1)$$

Здесь

A_o – общий коэффициент усиления по напряжению,

R_D – резонансное сопротивление индуктивно-емкостной цепи.

В практических схемах величина сопротивления R_D зависит от свойств элементов LC-цепи и, следовательно, может иметь широкий диапазон значений. Кроме того, формула (1) предполагает, что характеристики усилителя идеальны, то есть не зависят от частоты.

Рисунок 1 и формула (1) дают простое представление об основной проблеме проектирования. Если для работы в большой полосе частот требуется использование нескольких LC-цепей с широко изменяющимися значениями R_D , то и характеристики усилителя должны перестраиваться в широком диапазоне. Можно настроить усиление таким образом, чтобы выполнить условие ограничения усиления для случая наихудших параметров LC-цепи, а затем, используя нелинейность устройства, уменьшать усиление при перегрузках. Однако при большой перегрузке усилителя его входное и выходное дифференциальные сопротивления могут упасть до небольших долей от их оптимальных высокочастотных значений. Высокий уровень нелинейных искажений также может ухудшить стабильность частоты. Более того, эти эффекты сильно зависят от напряжения питания усилителя, что ухудшает стабильность частоты, если напряжение питания меняется в зависимости от нагрузки.

В разных схемах генераторов используются различные конструкции усилительного блока, показанного на Рисунке 1. Популярный транзисторный каскад с общим эмиттером или общим истоком имеет два существенных недостатка. Во-первых, такой усилитель является инвертирующим, а во-вторых, его выход не ведет себя как хороший источник тока, особенно при большой нагрузке. Попытки избежать этих проблем включают трансформаторную связь или согласование импедансов в LC-цепи с помощью отводов катушки, но это усложняет конструкцию и лишь частично решает проблемы.

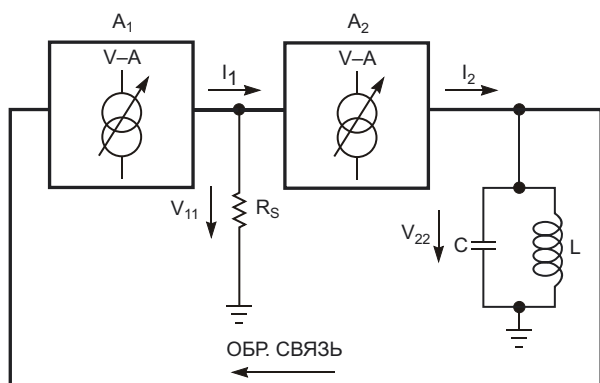


Рисунок 2. Добавление второго преобразователя напряжение-ток изолирует резонансный контур.

На Рисунке 2 показана другая топология генератора, основанная на двух каскадах неинвертирующих усилителей A_1 и A_2 , работающих как преобразователи напряжения в ток (источники тока, управляемые напряжением). В этой схеме резистор связи R_S преобразует выходной ток I_{IN} усилителя A_1 в напряжение V_{IN} , которое подается на второй каскад A_2 . Динамическое сопротивление настроенной LC-цепи преобразует выходной ток усилителя A_2 в выходное напряжение V_{22} , которое возвращается на вход A_1 , замыкая петлю положительной обратной связи. Общее петлевое усиление A_{TOTAL} выражается формулой (2):

$$A_{TOTAL} = A_1 A_2 R_S R_D |y_{21S1}| |y_{21S2}|. \quad (2)$$

В этой формуле

$R_D = Q L$ – динамическое сопротивление LC-контра на резонансной частоте ,

Q – добротность LC-контра,

A_1 и A_2 – эквивалентные коэффициенты усиления обоих усилительных каскадов,

$|y_{21S1}|$ и $|y_{21S2}|$ – действительные части полной дифференциальной проводимости прямой передачи (крутизны) обоих усилительных каскадов.

Для поддержания незатухающих колебаний условие $A_{TOTAL} > 1$ в формуле (1) должно выполняться для всех значений динамического сопротивления R_D колебательного контура. Теоретически это условие не представляет никаких проблем, однако на практике возникает ситуация, когда схема должна работать как LC-генератор с широким диапазоном перестройки индуктивностей и емкостей, с широким диапазоном изменения добротности Q настроенного контура, определяемой в первую очередь катушкой индуктивности, с постоянной амплитудой выходного сигнала при любом сочетании первых двух условий и с минимально возможной зависимостью частоты от напряжения питания и нагрузки.

Большинство схем LC-генераторов не могут одновременно удовлетворять всем этим требованиям. Каждая схема генератора может отвечать лишь отдельным требованиям, но ни одна не может поддерживать их все, если не усложнить схему сверх разумных пределов. На Рисунке 3 показана схема, получающая от V_{22} внешнее постоянное напряже-

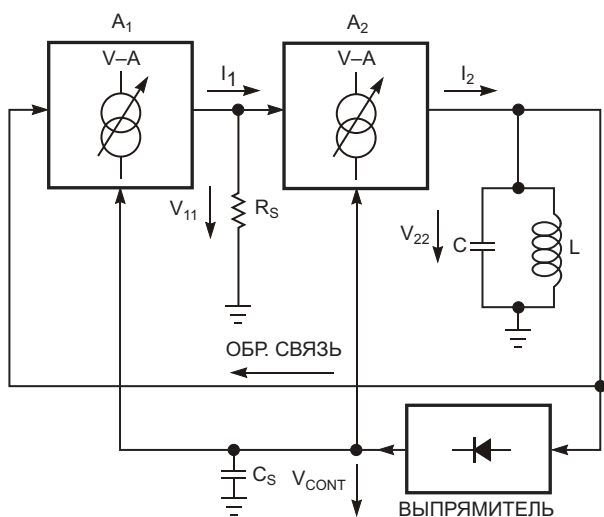


Рисунок 3. Напряжение управления усилением создается выпрямлением части сигнала.

ние для управления коэффициентами преобразования напряжения в ток, то есть коэффициентами усиления A_1 и A_2 . Контроль усиления обоих каскадов значительно повышает эффективность управления. В дополнение к исходной положительной обратной связи, необходимой для запуска и поддержания колебаний, можно добавить в схему генератора канал косвенной отрицательной обратной связи, чтобы ограничить амплитуду V_{22} . Чтобы соответствовать первоначальным целям проектирования, усилительные блоки A_1 и A_2 должны иметь управляемые напряжением амплитудные характеристики, обладать линейными характеристиками управления усилением (Рисунок 4), не должны инвертировать фазу сигнала и почти не должны потреблять входной ток. Кроме того, для эмуляции

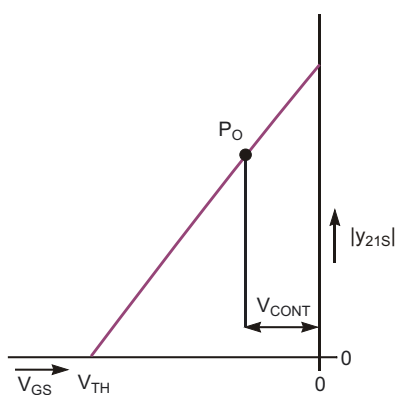


Рисунок 4. Характеристика управления идеализированного полевого транзистора с p-n переходом показывает линейную зависимость крутизны от напряжения затвор-исток.

источника тока усилитель A_2 должен иметь максимально возможное внутреннее дифференциальное выходное сопротивление.

Лучшими активными устройствами для обоих усилительных каскадов являются подобранные n-канальные полевые транзисторы средней мощности с p-n переходом BF245B, имеющие ток стока 5 мА при напряжении затвор-исток, равном 0 В, и напряжении сток-исток 15 В. На Рисунок 5 показана окончательная схема, в которой Q_2 работает как усилитель с общим стоком (A_2), а Q_1 – как усилитель с общим затвором (A_1).

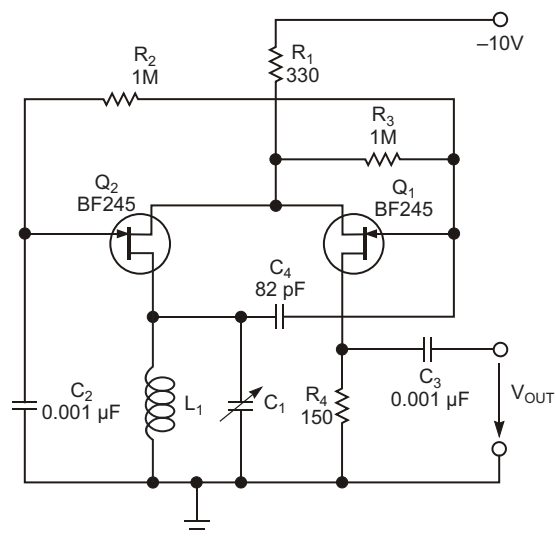
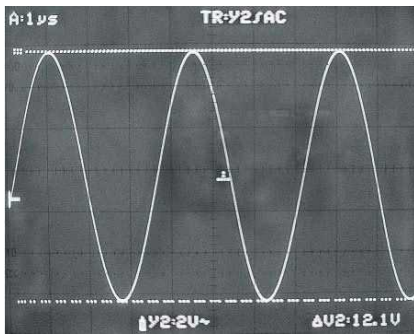
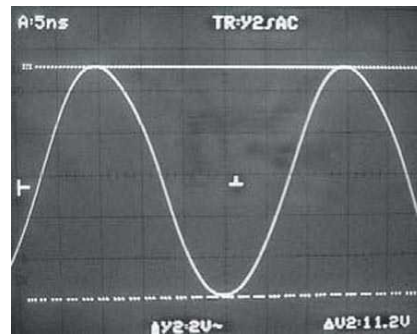


Рисунок 5. Законченная схема генератора состоит из минимального количества компонентов.

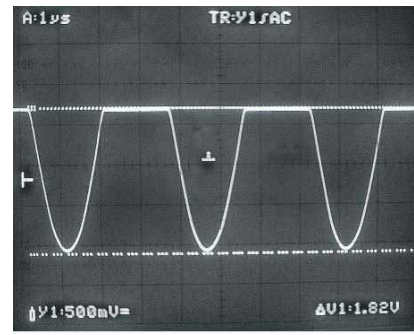
Переход затвор-исток транзистора Q_1 выпрямляет переменное напряжение V_{22} колебательного контура. Конденсатор связи C_4 на Рисунок 5 одновременно выполняет функцию сглаживающего конденсатора C_s на Рисунок 3, поскольку его нижний вывод соединяется с землей через низкое сопротивление контурной катушки L постоянному току. Постоянное управляющее напряжение подается на затвор транзистора Q_2 через резистор R_2 . Конденсатор C_2 соединяет затвор Q_2 с землей по переменному току; транзистор Q_2 работает в режиме включения с общим затвором, поскольку исток Q_1 управляет истоком Q_2 . Чтобы свести к минимуму отклонения частоты из-за изменений нагрузки, в сток транзистора Q_1 включен относительно низкоомный резистор R_4 , изолирую-



(a)



(б)



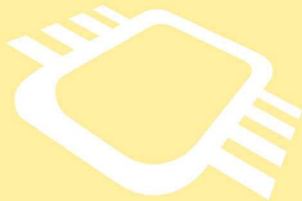
(в)

Рисунок 6. Чистая синусоида (V_{22} на Рисунок-ке 3) на настроенном контуре с резонансной частотой 280 кГц при $L_1 = 147$ мкГн и $C_1 = 2200$ пФ (а). Синусоида при $L_1 = 56$ мкГн и $C_1 = 60$ пФ (б). Выходной сигнал V_{OUT} на частоте настройки 280 кГц при $L_1 = 147$ мкГн и $C_1 = 2200$ пФ имеет плоскую вершину (в).

щий выход от частотно-задающих элементов схемы. Кроме того, по одному выводу L и C соединено с землей.

Осциллограммы на Рисунок-ках 6а и 6б не показывают существенного изменения напряжения на настроенном контуре даже при очень разных значениях L и C. В диапазоне

напряжений питания от 8 до 30 В напряжение на контуре меняется не более чем на 3%. Такая же или лучшая стабильность амплитуды выходного напряжения (Рисунок 6в) сохраняется даже на частотах от 5 кГц до 50 МГц без подстройки номиналов каких-либо пассивных компонентов, за исключени-



РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

www.rlocman.ru/price

Подберите оптимального поставщика электронных компонентов, измерительной и электронной техники.

Цены, условия поставки и доставки.



Приглашаем дистрибьюторов электронных компонентов и приборов

ем L и C . Уменьшение сопротивления R_4 уменьшает выходное напряжение, что еще больше снижает влияние изменений нагрузки на рабочую частоту.

Уровень верхней плоской части V_{OUT} соответствует потенциалу земли, а отрицательным сигнал становится из-за отрицательного напряжения источника питания. Благодаря автоматической регулировке усиления форма сигнала остается удивительно стабильной независимо от частоты, а слегка закругленные углы, в основном проявляющиеся на частотах выше 25 МГц, обусловлены, прежде всего, паразитными емкостями. Идеальность синусоиды обеспечивается только на незаземленной стороне LC-цепи. В других узлах схемы наблюдается отсечка сигналов напряжения и тока, поскольку оба транзистора работают примерно в режиме класса В, смещаясь в сторону класса С по мере увеличения напряжения питания. Можно взять

синусоиду непосредственно с LC-цепи, но изменения импеданса нагрузки будут влиять на рабочую частоту.

С другой стороны, отрицательная обратная связь по постоянному току, управляющая коэффициентами усиления обоих транзисторов, не позволяет даже относительно большим изменениям импеданса нагрузки контура существенно влиять на амплитуду синусоиды до тех пор, пока добротность LC-цепи не упадет до очень низкого уровня. Ценой усложнения схемы и увеличения количества компонентов можно добавить буферный каскад и извлечь истинную синусоиду из LC-цепи, но в первоначальном приложении радиомаяка, для которого создавался этот генератор, постоянство амплитуды выходного сигнала было важнее, чем его форма. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet NXP BF245](#)

Один резистор делает коэффициент заполнения импульсов генератора на LM555 равным 50%

Stephen Woodward

EDN

Вездесущий и невероятно полезный аналоговый таймер 555, которому уже более полувека, стал постоянным объектом как похвал, так и критики. Первое почти полностью, а второе отчасти оправдано, но иногда предполагаемый недостаток перерастает в статус «общеизвестного» только потому, что был упущен из виду простой способ его исправления, даже для такого широко и долго используемого популярного компонента, как 555. Показательным примером является часто высказываемое (хотя и ошибочное) мнение о том, что на оригинальной (биполярной) версии 555 сложно сделать генератор симметричных прямоугольных импульсов с коэффициентом заполнения 50:50%.

Своим происхождением этот миф, по-видимому, обязан примерам использования из ранних технических описаний 555, где приводилась схема автоколебательного генератора, показанная на Рисунке 1. Выражение для его выходного коэффициента заполнения D , который равен

$$D = \frac{R_1 R_2}{R_2},$$

показывает, что соотношение 50:50 недостижимо, если только сопротивление R_1 не равно нулю. Поскольку результатом короткого замыкания DISCHARGE на V_S , скорее всего, будет дым, а не прямоугольные импульсы,

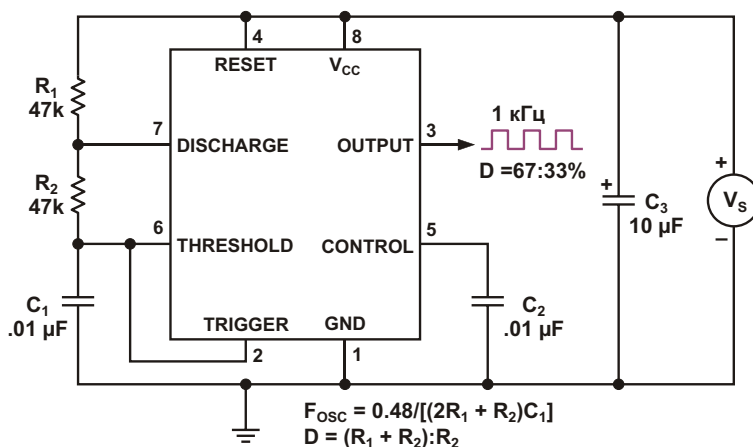


Рисунок 1. «Традиционный двухрезисторный» генератор на микросхеме 555.

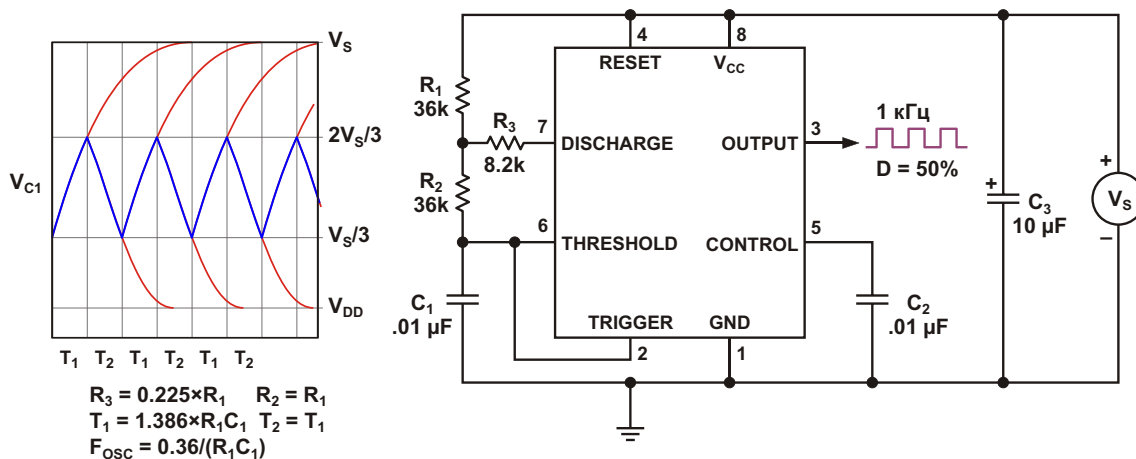


Рисунок 2. Новая «трехрезисторная» топология.

следует вывод, что условие 50:50 действительно невыполнимо.

Однако, к счастью, как показано на Рисунке 2, классическая двухрезисторная схема – не единственный доступный вариант топологии. В частности, если последовательно с выводом DISCHARGE добавить третий резистор (R_3), то в качестве асимптотического предела для экспоненциального разряда конденсатора C_1 устанавливается новый уровень

$$V_D = V_S \frac{R_3}{R_1 + R_3},$$

растягивающий фазу T_2 периода колебаний. Кроме того, постоянная времени, определяющая длительность T_2 , от значения $R_2 C_1$ увеличивается до

$$R_2 \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} C_1.$$

В результате получается, что если $R_2 = R_1$ и $R_3 = 0.225 \cdot R_1$, то

$$T_1 = \ln 2 \cdot 2R_1 C_1,$$

$$T_2 = \ln \frac{3V_S}{V_S - V_D} \frac{V_D}{V_D} R_1 \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} C_1$$

$$\ln 2 \cdot 2R_1 C_1,$$

$$T_1 = T_2,$$

$$F_{osc} = \frac{0.36}{R_1 C_1},$$

$$D = 50:50.$$

Этот метод также работает для многих отношений R_2/R_1 , отличных от 1.0. Некоторые примеры показаны в Таблице 1.

Таблица 1.

R_2/R_1	R_3/R_1
5.0	0.076
4.0	0.092
3.0	0.114
2.0	0.152
1.8	0.162
1.6	0.174
1.4	0.188
1.3	0.205
1.0	0.225
0.9	0.236
0.8	0.249
0.7	0.263
0.6	0.278
0.5	0.296
0.0	0.423

В каждом случае

$$F_{osc} = \frac{0.72}{(R_1 + R_2) C_1}$$

и коэффициент заполнения равен 50:50.

Как уже отмечалось, метод работает вплоть до $R_2 = 0$, когда в схеме остаются только R_1 и R_3 , а R_2 заменяется прямым соединением. Однако следует обратить внимание, что при $R_3 = 0.423 \cdot R_1$ напряжение порога V_D становится равным $0.297 \cdot V_S$, что слишком близко к номинальному уровню порога входа TRIGGER микросхемы 555, равному $0.333 \cdot V_S$, и может серьезно усилить влияние напряже-

ний смещения и допусков номиналов внутренних резисторов таймера на частоту F_{OSC} и коэффициент заполнения.

Ну а какова же мораль нашей истории? Даже спустя 50 лет мифы создаются для того, чтобы их развенчивать! **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM555](#)

Усовершенствованный усилитель для управления АЦП с дифференциальными входами

Stephan Goldstein

EDN

АЦП с дифференциальными входами становятся все более популярными. Такая популярность неудивительна, поскольку дифференциальные входы дают ряд преимуществ: хорошее подавление синфазных помех, удвоение доступного динамического диапазона без удвоения напряжения питания и подавление четных гармоник, добавляющихся при несимметричном входе. Но дифференциальная структура входа не устраняет нередко необходимость в дополнительном усилении

сигнала между источником и АЦП. В таких случаях часто используется классический инструментальный усилитель на трех операционных усилителях (Рисунок 1). Эта популярная схема обеспечивает превосходное подавление синфазного сигнала и высокое входное сопротивление. Схема также имеет выходную клемму опорного напряжения REF, позволяющую привязывать выходной сигнал к напряжению, отличному от потенциала земли. Однако эта схема имеет несимметричный выход (относительно опорного вывода), и поэтому плохо подходит для АЦП с дифференциальным входом.

Рисунок 2 иллюстрирует два простых способа создания инструментального усилителя с дифференциальными входами. На Рисунке 2а усилитель IC₄ и связанные с ним резисторы обратной связи подключены параллельно исходному выходному усилителю, но с обратной полярностью относительно первоначальной схемы. Два выхода вместе обеспечивают нужную функцию, однако для схемы требуется много согласованных резисторов. Кроме того, для управления синфазным опорным входом может потребоваться ток в несколько миллиампер, в зависимости от сопротивлений резисторов и напряжений питания. Тем не менее, схема выполняет свою работу, и ее можно построить, используя

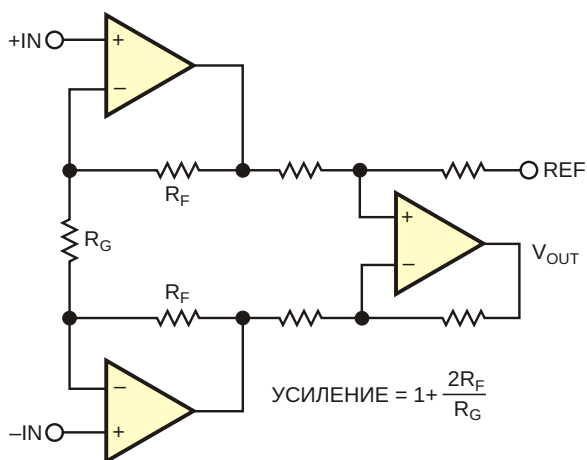


Рисунок 1. Классический инструментальный усилитель на трех операционных усилителях не обеспечивает дифференциальных выходов.

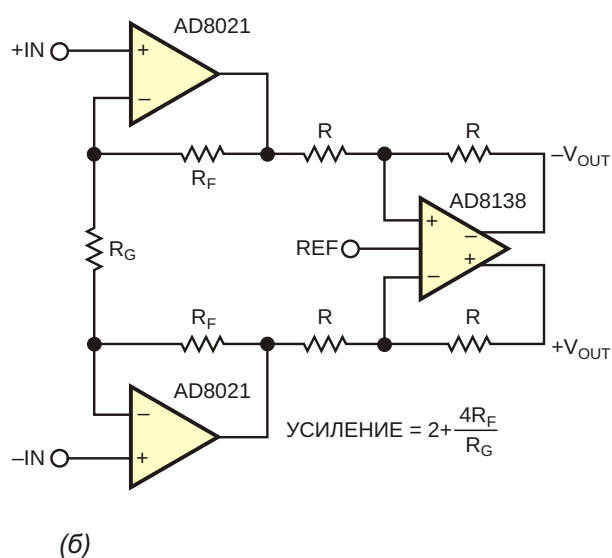
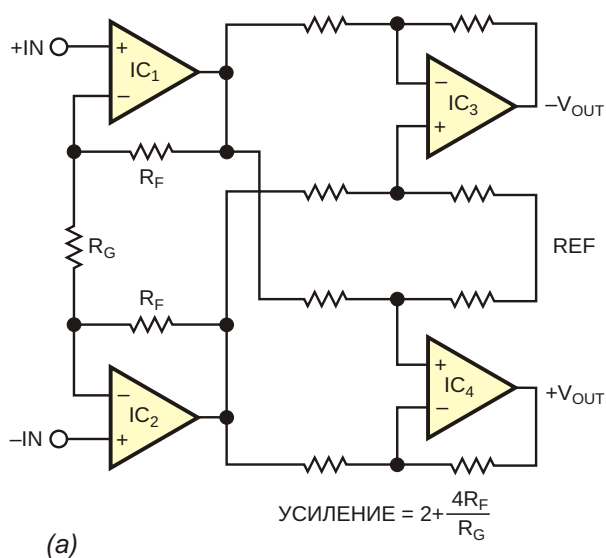


Рисунок 2. Инструментальный усилитель на четырех ОУ (а) обеспечивает дифференциальные выходы, но требует много согласованных резисторов. Усилитель с дифференциальным выходом (б) уменьшает количество микросхем в схеме на Рисунке 2а до трех.

высококачественный счетверенный операционный усилитель (ОУ) и несколько резисторов. Более эффективный и элегантный подход показан на Рисунке 2б, в котором используются только четыре резистора из необходимых в исходном выходном каскаде. В этой схеме усилители IC₃ и IC₄ на Рисунке 2а заменены современным полностью дифференциальным операционным усилителем, таким как AD8138. Сигналы на двух выходах усилителя

изменяются симметрично относительно напряжения его высокоимпедансного синфазного опорного входа. Дифференциальные выходы обеспечивают чистый и простой интерфейс к АЦП с дифференциальным входом. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8021AR](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD8138](#)

Шунтовой регулятор служит недорогим операционным усилителем в источнике питания

Michael O'loughlin

EDN

Популярная микросхема TL431, разработанная для использования в качестве трехвыводного шунтового регулятора, выпускается многими производителями и предлагает разработчикам множество интригующих возможностей, выходящих за рамки ее предполагаемого применения. TL431 содержит прецизионный источник опорного напряжения, операционный усилитель и шунтирующий транзистор (Рисунок 1а). В типичном приложении регулятора напряжения добавление двух внешних резисторов R_A и R_B позволяет устанавливать стабилизированное выходное

напряжение на нижнем выводе нагрузочного резистора R_S (Рисунок 1б).

На современном рынке источников питания движущей силой большинства разработок является снижение стоимости, о чем свидетельствуют азиатские производители, которые за копейки продают свои источники питания, используя односторонние печатные платы. В этой статье показано, как трехвыводной шунтовой регулятор может заменить более дорогой обычный операционный усилитель в схеме преобразователя энергии.

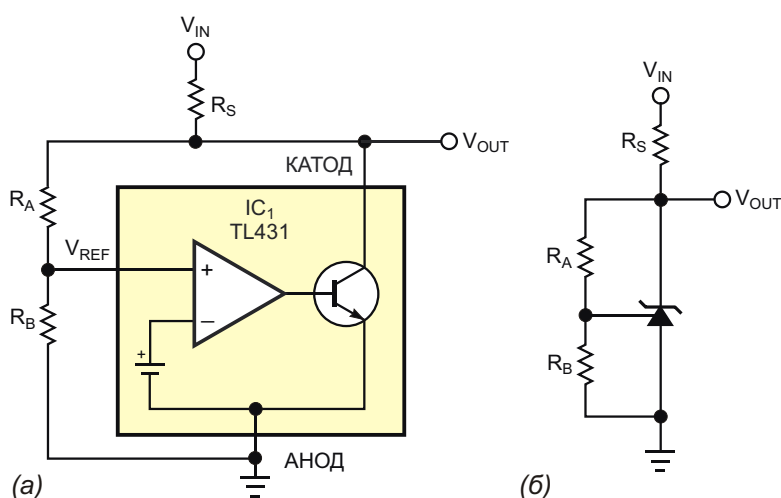


Рисунок 1. Внутреннее устройство TL431 достаточно сложное (а), однако для использования микросхемы в качестве параллельного стабилизатора нужно всего три внешних резистора (б).

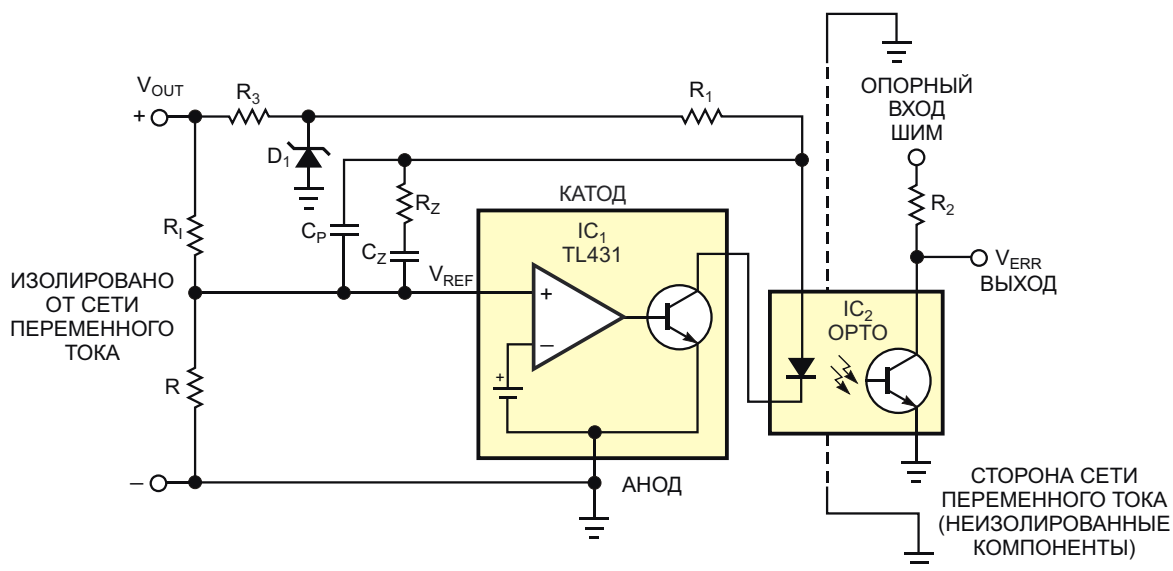


Рисунок 2. TL431 заменяет более дорогой операционный усилитель в цепи обратной связи ШИМ этого источника питания.

В импульсном источнике питания используется гальванически изолированная цепь обратной связи ШИМ (Рисунок 2). В конструкциях, в которых отсутствует усилитель напряжения, шунтовой регулятор может служить недорогим операционным усилителем. Резисторы R_1 и R задают выходное напряжение источника питания, а оптопара IC_2 обеспечивает гальваническую развязку. Резистор R_3 и стабилитрон D_1 устанавливают фиксированное напряжение смещения, гарантирующее, что цепь обратной связи не замкнется через резистор R_1 . Резисторы R_1 и R_2 определяют усиление цепи, связанной с оптопарой. В большинстве конструкций отношение сопротивлений R_2 и R_1 равно примерно 10 к 1.

Компоненты C_p , C_z и R_z обеспечивают частотную коррекцию петли обратной связи. Частотная характеристика оптоизолятора имеет высокочастотный полюс на частоте f_p , о котором ничего не говорится в технических описаниях большинства оптронов. Чтобы определить местоположение этого полюса или убедиться, что он находится на частоте примерно 10 кГц, можно использовать анали-

затор цепей. Малосигнальную передаточную функцию $G_c(s)$ цепи частотной коррекции описывает следующая формула:

$$G_c(s) = \frac{V_{ERR}}{V_{OUT}} \frac{1}{sR_zC_z} \frac{1}{sR_1(C_z + C_p) \frac{sR_zC_pC_z}{C_z} + 1} \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\frac{s}{2f_p} + 1}$$

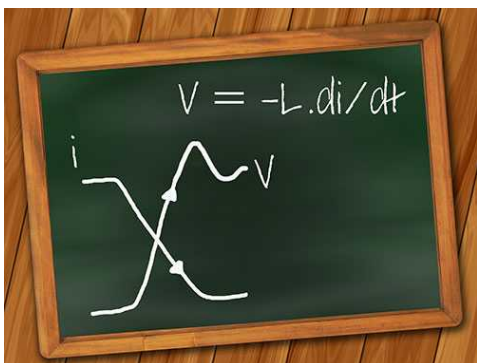
Обратите внимание, что в некоторых случаях для снижения выходного шума может потребоваться включение дополнительного блокировочного конденсатора параллельно диоду D_1 . **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes TL431](#)

Идеальные переключатели создают свои собственные проблемы

UnitedSiC



Спросите разработчика преобразователя энергии, чего он хочет от полупроводникового переключателя, и ответ может быть примерно таким: «Низкое сопротивление открытого ключа, большое сопротивление в закрытом состоянии и максимально быстрый переход между двумя состояниями». Идея, конечно, в том, что упрощенно это дает низкое рассеивание мощности. SiC полевые транзисторы близки к этому идеалу: сопротивление их открытого канала в классе 750-вольтовых приборов теперь составляет менее 6 мОм, а скорости нарастания находятся в наносекундной области, что обещают показатели КПД не менее 99.5% для преобразователей и инверторов с выходной мощностью в диапазоне нескольких кВт.

Немного подумав, разработчик еще добавит несколько «чуть не забыл», таких как простота управления затвором, высокое допустимое напряжение, эффективная работа в третьем квадранте, высокая энергия лавинного пробоя и устойчивость к короткому замыканию, низкое тепловое сопротивление, низкая стоимость системы и, возможно, еще что-нибудь. К счастью, SiC полевые транзисторы обладают всеми этими базовыми характеристиками, а показатели качества являются лучшими в своем классе.

Итак, у нас есть счастливый разработчик, пока он не отправит SiC полевой транзистор в макетную плату с максимальными скоростями фронтов и мгновенно не увидит дым. «Напряжение питания было значительно ниже максимального, а нагрузка была совсем легкой!» Но с какой индуктивностью соединений и подключений? Феноменальная скорость нарастания фронта тока 3000 А/мкс при индуктивности всего 100 нГн вызвала скачок напряжения в 300 В в полном соответствии со знакомой нам формулой

$$V = L \frac{di}{dt},$$

перегрузив коммутатор и спровоцировав высокочастотный звон длительностью в микросекунды, который до того, как SiC транзистор сдался, на короткий период уничтожил местный радиоприем.

Теперь нам понятно, что если мы не будем стремиться к нулевой индуктивности соединений или сильно превысим номинальное напряжение коммутатора и не обеспечим хорошую фильтрацию электромагнитных помех, потребуются контроль крутизны фронтов и подавление звона. Традиционным способом ограничения бросков напряжения является добавление последовательного сопротивления затвора $R_{G(OFF)}$ (для режима выключения), но это создает свои проблемы, добавляя задержку к сигналам, которая ограничивает коэффициент заполнения и возможности работы на высоких частотах, — одно из основных преимуществ переключателей на основе широкозонных полупроводников. Затворный резистор также существенно увеличивает потери переключения и мало влияет на звон.

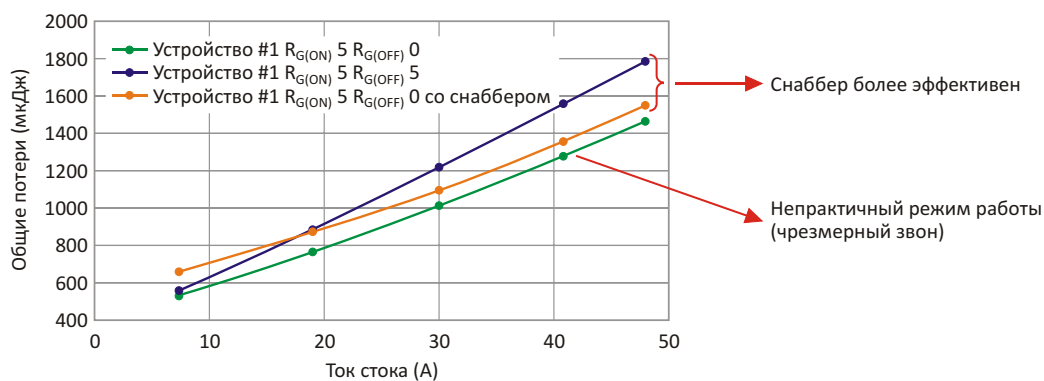


Рисунок 1. Зависимость общих потерь от тока стока.

Лучшим решением является простой RC снаббер. Вас может смутить идея громоздкой и горячей резисторно-конденсаторной цепи, обычно необходимой для IGBT, но для SiC полевых транзисторов все по-другому. Он используется в основном для подавления резонанса, обусловленного индуктивностью соединений и емкостью устройства, которая для SiC полевых транзисторов чрезвычайно низка. Это означает, что все, что обычно требуется для демпфирования – это последовательное сопротивление в несколько Ом и емкость порядка 200 пФ (в 2 или 3 раза больше, чем $C_{OSS(ER)}$ – эквивалентная выходная емкость в режиме жесткой коммутации). Некоторая мощность рассеивается на снабберном резисторе, но цепь уменьшает перекрытие между напряжением выключения и током, как в приложениях с жесткой, так и с мягкой коммутацией, поэтому потери при этом переходе фактически меньше.

Демпфер рассеивает небольшую мощность и при включении, поэтому для полной картины следует учитывать общие потери, возникающие как при выключении, так и при включении. На Рисунке 1 показана зависимость общих потерь от тока стока при номиналах затворных резисторов, рекомендованных для сопротивления открытого канала 40 мОм. Синяя кривая соответствует отсутствию снаббера при одинаковых сопротивлениях затворных резисторов $R_{G(ON)}$ (для режи-

ма включения) и $R_{G(OFF)}$, равных 5 Ом. Оранжевая кривая иллюстрирует случай, когда $R_{G(ON)} = 0$, $R_{G(OFF)} = 5$ Ом и используется снабберная цепочка 200 пФ/10 Ом. При выходном токе 40 А выгода от использования снаббера очевидна: при работе на частоте 40 кГц рассеиваемая мощность уменьшается примерно на 10.9 Вт. При небольших нагрузках ситуация обратная, но рассеивание мощности на этих уровнях низкое.

Снаббер – отличное решение, но уместны ли такие накладные расходы? Если оценить энергию, поглощаемую снабберным резистором, в типичном приложении она может составить порядка 120 мкДж за период, что при частоте 40 кГц соответствует потерям более 5 Вт. Однако тесты показывают, что большая часть энергии рассеивается не в снабберном резисторе, а в канале SiC транзистора во время прохождения линейной области его характеристики при включении. Поэтому для снаббера обычно достаточно резистора мощностью 1 Вт, который при таком уровне мощности вполне может быть компонентом для поверхностного монтажа. Конденсатор нужен небольшой.

Теперь разработчик может с радостью поставить еще одну птичку в своем списке пожеланий к идеальному коммутатору: устройство, которое можно легко и дешево приручить, чтобы уменьшить выбросы и звон без ущерба для других преимуществ. **PL**

Источник постоянного тока улучшает компенсацию наклона пилы в импульсных источниках питания

Claude Abraham

Electronic Design

Импульсным источникам питания, в которых используется управление по пиковому току дросселя, требуется пилообразный сигнал для компенсации скорости нарастания (наклона) тока во внутреннем контуре управления. Компенсация наклона обеспечивает устойчивость контура обратной связи по току, в котором без компенсации и при работе в режиме непрерывной проводимости с коэффициентами заполнения, близкими или превышающими 50%, возникали бы субгармонические колебания. Кроме того, контролируемым параметром является среднее значение тока дросселя, которое напрямую связано с током нагрузки, поскольку выходной конденсатор должен иметь нулевой средний ток.

При использовании режима управления по пиковому току (peak current-mode control, PCMC) разность между пиковым и средним значениями тока дросселя является ошибкой, которая должна быть скорректирована. Компенсация наклона исправляет эту ошибку.

Компенсация наклона реализуется путем суммирования периодического пилообразного напряжения с измеряемым сигналом тока. Одним из способов формирования пилообразного напряжения является использование сигнала RC-генератора управляющей микросхемы [1, 2]. Выходной сигнал генератора

обычно буферизуется эмиттерным повторителем и подается на резистор, на котором пилообразное напряжение генератора суммируется с измеряемым токовым сигналом, подаваемым на другой резистор. Сумма напряжений поступает на токоизмерительный вход ISNS управляющей микросхемы.

Однако этот метод нагружает генератор и вносит помехи, которые могут приводить к ложным запускам схемы управления широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). В указаниях по применению некоторых производителей микросхем управления питанием предписывают не нагружать генератор даже буферным эмиттерным повторителем [3, 4].

Рекомендуемый способ получения пилообразного напряжения – интегрирование сигнала, управляющего затвором MOSFET, с помощью RC-цепи. Выходной сигнал драйвера затвора представляет собой последовательность прямоугольных импульсов с размахом от 0 до 10 В. При правильном выборе номиналов R и C эти импульсы интегрируются, формируя пилообразный сигнал. Когда уровень импульса становится низким, диод разряжает конденсатор, и пилообразное напряжение возвращается практически к нулю.

Этот метод вполне эффективен, но если входное напряжение импульсного источника питания меняется в значительных пределах,

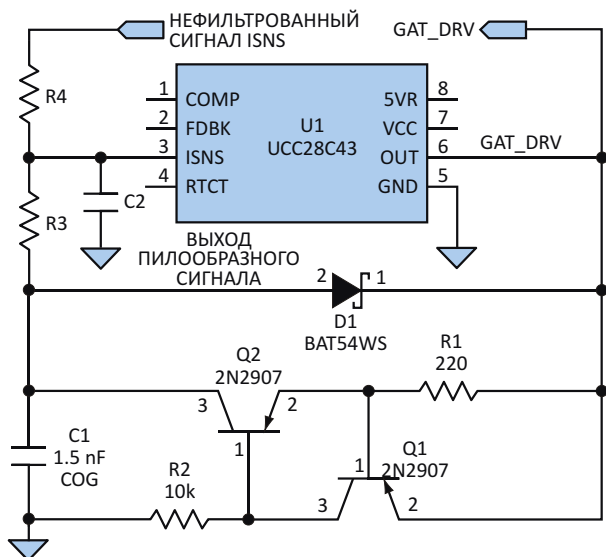


Рисунок 1. Добавление к выводу драйвера затвора простого источника постоянного тока для корректора наклона пилы улучшает стабильность и точность импульсного источника питания.

возникает проблема. Это приводит к перекompенсации и фактически увеличивает рас-

хождение между измеряемыми значениями пикового и среднего тока.

Схема на Рисунке 1 формирует пилообразный сигнал, крутизна которого не зависит от входного напряжения. Это делается путем зарядки конденсатора от источника постоянного тока, использующего вывод ШИМ драйвера затвора управляющей микросхемы (вывод 6, OUT) в качестве входа. Предположим, что минимальное входное напряжение импульсного источника питания (вывод 7 микросхемы U1, подключение которого опущено для упрощения) равно 9 В. При высоком уровне импульса, составляющем порядка 7.5 – 8.0 В, цепочка R1-Q1-Q2-R2 образует источник постоянного тока, заряжающий конденсатор C1. При R1 = 220 Ом (и напряжении база-эмиттер 0.65 В) ток равен примерно 2.95 мА. В течение времени t этот постоянный ток будет заряжать конденсатор C1 до напряжения, определяемого следующими формулами:

$$Q = C V I t$$



LED-ДРАЙВЕРЫ XLG

Решения меняются –
драйвер остается!

- ◆ Режим стабилизации мощности (CP)
- ◆ Димминг (3-в-1)
- ◆ Входное напряжение 100...305 В AC
- ◆ Каскад коррекции мощности
- ◆ Защита от МИП 4/6 кВ (2/4 кВ для XLG-20)

или

$$V = \frac{I \cdot t}{C},$$

и наклон пилы будет равен

$$\frac{V}{t} = \frac{I}{C}.$$

Таким образом, для рассматриваемого примера схемы наклон равен

$$\frac{2.95 \text{ мА}}{1.5 \text{ нФ}} = 1.97 \text{ В/мкс.}$$

Для периода переключения 3.0 мкс (333 кГц) и коэффициента заполнения, равного 2/3, время активного состояния импульсов ШИМ равно 2.0 мкс. Поэтому пиковый уровень компенсирующего пилообразного сигнала равен 3.94 В.

В паузах между импульсами диод D1 открывается и разряжает конденсатор C1 до напряжения, близкого к нулю. Номиналы R1 и C1 следует выбирать такими, чтобы пиковое напряжение пилообразного сигнала оставалось меньше минимального входного напряжения, которое в данном случае составляет 9.0 В. Кроме того, номиналы R3 и C1 должны быть выбраны так, чтобы R3 не нагружал конденсатор C1.

При максимальном входном напряжении 16.0 В наклон пилы по-прежнему составляет 1.97 В/мкс, что было бы невозможно при использовании RC-цепочки. Пилообразный сигнал подается на резистор R3, а нефильтрованный измеренный сигнал ISNS_UNFLTRD – на резистор R4. Сумма этих двух сигналов поступает на токоизмерительный вход ISNS (вывод 3) управляющей микросхемы. Форма и

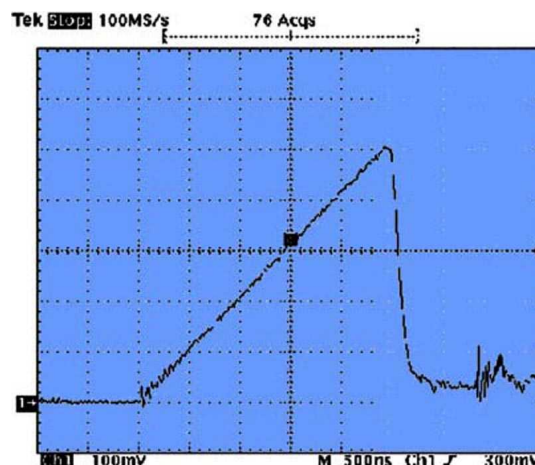


Рисунок 2. Измерение пилообразного сигнала, формируемого схемой на Рисунке 1, показывает, что изменение входного напряжения от 9 до 16 В не влияет на форму и амплитуду сигнала.

амплитуда сигнала, показанного на Рисунке 2, не меняются при изменении входного напряжения от 9 до 16 В. **РЛ**

Ссылки

1. The UCC38C42 Family Of High-Speed, BiCMOS Current Mode PWM Controllers – Application Note; Bill Andreyckak, Texas Instruments, SLUA-257, Feb. 2002
2. Practical Considerations In Current-Mode Power Supplies; Bill Andreyckak, Texas Instruments, 2001
3. Ramp Compensation for the NCP1200, AND8029/D; Christophe Basso, On Semiconductor, March 2001, Rev. 1
4. Single CS3842A Provides Control for 500-W/200-kHz Current-Mode Power Supply; CS3842AN/D, On Semiconductor, April 2001, Rev. 1

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments UCC28C43P](#)
2. [Datasheet CDIL 2N2907](#)
3. [Datasheet Diodes BAT54](#)

Двуполярный источник питания на основе двух однополярных источников постоянного тока

Bob Zollo

Electronic Design

Использование двух однополярных источников постоянного тока во встречно-последовательном включении – это еще один подход к формированию непрерываемого двуполярного напряжения.

В 2012 году я написал для Electronic Design две статьи, в которых обсуждались несколько методов создания источника мощного сигнала, напряжение которого может быть как положительным, так и отрицательным, с использованием реле переключения

полярности [1] и с использованием биполярных источников питания [2]. В этой статье я представляю третий метод формирования мощного сигнала, основанный на использовании двух источников питания постоянного тока.

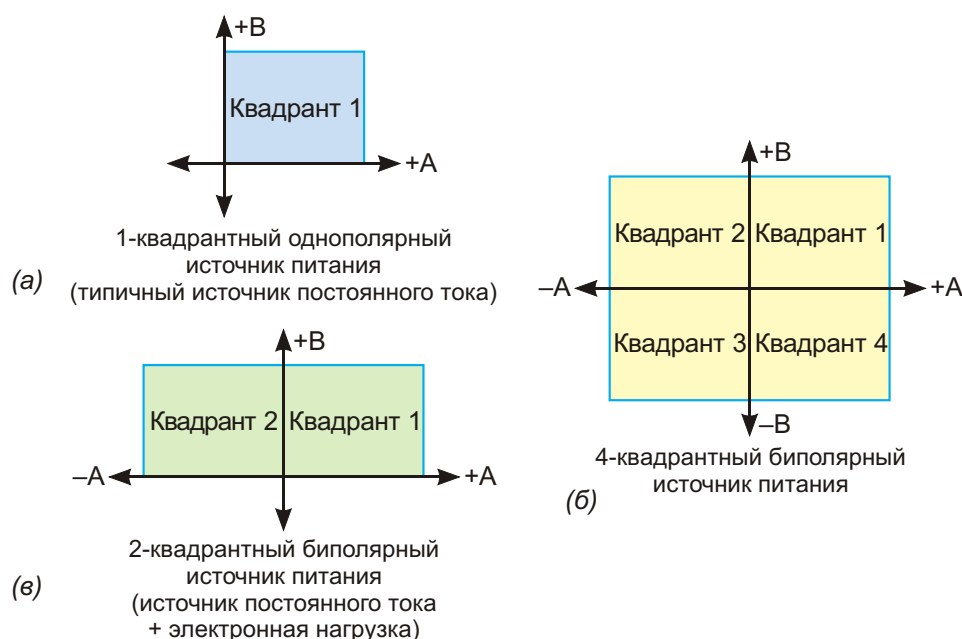


Рисунок 1. Источники питания могут быть сконфигурированы как 1-квadrантный однополярный, 2-квadrантный однополярный и 4-квadrантный двуполярный, чтобы вырабатывать положительное и отрицательное напряжение.

Краткий обзор предыдущих методов

Проще и дешевле всего можно решить эту задачу с помощью 1-квadrантного однополярного источника питания постоянного тока (Рисунок 1а), дополненного реле переключения полярности. Однако использование реле имеет три основных недостатка: прерывание питания во время срабатывания реле, невозможность обеспечить малые положительные и отрицательные напряжения и увеличенная продолжительность теста из-за времени, которое требуется для переключения реле. Кроме того, если приложению требуется большой ток, поиск подходящего реле коммутации полярности может стать проблемой.

Другой способ заключается в использовании биполярного источника питания (Рисунок 1б). Его основная характеристика заключается в том, что одна пара клемм источника может обеспечивать как положительное, так и отрицательное напряжение. Поскольку реле переключения полярности теперь нет, биполярный источник питания может плавно переходить от положительного напряжения через ноль к отрицательному. Он также может стабилизировать ноль вольт или иные очень малые напряжения.

Однако из-за сложности конструкции биполярные источники питания, как правило, значительно дороже, чем их однополярные аналоги. Поскольку для большинства приложений достаточно стандартного однополярного источника питания постоянного тока, большинство производителей не предлагают широкого выбора биполярных источников.

Встречно-последовательное включение для положительного и отрицательного напряжений

Есть еще одна альтернатива. Можно использовать два однополярных источника питания постоянного тока во встречно-последовательном включении (Рисунок 2).

В такой конфигурации основной источник питания должен быть рассчитан на удвоенное максимальное напряжение. Если напряжение должно регулироваться от +20 В до -20 В, основной источник должен быть рассчитан на +40 В. В этой встречно-последовательной конфигурации вторичный источник питания подключен «наоборот» и обеспечивает постоянное отрицательное максимальное напряжение. Следовательно, в данном случае он должен выдавать -20 В.

Вторичный источник должен быть плавающим, чтобы его можно было подключить «затем вперед» как источник отрицательного напряжения. Также обратите внимание, что через вторичный источник питания ток будет течь в обратном направлении. Таким образом, этот источник должен быть плавающим 2-квadrантным однополярным источником постоянного тока (Рисунок 1в), поддерживающим положительный и отрицательный ток, таким как Keysight N6782A или семейство источников APS.

Как можно видеть из Таблицы 1, всю работу выполняет основной источник питания. Напряжение вторичного источника питания оставалось фиксированным на постоянном уровне +20 В, но источника вырабатывал

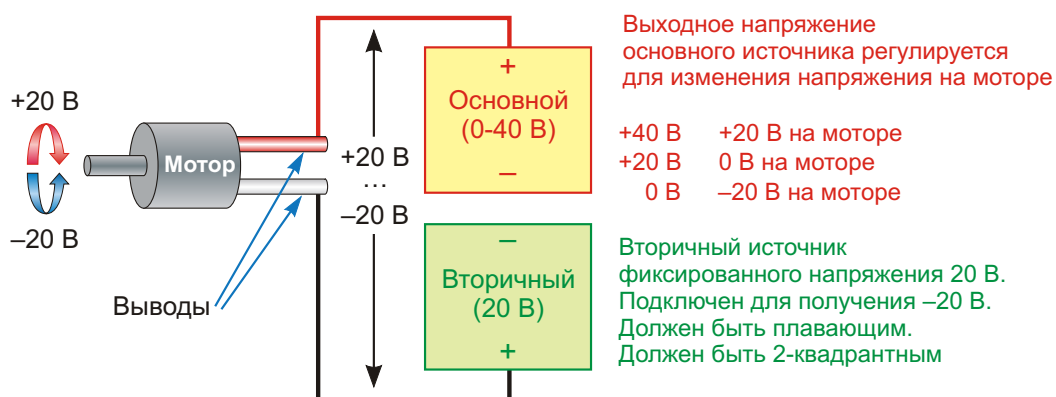


Рисунок 2. Эта встречно-последовательная конфигурация позволяет получать на клеммах двигателя напряжения от +20 до -20 В.

Таблица 1. Установки основного и вторичного источников питания, необходимые для получения положительных и отрицательных напряжений

Напряжение на клеммах	Установка основного источника	Установка вторичного источника
+20 В	+40 В	+20 В
+15 В	+35 В	+20 В
+10 В	+30 В	+20 В
+5 В	+25 В	+20 В
0 В	+20 В	+20 В
-5 В	+15 В	+20 В
-10 В	+10 В	+20 В
-15 В	+5 В	+20 В
-20 В	0 В	+20 В

-20 В, потому был подключен встречно-последовательно. Для получения на выходных клеммах изменяющегося сигнала положительной и отрицательной полярности требуется управлять только основным источником питания, что упрощает программирование. Используя быстродействующий источник постоянного тока в качестве основного, можно генерировать мощные сигналы частотой до нескольких килогерц.

Это решение может применяться для питания любых устройств, которые потребляют положительную мощность (т. е. само устройство не является источником питания), но

нуждаются в положительном и отрицательном напряжении. Например, мне нужно было запитать двигатель, используемый в приложении тактильной обратной связи для игровой приставки, где двигатель был подключен к рулевому колесу в автомобильном тренажере. При подаче +20 В двигатель вращался по часовой стрелке. При подаче -20 В двигатель вращался против часовой стрелки. Таким образом, быстро изменяя управляющее напряжение двигателя от +20 до -20 В, мы могли поворачивать руль и обеспечивать игроку обратную связь, такую как сопротивление повороту руля или неровностям дороги.

Несмотря на то, что общая стоимость оборудования для этой встречно-последовательной конфигурации вдвое превышает стоимость одиночного источника питания, такое решение все же будет дешевле, чем одиночный биполярный источник той же номинальной мощности. В отличие от источника питания с реле переключения полярности, встречно-последовательная конфигурация не будет прерывать питание при переключении сигнала с положительного на отрицательный. **РП**

Ссылки

1. [Turn Positive Voltages Negative with Relays](#)
2. [Bipolar Power Supplies Run the Gamut](#)

Комбинированные стабилизаторы напряжения



Басков М. П.

М. П. Басков, Москва

Применение регулируемых интегральных линейных стабилизаторов напряжения, например LM317T, в блоках питания, имеющих широкий диапазон выходного напряжения, например от 1.5 В до 30 В, связано с трудностью, а зачастую и невозможностью обеспечить максимально допустимое паспортное значение тока в нагрузке 1.5 А в нижнем участке диапазона. Чтобы обеспечить ток в нагрузке 1.5 А, разность между входным и выходным напряжением для LM317T должна составлять не менее 3.5 В без учета пульсаций выпрямленного напряжения. Таким образом, минимальное входное напряжение должно составлять не менее 34 В.

При выходном напряжении 5 В и токе 1.5 А на регулирующем элементе стабилизатора должна рассеиваться мощность $(34 В - 4 В) \times 1.5 А = 45 Вт!$ Жизнь LM317T в этом режиме будет яркой, но недолгой.

В рамках этой статьи мы попытаемся найти простые схемотехнические решения для обеспечения работы линейных интегральных стабилизаторов в широком диапазоне выходных напряжений с током нагрузки до 1.5 А без применения громоздких радиаторов и достижения экстремальных температур кристалла.

Для того чтобы обеспечить оптимальную работу линейного стабилизатора во всем диапазоне допустимых выходных напряжений и токов, необходимо поддерживать примерное постоянство разности входных и

выходных напряжений. При этом мощность, рассеиваемая регулирующим элементом, будет минимально возможной.

Так для LM317T при токе в нагрузке 1.5 А минимально возможная рассеиваемая мощность составит $4 В \times 1.5 А = 6 Вт$. Наша задача будет заключаться в том, чтобы обеспечить примерно такую рассеиваемую мощность в диапазоне выходных напряжений от 1.5 В до 25 В при токе 1.5 А.

Примечание. Не все попате микросхемы LM317T способны работать при входном напряжении выше 30 В, поэтому автор при написании этой статьи решил ограничить выходное напряжение максимумом в 25 В. Если читатель располагает оригинальными микросхемами, выходное напряжение можно поднять до паспортных значений.

Для решения этой задачи мы используем комбинированные стабилизаторы, реализующие последовательное включение импульсного и линейного стабилизаторов.

Импульсный стабилизатор предназначен для эффективного подавления пульсаций питающего выпрямленного напряжения и формирования выходного напряжения, обеспечивающего минимальную мощность рассеяния на линейном стабилизаторе.

То есть выходное напряжение импульсного стабилизатора должно превышать выходное напряжение линейного стабилизатора на фиксированную величину.

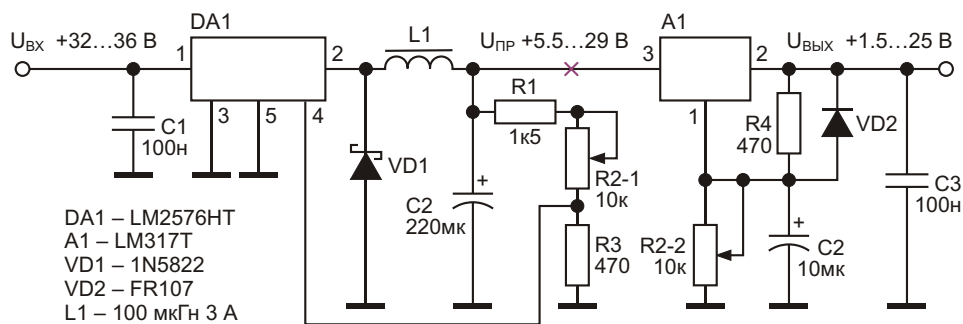


Рисунок 1. Комбинированный стабилизатор на микросхемах LM2576 (LM2596) и LM317T с использованием сдвоенного переменного резистора.

Переходим к практической реализации комбинированных стабилизаторов.

Первый вариант построения комбинированного стабилизатора на микросхемах LM2576 (LM2596) и LM317T изображен на Рисунке 1 и заключается в использовании сдвоенного переменного резистора, синхронно меняющего выходные напряжения импульсного и линейного стабилизаторов с обеспечением необходимой разности между этими напряжениями.

На Рисунке 1 мы видим, что схема комбинированного стабилизатора содержит очень мало компонентов, самым дефицитным из которых является качественный сдвоенный переменный резистор R2 с номиналом 10 кОм. При указанных номиналах резисторов R1 и R3 импульсный стабилизатор DA1 формирует необходимый уровень напряжения для обеспечения минимума потерь на линейном стабилизаторе A1 во всем диапазоне выходных напряжений. На Рисунке 2

приведена осциллограмма синхронного изменения выходных напряжений импульсного и линейного стабилизаторов с соблюдением необходимого интервала между ними.

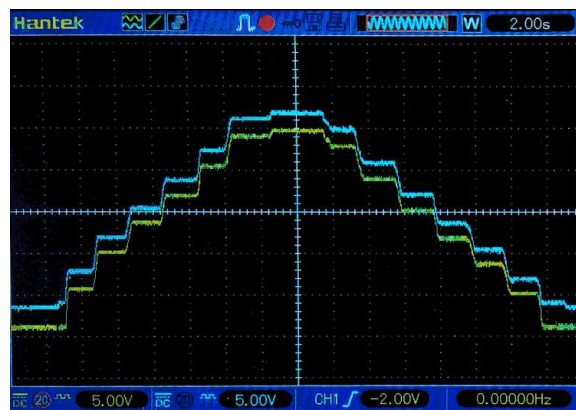


Рисунок 2. Осциллограмма синхронного изменения выходных напряжений импульсного и линейного стабилизаторов. Ток нагрузки в точке максимума 1.45 А.

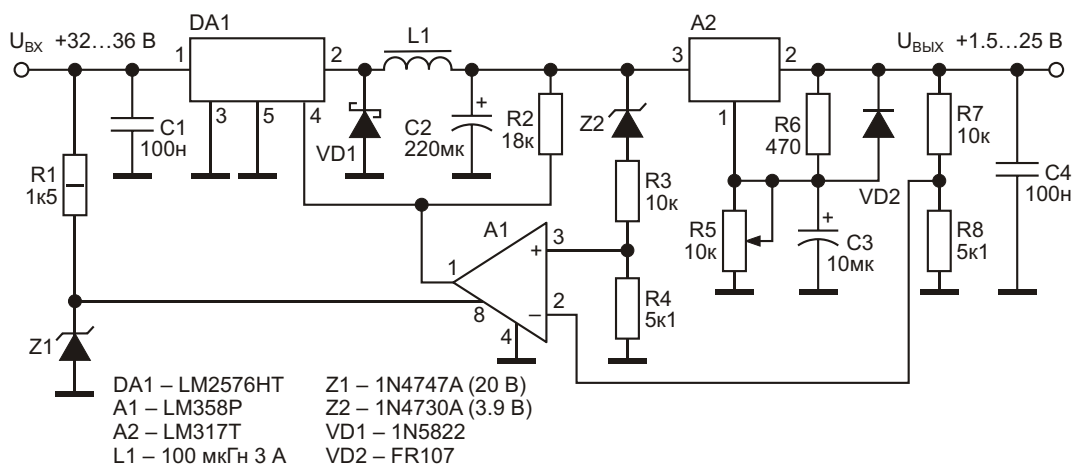


Рисунок 3. Комбинированный стабилизатор на микросхемах LM2576 (LM2596) и LM317T с одним переменным резистором.

Мы предполагаем, что читатель знаком с работой интегральных стабилизаторов LM2576 (LM2596) и LM317, поэтому переходим к рассмотрению следующего варианта построения комбинированного стабилизатора.

На Рисунке 3 изображен комбинированный стабилизатор, использующий для регулировки выходного напряжения только один переменный резистор.

Операционный усилитель А1 типа LM358Р используется для поддержания необходимой разности между входным и выходным напряжением линейного стабилизатора А2. Эта разность обеспечивается стабилитроном Z2. Питание А1 обеспечивает параметрический стабилизатор, так как входное напряжение комбинированного стабилизатора может превышать максимально допустимое для LM358Р. Второй усилитель в данной схеме не задействован, но может быть использован в любых сервисных целях.

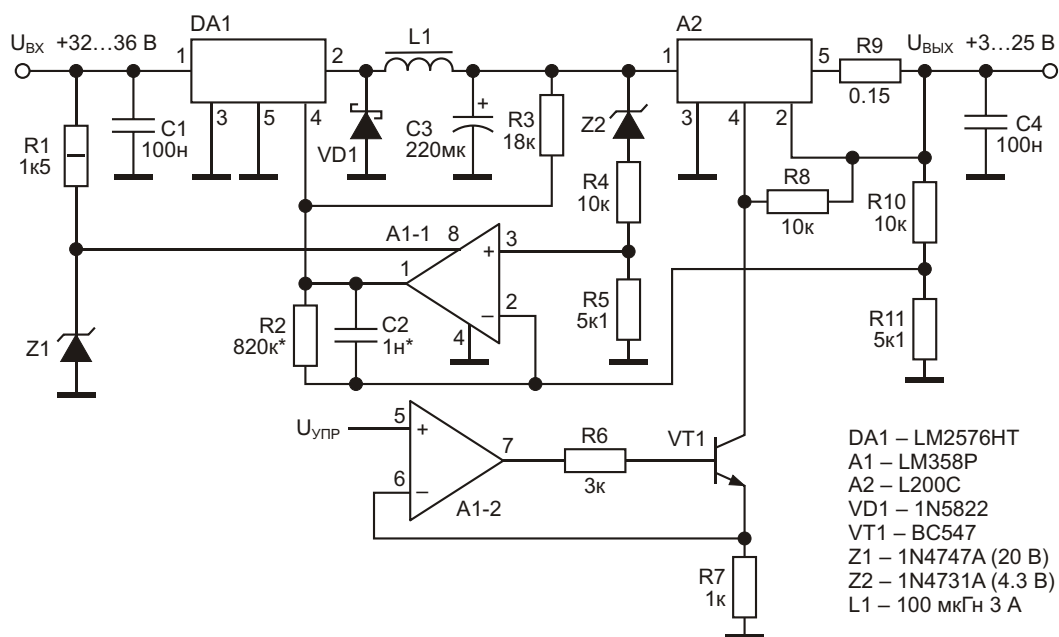
Примечание. При использовании в качестве линейного стабилизатора микросхемы LM317Т автор настоятельно рекомендует использовать дополнительные методы защиты от перегрузки или короткого замыкания выхода. Рассчитывать на декларируемую защиту от перегрева и короткого замыкания не следует, поскольку у попате микросхем она практически не работает.

Рассмотрим еще один вариант построения комбинированного стабилизатора. В нем используются микросхемы интегральных стабилизаторов LM2576 (LM2596) и L200С, которые идеально подходят для совместной работы в комбинированных стабилизаторах по двум причинам:

- У обеих микросхем подложка соединена с общим проводом, что позволяет разместить их на общем радиаторе без изолирующих прокладок, благодаря чему резко уменьшается тепловое сопротивление «подложка – радиатор» и уровень индуктивных помех.
- У обеих микросхем резистор, регулирующий выходное напряжение, находится в верхнем плече, что позволяет строить идентичные по принципу работы схемы управления выходным напряжением.

На Рисунке 4 представлена принципиальная схема комбинированного стабилизатора на микросхемах LM2576 (LM2596) и L200С с существенным расширением функционала.

Принцип формирования входного напряжения для линейного стабилизатора остался неизменным, в то время как для управления выходным напряжением используется внешний источник сигнала, например цифро-аналоговый преобразователь микроконтроллера. Для этой цели в нижнее плечо регуля-



- DA1 – LM2576HT
- A1 – LM358P
- A2 – L200C
- VD1 – 1N5822
- VT1 – BC547
- Z1 – 1N4747A (20 В)
- Z2 – 1N4731A (4.3 В)
- L1 – 100 мкГн 3 А

Рисунок 4. Комбинированный стабилизатор на микросхемах LM2576 (LM2596) и L200С с выходным напряжением, управляемым внешним источником.

тора выходного напряжения линейного стабилизатора включен источник втекающего тока, реализованный на операционном усилителе А1-2 и транзисторе VT1.

Зависимость выходного напряжения от управляющего напряжения с достаточной для практики точностью описывается простейшим линейным уравнением вида:

$$U_{OUT} = k \times U_{CNT} + U_{REF},$$

где:

U_{OUT} – выходное напряжение линейного стабилизатора,

U_{CNT} – управляющее напряжение,

U_{REF} – опорное напряжение линейного стабилизатора,

k – коэффициент пропорциональности между выходным и управляющим напряжением.

При указанных на схеме сопротивлениях резисторов R8 и R7 коэффициент пропорциональности равен 10. То есть, подав на управляющий вход напряжение 1 В, на выходе получим $1 \times 10 + 2.77 = 12.77$ (В).

С целью повышения стабильности преобразования управляющего напряжения в ток, можно в качестве VT1 использовать полевой транзистор, например 2N7000.

Возможность внешнего управления превращает такой комбинированный стабилизатор в мощный усилитель постоянного тока. Внешнее управление позволяет получить на выходе стабилизатора положительное напряжение любой формы. На Рисунке 5 пока-

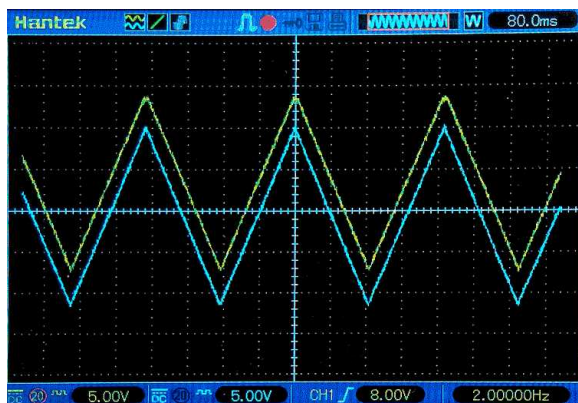


Рисунок 5. Осциллограмма синхронного изменения выходных напряжений импульсного и линейного стабилизаторов при подаче на управляющий вход напряжения треугольной формы. Ток нагрузки в точке максимума 1.45 А.

зан выходной сигнал треугольной формы. По ссылке в конце статьи можно загрузить видео, в котором приводятся и другие формы напряжения на выходе стабилизатора.

Для увеличения устойчивости и улучшения фильтрации помех усилитель А1 охвачен частотно-зависимой обратной связью (R2C2). Резистор R2 уменьшает усиление в петле обратной связи, повышая устойчивость, а конденсатор С2 определяет степень подавления пульсаций. При повторении этого варианта комбинированного стабилизатора величины этих элементов следует подобрать экспериментально для получения наилучших результатов.

Пульсации и шумы на выходе комбинированного стабилизатора полностью определяются компоновкой и качеством монтажа.

При оптимальной компоновке комбинированного стабилизатора пульсации и наведенные шумы на выходе не превышают 10 мВ. На Рисунке 6 приведены осциллограммы пульсаций напряжения на выходе импульсного стабилизатора (верхний луч) и на выходе линейного стабилизатора (нижний луч).

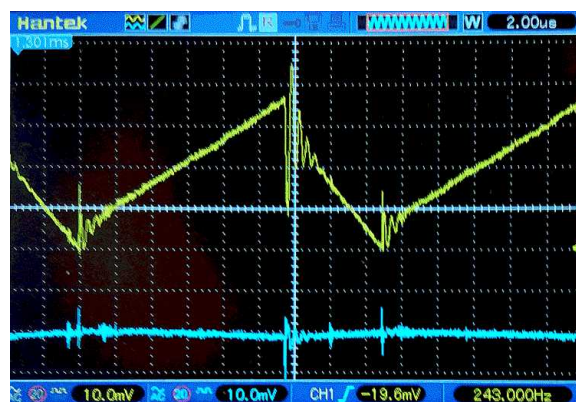


Рисунок 6. Осциллограммы пульсаций напряжения на выходе импульсного стабилизатора (верхний луч) и на выходе линейного стабилизатора (нижний луч). Ток нагрузки 0.75 А.

Осциллограммы снимались на макете, силовая часть которого выполнена навесным монтажом, чем, собственно, и объясняется высокий уровень наведенных на щупы осциллографа помех. При закорачивании щупов на общий провод уровень наведенных помех остается примерно таким же.

Важно! Стабилизатор, выполненный по схеме на Рисунке 4, весьма устойчив при

перегрузке и коротких замыканиях выхода, так как на линейном стабилизаторе поддерживается фиксированное напряжение между входом и выходом. Однако режим стабилизации максимально допустимого тока, определяемого сопротивлением резистора R9 (в нашем случае это 3 А), не является штатным для стабилизатора напряжения и вызовет быстрый перегрев микросхемы A2. Несмотря на встроенную в L200C защиту от перегрева, автор рекомендует использовать дополнительную тепловую защиту в виде биметаллического теплового реле типа KSD-01F 60° в корпусе TO220, установленного на общий радиатор между микросхемами DA1 и A2, контакты которого в случае нагрева радиатора выше 60 °С разрывали бы цепь между общим проводом и управляющим выводом 5 микросхемы DA1, обесточивая таким образом линейный стабилизатор.

Заключение

Все приведенные схемы проверены многолетней практикой использования в конструкциях автора. Некоторые сохранившиеся макеты комбинированных стабилизаторов, протестированных в ходе написания статьи, показаны в прилагаемом видео.

Дополнительным бонусом приведенных выше схем является возможность получения

регулируемого напряжения с выхода импульсного стабилизатора для случаев, когда уровень пульсаций и шумов не имеет особого значения.

Справедливости ради необходимо отметить, что идею формирования фиксированного напряжения на линейном стабилизаторе при помощи стабилитрона автор почерпнул из англоязычной литературы еще в студенческие годы. За давностью лет указать источник не представляется возможным.

Приведенными в статье схемотехническими решениями отнюдь не исчерпываются варианты построения комбинированных стабилизаторов. Внимательное изучение даташитов на различные микросхемы линейных и импульсных стабилизаторов позволит строить разнообразные комбинированные источники питания, в том числе и очень мощные, зарядные устройства и множество других приборов, полезных в лабораторной практике и быту. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics L200](#)
2. [Datasheet Microchip LM2576](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LM317T](#)
4. [Datasheet Texas Instruments LM358P](#)
5. [Datasheet ON Semiconductor 1N5822](#)
6. [Datasheet Won-Top Electronics FR107](#)

Загрузки

Видеодайджест статьи «Комбинированные стабилизаторы напряжения»



[Видео YouTube](#)



[Видео RuTube](#)



Компактный и экономичный импульсный драйвер МОП-транзисторов

José M Espí, Rafael García-Gil, Jaime Castelló

EDN

Трехфазные управляемые выпрямители и инверторы, матричные циклоконвертеры и силовые каскады обычно содержат большое количество мощных транзисторов, каждый со своей собственной схемой управления. Схема на Рисунке 1 управляет емкостным входом силового устройства, такого как MOSFET или IGBT (биполярный транзистор с изолированным затвором), импульсами с любыми коэффициентами заполнения на частотах от 1 до 200 кГц. Один трансформатор обеспечивает гальваническую развязку, и схема потребляет небольшую мощность от

источника питания 15 В первичной стороны. Это устройство, успешно протестированное с использованием нескольких MOSFET и IGBT с входными емкостями до 5 нФ, может быть адаптировано для управления и более сильноточными приборами путем замены транзисторов драйвера и трансформатора связи, а также нескольких пассивных компонентов.

Транзисторы Q_1 и Q_2 через разделительный трансформатор T_1 передают импульсы длительностью примерно 1 мкс на транзисторы Q_3 и Q_4 , которые, в свою очередь, заряжают и разряжают входную емкость затвор-

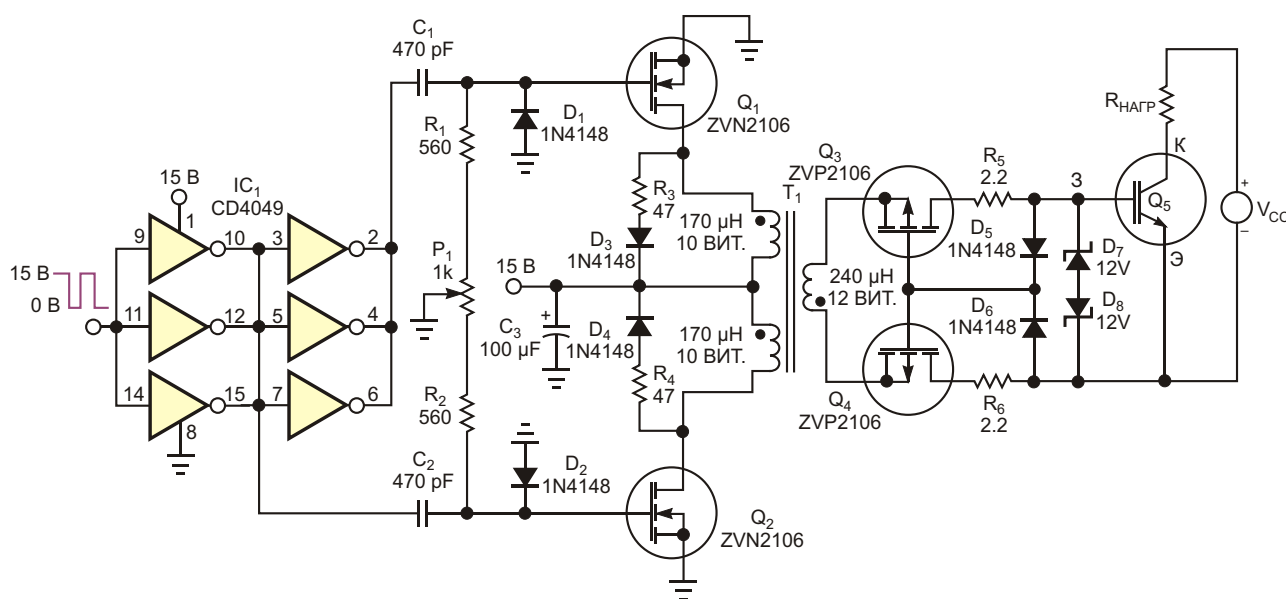


Рисунок 1. Изолированный импульсный драйвер работает с любыми коэффициентами заполнения и потребляет энергию лишь во время процессов заряда и разряда емкости затвора.

исток мощного выходного транзистора Q_5 . Импульс заряда, формируемый транзистором Q_1 , начинается с переднего фронта входного управляющего сигнала, а импульс разряда, формируемый транзистором Q_2 , начинается со спадающего фронта управляющего сигнала. Дифференцирующие цепи, образованные элементами C_1 , R_1 , частью потенциометра P_1 , элементами C_2 , R_2 и оставшейся частью потенциометра P_1 , устанавливают длительности импульсов заряда и разряда. При необходимости регулировкой потенциометра P_1 можно изменять баланс положительных и отрицательных напряжений заряда и разряда, получаемых затвором Q_5 .

Транзисторы Q_3 и Q_4 передают импульсы, соответственно, для заряда или разряда входной емкости транзистора Q_5 , а затем выключаются, образуя высокоимпедансную цепь, шунтирующую входную емкость Q_5 , так что напряжение затвора Q_5 остается неизменным, если не считать медленного разряда из-за небольших токов утечки. Таким образом, схема драйвера потребляет мощность только в течение коротких интервалов времени, когда происходят процессы заряда и разряда емкости затвор-исток.

Когда транзисторы $Q_1 - Q_4$ выключаются, резисторно-диодные пары R_3 , D_3 , и R_4 , D_4 создают пути для тока размагничивания трансформатора T_1 . Хотя большую часть времени они смещены в обратном направлении, диоды D_5 и D_6 образуют амплитудный дискриминатор, сконфигурированный как логическая схема «ИЛИ», чтобы гарантировать, что напряжения на затворах Q_3 и Q_4 никогда не будет меньше напряжения на емкости затвор-исток Q_5 .

Резисторы R_5 и R_6 ограничивают скорости заряда и разряда емкости затвор-исток транзистора Q_5 ; их сопротивления могут меняться в зависимости от входных характеристик транзистора Q_5 . Трансформатор T_1 намотан на сердечнике RM5/I из феррита 3E5 обмоточным проводом диаметром 0.2 мм. Первичная обмотка с отводом от середины имеет 20 витков, а вторичная – 12 витков.

Когда транзистор Q_1 включается, на вторичной обмотке трансформатора T_1 создается положительное напряжение, которое включает р-канальный MOSFET Q_3 и открывает паразитный диод транзистора Q_4 , чтобы

начать зарядку емкости затвор-исток Q_5 . Скорость зарядки определяется в первую очередь сопротивлением открытого канала транзистора Q_3 . Зарядка завершается либо по окончании импульса, либо когда напряжение затвор-исток MOSFET Q_5 приближается к значению, равному разности напряжения на вторичной обмотке T_1 и порогового напряжения затвора транзистора Q_3 .

Затем Q_3 закрывается, позволяя зарядному току упасть до нуля, а заряду емкости достичь максимального положительного значения. Когда транзистор Q_1 закрывается, ток намагничивания трансформатора T_1 уходит через элементы R_3 и D_3 . Напряжение на вторичной обмотке T_1 становится слегка отрицательным, чтобы сбалансировать вольт-секундную характеристику сердечника, вследствие чего паразитный диод транзистора Q_3 немного смещается в прямом направлении (без появления тока), а паразитный диод транзистора Q_4 блокирует разряд емкости затвор-исток Q_5 .

Отрицательное напряжение, приложенное к затвору Q_4 , не может включить транзистор, поскольку прямое напряжение диода D_5 устанавливает напряжение на затворе Q_4 большее, чем на затворе Q_5 . Таким образом, входная емкость Q_5 остается заряженной, а путь ее разряда имеет высокое сопротив-

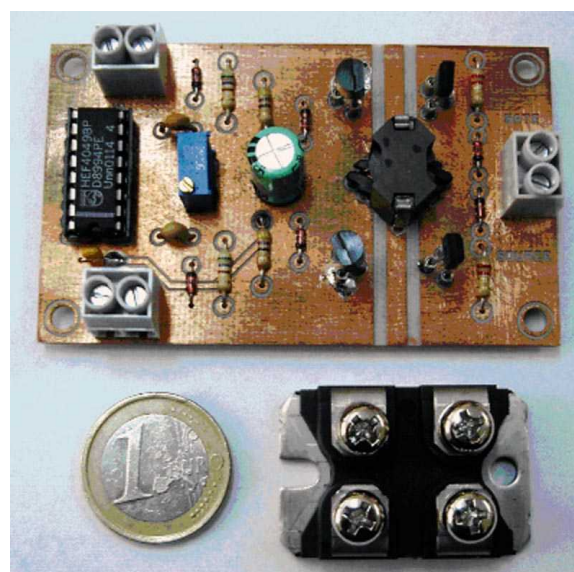


Рисунок 2. Вид сверху прототипа изолированного драйвера затвора показывает, что земляной слой под трансформатором T_1 прерван изолирующим барьером (вверху справа).

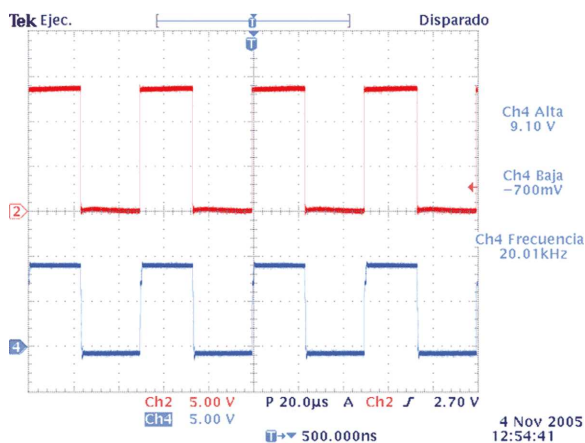


Рисунок 3. На верхней осциллограмме показано управляющее напряжение драйвера, а на нижней осциллограмме показано напряжение затвор-исток IGBT APT40GF120JRD (Q_5) при частоте 20 кГц. Для регулировки высокого и низкого уровней напряжений затвор-исток 9.1 и 20.7 В, соответственно, можно использовать потенциометр P_1 .

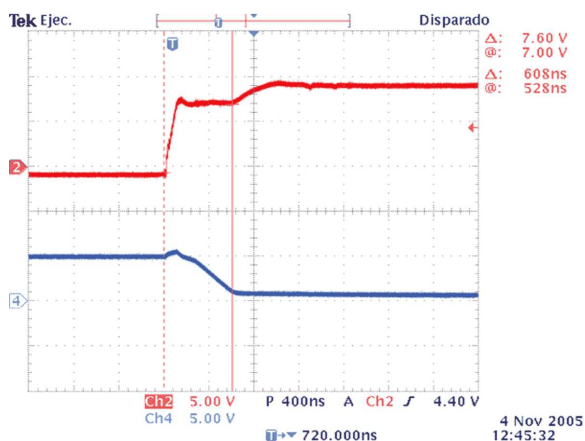


Рисунок 4. На верхней осциллограмме показано напряжение затвор-исток управляемого транзистора, а на нижней – его напряжение коллектор-эмиттер, ослабленное пробником. Нагрузкой транзистора является резистор, подключенный к источнику питания.

ление. Когда Q_2 включается, отрицательное напряжение, которое появляется на вторич-

ной обмотке T_1 , открывает Q_4 и запускает процесс разряда, который заканчивается, когда напряжение исток-затвор Q_4 становится равным его пороговому уровню, или когда заканчивается импульс. Затем Q_4 выключается, и напряжение на емкости затвора Q_5 достигает своего минимального отрицательного значения. Когда Q_2 выключается, ток намагничивания трансформатора T_1 сбрасывается через D_4 и R_4 , паразитный диод транзистора Q_4 открывается, а паразитный диод транзистора Q_3 блокирует напряжение затвор-исток Q_5 . Высокое напряжение на диоде D_6 , приложенное к затворам Q_3 и Q_4 , гарантирует, что напряжение разрядки на вторичной обмотке T_1 не приведет к открыванию Q_3 . Таким образом, все транзисторы остаются выключенными, а затворная емкость Q_5 остается разряженной. При следующем включении транзистора Q_1 последовательность повторяется.

На Рисунке 2 в сравнении с монетой в 1 евро показаны прототип драйвера и силовой транзистор. В транзисторе APT40GF120JRD с емкостью затвор-исток, равной 4 нФ, объединены IGBT и быстросовстнавливающийся диод, рассчитанные на максимальное напряжение 1200 В и ток до 60 А. Транзистор упакован в корпус JEDEC SOT-227 размером примерно 38 мм × 25 мм. На Рисунках 3 и 4 показаны осциллограммы сигналов управления IGBT Q_5 в схеме Рисунок 1 при частоте переключения 20 кГц. Задержка включения равна примерно 600 нс, а общий потребляемый ток составляет 22 мА при потребляемой мощности 0.33 Вт. При управлении транзисторами с меньшей емкостью затвор-исток задержка включения схемы и энергопотребление уменьшаются. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet APT APT40GF120JRD](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4049A](#)
3. [Datasheet Diodes ZVN2106A](#)
4. [Datasheet Diodes ZVP2106A](#)

Резистивная нагрузка для тестирования низковольтных источников переменного тока



М. П. Басков, Москва

Недавно автор столкнулся с необходимостью снять вольтамперные характеристики источника переменного тока с максимальной силой тока около 5 А. Условия эксперимента требовали измерения напряжений от 100 мВ. При этом необходимо было провести несколько серий измерений для контроля динамики процесса, носящего нестационарный характер.

Для обеспечения повторяемости условий измерения было решено использовать в качестве нагрузки набор резисторов соответствующей мощности. Подходящих резисторов под рукой не оказалось; их можно было бы заказать на AliExpress, но это, как минимум, месяц ожидания. И тут, при очередном посещении пункта приема металлолома, на глаза попался набор из трех однотипных проволоч-

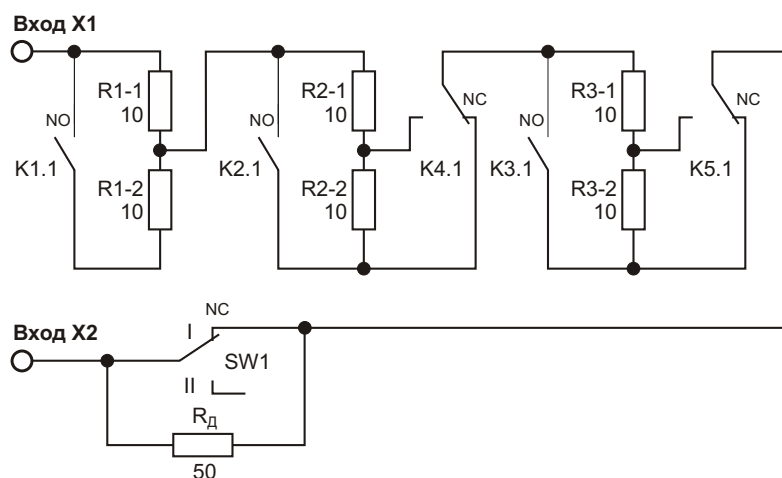


Рисунок 1. Электрическая схема устройства. Исходное положение «I» переключателя SW1 соответствует диапазону сопротивлений 5 – 50 Ом, положение «II» соответствует диапазону сопротивлений 55 – 100 Ом.

R*	K1	K2	K3	K4	K5
50					
45	1				
40				1	
35	1			1	
30				1	1
25	1			1	1
20	1	1		1	1
15	1	1	1	1	1
10	1	1	1	1	
5	1	1	1		

Рисунок 2. Таблица коммутации реле для синтеза резистора с изменяемым сопротивлением. R* – приближенные значения.

ных резисторов на керамических носителях, смонтированных на металлической раме.

Приобретенный за символическую цену, набор резисторов был доставлен в гараж и очищен при помощи лазерной установки,

после чего выглядел очень прилично. Сопротивление каждого из резисторов составляло около 21 Ом. После недолгих размышлений было решено разделить каждый из них пополам при помощи металлического хомута, в результате чего получилось 6 резисторов, сопротивление каждого из которых составляло примерно 10 Ом. Это позволило простыми средствами синтезировать следующий ряд резисторов (в Ом): 50, 45, 40, 35, 30, 25, 20, 15, 10, 5.

Электрическая схема такого синтезатора приведена на Рисунке 1. Добавочный 50-ваттный резистор R_д сопротивлением 50 Ом и тумблер SW1 позволяют расширить набор фиксированных величин сопротивления, добавив второй диапазон от 55 до 100 Ом.

В качестве коммутирующих устройств использованы 4- и 5-контактные автомобильные реле. Питаются реле от внешнего источника напряжением 12 В. На Рисунке 1 поло-

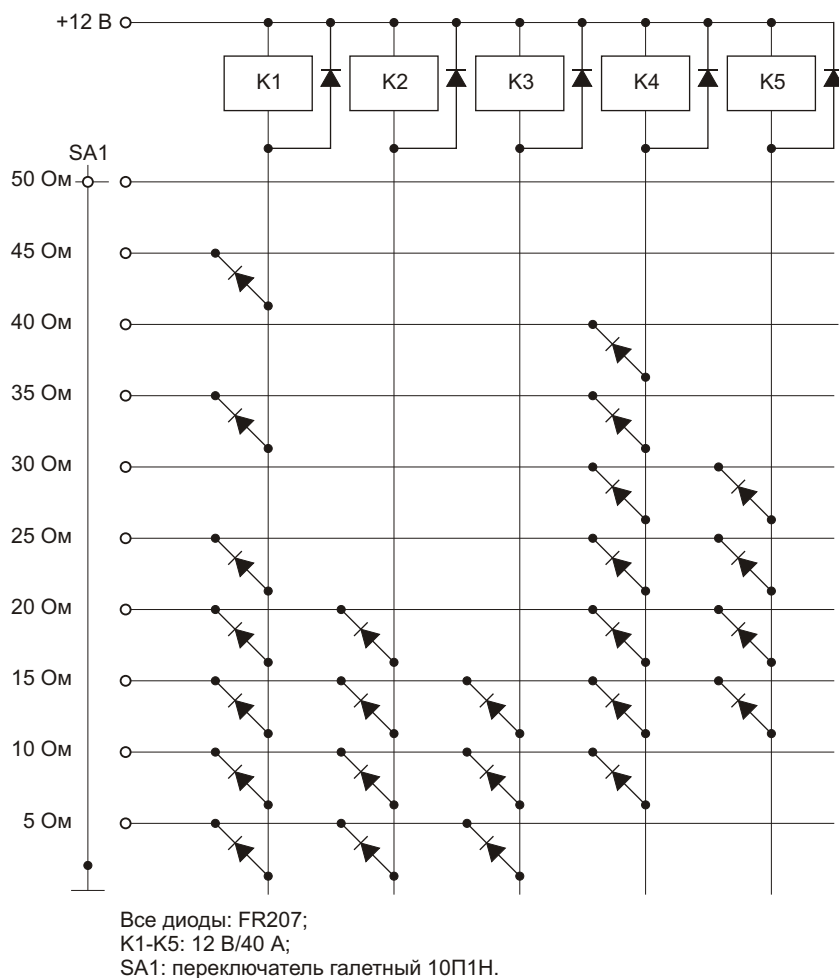


Рисунок 3. Схема управления реле.

жения контактов реле показаны в исходном состоянии устройства – при отсутствии управляющих сигналов.

Таблица коммутации реле приведена на Рисунке 2. Символом «1» обозначены активные состояния реле, пассивные не показаны для облегчения восприятия.

Для управления реле использовалась матрица из имевшихся в наличии диодов FR207. Схема управления реле показана на Рисунке 3.

Данное решение, несмотря на простоту, отсутствие силовых электронных компонентов и возможность тестировать источники переменного тока с напряжением от 0 В, имеет и определенные недостатки, заключающиеся в «дребезге» контактов реле и связанной с этим фактором возможности возникновения кратковременных провалов в момент переключения реле.

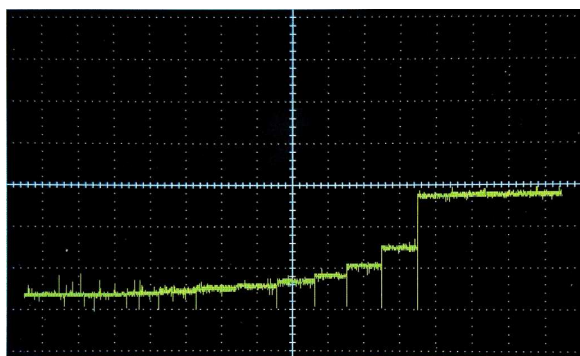


Рисунок 4. Переходные процессы при коммутации реле под нагрузкой. Масштаб по вертикали 100 мВ/дел, по горизонтали 1 с/дел.

Рисунок 4 демонстрирует переходные процессы при изменении сопротивления нагрузки. Сигнал снимался с резистора сопротивле-

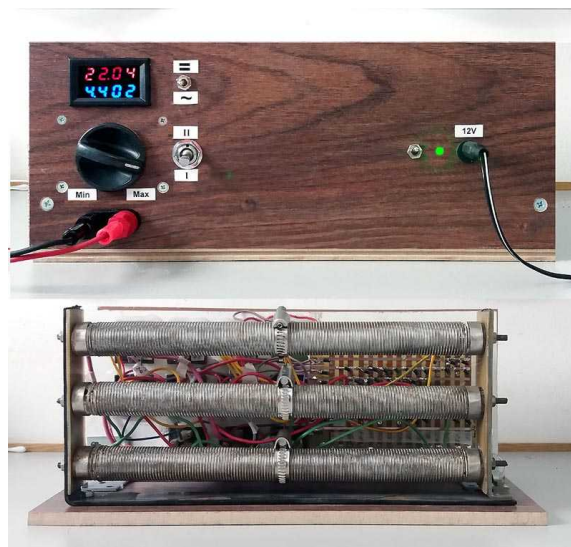


Рисунок 5. Внешний вид устройства. Нагрузка подключена к источнику постоянного тока.

нием 0.1 Ом, включенным последовательно с нагрузкой. Хорошо заметны кратковременные провалы при переключении реле.

Ввиду использования габаритных и тяжелых деталей устройство смонтировано на пластине ламината размером 300 × 150 мм. Для расширения функциональности добавлен DC ампервольтметр и тумблер, отключающий его при тестировании источников переменного тока. Внешний вид устройства со снятым кожухом показан на Рисунке 5.

В заключение хотелось бы остановиться на нескольких практических моментах, связанных с монтажом устройства. Силовые выводы реле, используемые для коммутации резисторов, присоединялись пайкой для исключения соединений с нестабильным переходным сопротивлением. В качестве соединений между силовыми выводами реле и выводами резисторов использовались провода сечением около 3 мм². **РЛ**

Использование светодиода в качестве фотодиода

Raju Baddi

EDN

Простая схема на Рисунке 1, которая может питаться от никель-кадмиевого аккумулятора 3.6 В, позволяет использовать светодиод для обнаружения света. В состоянии покоя схема практически не потребляет энергии. Два светодиода работают как фотодиоды, обнаруживая окружающий свет и реагируя на него. При наличии окружающего света верхний светодиод – маленькое красное устройство в прозрачном корпусе, закрытое черной трубкой, – имеет более высокое эффективное сопротивление, чем нижний большой зеленый светодиод. Поэтому напряжение на входе логического элемента «И-НЕ» меньше его порогового уровня «лог. 1», и уровень напряжения на его выходе высокий. Когда окружающий свет гаснет, падение напряжения на обратносмещенном зеленом светодиоде увеличивается, и уровень выхода логического элемента становится низким.

Детектор света такого типа исключительно энергоэффективен и идеально подходит для батарейных приложений. Выход логического элемента «И-НЕ» можно использовать для управления драйвером светодиода, возбуждателем реле или подключить его к микроконтроллеру.

Схему следует размещать так, чтобы на зеленый светодиод детектора попадало дос-

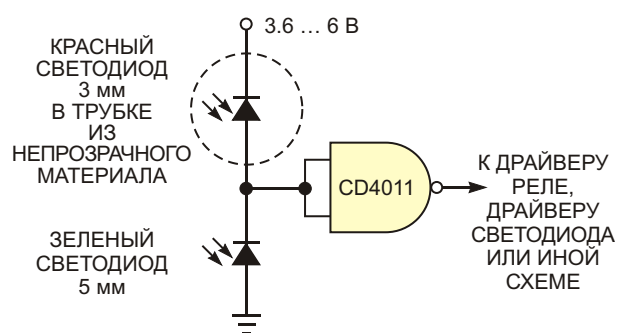


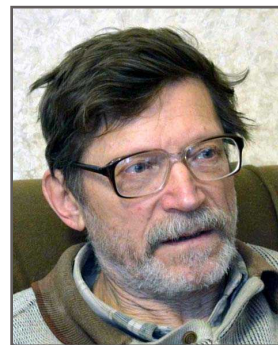
Рисунок 1. Сопротивление светодиода меняется в зависимости от уровня окружающего освещения, меняя напряжение, управляющее логическим элементом.

точное количество света. Это позволит избежать состояния, когда стационарный уровень входного напряжения будет близким к пороговому напряжению «И-НЕ». Мощность, потребляемая логическим элементом «И-НЕ», резко возрастает вблизи порогового напряжения. Когда входное напряжение затвора логического элемента находится на уровне, соответствующем определенному логическому состоянию, потребляемая им мощность чрезвычайно мала. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4011B](#)

Управление температурой керамического нагревателя паяльника



Бабанин В., Красноярский край

Для регулировки мощности нагревателя часто используется метод широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Типовые схемы ШИ модуляторов содержат, как минимум, два операционных усилителя. Известна схема широтно-импульсного модулятора на базе одного ОУ крутизны (Operational transconductance amplifier, ОТА) [1]. Эти компоненты сравнительно дороги и практически не используются в паяльной технике и любительских конструкциях.

Известно использование обычного ОУ в данной схеме ШИМ [2], стоимость и доступность которого не оставляют надежды на широкое применение. Кстати, советуем посмотреть эту публикацию и позволить автору

не упражняться в словесности, объясняя принцип.

В данной схеме при соответствующем включении можно применить доступный и недорогой ОУ. На примере управления температурой покажем, как можно упростить контроллер нагревателя паяльника (Рисунок 1).

Схема предназначена для работы с керамическим нагревателем паяльника типа А1321 (24 В, 50 Вт) с РТС (Positive Temperature Coefficient) терморезистором. Такие паяльники сейчас самые доступные и недорогие. Элементы нагревателя указаны как R_t и R_h (терморезистор и нагреватель). С указанными номиналами контроллер регулирует и стабилизирует температуру жала

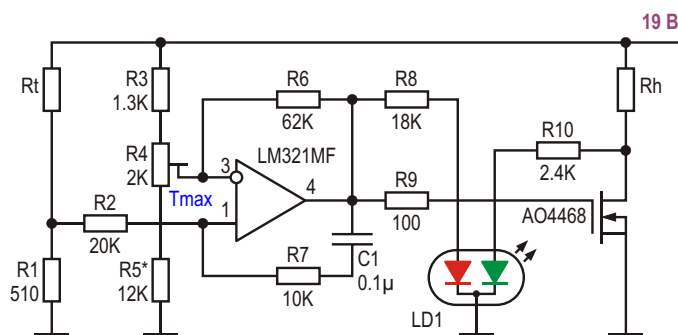


Рисунок 1. Схема контроллера паяльника.

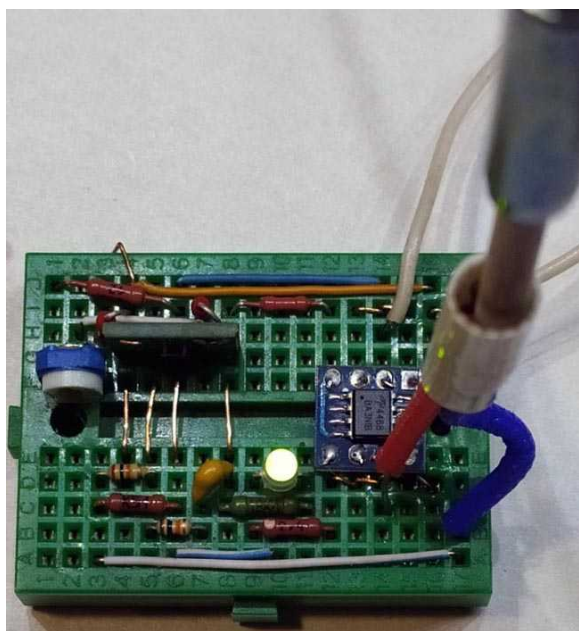


Рисунок 2. Прототип контроллера паяльника на бесплаечной макетной плате.

паяльника в диапазоне 70-430 °С при напряжении питания 19 В. Время выхода на режим стабилизации около 90 с. Устойчиво работает от 6 до 24 В, не требует стабилизированного питания. Двухцветный светодиод прекрасно информирует о режимах работы.

Полевой транзистор любой, с током стока не менее 10 А, так как при «холодном старте» ток нагревателя может достигать 5 А. При напряжении питания выше 20 В потребуются защита затвор полевого транзистора стабилитроном на 20 В. Резистор R1 должен

рассеивать не менее $\frac{1}{4}$ Вт. Если встроить контроллер в ручку, можно обойтись двухпроводным подключением паяльника к блоку питания. Внешний вид макета контроллера показан на Рисунке 2.

Настройка заключается в переводе регулятора в нижнее по схеме положение и подбор R5 под максимальную температуру. В верхнем положении регулятор выключает нагрев. Немного увеличив номинал R3, можно поднять нижнюю границу температуры и «растянуть» шкалу градуировки. Возможно придется подобрать R8/R10 по своему предпочтению. Максимальная потребляемая мощность в установившемся режиме около 16 Вт.

Несколько «вредных» советов напоследок. Увеличив емкость до 1 мкФ, дальтоники приобретут комфорт. Включив вместо полевого транзистора оптопару, можно управлять нагревателем на 220 В (тип нагревателя А1324). Взяв подходящие РТС термистор и нагреватель, можно получить термостат нужных размеров. **РЛ**

Ссылки

1. [Voltage Mode Pulse Width Modulator Using Single Operational Transresistance Amplifier](#)
2. David Dowe. [Визуальный тестер напряжения на одном ОУ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM321](#)
2. [Datasheet Alpha & Omega AO4468](#)

Аналоговый контроллер паяльной станции

Бабанин В., Красноярский край

Есть много схем контроллеров паяльных станций, однако абсолютно все замыкают петлю обратной связи по температуре, используя терморезистор нагревателя паяльника. Характеристики паяльной станции можно улучшить, а схему сделать проще, если в цепь обратной связи включить и нагреватель.

При изготовлении керамического нагревательного элемента паяльника (для примера возьмем А1321 – 24 В/50 Вт) терморезистор и нагреватель формируют в едином технологическом цикле. Можно предположить, что температурные коэффициенты их тоже одинаковы. Прямое измерение подтверждает это.

Предлагается усовершенствованный вариант известной схемы контроллера на двух компараторах (Рисунок 1). В цепь обратной связи последовательно включены нагреватель (Rh) и терморезистор (Rt). Сопротивление Rh составляет приблизительно 10% от Rt и не должно, вроде, сильно влиять на порог переключения компаратора. Но это только на первый взгляд. При включении нагреватель нагревается до вишневого цвета, а это свидетельствует о его температуре, приближающейся к 800 °С, а может и выше. При этом сопротивление может превышать начальное в 4-5 раз, т.е. уже составлять около 20% от общего. Терморезистор, расположенный на удалении и находящийся в контакте с более холодным наконечником жала паяльника, нагрет гораздо меньше.

Элементарный вывод заключается в том, что нагреватель как термодатчик вносит достаточный вклад в общую картину, особенно при работе паяльника на высоких температурах. Косвенным свидетельством служит и тот факт, что время выхода на рубеж 360 °С при «холодном» старте в предложенной схеме больше почти на 10 с и составляет 60 с. При желании это просто проверить, подключив верхний по схеме вывод Rt к плюсовой шине. Чем сильнее нагрев, тем раньше его отключает схема, сохраняя при этом установленную температуру жала. Не стоит забывать, что из-за пространственного разнесения датчика и нагревателя неизбежна временная задержка в петле обратной связи, за которую

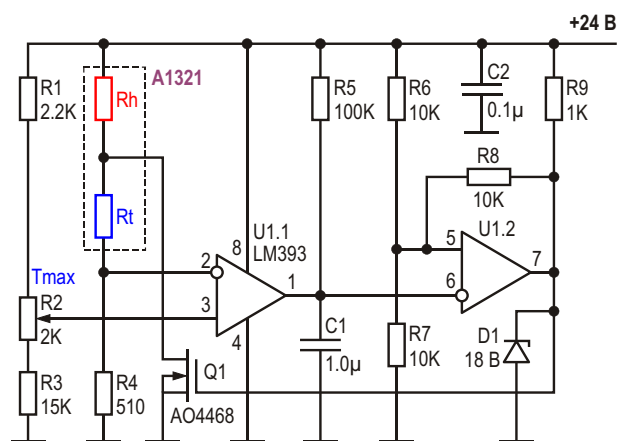


Рисунок 1. Схема аналогового контроллера паяльника.



Рисунок 2. Прототип контроллера паяльника на бесплаечной макетной плате.

температура последнего значительно превышает рабочую к моменту срабатывания компа-

ратора. Возможно, предложенное решение, помимо своей элегантности, ограничивая максимальную температуру нагревательного элемента, продлит срок службы паяльника, незначительно «притупив» время реакции.

При указанных номиналах контроллер позволяет регулировать и стабилизировать температуру жала паяльника с точностью ± 2 °C в диапазоне от 150 до 450 °C. Регулирующая характеристика потенциометра R2 должна быть линейной. Номинальная мощность рассеивания резистора R4 – не менее 0.25 Вт. Схема работоспособна в широком диапазоне питающих напряжений при условии корректировки номиналов резисторов R1-R4. Для индикации режима параллельно нагревателю можно включить синий светодиод. Внешний вид макета контроллера показан на Рисунке 2. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM393](#)
2. [Datasheet Alpha & Omega AO4468](#)

Инструментальный усилитель обеспечивает высокий CMRR при низком напряжении питания

Dobromir Dobrev

EDN

Схемы, питающиеся от современных батарей с напряжением от 3 до 3.6 В, должны эффективно работать при низком напряжении. В этой статье предлагается конструкция инструментального усилителя со связью по переменному току, которая отличается высоким CMRR (коэффициентом подавления син-

фазного сигнала), широким диапазоном входных постоянных напряжений и передаточной характеристикой первого порядка в области высоких частот. Большинство из этих особенностей обеспечиваются конструкцией первого каскада с большим коэффициентом усиления. В схеме используются популярные ком-

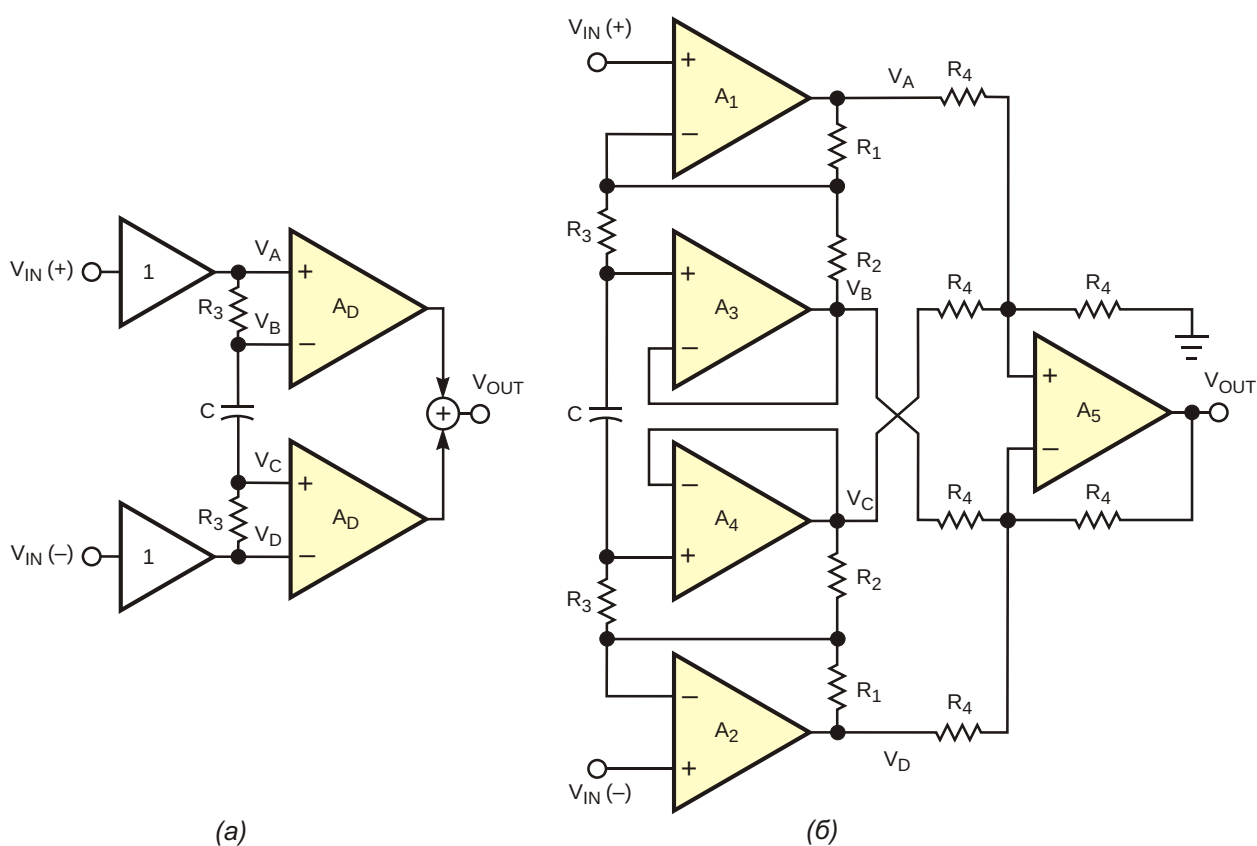


Рисунок 1. На упрощенной схеме показан развязывающий конденсатор C (а). В подробной схеме (б) используются усилительные каскады и каскад сумматора-вычитателя.

поненты с обычными допусками. Упрощенная схема усилителя показана на Рисунке 1а. Общий принцип заключается в том, что конденсатор С и резисторы R₃ буферизуют и связывают входной сигнал по переменному току. Второй каскад состоит из двух дифференциальных усилителей A_D. Каждый из них усиливает половину дифференциального входного сигнала. Суммирование дает для выходного напряжения V_{OUT} следующее выражение:

$$V_{OUT} = A_D(V_A - V_B - V_C - V_D) = A_D \frac{2sR_3C}{1 - 2sR_3C} \cdot$$

V_A, V_B, V_C и V_D на Рисунке 1а – это напряжения на входах двух дифференциальных усилителей, а A_D – коэффициент усиления. Постоянная времени 2R₃C определяет верхнюю частоту среза усилителя. Подробная схема показана на Рисунке 1б. Входной каскад состоит из усилителей A₁, A₂, A₃ и A₄. Основными каскадами усиления являются A₁ и A₂. Поскольку потенциалы их инвертирующих и неинвертирующих входов одинаковы, входные напряжения питают резисторы R₃. Буферы A₃ и A₄ вместе с резисторами R₂ обеспечивают для тока резистора R₃ коэффициент усиления 1 + R₃/R₂, поскольку резисторы R₂ и R₃ подключены к одинаковым потенциалам. Эта схема является основой конструкции. Напряжение на конденсаторе С не имеет переменной составляющей, а A₁ и A₂ усиливают половину входного дифференциального сигнала переменного тока. Конденсатор С блокирует постоянную составляющую входного сигнала, поступающего с выходов усилителей A₃ и A₄. Второй каскад представляет собой сумматор-вычитатель с единичным усилением. Он реализует приведенную выше формулу, где

$$A_D = 1 + \frac{R_1}{R_2 \parallel R_3}.$$

Полагая, что R₃ >> R₂,

$$A_D = 1 + \frac{R_1}{R_2}.$$

В другой возможной реализации второго каскада можно использовать два АЦП с диф-

ференциальными входами, формирующих оцифрованный выходной сигнал V_{OUT} готовый для обработки микрокомпьютером. При наличии в схеме двуполярного источника питания ±5 В можно получить V_{OUT} с помощью микросхемы сдвоенного дифференциального усилителя, например, INA2134. Минимальное значение CMRR можно рассчитать следующим образом:

$$CMRR = \frac{A_{D(1-4)}}{A_{CM(1-4)}} \frac{A_{DS}}{A_{CMS}} = \frac{A_D}{4 / (1 - R_4/2R_4)} \frac{1.5A_D}{4},$$

где

A_{D(1-4)} – дифференциальный коэффициент усиления усилителей A₁–A₄,

A_{CM(1-4)} – синфазный коэффициент усиления усилителей A₁–A₄,

A_{D5} – дифференциальный коэффициент усиления усилителя A₅,

A_{CM5} – синфазный коэффициент усиления усилителя A₅,

– допустимое отклонение сопротивлений резисторов R₄ в этой схеме.

Очень важным параметром является входное напряжение смещения, особенно для усилителей A₃ и A₄. Смещения усилителей A₁ и A₂ не вносят вклад в ошибку, поскольку они добавляют к входному сигналу постоянную составляющую, которую подавляет конденсатор С. Максимальная погрешность выходного напряжения, связанная с напряжением смещения операционного усилителя, составляет:

$$V_{MAX} = (V_{IOA3MAX} - V_{IOA4MAX}) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + 3V_{IOA5MAX} - 2A_D V_{IOA34MAX},$$

где V_{IO MAX} – максимальные напряжения смещения соответствующих операционных усилителей. При выборе операционных усилителей следует учитывать, что A₃, A₄ и A₅ должны иметь малые смещения и высокие CMRR, а A₁ и A₂ должны иметь большие значения усиления без обратной связи, CMRR и произведения коэффициента усиления на полосу пропускания. Практическая схема усилителя

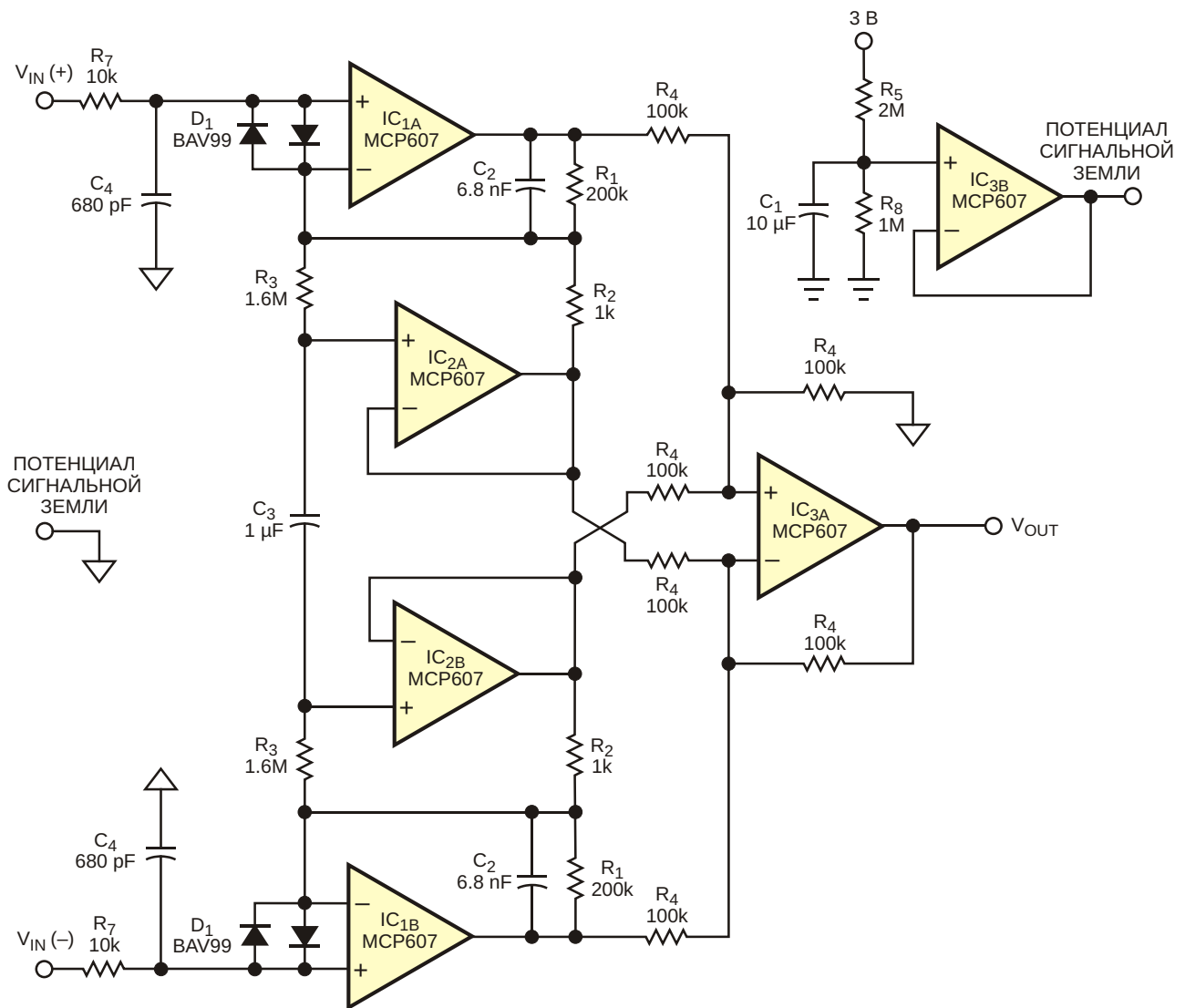


Рисунок 2. Этот инструментальный усилитель с большим CMRR работает при очень низких напряжениях питания.

изображена на Рисунке 2. Источником его питания служит одна 3-вольтовая литиевая батарейка. В схеме можно использовать несколько типов операционных усилителей, таких, например, как MCP607 или OPA2336. С учетом диапазона синфазных входных напряжений, сигнальная земля подключена к потенциалу, равному одной трети напряжения питания. Диод D_1 защищает схему от защелкивания. Цепочка R_7 - C_4 обеспечивает фильтрацию высокочастотных шумов на входах схемы. Значения номиналов компонентов схемы можно получить, исходя из следующих соображений. Если

$$R_7 C_4 \quad (R_1 \parallel R_2 \parallel R_3) C_2 \quad R_3 C_2,$$

то ноль передаточной функции в области высоких частот компенсируется:

$$A_D(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(+)} V_{IN(-)}} \frac{2sC_3R_3}{(1 - sC_4R_4)(1 - 2sC_3R_3)} \cdot \frac{1}{1 - \frac{R_1}{R_2 \parallel R_3}} \frac{1 - sC_2(R_1 \parallel R_2 \parallel R_3)}{1 - sC_2R_1}.$$

Схема имеет следующие преимущества:

- Общее усиление реализовано в первом каскаде, что обеспечивает высокий CMRR без использования высокоточных резисторов во втором каскаде.

- Благодаря подключению фильтра нижних частот к инвертирующим входам пары операционных усилителей, усиливающих входной сигнал, схема не нуждается в дополнительных входных буферах.
- В схеме, имеющей стандартную передаточную характеристику первого порядка в области высоких частот, используются популярные компоненты с обычными допусками.

- Диапазон дифференциальных входных напряжений достигает 2 В при напряжении питания 3 В.
- Ток и мощность, потребляемые схемой, очень малы: 120 мкА и 0.4 мВт. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments INA2134](#)
2. [Datasheet Microchip MCP607](#)
3. [Datasheet Texas Instruments OPA2336](#)

Усовершенствованная схема включения оптрона снижает потребление тока и замедляет старение светодиода

Peter Demchenko

EDN

Простота, с которой можно создать оптронную гальваническую развязку между цепями, работающими при разных потенциалах земли, на самом деле обманчива. Оптоны питаются от изолированной цепи, и их переключение может быть относительно медленным и неопределенным из-за старения светодиодов. Существуют альтернативы оптронам, такие, например, как цифровые изоляторы компаний Analog Devices и Texas Instruments. В этой статье описан метод улучшения простой оптопары.

На Рисунке 1 показаны две популярные конструкции детекторов перехода сетевого напряжения через ноль. Попытка уменьшить мощность, потребляемую от изолированной цепи, за счет уменьшения тока светодиода оптопары путем соответствующего увеличения сопротивления его нагрузочного резистора приводит к более медленному и неопределенному переключению. Чтобы добиться более быстрого и четкого переключения, можно пожертвовать энергоэффективностью, однако польза от этой жертвы невелика

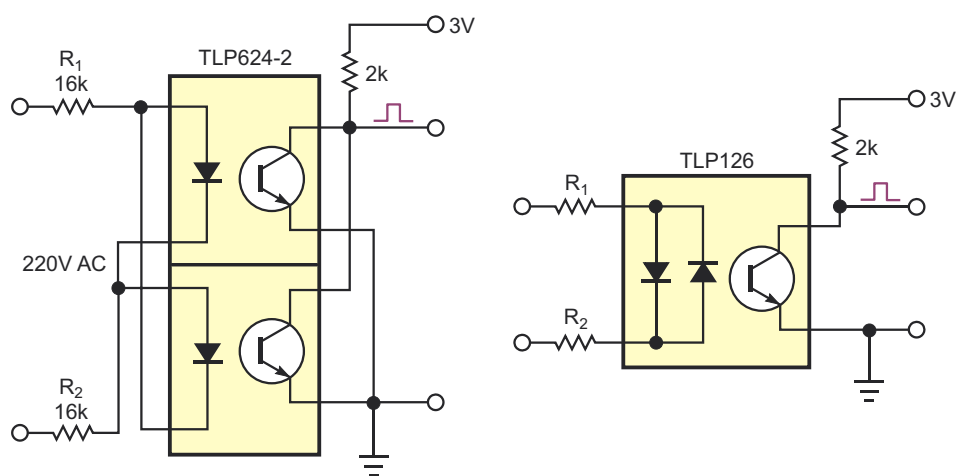


Рисунок 1. Простота, с которой можно создать оптронную гальваническую развязку между цепями, работающими при разных потенциалах земли, обманчива. Оптоны питаются от изолированной цепи, и их переключение может быть относительно медленным и неопределенным из-за старения светодиодов.

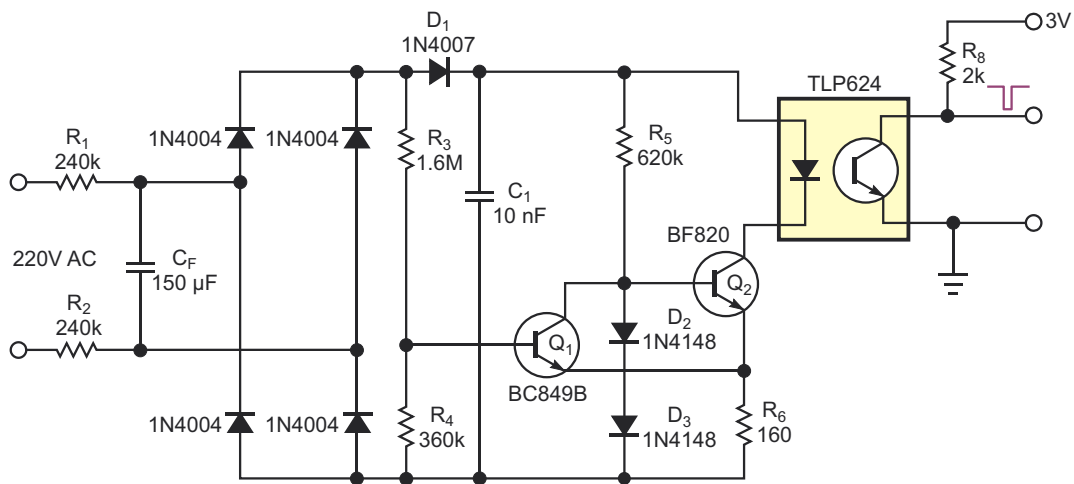


Рисунок 2. Эта схема решает проблемы чрезмерного энергопотребления, неуверенного переключения и старения светодиодов.

из-за обратной зависимости между энергоэффективностью и величиной переменного напряжения.

Светодиод оптопары излучает практически непрерывно, причем в течение почти всего периода сетевой частоты его ток превышает номинальный, что приводит к низкой энергоэффективности и относительно быстрому старению оптрона. Еще одним недостатком является чрезмерно большая и практически неконтролируемая ошибка определения момента перехода через ноль, обусловленная зависимостью порога чувствительности схемы от параметров оптопары. Поэтому подход, показанный на Рисунок 1, нельзя назвать идеальным. Что касается эффективности, светодиоды, в зависимости от коэффициента передачи тока оптопары и амплитуды входного напряжения, могут потреблять от 5 до 100 мА.

Схема на Рисунок 2 решает проблемы чрезмерного энергопотребления, неуверенного переключения и старения светодиодов. Она хорошо подходит для широкого спектра приложений переменного тока. По сравнению со схемой на Рисунок 1, светодиод на Рисунок 2 излучает только в непосредственной близости от момента пересечения нуля и получает питание от предварительно заряженного конденсатора, так что средний ток потребления можно уменьшить в 10-100 раз. Схема также обеспечивает более быстрое, детерминированное и четкое переключение.

Более того, мы можем ожидать более медленного старения светодиодов. Резисторами R_1 и R_2 на Рисунок 1 рассеивается мощность не менее 1.5 Вт, поэтому замена их на резисторы 0.1 Вт позволяет разместить дополнительные компоненты на той же площади печатной платы (Рисунок 2).

Основными компонентами схемы являются амплитудный детектор D_1 , конденсатор C_1 и триггер Шмитта на транзисторах Q_1/Q_2 , управляющий ток светодиода оптопары. Диоды D_2 и D_3 стабилизируют напряжение на базе транзистора Q_2 и, следовательно, его коллекторный ток, который течет через оптрон. Конденсатор C_1 заряжается через резисторы R_1 , R_2 и диод D_1 .

В течение почти всего периода переменного напряжения, за исключением области вблизи точки пересечения нуля, транзистор Q_1 включен, а Q_2 выключен. Затем, при приближении к точке перехода через ноль, состояние транзисторов Q_1 и Q_2 триггера Шмитта меняется, и Q_2 разряжает конденсатор C_1 постоянным током, поскольку цепь, состоящая из Q_2 , D_2 , D_3 , R_5 и R_6 , стабилизирует ток на уровне

$$I = \frac{2V_D V_{BE2}}{R_6},$$

где V_D – падение напряжения на диоде D_2 или D_3 , а V_{BE2} – напряжение база-эмиттер транзистора Q_2 .

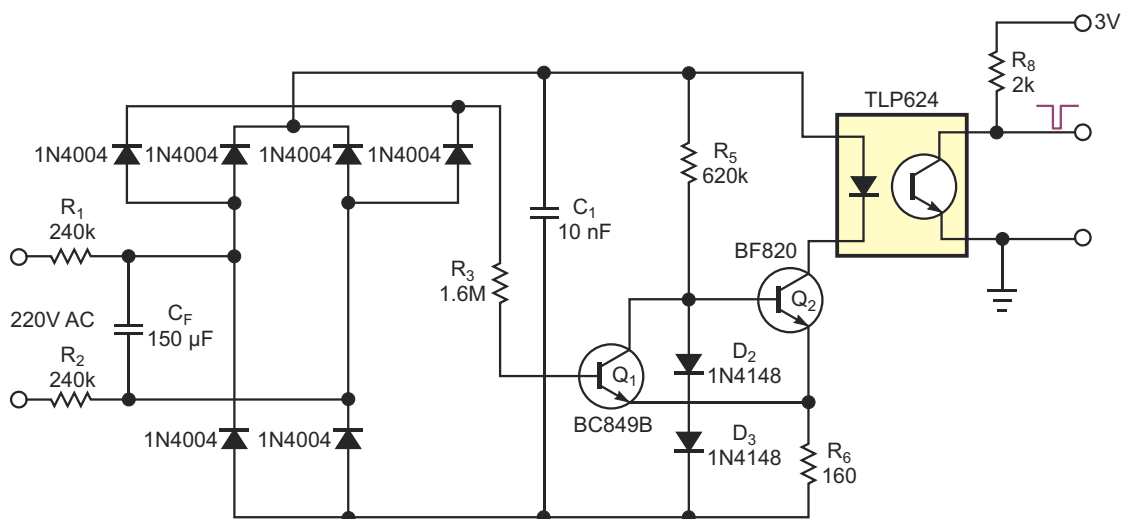


Рисунок 3. Другой вариант конструкции, показывающий, как можно обойти требования к минимальному обратному току диода D_1 .

Некоторым приложениям гистерезис триггера Шмитта не нужен. Такая конструкция показана на Рисунке 3. Из рисунка также видно, как можно обойти требования к минимальному обратному току диода D_1 . Эта схема, однако, лучше подходит для чистой синхронизации, а не для управления тиристорами. Благодаря стабильности тока светодиода эти схемы поддерживают расширенный диапазон входного переменного напряжения, что может быть полезно для устройств с универсальным сетевым питанием, дает возможность задавать ток светодиода без риска его перегрузки и уменьшает влияние нестабильности оптопары. Еще одним преимуществом этих схем является их большая безопас-

ность. В случае короткого замыкания ток, проходящий между изолированной и неизолированной сторонами, в 10-100 раз меньше, чем в схеме на Рисунке 1. Благодаря небольшому коэффициенту заполнения, сопротивление нагрузочного резистора оптопары R_8 можно свободно уменьшать без ущерба для энергоэффективности. А это уменьшение, в свою очередь, снижает ошибку определения точки пересечения нуля. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Toshiba TLP126](#)
2. [Datasheet Toshiba TLP624](#)
3. [Datasheet Nexperia BF820](#)
4. [Datasheet Fairchild BC849](#)

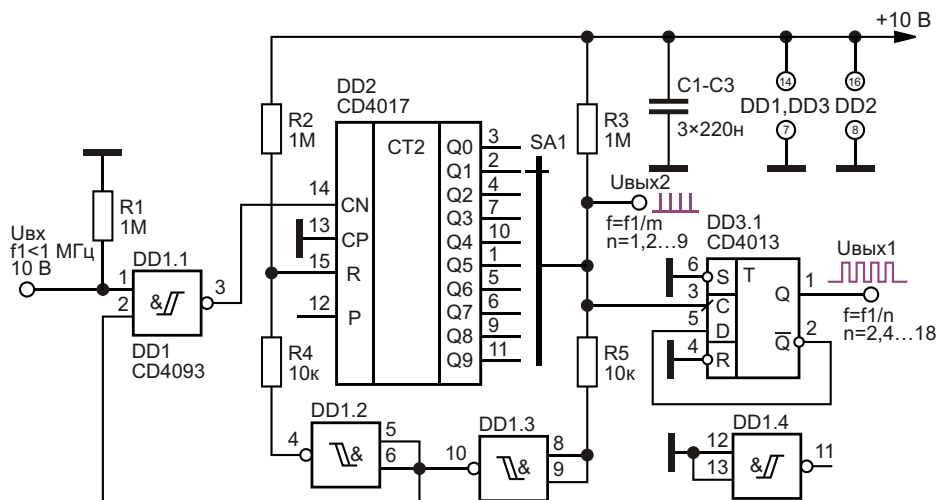


Рисунок 2. Делитель частоты с внешним генератором импульсов, имеющий коэффициент деления 1, 2, 3 ... 9 и 2, 4, 6 ... 18.

генерации f_1 регулируется потенциометром R2 от 100 Гц до 1 кГц. Коэффициент заполнения импульсов равен 50%.

Сигнал с выхода генератора поступает на счетчик импульсов на микросхеме CD4017. На выходах Q1–Q9 счетчика в зависимости от положения переключателя SA1 формируются импульсы частотой $f = f_1/n$, где $n = 1, 2, 3 \dots 9$. Коэффициент заполнения выходных импульсов зависит от коэффициента деления. Для того чтобы обеспечить неизменный коэффициент заполнения выходных импульсов, равный 50%, использован дополнительный делитель частоты на два, выполненный на D-триггере DD3.1 микросхемы CD4013.

Таким образом, на выходе устройства частота импульсов в зависимости от положения переключателя SA1 меняется как $f = f_1/n$, где $n = 2, 4, 6 \dots 18$, а $f_1 = 0.1 \dots 1.0$ кГц.

Делитель частоты, Рисунок 2, способен делить с таким же коэффициентом деления частоту импульсов входного сигнала частотой до 1 МГц и выше. Амплитуда входных сигналов должна быть не менее 0.7 от напряжения питания. Сигналы с частотой $f = 2f_1/m$, где $m = 1, 2, 3 \dots 9$, снимают с выхода Uвых2, однако коэффициент их заполнения не нормирован (уменьшается пропорционально росту коэффициента деления).

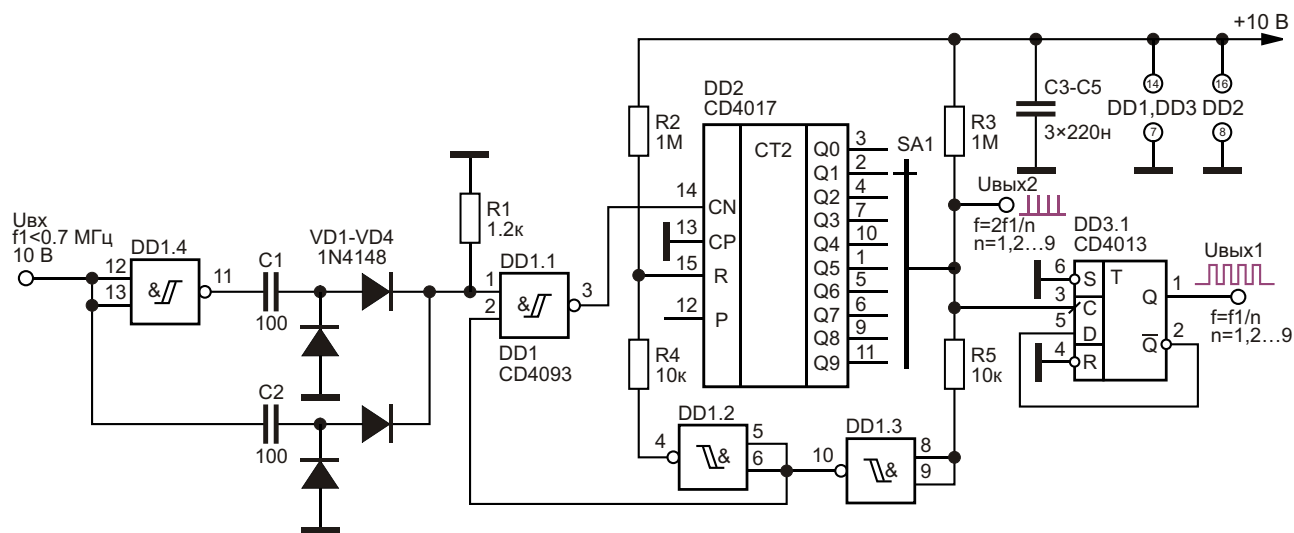


Рисунок 3. Делитель частоты с коэффициентом деления 1, 2, 3 ... 9 на выходе Uвых1.

На Рисунке 3 приведена еще одна схема целочисленного делителя частоты цифровых сигналов с коэффициентами деления 1, 2, 3 ... 9. Дополнительно с выхода $U_{\text{вых2}}$ можно снимать короткие импульсы частотой $f = 2f_1/n$. На входе делителя частоты использован удвоитель частоты входных импульсов, выполненный на элементе DD1.4, диодах VD1–VD4 и конденсаторах C1, C2. Максимальная частота входных импульсов делителя частоты не выше 700 кГц. **ПЛ**

Литература

1. Шустов М.А. Цифровая схемотехника. Основы построения. – СПб.: Наука и Техника, 2018. – 320 с.
2. Шустов М.А. Цифровая схемотехника. Практика применения. – СПб.: Наука и Техника, 2018. – 432 с.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4013B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4017](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4093B](#)

Двухтактный повышающий преобразователь напряжения



О. Петраков, Москва

В статье описан простой высокоэффективный двухтактный повышающий преобразователь напряжения 5 В в 32.5 В для питания пьезокерамических датчиков. Также его можно использовать для отбора энергии из батареек в светодиодных фонарях.

На Рисунке 1 представлена схема двухтактного повышающего преобразователя с выходным напряжением 32.5 В, питающегося от напряжения +5 В. Преобразователь потребовался для питания пьезокерамических датчиков с током потребления 15 мА.

Генератор собран на транзисторах VT1.2, VT1.3 и элементах L1, L2, R1, R2. Транзисторы VT1.1 и VT1.4 используются в качестве диодов.

Выходное напряжение стабилизируется прецизионным управляемым стабилитроном VD1 типа TL431. (Отечественный аналог Н142ЕН19 с ВП или КР142ЕН19 с приемкой ОТК).

При подаче напряжения +5 В схема переходит в режим генерации. В процессе переключения транзисторов VT1.2 и VT1.3 на индуктивностях L1 и L2 образуются высоковольтные импульсы положительной поляр-

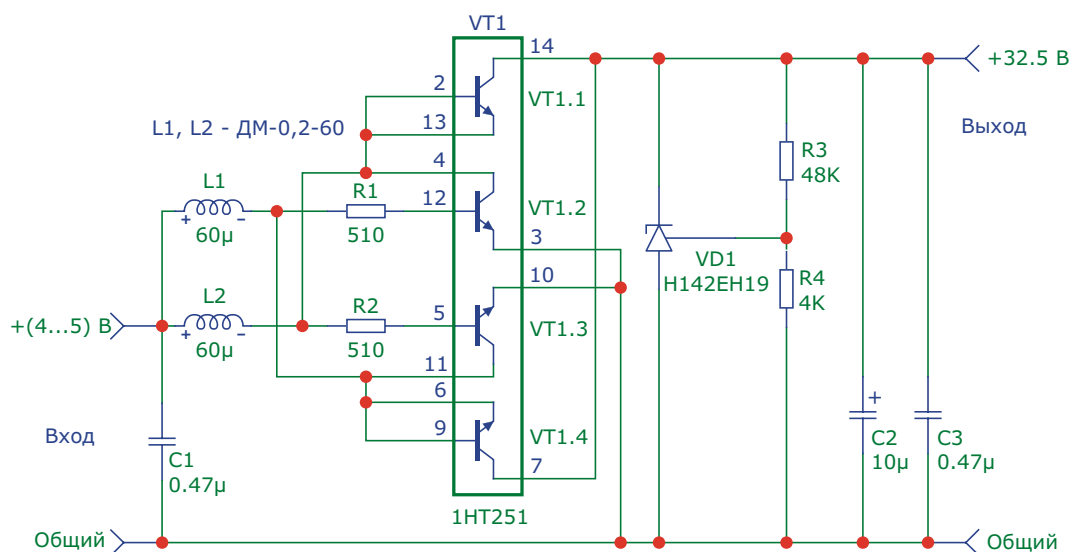


Рисунок 1. Схема повышающего преобразователя напряжения.

ности. Через коллекторные переходы транзисторов VT1.1 и VT1.4 (включенных диодами) высоковольтные импульсы заряжают ёмкость C2 до напряжения стабилизации прецизионного стабилитрона VD1. Форма импульсов на коллекторах транзисторов VT1.2 и VT1.3 показана на Рисунке 2. Их амплитуда равна примерно +33.5 В.

В схеме использована матрица кремниевых транзисторов n-p-n 1НТ251 исключительно для того, чтобы преобразователь получился малогабаритным. Можно использовать любые другие транзисторы, в том числе и германиевые.

Дроссели L1, L2 могут быть любые, с индуктивностью от 60 мкГн до 125 мкГн. Подходит малогабаритный высокочастотный дроссель ДМ-0,2-60 - 0,2 А, 60 мкГн, 4.10 Ом. Но лучше поставить дроссель на тороидальном сердечнике, так как он будет создавать меньше помех.

Ёмкость конденсатора C2 может быть в диапазоне от 0.68 мкФ до 100 мкФ. Всё зависит от того, какое качество фильтрации питания вам требуется. В моём случае достаточно ёмкости (4.7...10) мкФ. Конденсатор C3 должен быть обязательно керамическим, так как частота импульсов на выходе генератора составляет 100 ... 130 кГц.

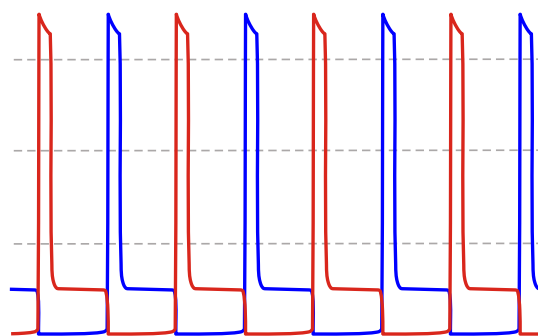


Рисунок 2. Высоковольтные импульсы (+33.5 В) на коллекторах транзисторов VT1.2 и VT1.3.

Номинальная мощность рассеяния резисторов R1 и R2 равна 0.25 Вт, резисторов R3 и R4 – 0.125 Вт. Тип резисторов любой.

Для проверки работоспособности преобразователя к его выходу надо подключить резистор, имитирующий ток, потребляемый датчиками – около 15 мА. Для этого потребуется резистор сопротивлением 2.2 кОм и мощностью не менее 1 Вт.

Если требуется увеличить мощность преобразователя, генераторы можно каскадировать (Рисунок 3), соединяя их параллельно в произвольном количестве на общую нагрузку.

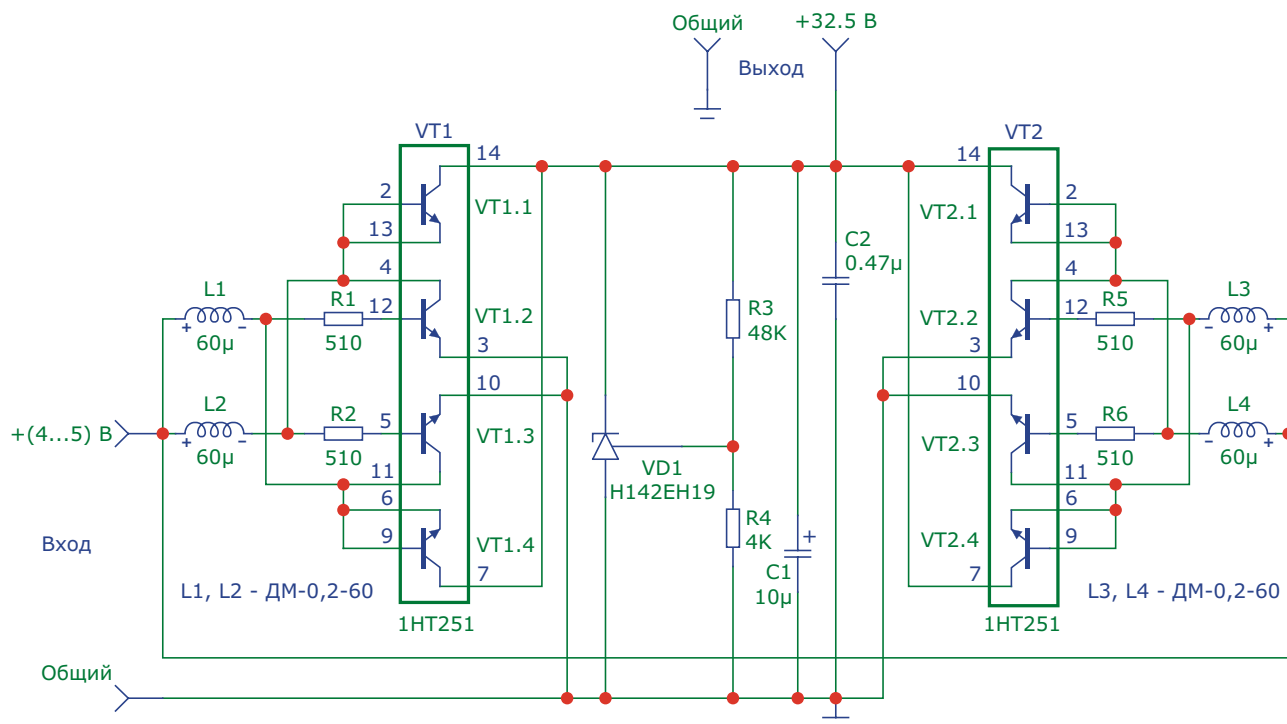


Рисунок 3. Схема преобразователя с двумя генераторами и общей нагрузкой.

ку. Главное, не перегреть стабилитрон VD1, который можно выбрать и более мощным.

Заключение

Преобразователь способен работать и при меньшем питающем напряжении. В представленной схеме используется матрица кремниевых транзисторов 1НТ251, поэтому для запуска преобразователя требуется напряжение больше вольта. При пониженных напряжениях следует уменьшить номиналы резисторов R1 и R2.

Если в этой схеме использовать германиевые транзисторы, например МП35, МП37, МП38, то для ее запуска потребуется напряжение больше 0.3 В. Это позволит полностью извлекать энергию батарейки 1.5 В при использовании преобразователя для питания светодиодного фонарика. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet ВЗПП-С 1НТ251](#)
2. [Datasheet ЭлТом Н142ЕН19](#)
3. [Datasheet Diodes TL431](#)

Операционные усилители с обратной связью по току экономят энергию в фотодиодных приложениях

Glen Brisebois

Electronic Design

Усилители с обратной связью по току обеспечивают широкую полосу пропускания при минимальном потреблении тока источника питания. Однако они редко используются в качестве трансимпедансных усилителей в фотодиодных приложениях из-за больших токовых шумов их инвертирующих входов. На Рисунке 1 показано, как использовать в фотодиодных приложениях полосу пропускания 400 МГц (при единичном усилении) операционного усилителя с обратной связью по току LT1396, исключив при этом влияние токовых шумов инвертирующего входа.

Фотодиод подключен к неинвертирующему входу усилителя А – половине микросхемы сдвоенного ОУ LT1396, – коэффициент усиления которого равен 2. Выход усилителя А через резистор R1 управляет входом усилителя В, выбор которого обусловлен оптимальными характеристиками во временной области. Резистор обратной связи R2 устанавливает трансимпедансное усиление 3.01 кОм, а конденсатор C1 компенсирует емкость фотодиода.

Измеренное время нарастания составило 6 нс (по уровню от 10% до 90%), а полоса пропускания 75 МГц была рассчитана с помощью Pspice модели, в которой емкость фотодиода предполагалась равной 3 пФ. При коэффици-

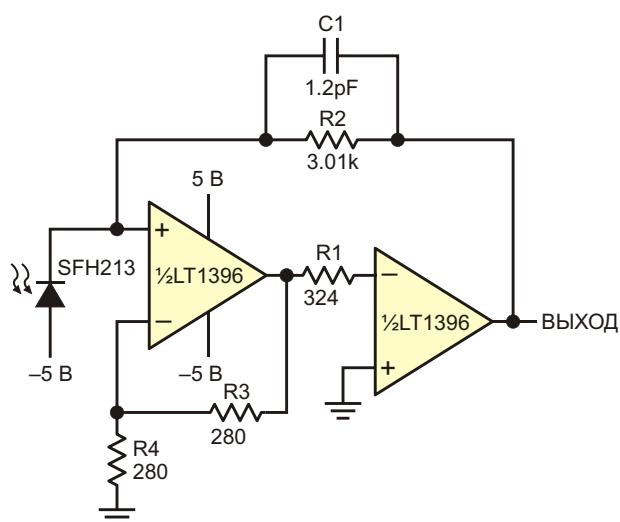


Рисунок 1.

енте шума 8 дБ спектральная плотность выходного шума составила 18 нВ/ Гц, что согласуется с токовым шумом неинвертирующего входа 6 пА/ Гц и сопротивлением 3 кОм. Для минимизации площади, занимаемой на плате, следует выбрать версию микросхемы LT1396 в корпусе MSOP. [PL](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1396](#)
2. [Datasheet OSRAM SFH213FA](#)

Усовершенствованный изолированный импульсный драйвер МОП-транзисторов

Jaime Castelló, José M Espí, Rafael García-Gil

EDN

В преобразователях энергии схемы импульсных драйверов передают импульсы, формируемые контроллером, на мощный транзистор. Схемы драйвера должны передавать как сигналы включения/выключения от контроллера, обеспечивая при этом гальваническую развязку, так и энергию для включения и выключения коммутатора и поддержания его в нужном состоянии. Требуемая для этого энергия увеличивается с увеличением входной емкости силового транзисто-

ра, которая также растет с ростом мощности, коммутируемой транзисторным модулем. Когда требуется коммутация большой мощности, разработчики обычно включают силовые транзисторы параллельно, увеличивая входную емкость. Если нужно включать несколько модулей IGBT параллельно, лучше всего использовать общий драйвер затвора, поскольку использование разных схем драйверов приводит к дополнительному разбросу во временах включения и

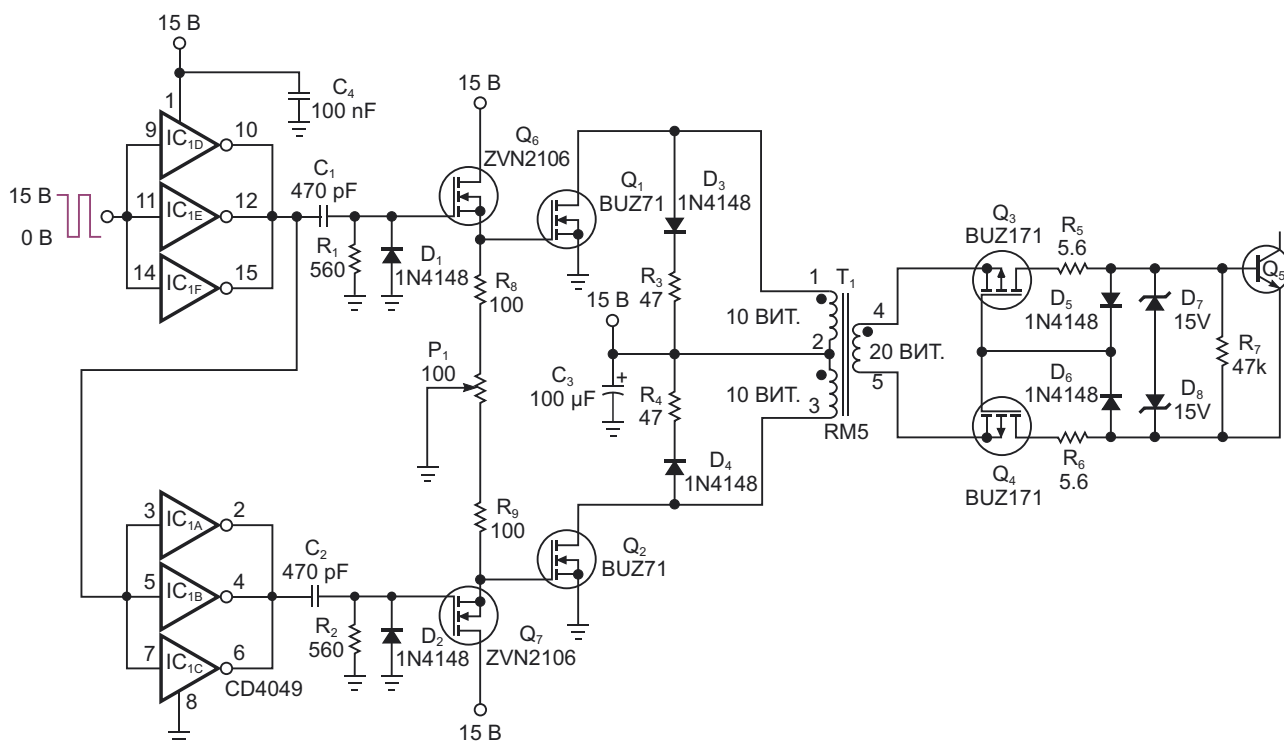


Рисунок 2. Изолированный импульсный драйвер МОП-транзисторов в 10-киловаттном трехфазном инверторе требует небольшого количества компонентов и имеет гальваническую изоляцию.

выключения и может создать дисбаланс между каждым силовым модулем.

За основу изображенной на Рисунке 1 схемы была взята конструкция из предыдущей статьи [1]. Работает схема в основном так же, как и предыдущая, но она может управлять MOSFET или IGBT с входной емкостью более 5 нФ. Схема обеспечивает полную гальваническую изоляцию и не нуждается в плавающих источниках питания. Она может передавать импульсы с коэффициентами заполнения, приближающимися к 100%.

В схему из предыдущей статьи добавлены транзисторы Q_6 и Q_7 . Мощность транзисторов Q_1 , Q_2 , Q_3 и Q_4 теперь увеличена, поскольку они должны работать с большими токами, в зависимости от транзистора, которым необходимо управлять. Транзисторы Q_1 и Q_2 типа BUZ71, Q_3 и Q_4 – BUZ171, а Q_6 и Q_7 – ZVN2106. Дифференцирующие цепи C_1/R_1 и C_2/R_2 формируют импульсы длительностью 1 мкс, которые подаются не напрямую на затворы транзисторов Q_1 и Q_2 , как в [1], а на транзисторы Q_6 и Q_7 . Хотя входные емкости Q_1 и Q_2 составляют около 700 пФ, входные емкости транзисторов Q_6 и Q_7 равны примерно 75 пФ, что гарантирует правильную передачу узких импульсов.

Во время нарастающего фронта входного управляющего сигнала транзистор Q_7 включается, и через сопротивление открытого канала его ток начинает заряжать входную емкость транзистора Q_7 . Поскольку сопротивление открытого канала Q_7 составляет всего несколько ом и дополнительных сопротивлений в цепи его стока нет, процесс зарядки входной емкости Q_2 становится быстрым, несмотря на то, что его входная емкость велика.

По мере увеличения напряжения на затворе Q_2 напряжение затвор-исток Q_7 уменьшается, и транзистор закрывается. В результате узкие импульсы, формируемые дифференцирующей цепью, передаются на транзисторы Q_7 и Q_2 и далее через трансформатор связи T_1 на транзистор Q_3 , который заряжает входную емкость затвор-исток транзистора Q_5 . Тот же процесс происходит с транзисторами Q_6 , Q_1 и Q_4 во время спадающего фронта входного сигнала управления драйвером для разряда входной емкости транзистора Q_5 .

С помощью потенциометра P_1 можно управлять временем разряда Q_1 и Q_2 и,

таким образом, регулировать смещение управляющего сигнала, подаваемого на силовой транзистор. Поскольку транзисторы Q_6/Q_1 и Q_7/Q_2 передают узкие импульсы и имеют высокие скорости нарастания и спада, можно получить большой диапазон изменения коэффициента заполнения даже при высоких частотах переключения. При тактовой частоте 20 кГц коэффициент заполнения можно изменять от 2% до 98%. Компактная конструкция схемы позволяет монтировать ее близко к силовому модулю, что минимизирует паразитные параметры.



Рисунок 1. Этот изолированный импульсный драйвер может передавать сигналы с любыми коэффициентами заполнения даже при управлении мощными MOSFET/IGBT модулями с большой входной емкостью затвора.

На Рисунке 2 показан прототип 10-киловаттного драйвера трехфазного инвертора, предназначенного для передачи энергии в сеть. В схеме используется мощный транзистор SKM75GB128. Измеренная входная емкость транзисторов превышает 15 нФ. При этом общий ток, потребляемый импульсным драйвером МОП-транзисторов, составляет менее 30 мА. **РЛ**

Ссылка

1. José M Espí, Rafael García-Gil, Jaime Castelló. Компактный и экономичный изолированный импульсный драйвер МОП-транзисторов. РадиоЛоцман, 2022, 03-04, стр. [43](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics BUZ71](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics BUZ171](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4049A](#)
4. [Datasheet Semikron SKM75GB128](#)
5. [Datasheet Diodes ZVN2106A](#)

Прецизионный источник опорного напряжения с выходным током 80 мА

James Horste

EDN

Большим аналоговым системам со множеством потребителей опорного напряжения часто может потребоваться больший ток, чем может обеспечить одна микросхема опорного источника. Однако если микросхема источника опорного напряжения (ИОН) имеет выход для управления транзистором и вход измерения напряжения, можно легко добавить буфер в контур обратной связи схемы, не влияя на точность эталонного напряжения. Например, схема на Рисунке 1 обеспечивает ту же начальную точность 0.04% и тот же температурный коэффициент 7 ppm/°C, что и микросхема MAX6033 (IC₁), работающая автономно. Буферная схема может отдавать ток до 80 мА.

При конструировании буферного каскада для усилительно-измерительного контура нужно исходить из того, что буфер должен иметь единичное усиление и не инвертировать фазу. Кроме того, напряжение источника питания схемы должно с запасом превышать сумму опорного напряжения и напряжения, падающего на буферном каскаде. Простейшая буферная схема состоит из n-p-n транзистора, включенного эмиттерным повторителем, что требует управляющего напряжения, превышающего выходное напряжение ИОН на величину напряжения база-эмиттер транзистора. Использование каскада с общим эмиттером на p-n-p транзисторе решает проблему запаса по напряжению питания,

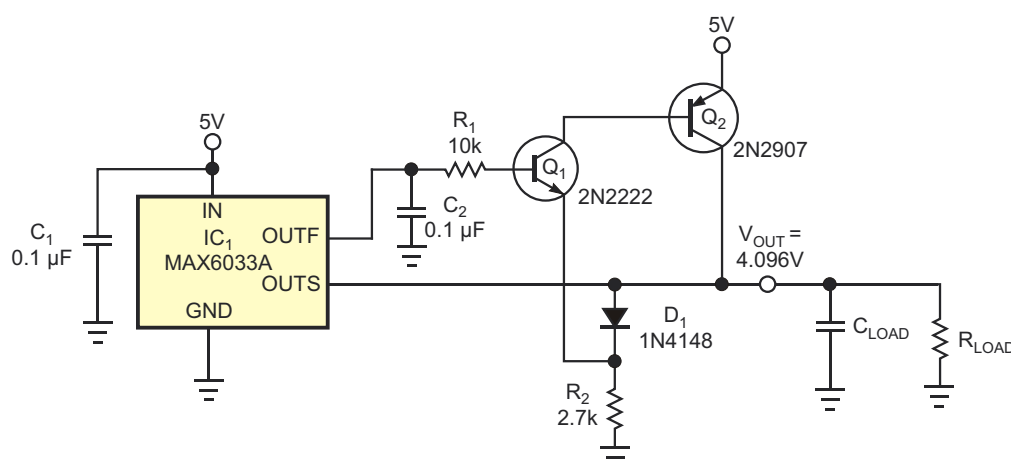


Рисунок 1. Добавление двухтранзисторного выходного буфера к микросхеме источника опорного напряжения 4.096 В с максимальным выходным током 15 мА увеличивает ее ток нагрузки до 80 мА или более.

но инвертирует выходное напряжение и препятствует нормальной работе усилительно-измерительного контура. Добавление второго каскада на р-п-р транзисторе устраняет инверсию фазы, но нарушает устойчивость контура обратной связи, внося в него избыточное усиление.

Модифицированная схема Дарлингтона на комплементарных транзисторах, называемая схемой Шиклаи [1], решает обе проблемы, обеспечивая единичное усиление эмиттерного повторителя и отсутствие инверсии. Выходной каскад на р-п-р транзисторе имеет достаточный запас по питанию, а каскад на п-р-п – нет. Этот недостаток можно легко исправить, добавив диод D_1 , чтобы сместить напряжение эмиттера п-р-п транзистора вниз на величину падения напряжения на диоде. Таким образом, в первом приближении падение напряжения на диоде и напряжение база-эмиттер транзистора компенсируют друг друга, оставляя достаточный запас по напряжению. Транзистор Q_2 типа 2N2907 имеет ограниченное усиление по току, что, в свою очередь, ограничивает максимальный выходной ток значением 80 мА. Замена

транзистором с более высоким коэффициентом передачи тока может увеличить выходной ток до любого разумного уровня.

Для устойчивости микросхемы MAX6033 к ее выводам IN и OUTF требуется подключить керамические конденсаторы емкостью 0.1 мкФ. Время отклика схемы определяется конденсатором C_2 , а буферная схема не оказывает существенного влияния на переходную характеристику. Большинство микросхем источников опорного напряжения не могут отрабатывать быстрые скачки тока нагрузки; таким образом, переходная характеристика схемы и ее способность реагировать на быстрые скачки тока зависят от емкости выходного конденсатора C_{LOAD} . Значения C_{LOAD} до 10 мкФ на устойчивость схемы не влияют. **ПЛ**

Ссылки

1. "[Sziklai Pair](#)," Wikipedia.

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX6033](#)
2. [Datasheet Central 2N2907](#)

Устройство на КМОП элементах измеряет емкости пикофарадного диапазона

Raju Baddi

EDN

Инверторы КМОП микросхемы CD4069 можно применять как в цифровых, так и в аналоговых приложениях. Предлагаемая статья иллюстрирует это на примере использования всех шести инверторов корпуса микросхемы CD4069 для создания измерителя емкости с обратной связью, основанного на

изменении коэффициента заполнения, с диапазоном полной шкалы менее одного пикофарада.

При непосредственной обратной связи выходной сигнал инвертора стабилен; когда выход одного логического элемента напрямую соединен с входом, результирующее

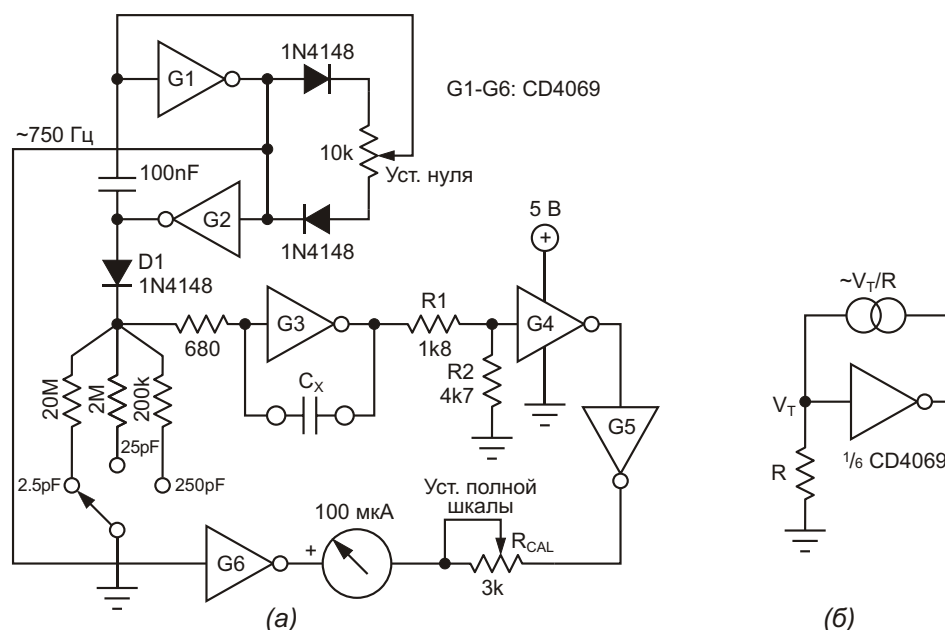


Рисунок 1. Измеритель емкости с диапазонами полной шкалы 2.5 пФ-250 пФ, в котором использованы все шесть инверторов микросхемы CD4069 (а). Источник постоянного тока на одном логическом элементе (б).

выходное напряжение находится возле порогового значения V_T . Если резистор R подключен между входом и землей, протекающий через него ток равен $\sim V_T/R$, как показано на Рисунке 1б. Его величина остается довольно постоянной, даже когда в цепь обратной связи добавляется резистор, сопротивление которого мало по сравнению с R . Окно неопределенности V_T вокруг порога V_T , в котором выходной уровень логического элемента меняется с «лог. 0» на «лог. 1», по сравнению с самим значением V_T очень мало. Это означает, что напряжение на резисторе R будет оставаться в пределах $V_T \pm V_T/2$, обеспечивая приблизительно постоянный ток через него. (Поскольку выходное напряжение может иметь значение, практически равное V_{DD} , на резисторе обратной связи может падать напряжение $V_{DD} - V_T$). Таким образом, контур обратной связи является источником постоянного тока.

Если включить в этот контур конденсатор, его можно заряжать с постоянной скоростью, что позволит получить линейно нарастающее напряжение. Этот метод реализован в схеме, показанной на Рисунке 1а, для построения измерителя емкости с пикофарадным диапазоном полной шкалы. Он состоит из автогенератора на двух логических элементах $G1$ и $G2$, генератора пилообразного напряжения на элементе $G3$, скорость нарастания которого зависит от емкости измеряемого конденсатора C_x , детектора уровня на элементе $G4$ и двух буферов $G5$, $G6$, управляющих стрелочным прибором через калибровочный резистор R_{CAL} .

Скомпенсировать ошибку, создаваемую паразитной емкостью, можно, регулируя коэффициент заполнения импульсов автогенератора 10-килоомным потенциометром «Уста-

новка нуля». Автогенератор управляет генератором пилообразного напряжения через изолирующий диод $D1$, который обеспечивает быстрый разряд конденсатора C_x , но позволяет ему заряжаться только через резистор генератора пилообразного напряжения 20 МОм, 2 МОм или 200 кОм. Смещенный в обратном направлении диод имеет эффективное сопротивление порядка 109 Ом, что намного больше даже резистора 20 МОм.

Комплементарный выход автогенератора управляет инвертором $G6$, выход которого подключен к одной из клемм измерительного прибора. Логический элемент $G4$ служит датчиком уровня пилообразного напряжения, подаваемого на него через делитель $R1/R2$. (При желании значения сопротивлений могут быть увеличены). Выход инвертора $G4$ через буферный элемент $G5$ соединяется со второй клеммой измерительного прибора. Пилообразное напряжение эффективно задерживает задний фронт импульса автогенератора на время, прямо пропорциональное емкости конденсатора C_x . Благодаря этой задержке в течение части периода на измерительном приборе создается разность напряжений, отражающая значение C_x . При управлении цифровым измерительным прибором может потребоваться RC фильтр.

Высокое входное сопротивление КМОП элементов – еще одна важная особенность, благодаря которой эта конструкция работает, позволяя использовать на входе резисторы с большими сопротивлениями, такими как 20 МОм или более. Для создания законченного надежного измерителя емкости в этой простой схеме используется всего одна микросхема инвертора 4069.

Работа схемы поясняется диаграммами на Рисунке 2.

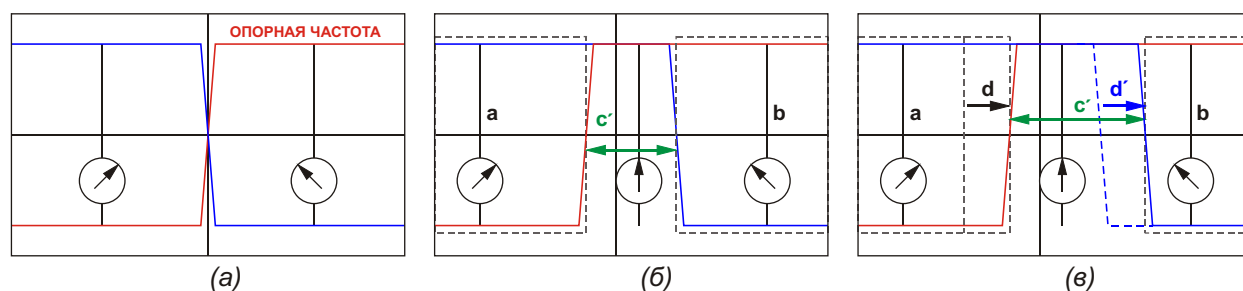


Рисунок 2. Диаграммы, поясняющие работу схемы на Рисунке 1. Синий цвет – сигнал на входе логического элемента $G5$, красный – на входе $G6$.

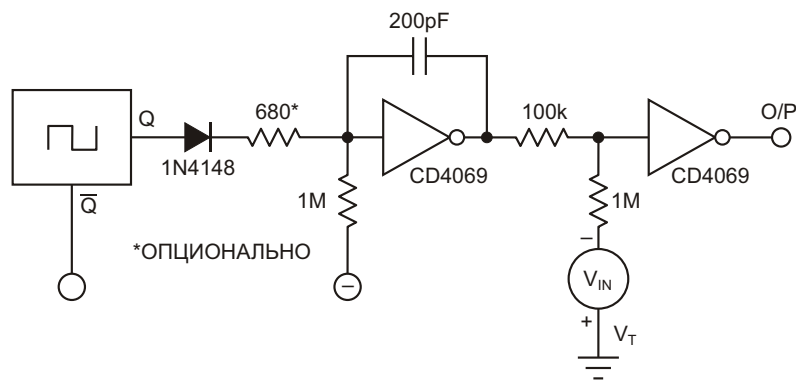


Рисунок 3. Реализация ШИМ с использованием двух инверторов.

На Рисунке 2а показаны два противофазных сигнала с коэффициентом заполнения 50%, подаваемых на измерительный прибор. Средняя разность равна нулю, поэтому стрелка измерительного прибора не отклоняется.

На Рисунке 2б представлены сигналы автогенератора, компенсирующие паразитную емкость, где в фазах **a** и **b** создаются равные и противоположные сигналы отклонения стрелки прибора, при которых результирующее отклонение точно равно нулю. Однако вносимая пилообразным напряжением задержка приводит к смещению положения одного из сигналов (нулевая фаза **c'**). Во время этой нулевой фазы **c'** результирующая разность потенциалов на измерительном приборе равна нулю, поэтому отклонения стрелки не происходит. В целом в течение полного периода счетчик имеет чистое нулевое суммарное отклонение. Следует отметить, что компенсация паразитной емкости обеспечивается с помощью регулировки коэффициента заполнения импульсов автогенератора, которые представлены на диаграмме красным цветом.

На Рисунке 2в показаны сигналы измерителя, когда в генератор пилообразного напряжения включен измеряемый конденса-

тор C_x . Это вносит дополнительную задержку, создающую асимметричные отклоняющие моменты в измерительном приборе. Фаза **a** теперь длится относительно дольше фазы **b**, превышая ее на величину **d'**, пропорциональную емкости конденсатора C_x . Таким образом, для одного периода T импульсов автогенератора остаточное суммарное отклонение теперь определяется длительностью фазы **d** ($= d'$). Среднее отклонение, наблюдаемое на измерительном приборе, теперь зависит от отношения d/T , которое, в свою очередь, соответствует емкости измеряемого конденсатора.

Другим применением источника постоянного тока с интегратором является реализация схемы ШИМ с использованием всего двух логических элементов (Рисунок 3). V_{IN} представляет напряжение на резисторе 100 кОм, которое должно превзойти пилообразное напряжение, чтобы переключить выходной инвертор. При необходимости напряжение смещения V_T можно получить с помощью другого инвертора, выход которого соединен с входом. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4069UB](#)

Делители частоты на четное число от 2 до 256 и любое целое число от 1 до 128

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены схемы делителей частоты цифровых сигналов, работающих в широкой области частот, верхнее значение которых ограничивается типом используемых микросхем, а также напряжением питания, и позволяющих дискретно за счет регулировки потенциометра устанавливать значение коэффициента деления частоты в пределах от 2 до 256 (четное число), либо в пределах от 1 до 128 (любое целое число).

Делители частоты цифровых сигналов широко используют в цифровой технике. Чаще всего делители частоты работают при фиксированном коэффициенте деления в широкой частотной области, либо, напротив, с дискретно регулируемым коэффициентом деления при неизменной частоте входного сигнала. Достаточно значимые проблемы представляет создание делителей частоты, работающих в широком диапазоне частот и позволяющих задавать каким-либо образом коэффициент деления без существенной реконфигурации устройства, например, за счет переключения выводов микросхемы делителя.

На Рисунке 1 показана схема делителя частоты цифровых сигналов на любое четное число в диапазоне от 2 до 256. Для изменения коэффициента деления используется простая регулировка потенциометра, позволяющая выбрать любой необходимой пользователю коэффициент деления. Коэффициент деления не зависит от частоты входного сигнала.

Устройство работает следующим образом. Входной сигнал поступает на вход микросхемы двоичного счетчика DD1 CD4024, имеющего 7 разрядов. На выходе счетчика подключена резистивная матрица из резисторов R1–R7, нагруженная на резистор R8.

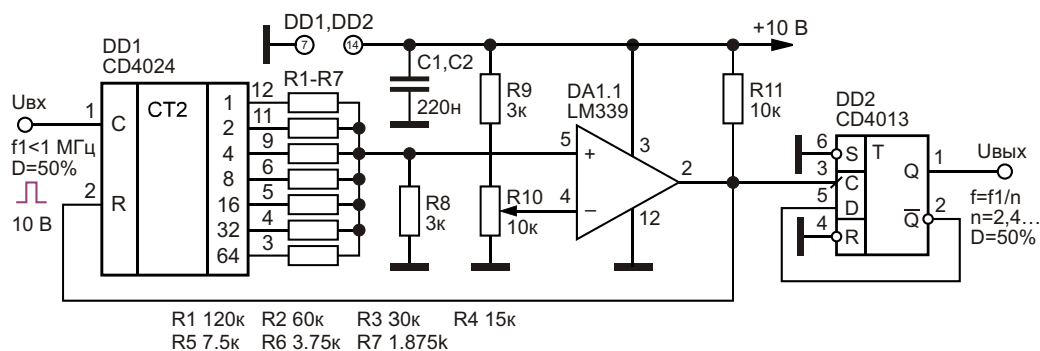


Рисунок 1. Делитель частоты на четное число от 2 до 256.

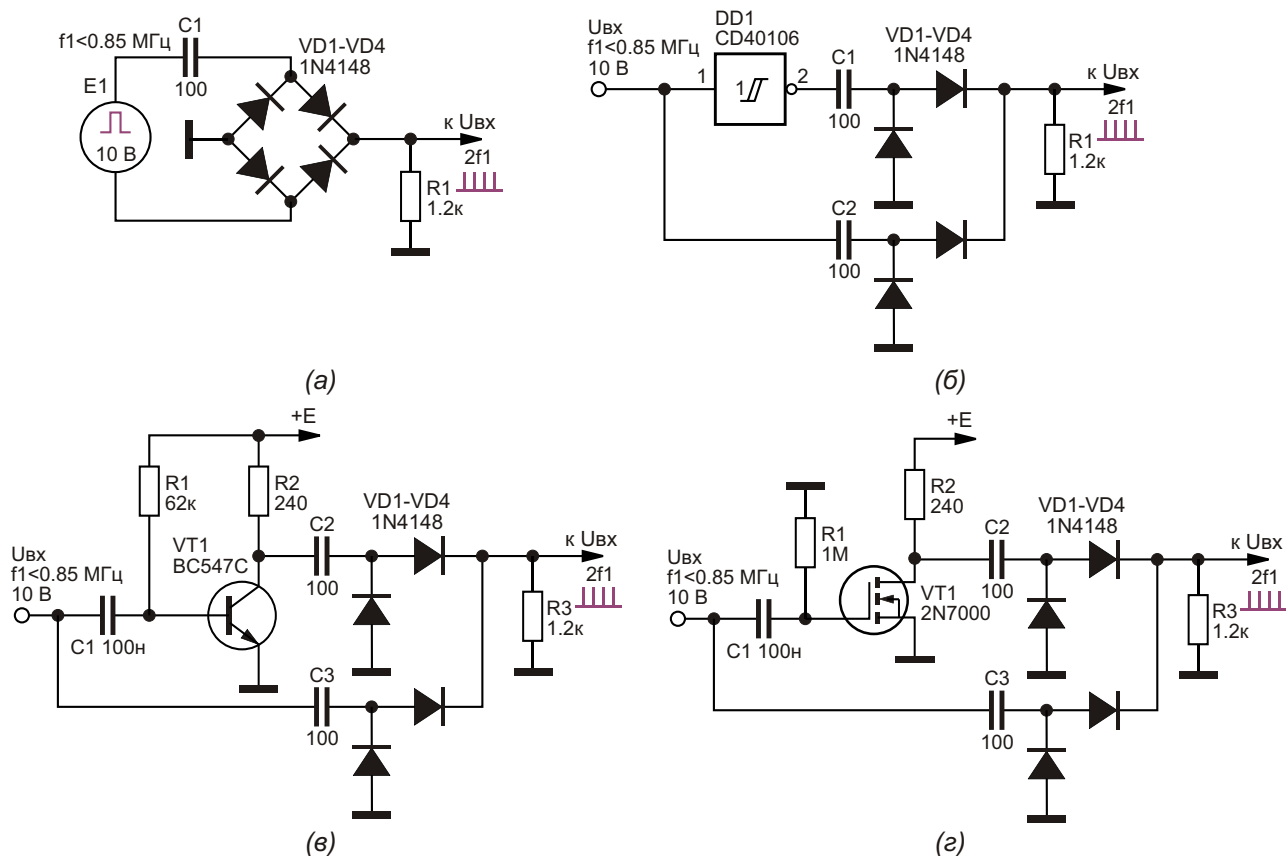


Рисунок 2. Входные цепи удвоения частоты входных сигналов.

К выходу резистивной цепочки подключен один из входов компаратора DA1.1 LM339; второй вход компаратора подключен к движку потенциометра R10. С выхода компаратора сигнал поступает на вход сброса R микросхемы DD1.1. К выходу компаратора подключен D-триггер DD2 CD4013, работающий в режиме деления частоты на два и обеспечивающий коэффициент заполнения выходных сигналов $D = 50\%$.

Резистивная матрица R1–R7 выполнена таким образом, чтобы при каждом последующем входном импульсе на входе счётчика DD1 напряжение на выходе резистивной цепочки прирастало на заданный уровень. Таким образом, напряжение на резисторе R8 нарастает по мере поступления каждого импульса выходного сигнала дозированно на шаг, заданный свойствами резистивной матрицы R1–R7. Регулировка потенциометра R10 позволяет устанавливать напряжение на входе сравнения компаратора в пределах от нуля до максимально достижимого значения напряжения на резисторе R8.

Регулируя порог переключения компаратора, можно задавать количество импульсов, поступивших на вход счетчика импульсов, достаточных для достижения порога переключения компаратора (или коэффициент деления). При переключении компаратора сигнал с его выхода поступает на вход сброса R счётчика и обнуляет его состояние.

Таким образом можно менять коэффициент деления в пределах от 1 до 128. На выходе компаратора формируется короткий импульс иглообразной формы. D-триггер DD2 CD4013 предназначен для преобразования таких импульсов в сигнал прямоугольной формы с коэффициентом заполнения импульса $D = 50\%$. Частота следования импульсов при этом понижается вдвое, поэтому частота импульсов на выходе устройства отличается от частоты входных сигналов от 2 до 256 раз.

Максимальная частота выходных импульсов устройства при напряжении питания 10 (15) В не превышает 1 (1.75) МГц. Предельная частота работы логических элемен-

тов зависит от напряжения питания, повышаясь с ростом питающего напряжения. Амплитуда импульсов входных сигналов должна быть близка к напряжению питания устройства, коэффициент заполнения импульсов D входных сигналов равен 50%.

На Рисунке 2 показан вариант организации входных цепей устройства, что позволяет делить частоту входных сигналов на любое целое число в пределах от 1 до 128. Для этого на вход устройства, Рисунок 1, подключают удвоитель частоты входного сигнала, выполненный по одной из четырёх приведённых на Рисунке 2 схем.

Предельная частота следования входных импульсов с использованием удвоителей частоты не превышает 850 кГц. Работа удвоителей частоты основана на суммировании импульсов с выходов дифференцирующих RC-цепочек, подключенных напрямую и со сдвигом фазы на 180° к источнику входного сигнала.

На Рисунке 2а показан вариант реализации удвоителя частоты импульсов с использованием единственной дифференцирующей RC-цепочки $C1R1$ и диодного моста

$VD1-V D4$. Недостатком схемы является то, что генератор импульсов $E1$ «подвешен в воздухе».

Удвоитель напряжения на Рисунке 1б выполнен с использованием логического элемента $DD1.1$ CD40106. Входной и выходной сигналы с инвертора напряжения $DD1.1$ через конденсаторы $C1$ и $C2$ поступают через диодные цепочки $VD1-V D4$ на резистор нагрузки $R1$. На этом резисторе в зависимости от частоты формируются сигналы либо иглообразной формы, либо имеющие всплеск и последующий экспоненциальный спад.

На Рисунках 2в, г показаны удвоители частоты, выполненные на биполярном транзисторе $VT1$ BC547C (Рисунок 2в) и на полевом транзисторе $VT1$ 2N7000 (Рисунок 2г). **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4013B](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4024B](#)
4. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)
5. [Datasheet Microchip 2N7000](#)
6. [Datasheet Fairchild BC547C](#)

Простая схема управления мягким запуском ШИМ-контроллера

Robert Buono

EDN

Семейство ШИМ-контроллеров источников питания с токовым управлением UC384x, доступное у многих производителей, отличается хорошими характеристиками и породило множество аналогичных микросхем. Все члены семейства UC384x и его клоны имеют общую характеристику – внутренний усилитель ошибки, который обеспечивает ограничение выходного тока. Выход усилителя, обозначенный как COMP, позволяет удобно подключать цепи коррекции для поддержания общей устойчивости контура обратной связи. Кроме того, вывод COMP дает возможность управления отключением и плавным пуском и служит удобной точкой для установки порога ограничения выходного тока силового ключа.

Две характеристики вывода COMP повышают его универсальность: во-первых,

вывод обеспечивает ограничение выходного тока, а, во-вторых, напряжение на выводе прямо пропорционально току, протекающему через внешний силовой ключ. Обе функции также позволяют использовать вывод в качестве порта управления. Например, возможно, наиболее распространенным применением этого вывода является добавление функции плавного запуска к схеме источника питания на базе UC384x.

В режиме мягкого запуска выходной ток внешнего силового ключа и выходное напряжение источника питания увеличиваются со скоростью, регулируемой напряжением на выводе COMP и пропорциональной ему. На Рисунке 1 показана типичная реализация схемы мягкого запуска, содержащая p-n-р транзистор Q_1 , подключенный к выводу COMP. RC-цепочка R_1 и C_{SS} управляет базой

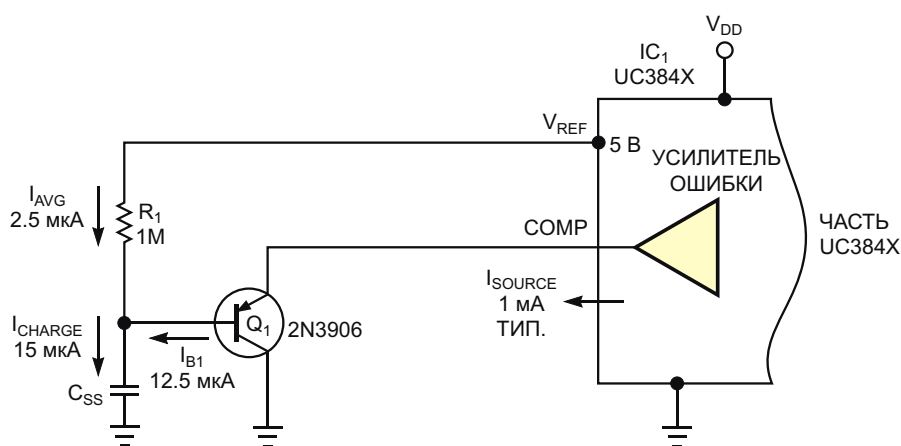


Рисунок 1. Один транзистор Q_1 реализует функцию медленного запуска импульсного регулятора, но его базовый ток вносит ошибку времени.

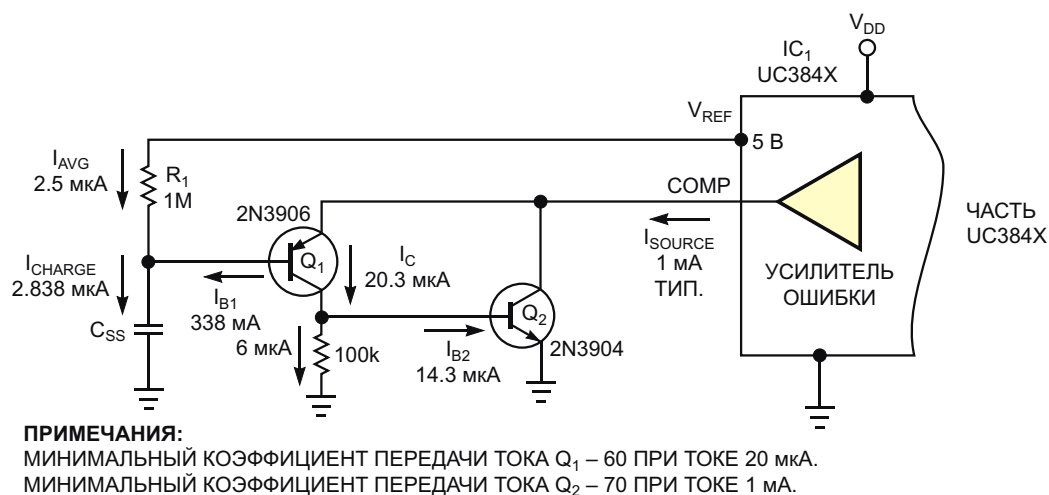


Рисунок 2. Замена транзистора Q₁ на Рисунке 1 составным р-п/п-р-п транзистором значительно уменьшает ошибку времени запуска схемы.

Q₁, используя внутренний источник точного опорного напряжения 5 В микросхемы IC₁.

Когда напряжение внешнего источника питания V_{DD} превышает предустановленный внутренний порог блокировки при пониженном напряжении микросхемы IC₁, включается источник опорного напряжения 5 В. Напряжение на конденсаторе C_{SS} линейно нарастает до 5 В со скоростью, определяемой постоянной времени R₁ × C_{SS}. Поскольку транзистор Q₁ включен эмиттерным повторителем, напряжение, которое он передает на вывод COMP, «повторяет» напряжение базы Q₁, и выходной ток источника питания увеличивается пропорционально этому напряжению.

Простая схема на Рисунке 1 удовлетворяет требованиям многих приложений с плавным запуском. Для увеличения времени плавного запуска можно увеличить емкость C_{SS} или сопротивление R₁, чтобы уменьшить зарядный ток I_{CHARGE} конденсатора C_{SS}. Однако увеличение номинала любого компонента может вызвать проблемы. В зависимости от конструкции конденсатора C_{SS} его ток утечки может быть значительным. Кроме того, больше нельзя будет игнорировать ток базы транзистора Q₁. Например, обзор конструкций микросхем ШИМ-управления показывает, что ток I_{SOURCE}, вытекающий из вывода COMP, обычно равен 1 мА. Если минимальный коэффициент передачи тока используемого в качестве Q₁ транзистора 2N3906 равен 80, ток базы Q₁ должен составлять не

менее 12.5 мкА. Базовый ток, вытекая из вывода базы Q₁, добавляется к зарядному току C_{SS}. Если в схеме на Рисунке 1 используются конденсатор C_{SS} емкостью 1 мкФ и резистор R₁ сопротивлением 1 МОм, можно было бы ожидать, что номинальная постоянная времени заряда равна 1 секунде при среднем зарядном токе I_{AVG}, идущем через R₁, равном 2.5 мкА. Однако на самом деле зарядный ток составляет 15 мкА, представляя собой сумму зарядного тока 2.5 мкА и базового тока Q₁ 12.5 мкА, а время плавного запуска оказывается значительно меньше номинального значения.

В качестве альтернативы схема на Рисунке 2 лучше подходит для таких приложений, как зарядные устройства аккумуляторов, которые требуют более длительного или более точного времени плавного запуска. Добавление второго транзистора для создания составного р-п/п-р-п транзистора позволяет поддерживать функцию плавного запуска. Общее усиление тока схемы равно произведению коэффициентов передачи тока транзисторов Q₁ и Q₂, или 70 × 60 = 4200, что намного превышает усиление одного транзистора, равное 60. Более высокий коэффициент передачи тока уменьшает базовую составляющую зарядного тока всего до 338 нА. Осциллограммы на Рисунке 3 позволяют сравнить отклики обеих схем. Темно-зеленая кривая показывает, что схема на Рисунке 2 обеспечивает ожидаемый 1-секундный интервал времени плав-

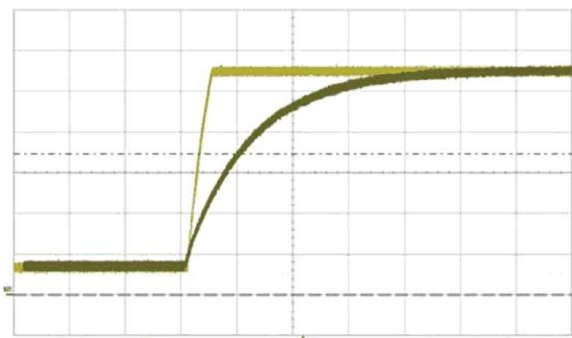


Рисунок 3. Темно-зеленая кривая показывает, что схема на Рисунке 2 обеспечивает ожидаемый 1-секундный интервал времени медленного запуска, а светло-зеленая кривая иллюстрирует слишком короткое время запуска схемы на Рисунке 1.

ного запуска, а светло-зеленая кривая иллюстрирует слишком короткое время запуска схемы на Рисунке 1. Схема, показанная на Рисунке 2, не только обеспечивает более точное нарастание напряжения плавного запуска, но и позволяет использовать конден-

саторы меньшего размера, например, многослойные керамические, чтобы уменьшить площадь печатной платы и снизить стоимость компонентов.

Хотя соединенная по схеме Дарлингтона пара транзисторов также обеспечивала бы высокий коэффициент усиления по току, ее выходной транзистор не мог бы насыщаться, что необходимо для того, чтобы в выключенном состоянии на выводе СОМР микросхемы IC₁ поддерживалось напряжение ниже 1 В. Р-п-р транзистор Q₁ в составном р-п-р/п-р-п транзисторе на Рисунке 2 может насыщаться, а п-р-п транзистор Q₂ поддерживает управляемое напряжение насыщения на уровне, значительно меньшем 1 В во всем диапазоне рабочих температур схемы. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments UC3842N](#)
2. [Datasheet Texas Instruments UC3844N](#)
3. [Datasheet Texas Instruments UC3844N](#)
4. [Datasheet Texas Instruments UC3845N](#)

Инструментальный усилитель на основе сдвоенного ОУ

Jerald Graeme

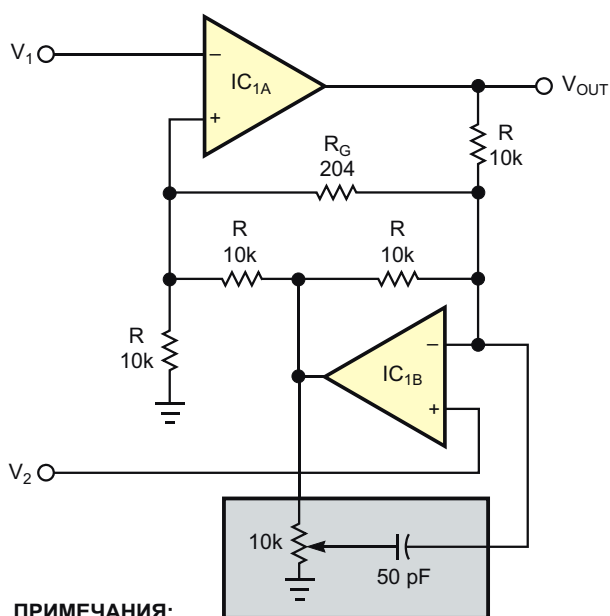
EDN

Хотя монолитные инструментальные усилители дешевле, чем их дискретные и модульные предшественники, небольшой ассортимент монолитных инструментальных усилителей ограничивает их использование. Однако выбор возможных решений можно расширить, получив дифференциальный отклик инструментального усилителя от сдво-

енного операционного усилителя (Рисунок 1). Для обеспечения шумов и входных токов смещения более низких, чем можно получить от монолитных инструментальных усилителей, в схеме используются операционные усилители (ОУ) с полевыми транзисторами на входах.

На Рисунке 1 цепи обратной связи двух операционных усилителей соединены между собой так, чтобы IC_{1B} был инвертирующим усилителем в цепи обратной связи IC_{1A}. Каждый усилитель поддерживает высокоимпедансный вход внешнего сигнала, требуемый для инструментального усилителя. (Входной ток смещения этой схемы при температуре 25 °С составляет 2 пА).

Обратные связи с выходов обоих усилителей устанавливают на резисторе R_G напряжение, равное (V₁ – V₂). Поэтому сигнальный ток в комбинированной цепи обратной связи пропорционален дифференциальному входному напряжению и обратно пропорционален величине сопротивления R_G. Выходное напряжение V_{OUT} равно G(V₁ – V₂), то есть



ПРИМЕЧАНИЯ:

$$V_{OUT} = 2 \cdot 1 \cdot \frac{R}{R_G} (V_1 - V_2).$$

IC₁ – OPA2111.

Рисунок 1. Обеспечив общий путь сигнала обратной связи для двух сторон сдвоенного ОУ, можно сделать инструментальный усилитель.

$$V_{OUT} = 2 \cdot 1 \cdot \frac{R}{R_G} (V_1 - V_2).$$

Сопротивление резистора R_G выбирают, исходя из желаемого коэффициента усиления G, который может варьироваться от значения 2 (R_G отсутствует) до максимума, огра-

ниченного только коэффициентом усиления ОУ без обратной связи, допустимой ошибкой усиления и требуемой полосой пропускания. Схема на Рисунке 1 обеспечивает полосу пропускания 2 кГц при коэффициенте усиления 2000. В целом полоса пропускания составляет примерно 2 МГц/Г. Более того, выходное смещение равно разности смещений операционных усилителей, умноженной на G.

Важной характеристикой инструментальных усилителей является способность подавления синфазного сигнала постоянного тока, которая для схемы на Рисунке 1 зависит главным образом от согласования сопротивлений четырех резисторов, обозначенных R. Коэффициент подавления синфазного сигнала постоянного тока находится в обратной зависимости от величины рассогласования сопротивлений резисторов, то есть при допустимом отклонении 0.01% он выражается отношением 10,000 к 1 (-80 дБ). С другой стороны, коэффициент подавления синфазного сигнала переменного тока ограничен неравенством коэффициентов обратной связи опера-

ционных усилителей. Цепь в затемненной области схемы позволяет компенсировать влияние неравенства коэффициентов обратной связи там, где это необходимо – в приложениях, в которых частота синфазного напряжения превышает диапазон частот полезных сигналов.

Наконец, обратите внимание, что размах выходного напряжения операционного усилителя IC_{1B} (комбинация дифференциального и синфазного сигналов) шире диапазона V_{OUT}. Это выходное напряжение равно

$$2V_1 \frac{R}{R_G}(V_1 - 2V_2)$$

и должно оставаться в пределах допустимого диапазона синфазных входных напряжений операционного усилителя, чтобы обеспечить его работу в линейном режиме. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA2111](#)

Изолированная схема линейного управления мощностью переменного тока

Sajjad Haidar

EDN

Управление мощностью с использованием активного устройства, такого как MOSFET, в линейной области – не самый эффективный способ. Однако если диапазон регулируемой мощности ограничен определенными пределами, использование компонента в линейной области может быть неплохим выбором.

Например, если нужно контролировать мощность 45-ваттного паяльника в диапазоне от 35 Вт до 45 Вт, активное устройство будет рассеивать примерно от 4 Вт до 0.1 Вт.

С учетом этого была разработана схема, показанная на Рисунке 1.

Для питания светодиода оптоизолированного драйвера MOSFET VOM1271 используется простой источник тока. Максимальное выходное напряжение VOM1271 составляет 8.4 В. Из Рисунка 2 видно, что зависимость выходного тока короткого замыкания I_{SC} от входного прямого тока I_F практически линейна. Выход оптоизолятора ведет себя как источник постоянного тока, пока напряжение на нем не приблизится к напряжению холостого хода

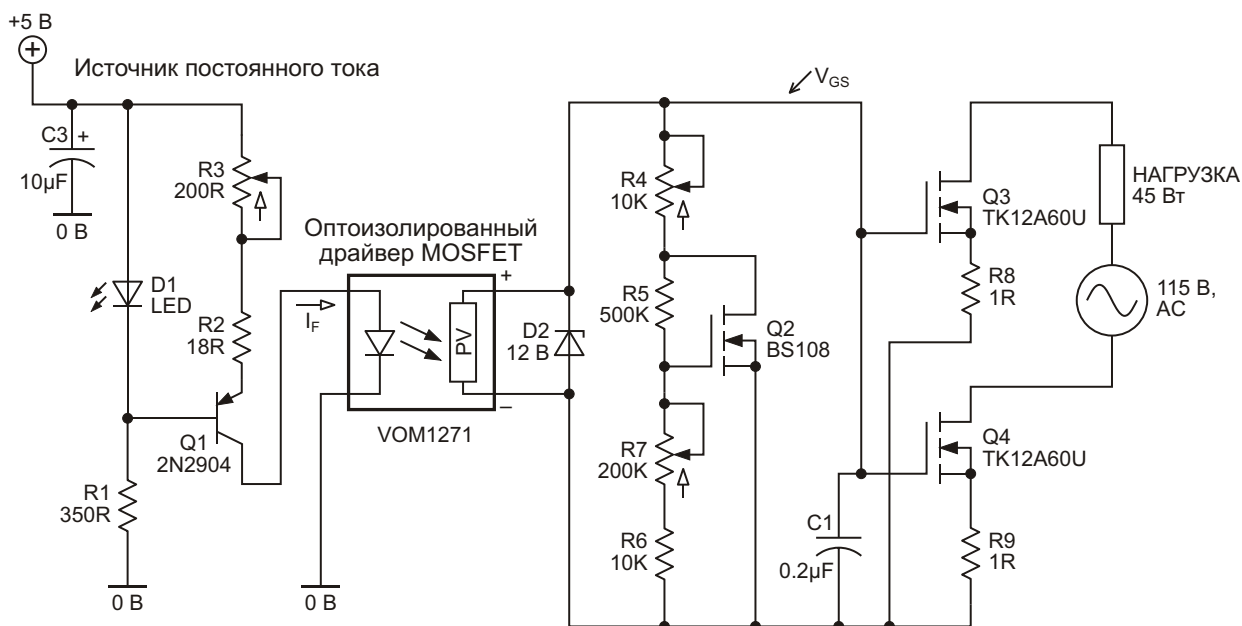


Рисунок 1. Схема линейного управления мощностью переменного тока.

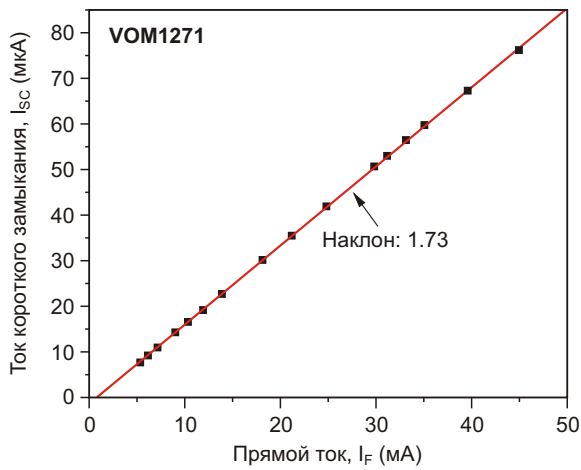


Рисунок 2. Передаточная характеристика оптоизолятора.

(~8 В). Это выходное напряжение можно использовать для управления MOSFET с пороговым напряжением V_{TH} менее 8 В.

Сложность использования MOSFET в линейном режиме заключается в том, что даже в одной партии устройств пороговые напряжения затвор-исток (V_{GS}) различаются. Сразу после порогового напряжения ток стока быстро увеличивается при небольшом изменении V_{GS} [1]. MOSFET Q2 на выходе оптоизолятора смещен таким образом, что выходное напряжение, подаваемое на затворы Q3 и Q4 (V_{GS}), изменяется в соответствии с крутизной характеристики Q3 и Q4.

На Рисунке 3 показана зависимость прямого тока светодиода оптоизолятора (I_F) от напряжения V_{GS} . При малом токе I_F напряже-

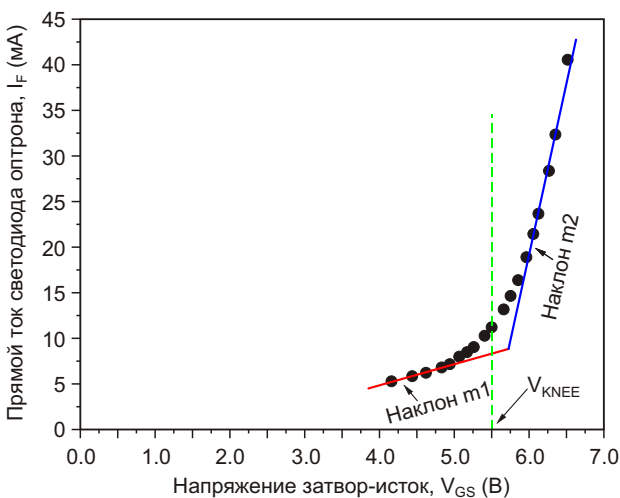


Рисунок 3. Зависимость прямого тока светодиода оптоизолятора от напряжения затвор-исток.

ние V_{GS} приближается к напряжению излома характеристики V_{KNEE} с наклоном (скоростью) $m1$. Наклон приблизительно пропорционален

$$\frac{1}{R_5 R_6 R_7},$$

поскольку $R_5 + R_6 + R_7 \gg R_4$. Регулировкой подстроечного резистора R_7 можно сделать так, чтобы напряжение V_{KNEE} было близким к пороговым напряжениям Q3 и Q4 (примерно от 4 до 5 В). После точки излома V_{GS} с изменением I_F изменяется медленнее, и наклон $m2$ становится более крутым и похожим на зависимость I_D от V_{GS} для MOSFET. Наклон $m2$ регулируется подстроечным резистором R_4 ($m2 \propto 1/R_4$).

Как видно из схемы, Q3 и Q4 включены так, чтобы пропускать переменный ток. В качестве нагрузки, управляемой схемой, используется 45-ваттный паяльник. Ввиду того, что пороговые напряжения Q3 и Q4 могут различаться, для частичной компенсации этого разброса включены резисторы R_8 и R_9 сопротивлением 1 Ом. Поскольку на затворы Q3 и Q4 подается одно и то же напряжение, с ростом тока нагрузки падение напряжения на этих резисторах увеличивается, что приводит к уменьшению I_D . Номиналы R_8 и R_9 следует выбирать с учетом тока нагрузки: чем больше нагрузка, тем ниже сопротивление.

Напряжение на нагрузке при разных уровнях мощности показано на Рисунке 4.

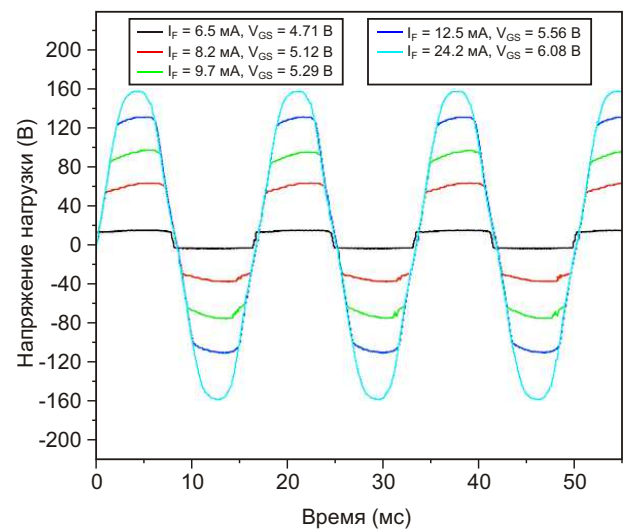


Рисунок 4. Напряжение на нагрузке при разных уровнях мощности.

Небольшой дисбаланс между положительной и отрицательной полуволнами, особенно при небольшой мощности, объясняется различиями значений V_{TH} . Форма напряжений очень похожа на ограниченную синусоиду. Однако вероятность того, что эти искажения приведут к возникновению радиочастотных помех, меньше, чем при сигналах, получающихся при обычном симисторном управлении.

Для управления мощностью здесь используется источник постоянного тока, но его можно заменить любой другой схемой управления. Оптическая изоляция защитит схему

управления от напряжения сети. Хотя эта схема используется здесь для управления мощностью переменного тока, она подходит и для постоянного тока. **ПЛ**

Ссылки

1. Electronics – Circuits and Systems, Owen Bishop, Elsevier, 2011, pg. 63.

Материалы по теме

1. [Datasheet Vishay VOM1271T](#)
2. [Datasheet onsemi BS108](#)
3. [Datasheet Toshiba TK12A60U](#)

Гистерезис компаратора зависит от уровня сигнала

P Krehlik, L Sliwczynski

EDN

Иногда бывает нужно оценить различие двух напряжений с помощью решения, основанного на использовании некоторого гистерезиса. При изменении уровней сравниваемых сигналов в широких пределах (например, на несколько порядков) ширина петли гистерезиса должна изменяться аналогичным образом, чтобы обеспечить постоянное соотношение между шириной гистерезиса и уровнем сигнала. С такой ситуацией можно столкнуться, например, когда необходимо решить, в каком из двух каналов передачи сигнал «более высокого качества» (один с более высоким уровнем). Чтобы избежать постоянных изменений в результатах сравнения, когда уровни сигналов близки друг к другу, нужен гистерезис. В этом случае лучше всего выбирать большее напряжение, осно-

вываясь на соотношении сигналов, а не сравнивать их напрямую. На Рисунке 1 показана схема с гистерезисом, зависящим от сигнала.

Усилители IC_{1A} и IC_{1B} и связанные с ними резисторы и диоды R₁, R₂, D₁ и D₂ работают как логарифмические преобразователи, вырабатывающие выходные напряжения

$$V_{O1, O2} = V_T \ln \frac{V_{I1, I2}}{R I_S},$$

где

$$V_T = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ мВ}$$

при комнатной температуре, а I_S – ток насыщения p-n перехода. При выводе формулы

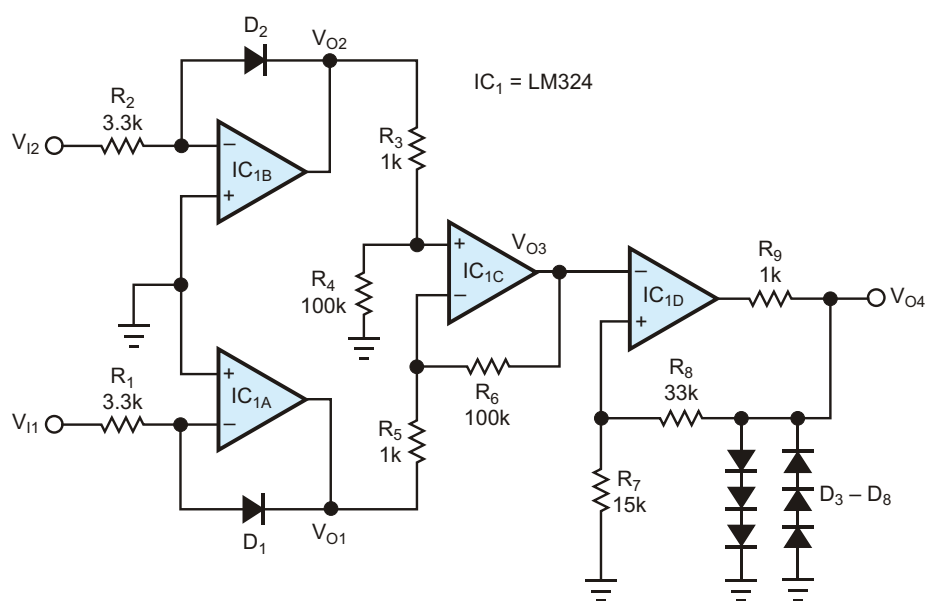


Рисунок 1. Ширина петли гистерезиса, пропорциональная величине сигнала, позволяет сравнивать сигналы в широком диапазоне уровней.

предполагалось, что $R_1 = R_2 = R$. Затем напряжения V_{O1} и V_{O2} объединяются в суммирующем усилителе IC_{1C}. Если предположить, что $R_3 = R_5$, $R_4 = R_6$ и диоды подобраны по прямым напряжениям, выходное напряжение усилителя IC_{1C} будет равно

$$V_{O3} = \frac{R_4}{R_3} (V_{O2} - V_{O3}) + V_T \frac{R_4}{R_3} \ln \frac{V_{I1}}{V_{I2}}.$$

Таким образом, выходное напряжение усилителя пропорционально отношению входных напряжений. Последний усилитель в схеме (IC_{1D}) представляет собой стандартный инвертирующий компаратор с гистерезисом, симметричным относительно нуля, и пороговыми уровнями:

$$V_H = V_{O4} \frac{R_7}{R_7 + R_8}$$

и

$$V_N = V_{O4} \frac{R_7}{R_7 + R_8}.$$

Размах напряжения на выходе схемы (V_{O4}^+ , V_{O4}^-) является функцией ограничителя, состоящего из резистора R_9 и диодов D_3 – D_8 . Уровень выходного напряжения V_{O4} изменяется, когда $V_{O3} > V_H^+$ (становится низким) или

$V_{O3} < V_N^-$ (становится высоким). В соответствии с этими условиями

$$V_{I1} = V_{I2} \exp \left(\frac{V_H}{V_T} - \frac{R_3}{R_4} \right)$$

или

$$V_{I1} = V_{I2} \exp \left(\frac{V_H}{V_T} - \frac{R_3}{R_4} \right).$$

Конструкция позволяет различать два сигнала, процентное соотношение уровней которых устанавливается внешними компонентами R_3 , R_4 , R_7 и R_8 . Когда $V_{O4}^+ = |V_{O4}^-|$, входы V_{I1} и V_{I2} симметричны. При использовании номиналов компонентов, указанных на схеме, выходное состояние компаратора изменяется, когда один входной сигнал примерно на 30% больше другого. Если схема должна работать в широком диапазоне температур, следует учитывать температурную зависимость пороговых уровней. В схеме применен счетверенный операционный усилитель LM324. Если использовать rail-to-rail усилитель (например, LMC6484), выходной ограничитель будет не нужен. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM324](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LMC6484](#)

Универсальный линейный регулятор на основе LP2951, управляемый напряжением

Anthony Smith

EDN

Линейный регулятор напряжения LP2951 обычно используется в приложениях, требующих заданного выходного напряжения, которое можно легко установить с помощью двух резисторов. Устройство обеспечивает стабилизацию при малом падении напряжения на проходном транзисторе в широком диапазоне выходных напряжений от 1.235 В до примерно 30 В. Благодаря низкой цене и доступности у нескольких производителей (включая MaxLinear, Microchip, ON Semiconductor и Texas Instruments), прибор стал популярным

выбором для схем, которым необходим микро мощный регулятор, способный отдавать в нагрузку ток до 100 мА.

Принципиальная схема показана на Рисунке 1, где резисторы R_1 и R_2 задают выходное напряжение в соответствии со следующей простой формулой:

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + I_{FB} R_1 \text{ [В]}.$$

Здесь

V_{REF} – напряжение внутреннего опорного источника (типичное значение 1.235 В) на выводе обратной связи FB,

I_{FB} – ток, входящий в вывод обратной связи.

Обычно I_{FB} имеет порядок 20 нА, поэтому при условии, что сопротивление R_1 не слишком велико, ошибкой, вносимой I_{FB} , можно пренебречь, и выражение для выходного напряжения упрощается до:

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \text{ [В]}.$$

Выходное напряжение можно регулировать, если постоянный резистор R_1 заменить

Примечания:
 C_{IN} , C_{OUT} , C_1 : см. документацию на LP2951.
 R_1 , R_2 , R_3 : см. текст.

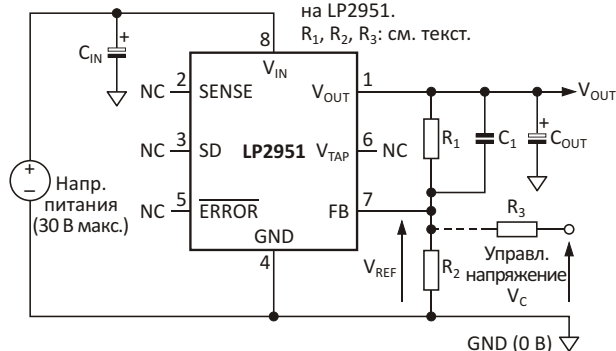


Рисунок 1. Обычную схему можно превратить в гораздо более универсальный и гибкий регулятор напряжения.

переменным сопротивлением, например подстроечным резистором. При соответствующем выборе сопротивления резистора R_2 это позволит изменять выходное напряжение V_{OUT} в широком диапазоне, вплоть до максимального значения около 30 В. Несмотря на свою гибкость, этот подход имеет ограничения. В частности, его можно использовать для установки выходного напряжения только одного регулятора, а необходимость ручной регулировки потенциометра не дает возможности прямого линейного электронного управления. Кроме того, из приведенной выше формулы следует, что даже при нулевом сопротивлении R_1 выходное напряжение V_{OUT} не может быть меньше, чем V_{REF} (1.235 В).

Однако добавление всего одного дополнительного резистора R_3 позволяет напрямую управлять выходным напряжением с помощью постоянного напряжения V_C (Рисунок 1). Зависимость между V_{OUT} и V_C является обратной и линейной, т.е. с увеличением V_C пропорционально уменьшается V_{OUT} . При соблюдении определенных условий эту зависимость можно установить практически любой. Более того, есть дополнительный

бонус, заключающийся в том, что теперь V_{OUT} может опускаться ниже V_{REF} . Фактически, этот метод позволяет напряжению V_{OUT} приближаться к уровню земли (0 В).

Эта схема позволяет относительно «слабому» напряжению (например, получаемому с выхода ЦАП или операционного усилителя) управлять гораздо более высокими уровнями напряжения и мощности. Она также позволяет с помощью одного напряжения управлять несколькими регуляторами, каждый из которых может иметь свою уникальную характеристику управления.

Сопротивления резисторов R_1 , R_2 и R_3 , необходимые для задания требуемой зависимости V_{OUT} от V_C , рассчитываются с использованием формул на Рисунке 2, где $V_{OUT(MIN)}$ – наименьшее требуемое выходное напряжение, которое должно установиться при максимальном значении V_C ($V_{C(MAX)}$), и $V_{OUT(MAX)}$ – максимальное требуемое выходное напряжение, соответствующее управляющему напряжению V_C , равному нулю. При расчете k за величину опорного напряжения V_{REF} можно принять его типовое значение 1.235 В.

Формулы:

$$k = \frac{V_{REF}(V_{OUT(MAX)} - V_{OUT(MIN)})}{V_{REF}(V_{OUT(MIN)} - V_{C(MAX)}) - V_{OUT(MAX)}V_{C(MAX)}} \quad (1)$$

$$R_1 = \frac{kR_3(V_{OUT(MAX)} - V_{REF})}{V_{REF}(k - 1)} \quad (2)$$

$$R_2 = kR_3 \quad (3)$$

$$V_{OUT} = \frac{V_{REF}(R_1 R_2 R_3 + R_1 R_3 R_2 + R_2 R_3 R_1) - V_C R_1 R_2}{R_2 R_3} \quad (4)$$

Условия:

$$V_{OUT(MAX)} > V_{REF} \quad (1)$$

$$\frac{V_{C(MAX)} - V_{OUT(MAX)}}{V_{REF}} > \left| \frac{V_{OUT(MIN)} - V_{C(MAX)}}{V_{OUT(MAX)}} \right| \quad (2)$$

Рисунок 2. Эти формулы используются для расчета значений R_1 , R_2 и R_3 , необходимых для получения желаемой зависимости V_{OUT} от V_C .

Определив k с помощью формулы (1), выбираем стандартный номинал R_3 , а затем, используя формулы (2) и (3), вычисляем сопротивления R_1 и R_2 , соответственно. Чтобы получить подходящие стандартные номиналы для R_1 и R_2 , возможно, потребуется рассмотреть несколько различных значений сопротивления R_3 . После того, как номиналы R_1 , R_2 и R_3 определены, величину выходного напряжения V_{OUT} для любого значения V_C можно рассчитать с помощью формулы (4).

Важно выполнить условия, показанные на Рисунке 2. Первое условие требует, чтобы максимальное напряжение V_{OUT} было больше, чем V_{REF} . Это необходимо для того, чтобы числитель формулы (2) не мог быть отрицательным. Выполнение требований условия (2) дают гарантию, что знаменатель формулы (1) не будет нулевым или отрицательным.

Несколько примеров помогут проиллюстрировать процесс проектирования.

Пример 1

В этом примере мы хотим получить выходное напряжение в диапазоне от 1.0 В до 10 В, используя управляющее напряжение от нуля до 5.0 В, то есть, $V_{OUT(MIN)} = 1.0$ В при $V_{C(MAX)} = 5.0$ В и $V_{OUT(MAX)} = 10.0$ В при $V_C = 0$.

Условия (1) и (2) выполняются, поэтому мы можем использовать формулу (1) для вычисления k , которое оказывается равным 0.34. Подставив это значение в формулы (2) и (3) и поэкспериментировав с различными сопротивлениями R_3 , мы находим, что подходящи-

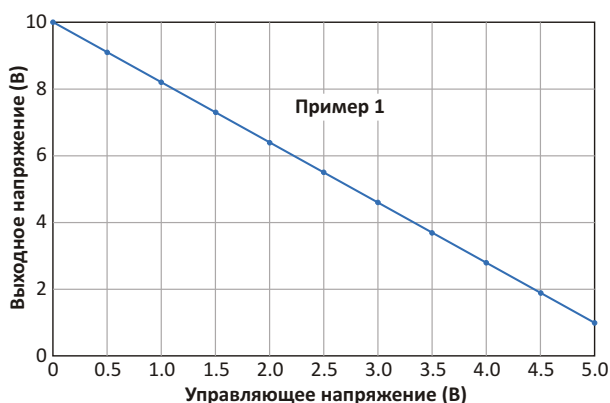


Рисунок 3. Результаты испытаний для примера 1, где $R_1 = 27$ кОм, $R_2 = 5.1$ кОм, $R_3 = 15$ кОм и $V_{IN} = 12.0$ В.

ми стандартными номиналами являются $R_1 = 27$ кОм, $R_2 = 5.1$ кОм и $R_3 = 15$ кОм. Результаты для этого примера взяты из тестовой схемы с входным напряжением $V_{IN} = 12.0$ В, подключенной к нагрузке 330 Ом (Рисунок 3).

Пример 2

Здесь нам нужно получить $V_{OUT(MIN)} = 0.25$ В при $V_{C(MAX)} = 2.0$ В и $V_{OUT(MAX)} = 25.0$ В при $V_C = 0$. При выполнении условий (1) и (2) формула (1) дает значение $k = 1.80$. Подстановка этого значения в формулы (2) и (3) дает подходящие стандартные номиналы $R_1 = 240$ кОм + 7.5 кОм, $R_2 = 36$ кОм и $R_3 = 20$ кОм. Результаты для этого примера взяты из тестовой схемы при сопротивлении нагрузки $R_{LOAD} = 1$ кОм и $V_{IN} = 26.0$ В (Рисунок 4).

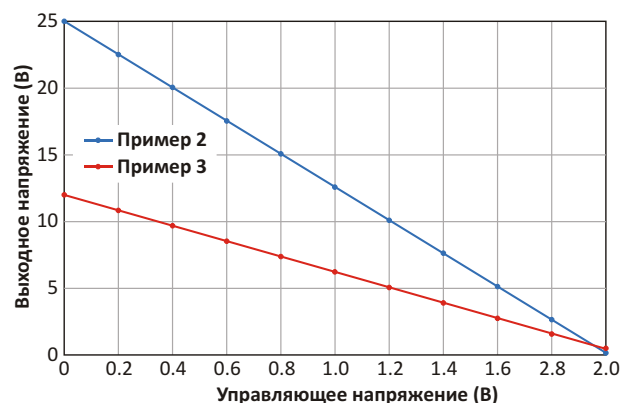


Рисунок 4. Результаты испытаний для примеров 2 и 3.

Пример 7

В этом примере мы хотим, чтобы $V_{OUT(MIN)} = 0.5$ В при $V_{C(MAX)} = 2.0$ В и $V_{OUT(MAX)} = 12.0$ В при $V_C = 0$. Оба условия (1) и (2) выполняются, и формула (1) дает значение $k = 1.94$. Подстановка этого значения в формулы (2) и (3) дает $R_1 = 270$ кОм и $R_2 = 91$ кОм при $R_3 = 47$ кОм. Результаты были измерены на тестовой схеме при $R_{LOAD} = 1$ кОм и $V_{IN} = 13.0$ В (Рисунок 4).

Все приведенные выше примеры иллюстрируют обратную зависимость между управляющим напряжением и выходным напряжением. По мере того, как напряжение V_C увеличивается, увеличивается напряжение на выводе FB, и цепь обратной связи заставляет регулятор уменьшать V_{OUT} , чтобы поддержи-

вать потенциал вывода FB, равным внутреннему опорному напряжению V_{REF} . Кроме того, в каждом примере $V_{OUT(MIN)}$ меньше, чем V_{REF} (а в примере 2 значительно меньше). Выходное напряжение может быть ниже V_{REF} , поскольку при увеличении V_C до максимального значения регулятор должен подтягивать свой выход к нулю, чтобы удерживать напряжение на выводе FB равным V_{REF} .

Имейте в виду, что при очень легкой нагрузке регулятора и/или при относительно больших сопротивлениях R_1 и R_2 измеренное выходное напряжение может отличаться от ожидаемого значения, особенно при низких уровнях V_{OUT} . По-видимому, это связано с требованиями к минимальной нагрузке LP2951. Эту проблему можно решить,

увеличив ток нагрузки и/или уменьшив сопротивления R_1 и R_2 .

Примеры 2 и 3 показывают, что одно управляющее напряжение можно использовать для контроля двух (или более) регуляторов, имеющих очень разные выходные характеристики. С добавлением всего одного компонента обычная схема превращается в гораздо более универсальный и гибкий регулятор напряжения, сохраняющий все преимущества (малое падение напряжения, ограничение тока, защита от перегрева и т. д.) микросхемы LP2951. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip LP2951](#)

Пиковый детектор с функциями выборки и выключения

Shyam Tiwari

EDN

При использовании медленного АЦП с быстрым пиковым детектором разработчики сталкиваются с серьезной проблемой. Схема на Рисунке 1 позволяет медленному АЦП измерять быстрые пики дискретизируемого сигнала. В 100-мегагерцовом пиковом детекторе для выборки ультразвуковых импульсов используется быстродействующий усилитель MAX4231. Этот усилитель имеет функцию отключения, которая обеспечивает экономию энергии без потери выбранной информации. Когда при низком уровне сигнала на управляющем входе схема производит выборку пика, выход усилителя пикового детектора отклю-

Таблица 1. Функции схемы и режимы усилителей

Функция	Усилитель 1	Усилитель 2	Вход управления
Выборка пика сигнала	Вкл.	Выкл.	TL 0 (0 В)
Измерение пика	Выкл.	Вкл.	TTL 1 (2.4–5 В)

чается, а выходной усилитель включается для измерения выходного сигнала. Этот метод снижает потребление энергии почти на 50%, поскольку в любой момент времени активен только один из усилителей. В Таблице 1 показаны функции схемы и режимы усилителей в зависимости от управляющего сигнала.

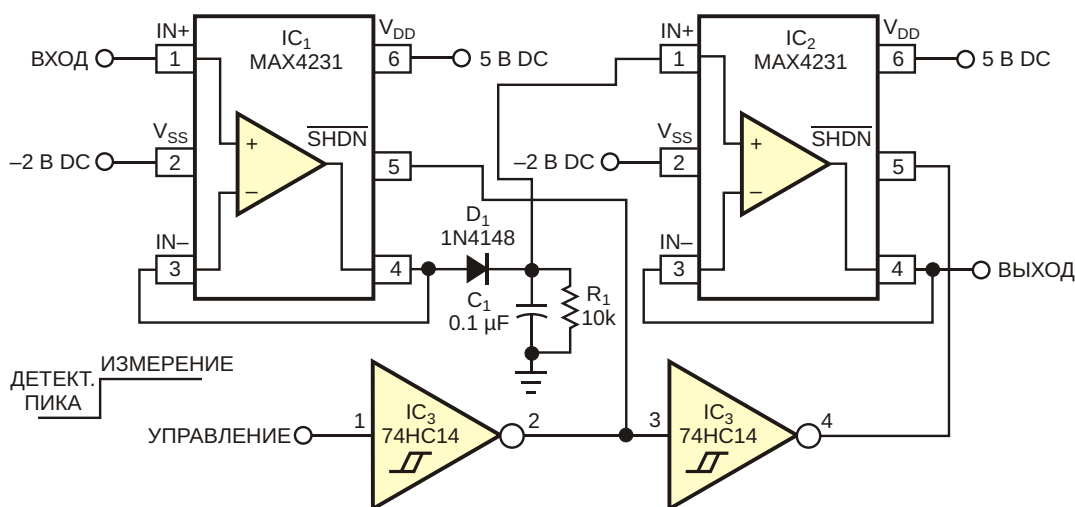
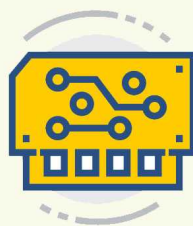


Рисунок 1. Эта схема позволяет использовать медленный АЦП для измерения быстрых пиков и экономит энергию.

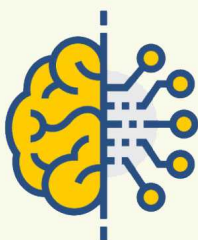
ДОСКА ОБЪЯВЛЕНИЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОНЩИКОВ



Радиодетали



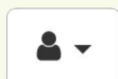
Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

Наиболее важным преимуществом схемы является то, что она предотвращает выборку другого входного пика до завершения измерения. Первый усилитель пикового детектора, находясь в режиме выключения, не допускает изменения измеряемого напряжения. Эта функция помогает медленному АЦП отслеживать выборки быстрых пиков в желаемом интервале измерения, что невозможно при использовании обычной схемы пикового детектора. Номиналы R_1 и C_1 выбирают в соответствии с требуемой постоянной време-

ни, необходимой для хранения пика и последующего спада выбранного сигнала. Если медленный спад пика нежелателен, можно использовать транзисторный ключ (на схеме не показан) без резистора R_1 , чтобы разряжать конденсатор на землю перед выборкой нового пика входного сигнала. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4231](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74HC14](#)

Инструментальный усилитель расширяет возможности DSO

Bob Perrin

EDN

Для определения характеристик солнечной установки, мне понадобилось точно измерить ее ток, отдаваемый в нагрузку. Изделие включало и выключало несколько внутренних устройств с интервалом в несколько секунд. Амперметр показал, что изменения тока происходили слишком быстро для визуальной регистрации, и мои менеджеры попросили сделать фотографию осциллограммы пиков тока. Я выкатил установленный на тележке DSO (цифровой запоминающий осциллограф) нашей компании, включил низкоомный резистор последовательно с положительной входной клеммой источника питания устройства и попытался измерить дифференциальное напряжение (канал А минус канал В) на токоизмерительном резисторе.

К сожалению, радиопомехи от местной FM-радиостанции подавляли слабые изменения сигнала на низкоомном токоизмерительном резисторе, а увеличение его сопротивления приводило к чрезмерному падению напряжения на шине питания устройства. Наконец, 12-вольтовое смещение, вносимое шиной питания, ограничивало способность осциллографа точно разрешать слабый дифференциальный сигнал, который я пытался измерять. Я отключил заземление осциллографа, чтобы дать ему «плавать» относительно токоизмерительного резистора, но высокочастотный шум, видимый на осциллограмме,

значительно увеличился. Я было подумал об использовании более старого аналогового осциллографа (не запоминающего), но функция запоминания DSO позволила бы захватывать и распечатывать осциллограммы сигналов, необходимые для моего отчета.

В отчаянии я перерыл лабораторный стол в поисках старых компонентов и собрал схему, которая решила проблему. Случайно там оказался инструментальный усилитель IC₁, который отлично справляется с выделением слабых сигналов из высокочастотных фоновых шумов. Невысокая скорость отклика усилителя ослабляет радиочастотные помехи, но не влияет на усиление низкочастотных сигналов. Добавление RC-фильтров нижних частот на входы и выходы усилителя дополнительно ослабляет низкочастотный шум, создаваемый близлежащими импульсными источниками питания и цифровой логикой или микропроцессорами.

Обычно я стараюсь избегать использования шумных DC/DC преобразователей в качестве источников питания для аналоговых схем. Однако в данном случае DC/DC преобразователь IC₂ позволил реализовать целесообразное и технически обоснованное решение (Рисунок 1). Как правило, шум DC/DC преобразователей увеличивается по мере увеличения тока нагрузки, но в этой схеме единственной нагрузкой является

Асимметричный выходной каскад превращает конденсатор в идеальный диод

Glen Briseboid

Electronic Design

Компараторы отлично подходят для преобразования слабых сигналов в цифровые сигналы большого уровня. В описанном здесь примере решается задача обнаружения наличия небольшого сигнала переменного тока частотой 60 Гц, смещенного на постоянный уровень 2.5 В. Когда сигнал отсутствует (ниже заданного порога), уровень напряжения на выходе компаратора должен быть высоким, а при наличии сигнала – низким.

Особенность схемы заключается в том, что это обязательно требует преобразования сигнала переменного тока в постоянный, тогда как при обычном включении компаратора логические уровни его выхода чередова-

лись бы синхронно с входным сигналом. Классический способ реализации такого преобразователя – использование диода (Рисунок 1).

В схеме используется компаратор LT1716. Делитель R2/R3 устанавливает пороговое напряжение 10 мВ, обеспечивающее нормально высокий уровень выходного сигнала, а резистор R6 поддерживает конденсатор C3 в заряженном состоянии. Резистор R4 обеспечивает гистерезис компаратора. При наличии сигнала переменного тока выходное напряжение компаратора U1 переключается между низким и высоким уровнями, а диод D1 выпрямляет его с помощью конденсатора C3.

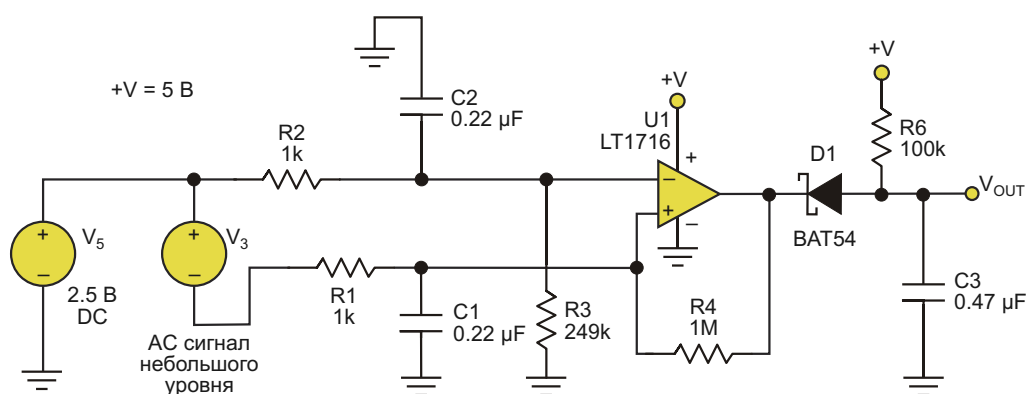


Рисунок 1. Традиционная схема, использующая диод и конденсатор C3 для выпрямления выходного сигнала.

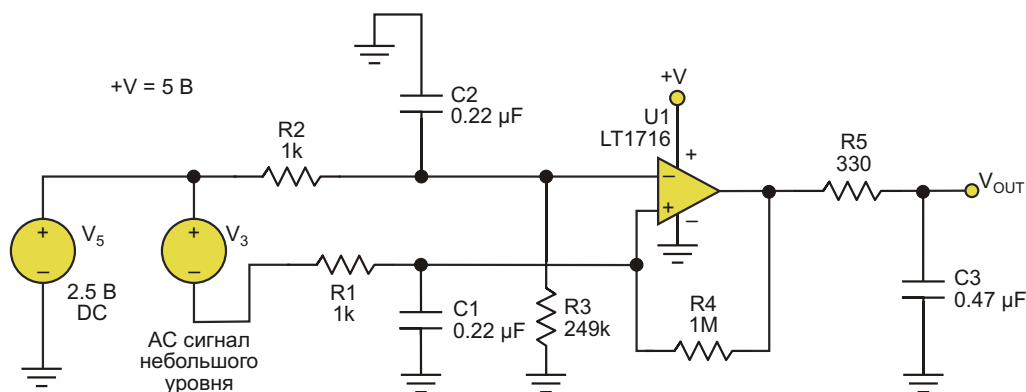


Рисунок 2. Благодаря асимметричному выходному каскаду компаратора U1, в этой улучшенной схеме не требуется диод, что позволяет исключить прямое падение напряжения на диоде.

Проблема здесь заключается в том, что отличный от нуля уровень «лог. 0» выходного сигнала компаратора и падение напряжения на диоде приводят к тому, что общий низкий уровень V_{out} схемы не может гарантированно быть меньше 0.4 В, что требуется в большинстве цифровых схем. У разработчика может возникнуть соблазн решить эту проблему, включив после компаратора дискретный транзистор (например, 2N7002), чтобы обеспечить конденсатору слабую подтяжку к шине питания и сильную подтяжку к земле. Но LT1716 и так имеет именно такой выходной каскад, поэтому для уменьшения уровня «лог. 0» достаточно просто удалить диод.

Усовершенствованная схема (Рисунок 2) работает так же, как описано ранее, за исключением того, что выпрямление сигнала происходит за счет асимметрии выходного каскада компаратора, эквивалентные подтягивающие сопротивления которого для втекающего и вытекающего токов различаются более чем на два порядка. Резистор R5 ограничивает пиковое значение тока подтяжки.

Хотя изначально решалась задача обнаружения сигнала с частотой 60 Гц, постоянная времени R1/C1 обеспечивает входную полосу обнаружения около 700 Гц, которую можно расширить примерно до 40 кГц, если удалить конденсатор C1 (проверено при пиковом уровне сигнала 20 мВ). Скорость измене-

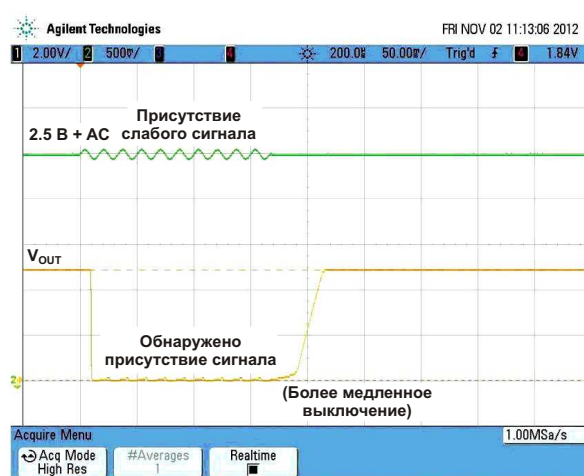


Рисунок 3. Лабораторные испытания схемы на Рисунке 2 показывают, что она обнаруживает сигнал переменного тока, смещенный на 2.5 В. Обратите внимание на более медленное выключение по сравнению с включением.

ния выходного напряжения ограничена постоянной времени R5/C3, причем из-за слабой внутренней подтяжки время выключения намного превышает время включения (Рисунок 3). Высокий уровень выходного сигнала определяется напряжением питания 5 В микросхемы LT1716. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1716](#)
2. [Datasheet Microchip 2N7002](#)

Схема ограничителя снижает искажения и время восстановления

John Ardizzoni

Electronic Design

В некоторых приложениях требуется ограничение сильных спорадических сигналов, возникающих на входе усилителя. Ограничение этих ошибочных сигналов защищает усилитель и другие подключенные к нему чувствительные схемы. Это также уменьшает время восстановления после перегрузки и может снизить искажения.

В основе описываемой схемы ограничителя лежит быстродействующий маломощный

усилитель AD8099 с внешней частотной коррекцией. Устройство состоит из однокаскадного усилителя и следующего за ним буфера с единичным усилением. В приложениях с низким усилением требуется внешняя частотная коррекция, но при коэффициентах усиления больше 10 она не нужна. Ограничитель использует это свойство, устанавливая значение усиления, равное 15, при котором нет необходимости в цепи коррекции. Тогда вывод коррекции можно использовать нетрадиционным способом для обеспечения ограничения.

В схеме ограничителя используются два быстродействующих диода Шоттки 1N5711, подключенные к выводу частотной коррекции через резистор R3, который ограничивает ток, втекающий и вытекающий этого вывода (Рисунок 1). В данном приложении этот ток составляет примерно 6 мА. Для безопасной работы он должен быть ниже 10 мА.

Диоды выполняют львиную долю функции ограничения. Они имеют очень низкую емкость и пикосекундное время переключения, что обеспечивает хорошие характеристики на высоких частотах и четкие фронты.

Падение напряжения на R3 составляет порядка 0.6 В, что в сумме с падением 0.4 В на диоде D1 или D2 дает примерно 1 В. При опорных напряжениях ± 2 В выходной сигнал усилителя ограничивается на уровне ± 3 В.

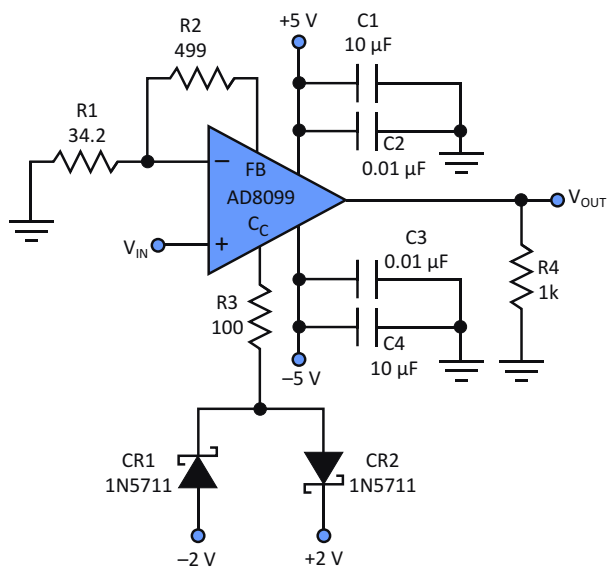


Рисунок 1. В этой схеме микросхема усилителя AD8099 используется нетрадиционным способом, соединяя ограничивающую цепь с выводом частотной коррекции.

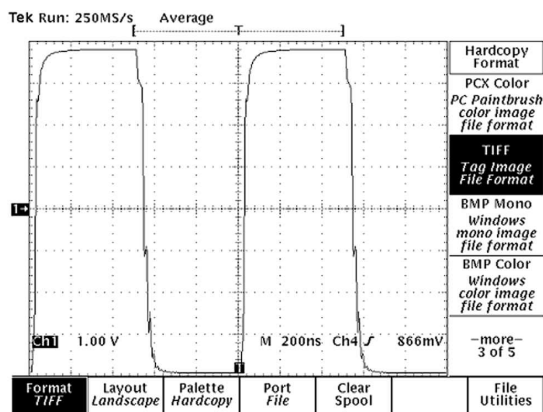


Рисунок 2. При перегрузке входа в отсутствие ограничителя на выходе усилителя хорошо видны асимметрия, искажения и другие признаки перегрузки.

Без цепи ограничения перегрузка входа усилителя прямоугольными импульсами амплитудой 1 В и частотой 5 МГц приведет к насыщению выхода усилителя. Асимметрия, искажения и другие признаки перегрузки хорошо видны на выходе усилителя (Рисунок 2). При наличии ограничителя выходной

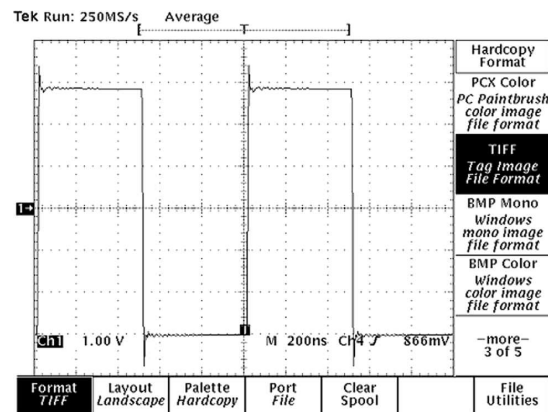


Рисунок 3. Добавление цепи ограничения устраняет проблемы с выходным сигналом усилителя, вызванные перегрузкой входа.

сигнал ограничивается до ± 3 В, а асимметрия и искажения, вызванные перегрузкой, исчезают (Рисунок 3). [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8099](#)
2. [Datasheet Avago Technologies 1N5711](#)

Недорогой импульсный преобразователь 5 В в 24 В

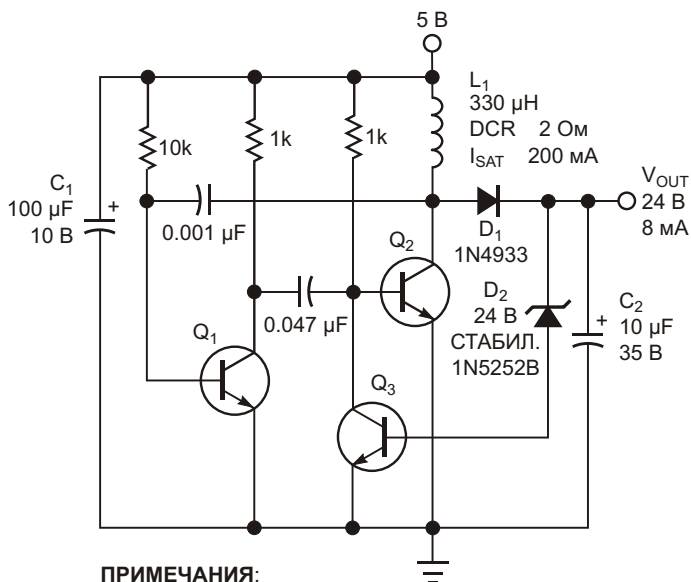
Paul C Florian

EDN

Дешевый трехтранзисторный повышающий импульсный регулятор на Рисунке 1а представляет собой модифицированный автоколебательный мультивибратор, содержащий транзисторы Q_1 , Q_2 и дроссель L_1 , включенный нагрузкой в коллектор Q_2 . При полной выходной мощности частота генерации равна примерно 60 кГц. КПД составляет

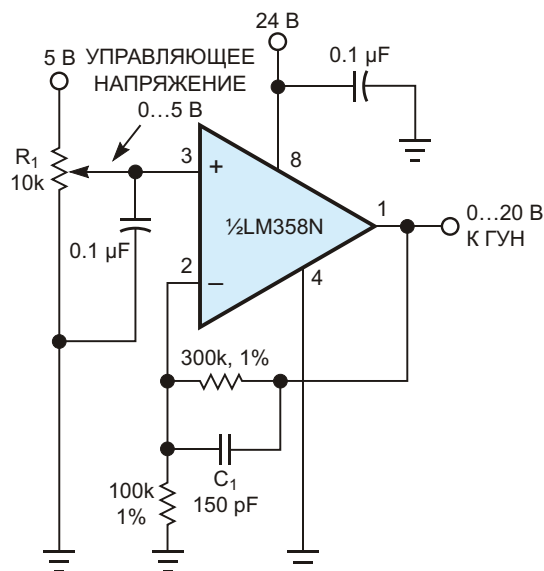
65% при выходном напряжении V_{OUT} , равном 24 В, и токе нагрузки 8 мА.

При высоком напряжении на базе Q_2 энергия накапливается в магнитном поле дросселя L_1 . Когда напряжение на базе Q_2 становится низким, напряжение, индуцированное магнитным полем L_1 , уменьшается, добавляясь к напряжению питания. Этот всплеск напря-



ПРИМЕЧАНИЯ:
 $Q_1 \dots Q_3$ – 2N3904.
 ВСЕ РЕЗИСТОРЫ С ДОПУСКОМ $\pm 5\%$.

(а)



(б)

Рисунок 1. Выходное напряжение этого простого трехтранзисторного повышающего импульсного регулятора (а) равно 24 В при токе 8 мА. Схема может быть полезной для получения напряжения настройки ГУН от 0 до 20 В из управляющего напряжения 0...5 В (б).

жения заряжает конденсатор C_2 через диод D_1 . Когда заряд конденсатора C_2 достигнет значения, при котором напряжение на нем станет равным напряжению стабилизации D_2 плюс 0.6 В, транзистор Q_3 притянет базу Q_2 к земле, сокращая время включенного состояния Q_2 в последующих периодах колебаний, и тем самым, уменьшая энергию, передаваемую в C_2 . Обратная связь через D_2 стабилизирует выходное напряжение на уровне 24.6 В с точностью, определяемой разбросом напряжений стабилизации D_2 . Чтобы изменить выходное напряжение схемы, нужно просто выбрать D_2 с другим напряжением стабилизации. Для многих генераторов, управляемых напряжением (ГУН), требуется напряжение настройки до 20 В, и этот импульсный стаби-

лизатор можно использовать для получения напряжения настройки от 0 до 20 В из управляющего напряжения 0 ... 5 В (Рисунок 16). В схеме использована половина микросхемы LM358N, сконфигурированная неинвертирующим усилителем с коэффициентом усиления 4. C_1 подавляет усиление помех, поступающих от источника питания 24 В. Напряжение настройки можно регулировать вручную с помощью потенциометра R_1 или использовать напряжение обратной связи от схемы ФАПЧ. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM358-N](#)
2. [Datasheet onsemi 1N4933](#)
3. [Datasheet onsemi 1N5252B](#)

Сверхмалошумящий усилитель с регулируемым коэффициентом усиления

Dale Ouimette

EDN

Сегодня предлагается достаточно много однокристальных усилителей с регулируемым коэффициентом усиления (variable-gain amplifier, VGA). К сожалению, все они имеют недостатки, такие как высокий уровень шума, ограниченный диапазон рабочих напряжений, низкий входной импеданс или нелинейные амплитудно-частотные характеристики.

На Рисунке 1 показана схема сверхмалошумящего VGA с 16 ступенями усиления, решающая многие из этих проблем. Микросхема IC₁ – это счетверенный малошумящий операционный усилитель, а IC₂ – счетверенный однополюсный КМОП переключатель на два направления. Соединенные последовательно каскады усиления включаются в соответ-

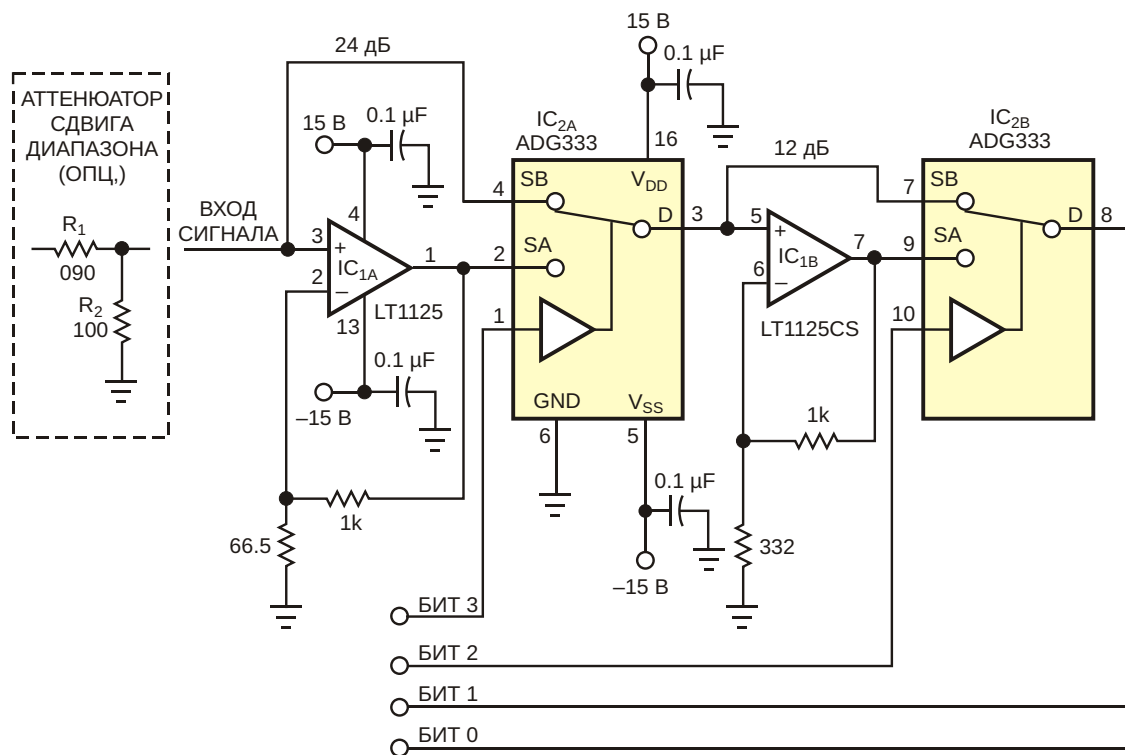


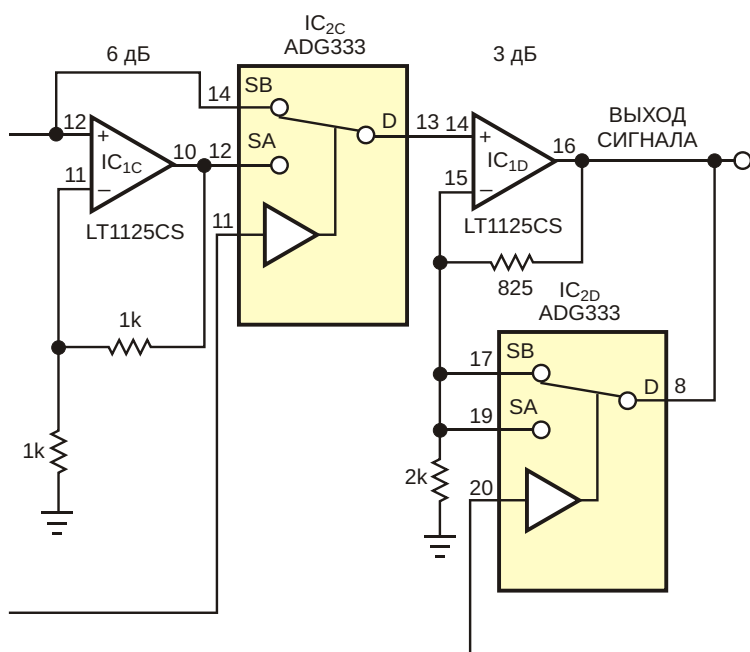
Рисунок 1. Этот усилитель с регулируемым коэффициентом усиления отличается сверхнизким

ствии с сигналами управляющего двоичного кода, имеющими уровни ТТЛ. При использовании компонентов с номиналами, показанными на схеме, усиление регулируется в диапазоне от 0 дБ до 45 дБ с шагом 3 дБ. Для достижения наилучших шумовых характеристик каскадам с меньшим усилением предшествуют каскады с большим усилением. Практически для всех устанавливаемых коэффициентов усиления приведенное ко входу напряжение шумов схемы составляет примерно 3 нВ/ Гц. Наибольшее значение 4.5 нВ/ Гц соответствует усилению 9 дБ. Распределение суммарного усиления между несколькими каскадами расширяет общую полосу пропускания. Выходной каскад имеет другую конфигурацию, обеспечивающую низкий выходной импеданс для любых установленных коэффициентов усиления.

Если управлять усилением нужно дистанционно, следует обратить внимание на контуры заземления, которые могут испортить хорошие шумовые характеристики схемы. Одним из решений может быть использование оптоизоляторов в четырех линиях цифрового управления, чтобы между двумя концами кабеля не было соединений с землей, кроме как через источник питания. При этом

4-разрядный код формируется из дифференциального аналогового управляющего напряжения с помощью АЦП. На Рисунке 2 показана схема, которая хорошо выполняет эту функцию. Микросхема IC_1 используется как дифференциальный приемник, а IC_2 – это 8-разрядный АЦП. В некоторых приложениях можно обойтись одним только АЦП, поскольку он уже имеет дифференциальный вход. Однако тогда необходимо позаботиться о том, чтобы не выйти за пределы узкого диапазона входных синфазных сигналов АЦП. Более надежным решением является включение дифференциального приемника перед АЦП, как показано на рисунке. Элементы R_1 и C_1 образуют фильтр нижних частот для входного напряжения АЦП. Четыре старших бита выходного кода АЦП управляют КМОП переключателями. Как видно из схемы, АЦП работает в режиме автосинхронизации и не нуждается в других элементах управления.

R_2 и C_2 задают частоту дискретизации, которая при показанных номиналах компонентов равна примерно 640 кГц. D_1 , R_3 и C_3 обеспечивают инициализацию системы синхронизации АЦП при включении питания. Шаги управляющего напряжения разнесены на 310 мВ, что обеспечивает достаточную



шумом, большим динамическим диапазоном и широкой полосой пропускания.

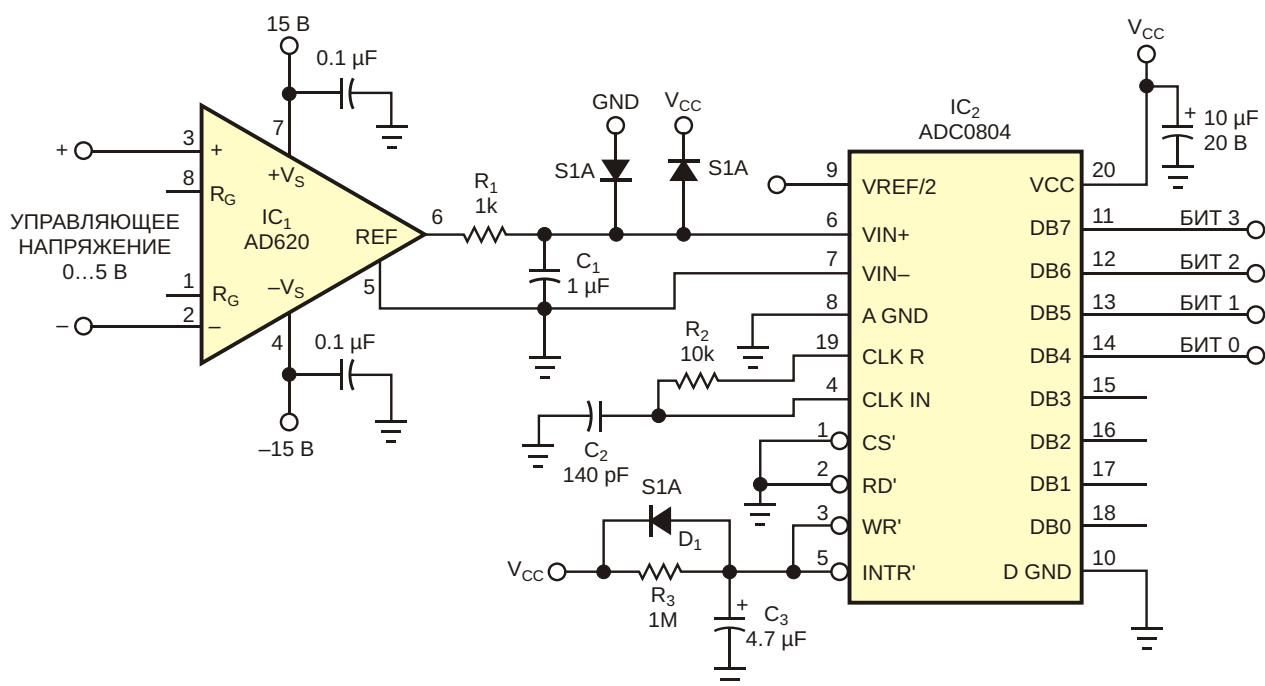


Рисунок 2. Коды, устанавливающие коэффициенты усиления схемы на Рисунке 1, формируются с помощью АЦП.

помехоустойчивость усилителя. В Таблице 1 представлены характеристики полной схемы с аналоговым управлением. Показанные на Рисунке 1 резисторы R_1 и R_2 можно использовать для того, чтобы, немного потеряв в шумовых характеристиках, уменьшить общий диапазон усиления. Очевидно, что, изменив

отдельные усилительные каскады, можно получить другие диапазоны регулировки и размеры шагов, например, от 0 до 30 дБ с шагом 2 дБ. Пожертвовав простотой схемы, можно заменить счетверенный операционный усилитель четырьмя сверхмаломощными операционными усилителями, такими как LT1128 или AD797. Такая замена снизит шум до уровня примерно 1.4 нВ/ Гц.

Можно также увеличить количество каскадов, чтобы расширить динамический диапазон, повысить точность шага усиления или обеспечить и то, и другое. Преимуществами этой схемы по сравнению с коммерчески доступными однокристальными VGA являются сверхнизкий уровень шума, широкая полоса пропускания, большой диапазон входных сигналов ± 13 В, высокое входное сопротивление, защищенность от помех по земляной шине, а также определяемые пользователем пределы динамического диапазона и размер шага. **РЛ**

Таблица 1. Зависимость характеристик схемы от коэффициента усиления

Шаг	Усиление		Шум, приведенный ко входу (нВ/ Гц)	Полоса пропускания по уровню 3 дБ (МГц)
	дБ	В/В		
0	0	1	3.1	10.5
1	3	1.4	3.8	7.7
2	6	2	4.4	5.1
3	9	2.8	4.5	4.6
4	12	4	3.6	2.7
5	15	5.6	3.6	2.7
6	18	7.9	3.7	2.6
7	21	11.2	3.7	2.6
8	24	15.8	3	0.88
9	27	22.4	3	0.89
10	30	31.6	3	0.94
11	33	44.7	3	0.96
12	36	63.1	3	0.97
13	39	89.1	3	0.97
14	42	125.9	3	1.04
15	45	177.8	3	1.02

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD620](#)
2. [Datasheet Texas Instruments ADC0804](#)
3. [Datasheet Analog Devices ADG333](#)
4. [Datasheet Linear Technology LT1128](#)
5. [Datasheet PanJit S1A](#)

Синтез

переменного сопротивления с гиперболической функциональной характеристикой

TL Flaig

EDN

В перестраиваемых частотно-избирательных RC-цепях частота среза ω_c определяется обратной величиной произведения RC, то есть $\omega_c = 1/RC$. Если регулировочные элементы представляют собой потенциометры с линейной функциональной характеристикой, у которых $R(\alpha) = R_p \alpha$, где α – нормированное положение ползунка ($0 \leq \alpha \leq 1$), а R_p – сопротивление между крайними выводами потенциометра, то частоты среза являются обратными функциями положения движка потенциометра, а шкала частот сжимается в верхней части диапазона регулировки. Такая ситуация обычно нежелательна, поскольку усложняет настройку цепи. Чтобы шкала частот была линейной, необходим управляющий элемент с гиперболической функциональной характеристикой, то есть что-то типа

$$R(\alpha) = \frac{R_p}{A - B\alpha}$$

Такие переменные сопротивления обычно не доступны у производителей, но их можно синтезировать, используя потенциометр с линейной функциональной характеристикой и несколько других компонентов.

На Рисунке 1 показана простая схема для создания привязанного к земле переменного сопротивления, имеющего требуемую гипер-

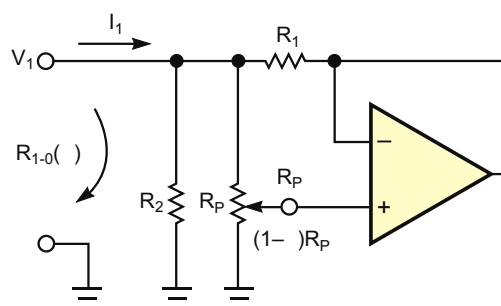


Рисунок 1. Эта простая схема синтезирует заземленное переменное сопротивление с гиперболической функциональной характеристикой.

болическую характеристику управления. Анализ этой схемы дает следующую зависимость сопротивления между узлом 1 и землей от положения элемента управления:

$$R_{1-o}(\alpha) = \frac{R_1 R_2 R_p}{R_1 R_2 - R_1 R_p \alpha - R_2 R_p \alpha^2}$$

Если последовательно или параллельно с этим сопротивлением включается конденсатор, результирующая частота среза будет линейной функцией:

$$\omega_c = \frac{R_1 R_2 - R_1 R_p \alpha - R_2 R_p \alpha^2}{R_1 R_2 R_p C}$$

Минимальное и максимальное значения R_{1-0} составляют

$$R_{1-0\text{MIN}} = \frac{R_1 R_2 R_P}{R_1 R_2 R_1 R_P R_2 R_P}$$

и

$$R_{1-0\text{MAX}} = \frac{R_2 R_P}{R_2 R_P}$$

Чтобы разработать эту схему для определенных значений $R_{1-0\text{MIN}}$ и $R_{1-0\text{MAX}}$, следует выбрать $R_P > R_{1-0\text{MAX}}$ и затем рассчитать сопротивления R_1 и R_2 :

$$R_1 = \frac{R_{1-0\text{MAX}} R_{1-0\text{MIN}}}{R_{1-0\text{MAX}} R_{1-0\text{MIN}}}$$

и

$$R_2 = \frac{R_P R_{1-0\text{MAX}}}{R_P R_{1-0\text{MAX}}}$$

Базовую схему на Рисунке 1 можно расширить, чтобы получить плавающее переменное сопротивление с гиперболической функ-

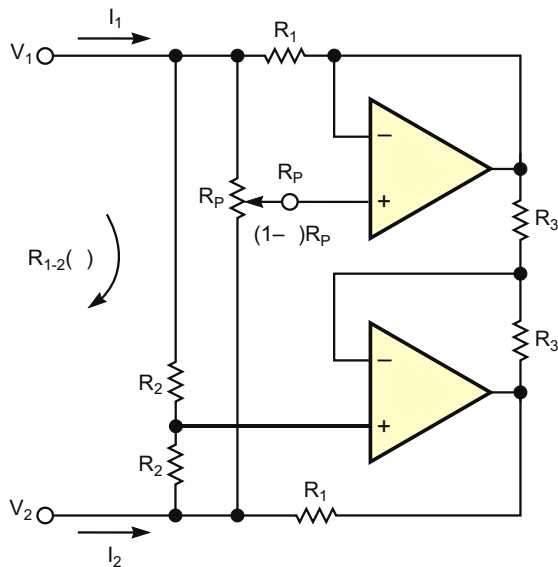


Рисунок 2. С помощью этой схемы можно реализовать плавающее переменное сопротивление с гиперболической функциональной характеристикой. Обратите внимание, что номиналы резисторов с одинаковыми позиционными обозначениями должны подбираться парами.

циональной характеристикой (Рисунок 2). Сопротивление плавающего резистора между узлами 1 и 2 равно

$$R_{1-2}(\) = \frac{2R_1 R_2 R_P}{2R_1 R_2 R_1 R_P 2 R_2 R_P},$$

$$0 \quad 1,$$

а минимальное и максимальное значения R_{1-2} равны

$$R_{1-2\text{MIN}} = \frac{2R_1 R_2 R_P}{2R_1 R_2 R_1 R_P 2R_2 R_P}$$

и

$$R_{1-2\text{MAX}} = \frac{2R_2 R_P}{2R_2 R_P}$$

Чтобы сконструировать эту схему для определенных значений $R_{1-2\text{MIN}}$ и $R_{1-2\text{MAX}}$, следует выбрать $R_P > R_{1-2\text{MAX}}$ и затем рассчитать сопротивления R_1 и R_2 :

$$R_1 = \frac{R_{1-2\text{MAX}} R_{1-2\text{MIN}}}{R_{1-2\text{MAX}} R_{1-2\text{MIN}}}$$

и

$$R_2 = \frac{1/2 R_P R_{1-2\text{MAX}}}{R_P R_{1-2\text{MAX}}}$$

Обратите внимание, что сопротивление резисторов R_3 напрямую не влияет на величину $R_{1-2}(\)$. Сопротивления резисторов нужно выбирать достаточно большими, чтобы чрезмерно не перегружать выходы операционного усилителя.

Рисунок 3 иллюстрирует использование схем на Рисунках 1 и 2 в конструкции перестраиваемого мостового Т-образного режекторного фильтра с линейной шкалой частот. Центральная частота режекции фильтра регулируется в диапазоне от 50 до 1000 Гц, а глубина режекции составляет -20 дБ. Из этих требований и при выборе конденсаторов C_1 и C_2 емкостью 0.1 мкФ следует, что R_{1-0} изменяется от 375 до 7503 Ом, а R_{1-2} – от 6752 до 135,047 Ом. (Дополнительным преимущес-

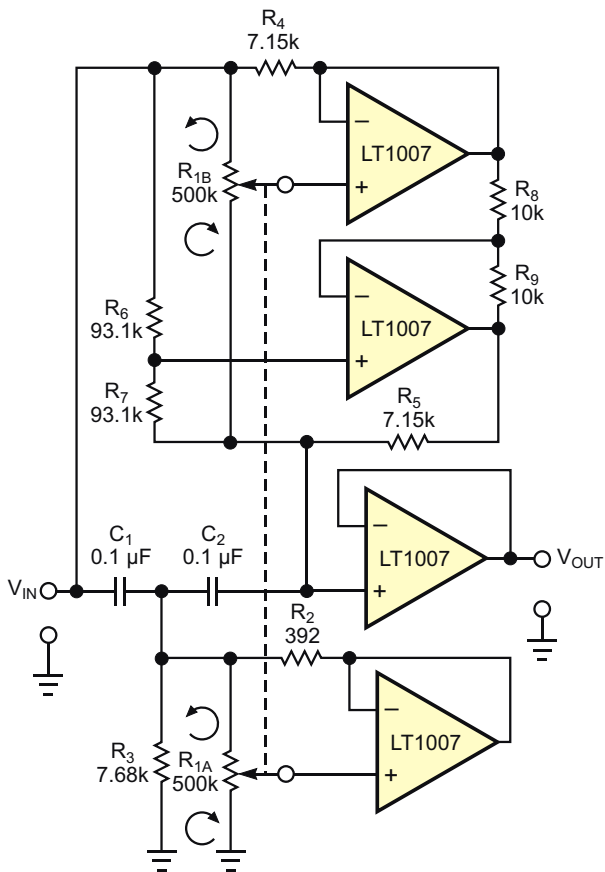


Рисунок 3. В конструкции перестраиваемого мостового T-образного режекторного фильтра с линейной шкалой частот были использованы базовые схемы на Рисунках 1 и 2.

твом использования этого метода является то, что он освобождает разработчика от огра-



Рисунок 4. Смоделированная в Spice зависимость центральной частота режекции схемы на Рисунке 3 от нормализованного положения движка показывает, что центральная частота является линейной функцией положения регулятора.

ничений конечного числа стандартных номиналов сопротивлений, предлагаемых производителями потенциометров).

На Рисунке 4 показана смоделированная в Spice зависимость центральной частоты режекции схемы на Рисунке 3 от нормализованного положения движка. Центральная частота режекции является линейной функцией положения регулятора. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1007](#)

Простая цепь обратной связи повышает КПД

John Guy

EDN

Чтобы реализовать повышающий преобразователь с токовым выходом, разработчики часто просто подключают нагрузку вместо верхнего резистора в делителе напряжения обратной связи. В этом случае нижний резистор служит токоизмерительным резистором. Несмотря на простоту, этот подход неэффективен. Низкая эффективность обусловлена

относительно высокими напряжениями считывания – обычно оно равно 1.25 В, но для некоторых микросхем достигает 2.5 В. В импульсном DC/DC преобразователе, сконфигурированном как источник тока 20 мА, потери мощности минимизированы за счет снижения измеряемого напряжения до 200 мВ (Рисунок 1). Преимуществами этой схемы явля-

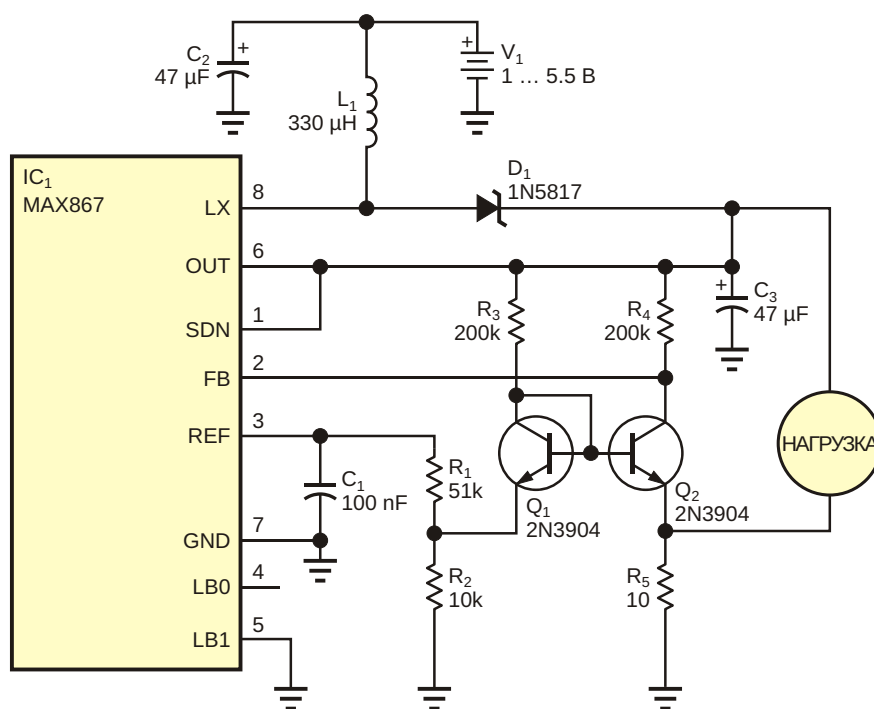


Рисунок 1. Использование токового зеркала в контуре обратной связи повышает эффективность и устойчивость этого повышающего преобразователя с токовым выходом.

ются шестикратный выигрыш в потерях, минимальная площадь, занимаемая на печатной плате, а также доступность и дешевизна компонентов. Области применения включают зарядные устройства аккумуляторов, драйверы светодиодов и источники тока общего назначения.

Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель напряжения, формирующий 200 мВ из опорного напряжения микросхемы. Это напряжение считывания подается на эмиттер транзистора токового зеркала, состоящего из элементов Q_1 и Q_2 . Коллекторы обоих транзисторов подключены к выходному напряжению через резисторы 200 кОм. Коллектор Q_2

также подключен к входу обратной связи микросхемы, а эмиттер Q_2 соединен с токоизмерительным резистором R_5 . Цепь обратной связи микросхемы фактически является усилителем с общей базой. Выбор в качестве Q_2 транзистора 2N3904 обеспечивает достаточное для этой цели усиление от эмиттера к коллектору, равное примерно 80 В/В. Кроме того, широкая полоса пропускания цепи обратной связи (характерная для конфигураций с общей базой) предотвращает неустойчивость контура управления микросхемы. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX867](#)

Недорогой измеритель индуктивности на одной микросхеме

Luca Bruno

EDN

В этой статье показано, как сделать надежный, недорогой и простой измеритель индуктивности. Основой измерителя является емкостная трехточка (генератор Пирса) на буферизованном КМОП логическом элементе (Рисунок 1). Вместо обычного кварцевого резонатора, в схему генератора включается измеряемая катушка индуктивности. В гене-

раторе используется один КМОП инвертор, смещенный в линейную область резистором R_1 , образующий инвертирующий усилитель с большим коэффициентом усиления. Благодаря высокому коэффициенту усиления инвертор рассеивает меньшую мощность, чем его небуферизованный аналог, и даже при небольшом сигнале выход переключается между уровнями питания и земли.

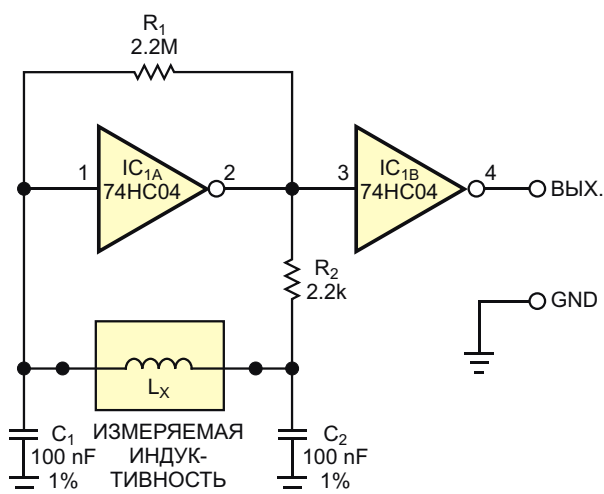
П-образная LC-цепочка образует параллельный колебательный контур, работающий на резонансной частоте

$$f_0 = \frac{1}{2\sqrt{L_x C_s}},$$

которая соответствует периоду

$$T_0 = 2\sqrt{L_x C_s},$$

где $C_s = 50$ нФ – эквивалентная емкость последовательно включенных конденсаторов C_1 и C_2 . Таким образом, можно рассчитать индуктивность L_x , измерив резонансную частоту f_0 или период T_0 . На резонансной частоте П-образная LC-цепочка сдвигает фазу выходного сигнала на 180° относительно входного. Для возникновения колебаний фазовый сдвиг в контуре обратной связи генератора на частоте f_0 должен составлять 360° , а коэффициент усиления должен быть больше единицы. Инвертор IC_{1A} обеспечивает



ПРИМЕЧАНИЯ:

НЕИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ВХОДЫ IC_1 ПОДКЛЮЧИТЬ К ШИНАМ ЗЕМЛИ ИЛИ ПИТАНИЯ.

ВОЗЛЕ ВЫВОДОВ ПИТАНИЯ IC_1 ВКЛЮЧИТЬ БЛОКИРОВОЧНЫЙ КОНДЕНСАТОР 100 нФ.

ВЫВОДЫ ВСЕХ КОМПОНЕНТОВ ДОЛЖНЫ БЫТЬ КОРОТКИМИ.

Рисунок 1. Замена кварцевого резонатора в генераторе Пирса неизвестной индуктивностью позволяет измерить ее значение, наблюдая за частотой результирующих колебаний.

дополнительный сдвиг фазы на 180° и высокий коэффициент усиления, компенсирующий ослабление в цепи.

Сопротивление резистора R_1 не критично и может составлять от 1 до 10 МОм. Резистор R_2 изолирует выход логического элемента IC_{1A} от LC-цепочки, что позволяет на выходе самого инвертора получить практически чистый прямоугольный сигнал. Кроме того, R_2 улучшает стабильность частоты, поскольку увеличивает наклон фазовой характеристики вблизи частоты резонанса. Для наилучших характеристик следует использовать пленочные конденсаторы с низкой собствен-

ной индуктивностью, например, выпускаемые Vishay полипропиленовые конденсаторы серии MKP1837 с допуском 1%. Можно также использовать другие пленочные конденсаторы со стандартными значениями допусков при условии, что для достижения наилучшей точности их номиналы будут подобраны с помощью прецизионного измерителя емкости. Небольшой ток, потребляемый схемой, позволяет в качестве источника питания использовать батарею. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC04](#)

ШИМ-генераторы с независимыми регулировками

Михаил Шустов, г. Томск

Описываются схемы ШИМ-генераторов импульсов с независимыми регулировками частоты и коэффициента заполнения. В первом из них использована микросхема TLC555 и внешний задающий генератор импульсов на микросхеме CD40106. Второй генератор выполнен на D-триггере микросхемы CD4013 и аналоговом компараторе микросхемы LM339.

Хорошо знакомая радиолюбителям микросхема 555 (КР1006ВИ1) позволяет генерировать ШИМ-сигнал, но частота такого сигнала заметно изменяется с изменением ширины выходного сигнала. Решить проблему создания ШИМ-генератора с независимыми регулировками и использованием микросхемы 555, например, TLC555 или ее аналога возможно при использовании внешнего задающего генератора импульсов.

Генератор прямоугольных импульсов с независимыми регулировками частоты и ширины импульсов, Рисунок 1, позволяет получить на выходе ШИМ-сигнал в диапазоне

частот от 1 до 9.7 кГц. Задающий генератор выполнен на элементе DD1.1 микросхемы CD40106. Рабочую частота генератора можно плавно регулировать потенциометром R2.

На конденсаторе C1 формируется импульсы пилообразной формы, медленно нарастающие во времени и быстро спадающие к моменту окончания импульса. Эти импульсы поступают на вывод 6 микросхемы DA1 TLC555. С вывода 5 микросхемы DA1 сигнал через резистор R6 подается на потенциометр R5, который обеспечивает плавную регулировку ширины выходных импульсов, снимаемых с вывода 3 микросхемы DA1.

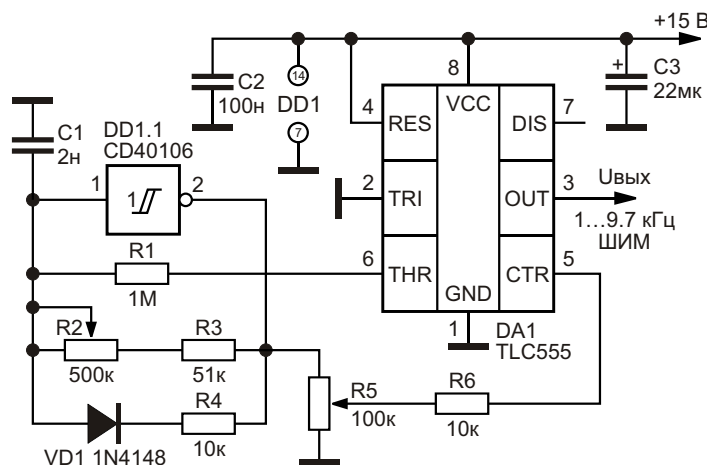


Рисунок 1. ШИМ-генератор с независимыми регулировками частоты и ширины импульсов.

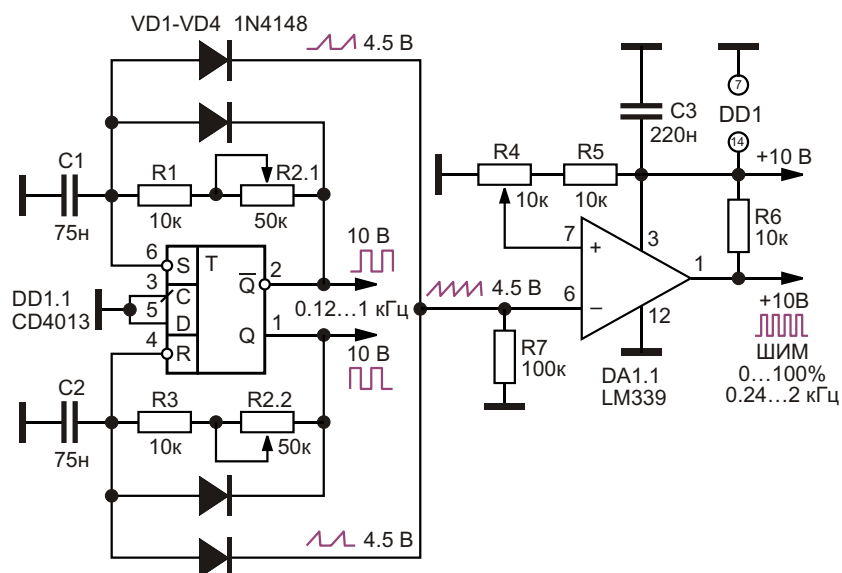


Рисунок 2. Вариант генератора прямоугольных импульсов с независимыми регулировками частоты и ширины импульсов.

На Рисунке 2 приведена схема генератора подобного назначения, выполненная на D-триггере DD1.1 микросхемы CD4013 и аналоговом компараторе DA1.1 микросхемы LM339.

Задающий генератор устройства собран на D-триггере DD1.1 и работает он при регулировке сдвоенного потенциометра R2.1, R2.2 в диапазоне частот от 0.12 до 1 кГц. Амплитуда выходных сигналов прямоугольной формы на выходах 1 и 2 микросхемы достигает напряжения питания устройства, т.е. 10 В.

На времязадающих конденсаторах C1 и C2 формируется последовательность пилообразных импульсов амплитудой 4.5 В с меж-импульсной паузой в 50% от длительности импульса. Эти импульсы через диоды VD1 и VD4 1N4148 суммируются на резисторе R7 и поступают на вход компаратора DA1.1 LM339 (вывод 6). На другой вход компаратора (вы-

вод 7) поступает напряжение сравнения с резистивного делителя, выполненного на резисторе R5 и потенциометре R4.

Потенциометр R4 позволяет регулировать коэффициент заполнения импульсов от 0 до 100% в пределах перестройки частоты выходного сигнала от 0.24 до 2 кГц, т.е. удвоенной частоты сигнала задающего генератора.

Амплитуда выходного сигнала прямоугольной формы, снимаемого с вывода 1 микросхемы DA1.1, практически равна напряжению питания устройства (10 В). **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4013B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TLC555](#)

Точное управление ступенчатыми приращениями напряжения с помощью углового энкодера

Anthony Smith

EDN

При экспериментах с высокочастотным генератором мне понадобилось управлять напряжением на варакторном диоде точными приращениями в диапазоне от 2 В до 10 В. Очевидным выбором был буферизованный потенциометр, а последовательное соединение двух потенциометров для грубого/точного управления (или использование многооборотного потенциометра) позволило

бы улучшить контроль напряжения варактора. Однако этот подход по-прежнему не позволял мне формировать равномерные инкременты и декременты управляющего напряжения надежным и воспроизводимым образом. Мне требовалось решение, которое обеспечивало бы необходимую точность вместе с полной гибкостью в отношении выбора величины приращений напряжения.

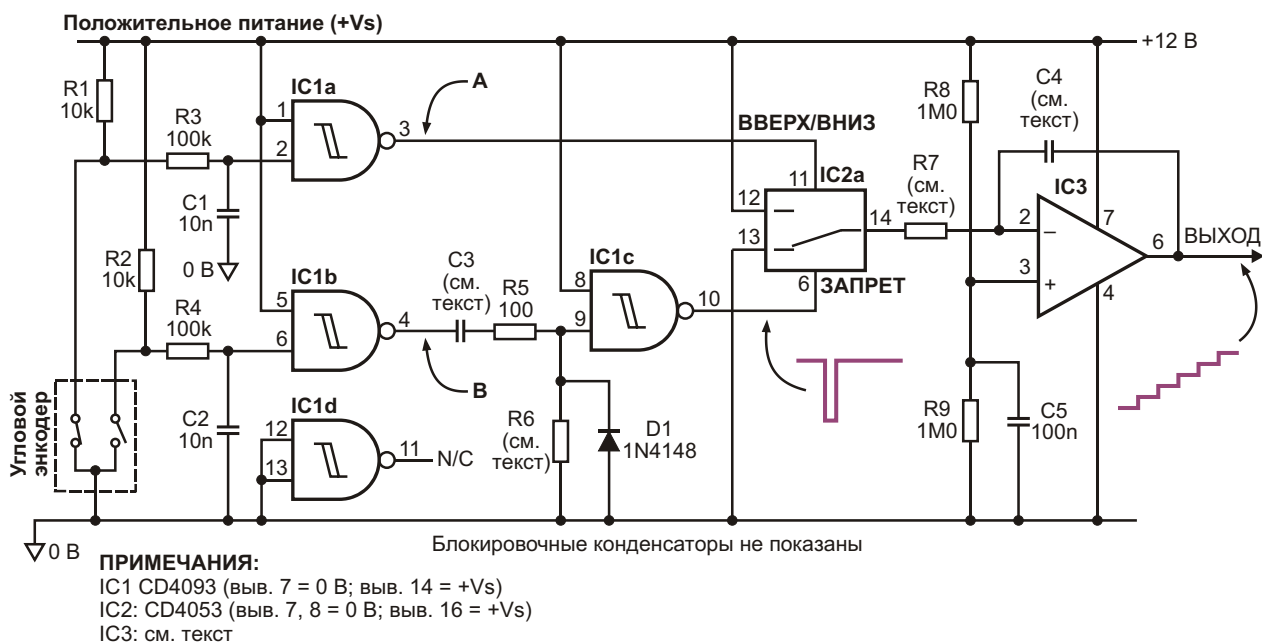


Рисунок 1. Угловой энкодер управляет ступенчатым сигналом с точно определенными уровнями шагов.

От комбинации микроконтроллер-ЦАП я отказался, поскольку для этого потребовались бы специальные компоненты, а приращения напряжения зависели бы от разрешения ЦАП (к тому же мне было лень писать код). Другим возможным вариантом был цифровой потенциометр с входом пошагового изменения положения движка. Это давало бы энергонезависимое решение, подобное использованию ЦАП, но опять же, приращения полностью зависели бы от разрешения потенциометра.

Решение, описанное в этой статье, может быть собрано с на основе недорогих легкодоступных компонентов, а приращения напряжения могут изменяться пользователем (Рисунок 1). Для управления выходным напряжением используется недорогой угловой энкодер, один шаг которого увеличивает или уменьшает напряжение на точную величину, обеспечивая простое реверсивное управление, как обычный потенциометр.

Выходы инкрементного энкодера обычно представлены двумя квадратурными сигналами (т. е. сдвинутыми по фазе на четверть периода), количество импульсов в которых, приходящееся на один оборот вала, зависит от типа устройства. Внутри энкодер содержит два переключателя, имеющих общую клемму. Эта клемма обычно соединяются с землей, а два выхода подключаются к нагрузочным резисторам (R1, R2). Цепи R3/C1 и R4/C2 обеспечивают подавление дребезга контактов, а логические элементы IC1a и IC1b формируют прямоугольные сигналы в точках А и В. Энкодер должен быть подклю-

чен так, чтобы при его вращении по часовой стрелке передний фронт сигнала А опережал передний фронт сигнала В на четверть периода, и наоборот, при вращении против часовой стрелки сигнал В должен на четверть периода опережать А (Рисунок 2).

Дифференцирующая цепочка и логический элемент С1с формируют узкие отрицательные импульсы, ширина которых определяется постоянной времени С3-R6. Этот импульс формируется по переднему фронту сигнала В и используется для разрешения работы аналогового коммутатора IC2a посредством входа ЗАПРЕТ. При высоком уровне на этом входе аналоговый коммутатор полностью разомкнут, и ток через резистор интегратора R7 не течет. Когда выходной уровень элемента IC1с становится низким, ключ коммутатора замыкается, и R7 на короткое время подключается либо к положительной шине питания, либо к земле, в зависимости от входного сигнала ВВЕРХ/ВНИЗ. Состояние сигнала ВВЕРХ/ВНИЗ при включенном аналоговом переключателе зависит от направления вращения энкодера.

Если вращать энкодер по часовой стрелке, уровень сигнала А во время импульса ЗАПРЕТ будет высоким, и через резистор R7, соединенный с землей, в конденсатор С4 с каждым импульсом будет поступать дискретная порция заряда, увеличивая выходное напряжение на один шаг. Для вращения против часовой стрелки, разумеется, картина будет обратной. Таким образом, каждый щелчок энкодера перемещает в или из С4 заряд, определяемый коротким импульсом тока через R7.

Как описано выше, каждая порция заряда интегрируется схемой на элементах С4 и IC3. Чтобы понять, как ведет себя эта часть схемы, предположим, что конденсатор С4 изначально разряжен. Напряжение, установленное резисторами R8 и R9 на неинвертирующем входе операционного усилителя, равно $+V_s/2$ (в данном примере 6 В), и цепь обратной связи операционного усилителя будет поддерживать потенциал инвертирующего входа на том же уровне. Это означает, что потенциал правого по схеме вывода резистора R7 всегда равен $+V_s/2$. Поскольку напряжения на конденсаторе С4 еще нет, выходное напряжение операционного усилителя первоначально также равно $+V_s/2$.

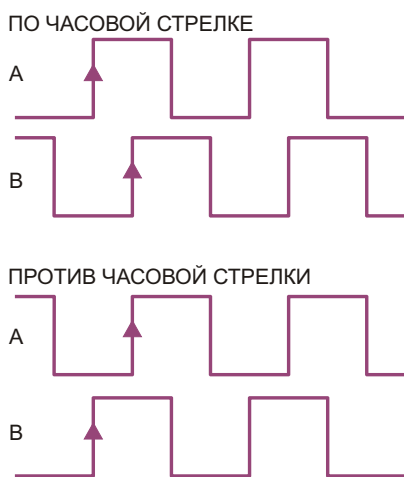


Рисунок 2. Выходные сигналы углового энкодера.

Когда аналоговый коммутатор замыкается, левый по схеме вывод резистора R7 соединяется либо с 0 В, либо с +Vs. Без учета тока смещения операционного усилителя и сопротивления аналогового ключа величина импульса тока, поступающего в интегратор, определяется выражением:

$$\frac{V_s}{2} R_7.$$

Например, при напряжении питания 12 В и R7 = 100 кОм амплитуда импульса тока составит 60 мкА.

Если энкодер вращается по часовой стрелке, сигнал ВВЕРХ/ВНИЗ во время выходного импульса элемента IC1с имеет высокий уровень, подключая R7 к 0 В и забирая заряд из C4. Следовательно, для обеспечения общего баланса за счет поддержания потенциала инвертирующего входа на уровне +Vs/2, операционный усилитель должен сбросить заряд в конденсатор C4, в результате чего выходное напряжение увеличится на один шаг. С другой стороны, если энкодер вращается против часовой стрелки, сигнал ВВЕРХ/ВНИЗ имеет низкий уровень, поэтому R7 подключается к +Vs, а заряд C4 увеличивается. Следовательно, операционный усилитель должен забрать заряд из C4, что приведет к уменьшению выходного напряжения на один шаг.

Результирующий выходной сигнал образует лестницу со ступенями равной амплитуды, которая перемещается вверх или вниз в зависимости от направления вращения энкодера. Величина шага определяется шириной импульса на входе ЗАПРЕТ и номиналами компонентов R7 и C4. Из основ электротехники мы знаем, что

$$I = \frac{dQ}{dt}$$

и

$$C = \frac{dQ}{dV}.$$

Преобразование и упрощение этих формул позволяет определить величину шагов выходного напряжения:

$$dV = \frac{I \cdot dt}{C},$$

где

I – амплитуда импульсов тока, проходящего через резистор R7,

dt – длительность выходного импульса элемента IC1с,

C – емкость конденсатора C4.

При фиксированных номиналах C3 и R6 длительность dt будет постоянной, и если напряжение +Vs поддерживается неизменным, значение I будет определяться только сопротивлением R7 (при условии, что сопротивление аналогового коммутатора незначительно). Следовательно, изменяя номиналы R7 и C4, можно получать требуемые значения dV. Например, пусть C3 и R6 выбраны так, чтобы dt = 100 мкс, а C4 = 100 нФ. Тогда при сопротивлении R7, равном 100 кОм, что дает величину импульса тока I = 60 мкА, рассчитанное номинальное значение шага равно 60 мВ. В тестовой схеме при C3 = 1 нФ и R6 = 100 кОм (при этом dt = 100 мкс) фактический размер измеренного шага составил 59.7 мВ (Рисунки 3а и 3б).

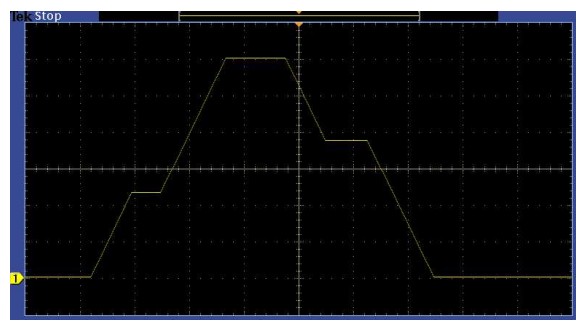


Рисунок 3а. Осциллограмма выходного сигнала при вращении энкодера по часовой стрелке и против часовой стрелки. (4 с/дел., 2 В/дел.).

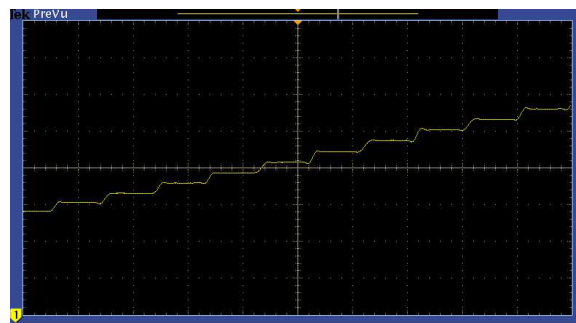


Рисунок 3б. Расширенный вид осциллограммы выходного сигнала показывает отдельные приращения.

При включении схемы на ее выходе устанавливается середина напряжения питания. Выходное напряжение имеет тенденцию дрейфовать со временем. Оценку дрейфа напряжения дает выражение

$$\frac{dV}{dT} = \frac{I}{C4},$$

где I – общий ток утечки. Ток утечки представляет собой комбинацию тока смещения инвертирующего входа операционного усилителя и тока утечки разомкнутого аналогового коммутатора. Очевидно, что дрейф напряжения можно свести к минимуму, выбирая большое значение емкости $C4$ и обеспечивая как можно более низкие токи утечки. В этом отношении лучше всего подходят КМОП операционные усилители или усилители с входными каскадами на полевых транзисторах, поскольку они имеют чрезвычайно низкие входные токи смещения – обычно в диапазоне пикоампер. Типовой ток утечки разомкнутого ключа аналогового коммутатора 4053 при комнатной температуре обычно составляет порядка 50 пА, хотя для некоторых образцов он может достигать 100 нА. Утечки можно снизить, заменив стандартную микросхему 4053 улучшенной версией, такой как MAX4053A, максимальный ток утечки которой равен всего 100 пА при 25 °С. Кроме того, она имеет более низкое сопротивление в открытом состоянии, чем стандартный коммутатор 4053.

Дрейф напряжения имеет тенденцию к увеличению в крайних точках диапазона выходного напряжения, где величина напряжения на конденсаторе $C4$ максимальна. В тестовой схеме, собранной с использованием обычного аналогового коммутатора 4053 и КМОП операционного усилителя LMC6081, средний дрейф составил 6.8 мкВ в секунду.

При данном напряжении питания диапазон выходных напряжений определяется типом используемого операционного усилителя. Если нужно, чтобы выходной сигнал изменялся от 0 В до +Vs, потребуется операционный усилитель с выходом rail-to-rail. Хорошим выбором является TLC271, хотя LMC6081 обеспечивает больший гарантированный размах выходного напряжения. Оба этих устройства имеют чрезвычайно низкие

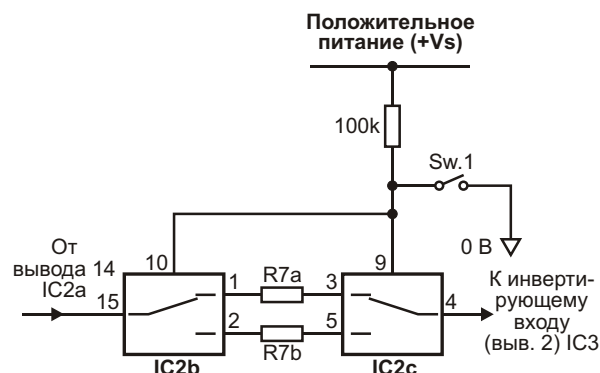


Рисунок 4. Усовершенствование схемы позволяет выполнять точное и грубое управление величиной выходного шага.

входные токи смещения. Обратите внимание, что входы операционного усилителя не обязательно должны быть типа rail-to-rail, так как оба входа все время удерживаются на уровне середины напряжения питания.

Хотя схема интегратора в определенной степени подавляет помехи, тщательная компоновка и развязка по-прежнему необходимы для предотвращения попадания цифровых шумов в выходной сигнал. Сопротивления резисторов $R8$ и $R9$ должны быть хорошо согласованы, чтобы гарантировать, что величины инкремента и декремента будут одинаковы. Ток покоя тестовой схемы составлял всего 0.5 мА, увеличиваясь до 1.5 мА при вращении энкодера.

На Рисунке 4 показано, как можно улучшить схему, чтобы обеспечить точное и грубое управление выходными шагами. В этой дополнительной схеме задействованы неиспользуемые ключи коммутатора IC2. Здесь резистор интегратора $R7$ разделен на две неравные части $R7a$ и $R7b$. При разомкнутом переключателе $Sw.1$ ключи аналогового коммутатора находятся в положениях, показанных на схеме, и ток интегратора определяется резистором $R7a$. При замкнутом переключателе аналоговый коммутатор выбирает $R7b$. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4053](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4053B](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4093B](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TLC271](#)
5. [Datasheet Texas Instruments LMC6081](#)

Драйвер белого светодиода работает при напряжении 1.2 В

Dave Wuchinich

EDN

Многие микросхемы драйверов светодиодов, использующие как индуктивные, так и емкостные накопители энергии, способны повышать напряжения от 1.2 до 2.4 В, получаемые от одно- или двухэлементных NiMH батарей, до 3.6 В, требуемых для питания белых светодиодов. Однако для правильной работы большинства из этих схем, таких, например, как MAX1595, требуется минимальное входное напряжение примерно 2.5 В. MAX1595 может работать с входным напряжением 2.4 В, но не обеспечивает достаточного выходного напряжения, пока входное напряжение не достигнет значения порядка 3 В. Кроме того, когда напряжение

батареи снижается до порогового уровня, выходной сигнал становится неустойчивым. В схеме на Рисунке 1 для создания магнитного потока в дросселе использован мультивибратор, который затем заряжает конденсатор, как обычный повышающий преобразователь. Работа такого мультивибратора в приложении управления мигающим аварийным маяком на основе лампы накаливания описана в патенте США 4,068,149 [1].

Резистор R_1 на Рисунке 1 обеспечивает путь для пускового тока через переходы база-эмиттер транзисторов Q_1 и Q_2 . Этот ток открывает транзистор Q_2 , из-за чего включается Q_1 , и оба транзистора быстро переходят

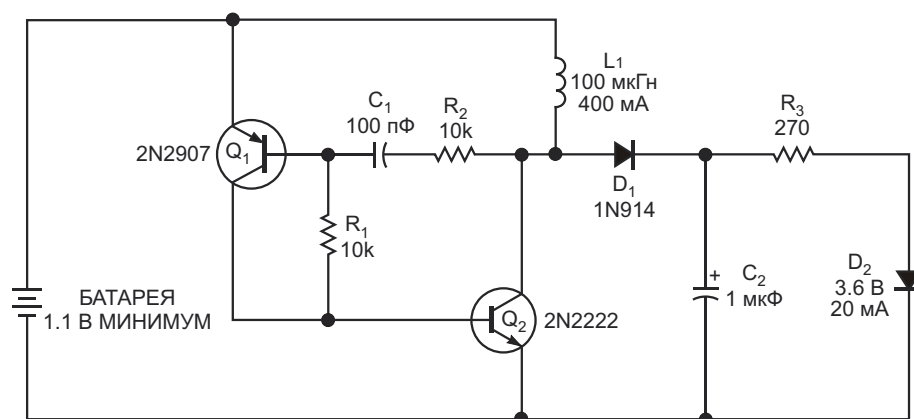


Рисунок 1. В этой схеме транзисторы Q_1 и Q_2 образуют мультивибратор, который переключается с частотой 60 кГц, обеспечивая ток для питания выходного светодиода при напряжении батареи до 1 В.

в состояние насыщения. C_1 заряжается через R_2 до напряжения батареи за вычетом падения напряжения база-эмиттер транзистора Q_1 и напряжения насыщения коллектор-эмиттер транзистора Q_2 , что в конечном итоге приводит к выключению Q_1 и, соответственно, к выключению Q_2 . Затем конденсатор C_1 разряжается через резисторы R_1 и R_2 и смещенный в прямом направлении переход база-коллектор транзистора Q_2 . Время включенного состояния определяет постоянная времени R_2C_1 , а выключенного – $(R_1+R_2)(C_2)$. Конденсатор C_2 действует как емкостной входной фильтр для тока, вытекающего из L_1 , когда транзистор Q_2 выключен, и обеспечивает практически постоянное напряжение для питания стандартного белого светодиода D_2 . Выходное напряжение пропорционально напряжению батареи.

С номиналами компонентов, показанными на Рисунке 1, и с дросселем L_1 типа Coilcraft MSS7341-104MLB рабочая частота

составляет приблизительно 60 кГц. При напряжении батареи из двух NiMH элементов, равном 2.36 В, через светодиод протекает ток примерно 20 мА. При таком напряжении батареи в тестах с одновременным включением двух светодиодов, каждый со своим токоограничивающим резистором R_3 , КПД преобразования энергии схемы составляет примерно 80%. Работа схемы продолжается до тех пор, пока напряжение батареи остается чуть больше 1 В, а выходной ток уменьшается, но по-прежнему обеспечивает свечение светодиодов. **РЛ**

Ссылки

1. Wuchinich, David G, "[Flasher circuit with low power drain](#)," US Patent 4,068,149, Oct 28, 1975.

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim Integrated MAX1595](#)
2. [Datasheet Coilcraft MSS7341](#)

Дифференциальный оптоизолированный драйвер для проверки инструментальных усилителей

Dusan Ponikvar

EDN

Некоторые электрические сигналы, с которыми нам приходится иметь дело, «плавают» относительно земли. Типичными примерами могут быть падение напряжения на токоизмерительном резисторе в источнике питания или сложный биомедицинский сигнал, такой как ЭКГ. В таких случаях для усиления дифференциальной составляющей сигнала и подавления его синфазных компонентов используется инструментальный усилитель (ИУ).

Инструментальный усилитель необходимо тестировать с использованием реальных сигналов, как во время проектирования, так и периодически в течение практической эксплуатации. ИУ также следует проверять путем подачи на его входы известного калиброванного тестового сигнала, чтобы определить его точность, подавление синфазного сигнала и то, как на него влияют различные ошибки подключения, которые могут возникнуть при использовании усилителя. Источник тестового сигнала для медицинского ИУ должен выдавать сигнал U_{OUT} подходящей формы с диапазоном амплитуд в несколько милливольт и диапазоном частот от нуля до нескольких килогерц. Этот источник должен иметь два дифференциальных выхода, которые могут быть подключены к соответствующим входам ИУ, как показано на Рисунке 1.

Выходные сопротивления $RG1$ и $RG2$ должны составлять, как минимум, несколько кОм, чтобы моделировать характеристики тел, которые будут измеряться в реальной жизни. Кроме того, оба выхода должны быть электрически изолированы от земли, но должен быть доступен общий опорный уровень для проверки способности ИУ подавлять синфазные помехи.

Для тестирования доступно несколько различных типов источников сигналов. Все они, начиная с генераторов функций и заканчивая специализированными цифровыми синтезаторами, различаются уровнями точности и сложности. Многие из них способны формировать сигналы в подходящем диапазоне амплитуд и частот, а некоторые даже могут имитировать ЭКГ, ЭЭГ и другие медицинские сигналы. Однако использование этих источников может быть проблематич-

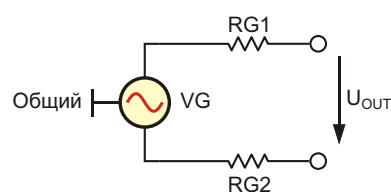


Рисунок 1. Источник дифференциального сигнала.

ным, поскольку часто они имеют несимметричные выходы и недостаточно изолированы от земли для проведения испытаний на разделение синфазных сигналов.

Эти источники могут быть адаптированы для тестирования ИУ путем добавлением схемы драйвера, преобразующей несимметричный сигнал в дифференциальный и обеспечивающей развязку потенциалов. В этой статье описываются проектирование, конструкция и применение такой схемы. Ее выходы гальванически изолированы от земли и поддерживают имитацию «синфазной» составляющей сигнала. Кроме того, выходное сопротивление источника эмулируемого сигнала можно отрегулировать в соответствии с импедансом несимметричного источника.

Практическая реализация оптической развязки аналоговых сигналов

Изоляция между входом и выходом осуществляется с помощью оптрона – устройства, которое содержит светодиод (LED) и (PD) в одном корпусе. Фотодиод действует как детектор, то есть фотоэлектрический генератор тока, где ток через фотодиод пропорционален количеству света, генерируемого сигналом, проходящим через светодиод.

Для приложений, использующих дифференциальные сигналы, хорошо подходят двухканальные оптроны, в которых один светодиод управляет двумя фотодиодами, такие, например, как выпускаемые Vishay приборы IL300. Двухканальные устройства обычно предпочтительнее, чтобы гарантировать, что любые различия между откликами двух каналов, обусловленные производственным разбросом, будут минимальными. В этом приложении свет от светодиода попадает на оба фотодиода, один из которых может использоваться для контроля количества света, испускаемого светодиодом, чтобы обеспечить линейную обратную связь для управления светодиодом. Второй фотодиод используется для фактической передачи сигнала через изолирующий барьер на выход. Несколько полезных примеров использования оптронов в различных схемах можно найти в [1]. Однако во всех этих примерах на выходной стороне оптоизолятора включается операционный усилитель, потен-

циально требующий отдельного (изолированного) источника питания.

Оптроны обычно используются для гальванической развязки потоков цифровых данных. В таких приложениях для получения чистой цифровой последовательности импульсов они работают в «режиме насыщения», когда через включенный светодиод проходит достаточно сильный ток, чтобы полностью насытить фотодиоды, и практически отсутствует ток, когда он выключен. Однако в данном приложении оптрон работает в линейной области, что иногда называется фотогальваническим режимом, где фотодиод выдает сигнал, пропорциональный количеству света, получаемого от светодиода. В нашей схеме для изоляции аналоговых тестовых сигналов генератора оптрон используется в фотогальваническом режиме. На Рисунке 2 показана простая схема с линейным оптроном, фотодиоды которого работают в фотогальваническом режиме, подобно солнечным элементам.

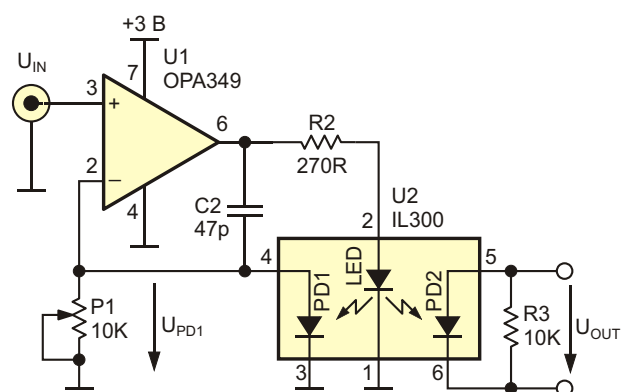


Рисунок 2. Простая схема, в которой используется линейный оптрон.

Токи обоих светодиодов PD1 и PD2 преобразуются в напряжения нагрузочными резисторами R3 и P1. До тех пор, пока оба напряжения (U_{PD1} и U_{OUT}) остаются в линейном диапазоне характеристик фотодиодов (в нашем случае – менее 50 мВ), их амплитуда будет пропорциональна количеству света, излучаемого светодиодом. Операционный усилитель U1 сравнивает сигнал U_{PD1} с входным сигналом U_{IN} и, управляя светодиодом, стремится сделать их равными. Подстроечный резистор P1 используется для регулировки коэффициента усиления (U_{OUT}/U_{IN}) схемы, а конденсатор C2 необходим для подавления генерации.

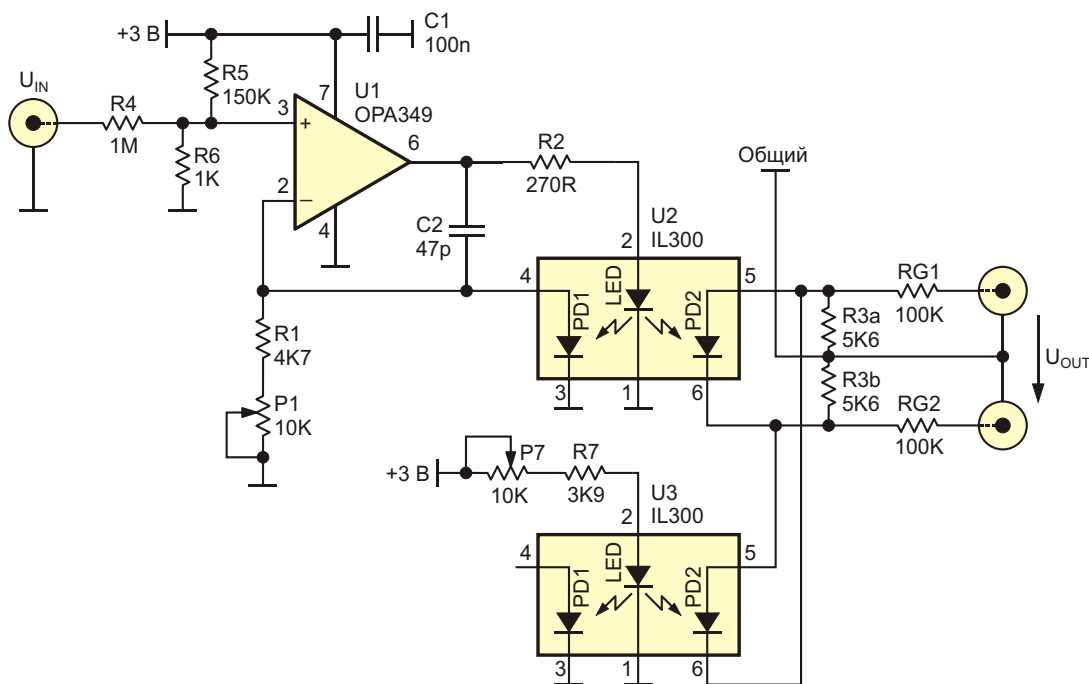


Рисунок 3. Полная принципиальная схема оптически изолированного дифференциального драйвера.

Выходной сигнал U_{OUT} (наш источник тестового сигнала) берется со второго фотодиода PD2. Он изолирован от земли, а его внутреннее сопротивление определяется резистором R3. Фотогальванический режим обычно не используется с линейными оптронами, поскольку доступный диапазон выходных напряжений ограничен несколькими милливольтами. Но в данном приложении фотогальванический режим оправдан и предпочтителен, поскольку он не требует какого-либо источника питания на выходе оптрона, а нужный выходной сигнал в любом случае невелик.

Варианты изоляции для специальных требований

Выходные напряжения схемы на Рисунке 2 могут быть лишь положительными, поскольку ток через светодиод и оба фотодиода может течь только в одном направлении. Проблема может быть решена путем добавления к входному сигналу U_{IN} небольшого положительного смещения, что позволяет сделать большинство стандартных генераторов сигналов. Однако это также добавляет постоянное смещение и к выходному сигналу U_{OUT} . Если постоянное смещение уровня выходного сигнала допустимо, или если неже-

лательное постоянное смещение выходного сигнала можно устранить, добавив RC-фильтр верхних частот с подходящей частотой среза (при условии, что такая измененная частотная характеристика приемлема), то схема на Рисунке 2 подходит для решения поставленной задачи.

Если в выходном сигнале драйвера не должно быть постоянного смещения, а его частотная характеристика должна начинаться от 0 Гц, то постоянное смещение следует вычесть из выходного сигнала. В этом случае для решения проблемы можно использовать вторую батарею и подстроечный резистор. Однако более простое решение, не требующее второго источника питания, показано на Рисунке 3. В этой схеме добавлен второй оптрон (U3), управляемый постоянным током, а его выходной фотодиод включен встречно-параллельно с выходным фотодиодом оптрона U2. Постоянный ток через оптрон U3 устанавливается подстроечным резистором P7 для компенсации тока смещения оптрона U2.

В конструкции также использован маломощный операционный усилитель OPA349, главным образом потому, что диапазон его синфазных входных напряжений может на 200 мВ выходить за пределы шин питания, и

ему требуется очень мало энергии. В результате общий ток, потребляемый схемой, составляет порядка 1 мА. Поскольку прототип питается от двух батареек типоразмера ААА, его срок службы должен быть близок к 1000 часов.

Важно отметить, что максимальный диапазон входных сигналов и потребляемая мощность схемы сильно зависят от величины смещения. Напряжение смещения фиксируется резистивным делителем R5/R6 на уровне 20 мВ, что устанавливает ток светодиода оптрона U2 равным примерно 500 мкА. Такой же ток нужно установить для светодиода оптрона U3. Благодаря наличию делителя, состоящего из резисторов R4 и R6, в этом варианте исходной схемы входной сигнал не нужно смещать относительно уровня земли.

Максимально допустимое входное напряжение U_{IN} для этой схемы составляет около ± 5 В. За этими пределами выходной сигнал искажается, частично из-за небольшого смещения в 20 мВ и частично из-за нелинейностей на границах фотогоальванического режима фотодиодов оптрона U2. При входном сигнале 1 В пик-пик ожидаются выходной сигнал 1 мВ пик-пик и гармоники ниже -40 дБ. Частотная характеристика простирается от 0 Гц до примерно 10 кГц (по уровню -3 дБ).

Настройка схемы

Собранная схема показана на Рисунке 4. Настройка схемы начинается с подачи на

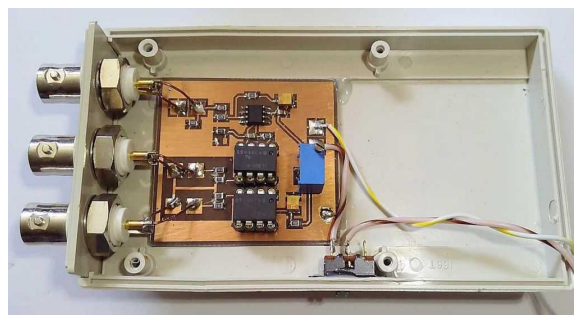


Рисунок 4. Схема в сборе. Обратите внимание, что подстроечный резистор P1 отсутствует, поскольку в этом случае нет необходимости в калибровке усиления схемы.

вход U_{IN} синусоидального сигнала частотой порядка 500 Гц и размахом 4 В пик-пик и наблюдения входного и выходного (U_{OUT}) сигналов на осциллографе. Примечание: использование делителей 10:1 (как минимум) обязательно. Затем подстроечным резистором P1 устанавливают соотношение амплитуд обоих лучей, равное 1000:1. И, наконец, регулировкой подстроечного резистора P7 средний уровень сигнала на выходе U_{OUT} делают равным нулю. **РЛ**

Ссылки

1. Vishay: [Designing Linear Amplifiers Using the IL300 Optocoupler](#), Application note 50.

Материалы по теме

1. [Datasheet Vishay IL300](#)
2. [Datasheet Texas Instruments OPA349](#)



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!