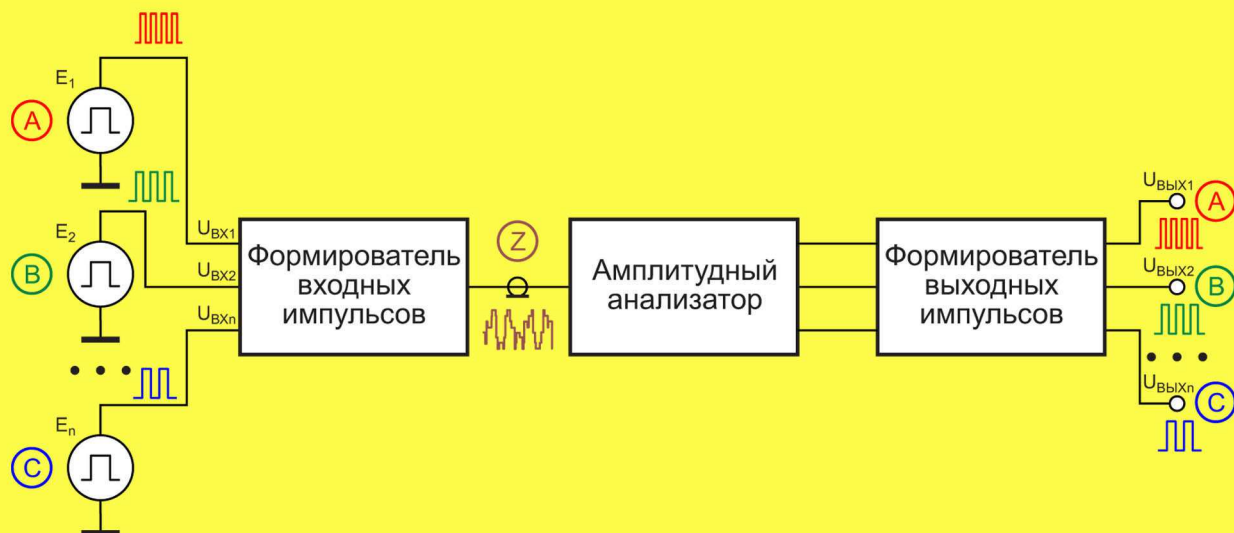
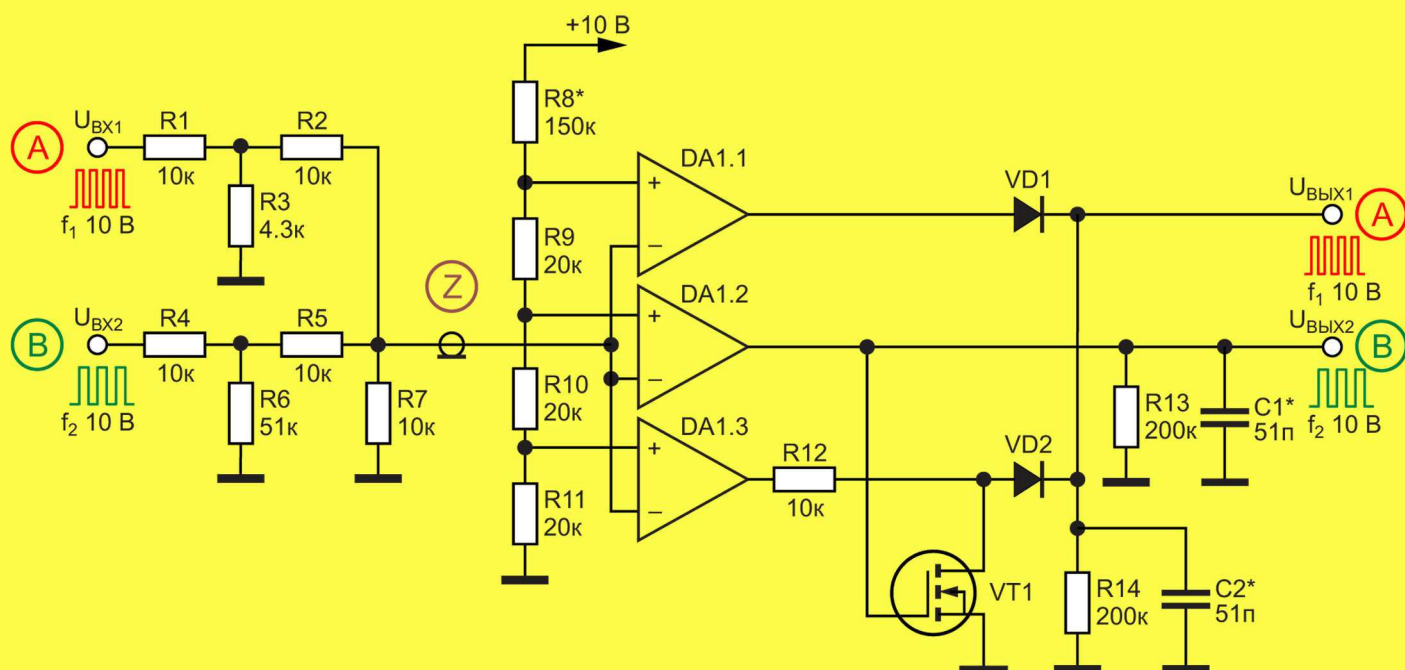




Многоканальная одновременная передача цифровой информации по двухпроводной линии





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
С. Муратчаев
А. Николаев
М. Шустов

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

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

Мнения авторов не всегда
отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:
www.rlocman.ru/magazine

Новости

- 4 В МФТИ открылся научный центр мирового уровня по перспективной микроэлектронике
- 5 Микросхемы драйверов двигателей GaNSense от Navitas обеспечивают лучшие в отрасли характеристики, КПД и надежность в бытовых приборах и промышленных приложениях
- 6 Ростех создал беспилотниковую навигацию для БПЛА, защищенную от РЭБ и хакеров
- 7 VS1073 – невероятно мощный аудиокодек-сопроцессор
- 7 Микроконтроллер Амур – теперь с новым языком программирования BearLogica от Элрона
- 8 Vishay выпускает новые высоконадежные изолирующие усилители для прецизионных измерений
- 9 Точность – 99.993%: ученые МИСИС и ИНМЭ освоили технологию производства кубитов-флаксоиумов
- 10 Семейство микроконтроллеров Microchip PIC16F17576 упрощает проектирование аналоговых датчиков

Статьи

- 12 Многоканальная одновременная передача цифровой информации по двухпроводной линии
- 16 Адаптивное разрешение для АЦП
- 20 Зависимость времени запуска АЦП от полярности тактовых импульсов
- 22 Шумы импульсных регуляторов различных топологий
- 24 Увеличьте нагрузочную способность с помощью улучшенного токового насоса Хауланда
- 26 Логические элементы «Запрет» и «Импликатор» и их применение
- 30 Высококачественный источник тока
- 34 Измерение тока: дорожки печатной платы или резисторы
- 37 Как работают схемы и контроллеры горячей замены
- 40 Солнечные бури и их потенциал для создания электронного хаоса
- 43 Операционный усилитель для электрохимических датчиков
- 46 Lace Lithography использует атомы, чтобы выйти за рамки EUV
- 48 Квантовые чистые комнаты: экстремальные условия для создания компьютеров завтрашнего дня

Схемы

- 50 Недорогая демонстрация потустороннего мира инфразвука. Часть 1 – Ищем решение
- 55 Недорогая демонстрация потустороннего мира инфразвука. Часть 2 – Слушаем инфразвук
- 60 Схема подает в нагрузку постоянную мощность
- 63 Стабилизатор напряжения LM4041 выдает себя за прецизионный источник тока
- 66 Другая схема ШИМ-управления импульсным стабилизатором напряжения
- 68 Семиоктавный ГУН с линейной зависимостью высоты тона
- 70 Решение на основе одного операционного усилителя для стабилизации выходного излучения лазера
- 72 Двухканальные частотные и ШИМ-регуляторы «Max–Min–Max» при переходе с канала на канал
- 74 Простой логический пробник с двухцветным светодиодом
- 76 ПНЧ с выходной частотой от 1 Гц до 2.5 МГц и высокой скоростью отклика
- 79 Монитор тока
- 80 Простая схема, позволяющая более точно определить характеристики JFET
- 84 Преобразование прямоугольных импульсов в пилообразные
- 86 Устройство зарядки Li-ion аккумуляторов от солнечной батареи с контролем точки максимальной мощности
- 91 Простая схема бесшумного выключения звука
- 92 Прецизионный программируемый источник втекающего тока
- 96 Источник питания от нуля вольт и выше с цифровым и ручным управлением
- 98 Двустороннее зеркало – то есть, токовое зеркало
- 100 Двустороннее токовое зеркало Уилсона
- 102 Использование трехфазного выпрямления и снижения напряжения для однофазных автономных источников питания
- 104 Еще одна простая схема нажал – включил, нажал – выключил
- 105 Пересмотрено: Для подключения ШИМ к импульсным регуляторам достаточно трех дискретных компонентов
- 108 Простые низковольтные зарядные насосы
- 114 Усилители мощности, которые генерируют колебания – преднамеренно. Часть 1 – Простое начало
- 119 Усилители мощности, которые генерируют колебания – преднамеренно. Часть 2 – Хитроумное заключение
- 122 Резистивный датчик температуры с двухпроводным интерфейсом
- 124 Схема управляет травлением микроигл
- 126 Проектирование схемы синусоидального инвертора мощностью 1 кВт
- 131 Простой ШИМ-интерфейс позволяет запрограммировать напряжение регулятора $V_{OUT} < V_{SENSE}$

В МФТИ открылся научный центр мирового уровня по перспективной микроэлектронике

«Центр перспективной микроэлектроники» МФТИ займётся развитием инновационных технологий на основе новых функциональных материалов разной размерности для создания электронных и фотонных устройств нового поколения. Центр создан в рамках господдержки исследований и разработок по приоритетам научно-технологического развития РФ.

Комиссия по научно-технологическому развитию России под руководством зампреда Правительства РФ Дмитрия Чернышенко вынесла решение о предоставлении гранта в форме субсидий для создания научного центра мирового уровня по перспективной микроэлектронике на базе МФТИ. Университет вошёл в число победителей конкурсного отбора.

«По итогам конкурса отобраны 10 НЦМУ. Их деятельность будет направлена на разработку и внедрение в экономику важнейших наукоёмких технологий, определённых указом Президента Владимира Путина. Размер субсидии для каждого из отобранных научных центров мирового уровня составит до 320 млн рублей ежегодно», – подчеркнул Дмитрий Чернышенко.

Основным заказчиком результатов работы Центра выступают предприятия отечественной микроэлектронной отрасли. Цель создания НЦМУ – развитие инновационных технологий на основе новых функциональных материалов различной размерности. Технологии требуются для создания энергоэффективных электронных и фотонных устройств следующего поколения – процессоров, электронной памяти, сенсоров и других элементов.

«Победа в конкурсе и доверие государства подтверждают лидерство Физтеха в области прорывных технологий. Центр станет ключевым звеном в решении стратегической задачи достижения технологического суверенитета России в микроэлектронике. Мы сосредоточимся на создании нового поколения устройств на основе уникальных материалов, подготовке элитных кадров и теснейшем взаимодействии с ведущими научными



институтами и индустриальными партнерами для скорейшего внедрения разработок в реальное производство», – отметил ректор МФТИ Дмитрий Ливанов.

Созданное подразделение сфокусируется на разработке инновационных решений в микро- и наноэлектронике с использованием передовых функциональных материалов. Это поможет созданию уникальной научно-технической базы для преодоления современных вызовов в сфере отечественной микроэлектроники. Деятельность Центра будет формировать новые компетенции на стыке фундаментальной и прикладной науки и активно готовить высококвалифицированных специалистов и молодых учёных.

Приоритетами работы Центра на ближайшие периоды станут два глобальных направления: безопасность получения, хранения, передачи и обработки информации и технологии микроэлектроники и фотоники.

МФТИ является координатором созданного Центра. Участниками НЦМУ перспективной микроэлектроники совместно с МФТИ стали ВНИИА им. Н.Л. Духова, ИНМЭ РАН, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. Со стороны индустрии основными партнерами подразделения выступили такие техногиганты и ключевые промышленные компании как ГК «Элемент», АО «НПО «Орион» Госкорпорации «Ростех», ПАО «Газпром нефть».

Инфраструктуру Центра обеспечивают исследовательское и технологическое оборудование лабораторий и Центра коллек-

тивного пользования МФТИ. В частности, разработанные на Физтехе уникальные аддитивные устройства для создания элементов микроэлектроники. Также будет задействовано оборудование партнеров ВНИИА, ИНМЭ

РАН, ИРЭ РАН – установки синтеза новых функциональных материалов, сверхвысоково-вакуумные приборы для нанесения тонких плёнок, электронно-лучевая и оптическая литографии и др.

Микросхемы драйверов двигателей GaNSense от Navitas обеспечивают лучшие в отрасли характеристики, КПД и надежность в бытовых приборах и промышленных приложениях

Полностью интегрированная и защищенная GaN микросхема с двунаправленным датчиком тока обеспечивает повышение КПД на 4%, снижение стоимости системы на 15% и сокращение площади печатной платы на 40%

Компания Navitas Semiconductor анонсировала новое семейство микросхем драйверов двигателей GaNSense, предназначенных для бытовой техники и промышленных приводов мощностью до 600 Вт.

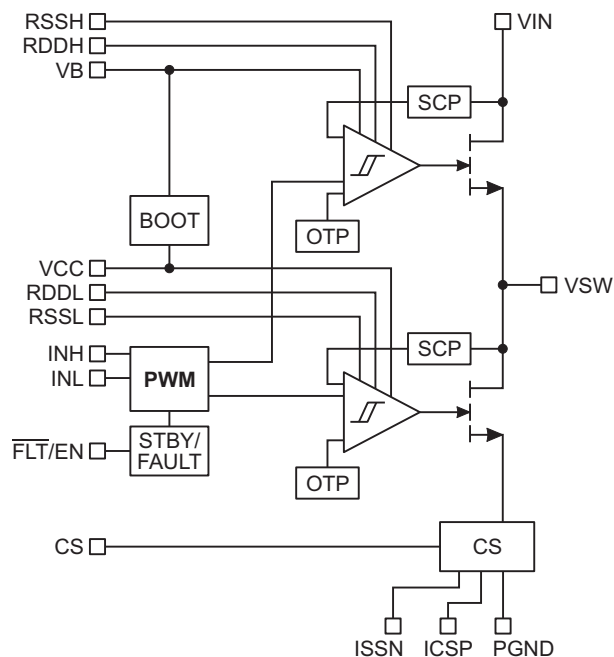


В этом полностью интегрированном решении, специально разработанном для приводов двигателей, объединены два GaN полевых транзистора в конфигурации полумоста с драйвером, цепями управлением, датчиками и автономной защитой. По сравнению с устаревшими решениями на основе кремниевых IGBT это обеспечивает повышение КПД на 4%, сокращение площади печатной платы на 40% и снижение стоимости системы на 15%.

Ключевые особенности включают не вносящий потерь двунаправленный датчик тока, позволяющий измерять как положительные, так и отрицательные токи. Это имеет решающее значение в приводах двигателей, учитывая рециркуляцию токов в обратном направ-

лении между фазами коммутируемых обмоток. Благодаря датчику без потерь отпадает необходимость во внешних шунтовых резисторах, что приводит к повышению КПД, надежности и компактности конструкции.

Скорости нарастания/спада при включении и выключении полностью регулируются, позволяя разработчикам оптимизировать



BOOT – бутстрепная цепь
SCP – защита от короткого замыкания
STBY/FAULT – режим ожидания / отказ
PWM – ШИМ
OTP – защита от перегрева

Упрощенная схема драйвера NV6257.

уровень электромагнитных помех, управлять характеристиками и максимально повысить КПД. Функция автономного свободного вращения включает GaN микросхему при обнаружении обратного тока, чтобы уменьшить потери проводимости, повысить КПД и уменьшить размеры и стоимость радиаторов.

Семейство микросхем драйверов двигателей GaNSense также поддерживает несколько функций безопасности, таких как защита от короткого замыкания в верхнем и нижнем плече, защита от перегрева и защита от электростатических разрядов до 2 кВ на всех выводах.

Семейство 650-вольтовых устройств начинается с NV6257 (2×170 мОм, корпус PQFN 6×8), NV6287 (2×170 мОм, корпус PQFN 8×10) и NV6288 (2×120 мОм, корпус PQFN 8×10), поддерживая приводы мощностью до 600 Вт.

Основными целевыми приложениями являются электроприводы мощностью до 600 Вт, включая кондиционеры, тепловые насосы, стиральные машины, сушилки, посудомоечные машины, холодильники и фены. В сфере промышленных приводов области применения варьируются от насосов до циркуляторов и вентиляторов.

Ростех создал беспутниковую навигацию для БПЛА, защищенную от РЭБ и хакеров

Изделие представляет собой усовершенствованную модификацию малогабаритного доплеровского измерителя скорости и угла сноса

Холдинг «Росэл» Госкорпорации Ростех выпустил новое оборудование для беспутниковых систем навигации самолетов, вертолетов и беспилотников. Аппаратура применяется в регионах с ненадежной спутниковой связью, а также в условиях подавления сигнала. Устройство прошло летные испытания и готово к серийному производству.



Изделие представляет собой усовершенствованную модификацию малогабаритного доплеровского измерителя скорости и угла сноса. Оно имеет повышенную прочность, точность показаний увеличена за счет методов цифровой обработки, потребление электроэнергии сокращено в четыре раза, разме-

ры изделия уменьшены в несколько раз, а вес – в десять раз.

ДИСС может выступать в качестве автономной резервной системы точного измерения скорости и угла сноса для навигационных комплексов большинства летательных аппаратов. По своим основным техническим характеристикам новое изделие заметно превосходит российские и зарубежные образцы. Оно может использоваться там, где связь со спутником периодически обрывается, например в регионах Заполярья. Также его применение оправдано на фоне таких угроз, как кибератаки или глушение радиосигнала.

«Работа по модернизации ДИСС стартовала в 2020 году. Дополнительным стимулом к ускорению опытно-конструкторских разработок стала правительственная субсидия в 2021 году. К настоящему времени все летные испытания успешно завершены. Началась контрактация производства», – рассказали в холдинге «Росэл».

Программное обеспечение новинки – полностью российское, оно совместимо с любыми типами бортового оборудования. Ключевые компоненты для устройства изготавливают несколько предприятий, входя-

щих в «Росэл». Создаваемые здесь доплеровские измерители скорости, угла сноса и пройденного пути с 60-х годов ставились прак-

тически на все самолеты производства «Ту-полева», «Сухого», «Яковлева», «Ильюшина», а также вертолеты «Миля» и «Камова».

VS1073 – невероятно мощный аудиокодек-сопроцессор

Компания VLSI Solution анонсировала микросхему VS1073 – самый совершенный в мире аудиокодек-сопроцессор с усилителем для наушников.

VS1073 – это малопотребляющий звуковой сопроцессор смешанных сигналов, который способен кодировать и декодировать множество различных форматов. Он может значительно снизить нагрузку на системный микроконтроллер, освобождая его время для других операций, таких как обмен по Wi-Fi или Ethernet. Для лучшей связи с внешним миром VS1073 содержит высококачественные стерео АЦП и ЦАП, усилитель для наушников, способный работать на нагрузку 30 Ом, и 32-битный цифровой выход I²S.

С аппаратной точки зрения VS1073 представляет собой совместимую по выводам замену самых продаваемых аудиосопроцессоров VS1053b и VS1063a компании VLSI Solution, за исключением напряжения питания ядра, сниженного с 1.85 В до 1.25 В для снижения общего энергопотребления. Снижение напряжения питания стало возможным благодаря новому технологическому процессу, и позволило также увеличить время работы автономного источника питания чипа, что всегда является приоритетом VLSI.

VS1073 может декодировать файлы MP3, MP2, Ogg Vorbis, FLAC, ALAC, Ape, AAC, DSD, Opus, WMA, AC-3, WAV и AIFF. Он может кодировать MP3, Ogg Vorbis, FLAC, WAV PCM/ADPCM, G.711 или G.722. Также есть режим полнодуплексного кодека, который



может работать с форматами PCM, IMA ADPCM, G.711 и G.722.

VS1073 оснащен 5-полосным эквалайзером и поддерживает звуковые эффекты, такие как переключение скоростей воспроизведения и запатентованная VLSI Solution технология обработки сигналов наушников EarSpeaker. Также возможно микширование звуковых эффектов ИКМ или аудио со стереофонического аналогового входа поверх воспроизводимого звука.

Все эти характеристики в сочетании с аналого-цифровым и цифро-аналоговым трактами прохождения сигнала CD-качества, а также 30-омным усилителем для наушников делают VS1073 идеальным решением для широкого спектра потребительских и промышленных приложений.

VS1073 предлагается в хорошо знакомом корпусе LQFP-48 размером 7×7×1.4 мм, совместимом с требованиями директивы RoHS.

Микроконтроллер Амур – теперь с новым языком программирования BearLogica от Элрона

Специально для плат ELBEAR на базе микроконтроллера MIK32 Амур производства Микрона Элрон, отечественный разработчик и производитель электронных приборов, рези-

дент Новосибирского Научно-технологического технопарка Академгородка, запустил первый в России графический (блочный) язык программирования BearLogica.



Язык программирования BearLogica поддерживает платы ELBEAR ACE-NANO и ELBEAR ACE-UNO 16/32 Мб, которые функционируют при управлении MIK32 Амур – первого отечественного 32-разрядного микроконтроллера с ядром на архитектуре RISC-V. BearLogica предназначен для построения образовательных процессов, включая робототехнику и проектную деятельность в школах, детских садах и учреждениях дополнительного образования, для начинающих пользователей.

«При работе с BearLogica формируется код, который можно перенести в среду Arduino IDE, это позволяет облегчить переход от работы в графических средах программи-

рования к текстовой среде Arduino IDE. BearLogica – первый графический язык, поддерживающий MIK32 Амур, мы намерены непрерывно развивать данный проект, который со временем поможет заместить программируемый конструктор Лего, чтобы обучать настоящих российских инженеров почти с пеленок», – сообщил Иван Лебедев, генеральный директор ООО «Элрон».

«Мы уже имеем положительный опыт проведения мастер-классов по программированию MIK32 Амур для школьников и студентов. Благодаря инициативе Элрона, с новым языком программирования откроются дополнительные возможности для более эффективного обучения и вовлечения юных программистов в мир технологий. Вполне возможно, в перспективе на базе MIK32 Амур будет работать программируемый детский конструктор», – сказал Станислав Шепелев, начальник отдела системных разработок АО «Микрон».

Микроконтроллер MIK32 Амур является базовым компонентом электронной техники, успешно применяется для промышленной автоматизации и критической инфраструктуры. Для расширения функционала при работе с MIK32 Амур в составе плат ELBEAR Элрон работает над внесением новых датчиков, вспомогательных блоков и исполнительных механизмов.

Vishay выпускает новые высоконадежные изолирующие усилители для прецизионных измерений

Компания Vishay Intertechnology объявила о выпуске своих новейших изолирующих усилителей VIA0050DD, VIA0250DD и VIA2000SD. Эти новые устройства обеспечивают улучшенные характеристики для широкого спектра промышленных, автомобильных и медицинских приложений, где важны высокая точность, надежность и компактные размеры.

Изолирующие усилители серии VIA предназначены для обеспечения исключительной температурной стабильности и точности измерений. Благодаря устойчивости к синфазным помехам с типовой скоростью нарастания 150 кВ/мкс, эти усилители обеспечивают надежную работу даже в жестких условиях

эксплуатации, например, в двигателях большой мощности. Низкая погрешность усиле-



ния $\pm 0.05\%$ и минимальный дрейф усиления с типовым значением $15 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ без калибровки обеспечивают высокую долговременную и температурную точность измерений. Кроме того, эти приборы имеют высокую полосу пропускания 400 кГц, что позволяет ускорить измерения по сравнению с традиционными усилителями с оптической изоляцией.

Каждый усилитель этой серии также отличается низкими значениями погрешности смещения и дрейфа, усиленной изоляцией и встроенной диагностикой для упрощения и повышения точности измерений тока и напряжения. Встроенная цепь измерения синфазного напряжения предотвращает сбои в системах измерения тока и напряжения, что делает эти усилители особенно подходящими для сложных приложений, где надежность имеет первостепенное значение. Эта серия разработана для совместимости с токоизмерительными резисторами WSBE компании Vishay, высокая рассеиваемая мощность и низкий ТКС которых обеспечивает превосходные характеристики в широком диапазоне температур от -40°C до $+125^\circ\text{C}$.

VIA0050DD – это изолирующий усилитель с емкостной изоляцией, оптимизированный для приложений, требующих максимальной экономии занимаемого пространства и потребляемой мощности. Он обладает высокой устойчивостью к синфазным помехам со скоростью нарастания не менее 100 кВ/мкс , что обеспечивает надежную работу даже в зашумленной среде. Низкое дифференциальное входное напряжение $\pm 50 \text{ мВ}$ делает его идеальным для высокоточных изолированных измерений тока в приложениях с ограниченным пространством, таких как силовые

инверторы, аккумуляторные накопители энергии, измерители фазных токов двигателей и промышленные системы управления двигателями. Кроме того, благодаря большому диапазону дифференциальных входных напряжений $\pm 250 \text{ мВ}$, VIA0250DD позволяет выполнять изолированные измерения как тока, так и напряжения.

VIA2000SD имеет самые высокие среди трех моделей значения отношения сигнал/шум и полосы пропускания, что делает его лучшим выбором для точной передачи сигнала в сложных условиях работы. Его диапазон линейных дифференциальных входных напряжений от 0.02 В до 2 В позволяет проводить точные изолированные измерения напряжения для таких приложений, как мониторинг напряжения шин и источники бесперебойного питания (ИБП).

Изолирующие усилители серии VIA предназначены для надежной и точной работы в различных приложениях, включая контроль напряжения шин, управление двигателями переменного тока, силовые и солнечные инверторы, а также ИБП. Эти усилители гарантируют высокую точность измерений на высоковольтных делителях напряжения и прецизионных токоизмерительных резисторах, упрощают контроль промышленных приводов двигателей, обеспечивают надежную работу в системах возобновляемой энергетики и поддерживают целостность сигнала в критически важных системах электропитания.

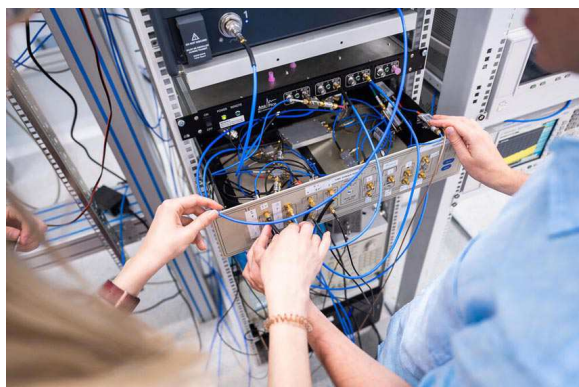
Образцы и серийные партии микросхем VIA0050DD, VIA0250DD и VIA2000SD уже доступны потребителям со сроком поставки от 12 до 16 недель.

Точность – 99.993%: ученые МИСИС и ИНМЭ освоили технологию производства кубитов-флаксоуниумов

Ученые лаборатории сверхпроводниковых квантовых технологий НИТУ МИСИС и лаборатории квантовых технологий ИНМЭ РАН успешно воспроизвели технологию изготовления сверхпроводниковых кубитов типа флаксоуниум, на которых была экспериментально продемонстрирована точность однокубитных операций на уровне 99.993%. В

отличие от более распространенного типа кубитов – трансмонов – флаксоуниумы требуют значительно более сложного технологического процесса, включающего формирование цепочек из десятков джозефсоновских переходов.

Сегодня основным типом сверхпроводниковых кубитов являются трансмоны. На них



работают наиболее известные в мире квантовые процессоры таких компаний, как Google и IBM. Однако трансмоны имеют ограничения по времени когерентности и точности операций, вызванные как технологическими, так и конструктивными факторами. В качестве альтернативы во всем мире исследуются новые типы сверхпроводниковых кубитов, например, флаксониумы, которые отличаются устойчивостью к шумам и высоким временем когерентности, т. е. согласованности квантовых колебательных процессов.

«Тестирование образцов показало высокую точность операций – 99.993%, что превосходит лучшие показатели для трансмонов. Существенным фактором, повлиявшим на точность, стала малая длительность управляющих импульсов – всего 6 наносекунд, что в несколько раз короче, чем у трансмонов», – сообщила инженер научного проекта лаборатории сверхпроводниковых кван-

товых технологий НИТУ МИСИС, научный сотрудник Российского квантового центра Татьяна Чудакова.

Сейчас исследователи сосредоточены на масштабировании схем на основе флаксониумов и улучшении времени когерентности. Освоение технологии изготовления флаксониумов открывает новые перспективы для развития отечественных квантовых процессоров.

«НИТУ МИСИС и ИНМЭ РАН обладают технологическими и экспериментальными компетенциями в области разработки микросхемных решений для создания квантовых процессоров. В результате совместной работы создана уникальная технология и экспериментальные образцы кубитов-флаксониумов с рекордной точностью на уровне мировых гигантов индустрии. Высокая точность на уровне 99.99% позволит нам повысить мощность квантовых вычислителей», – отметил к.ф.-м.н. Михаил Тархов, начальник научно-исследовательской лаборатории квантовых технологий ИНМЭ РАН.

Технология производства сверхпроводниковых квантовых схем развивается в НИТУ МИСИС в рамках стратегического технологического проекта «Квантовый интернет» по Программе «Приоритет-2030». Разработка и реализация сверхпроводниковых квантовых процессоров ведется в университете при поддержке Госкорпорации «Росатом» в рамках выполнения Дорожной карты «Квантовые вычисления».

Семейство микроконтроллеров Microchip PIC16F17576 упрощает проектирование аналоговых датчиков

Интегрированные малопотребляющие аналоговые периферийные устройства снижают стоимость и сложность проекта

Устройства, предназначенные для захвата быстро меняющихся аналоговых сигналов, должны иметь максимальную скорость реакции и при этом потреблять минимальное количество энергии, особенно в приложениях с батарейным питанием. Для удовлетворения этих требований компания Microchip Technology выпустила семейство микроконтроллеров PIC16F17576 с интегрированными



малопотребляющими периферийными устройствами, ориентированными на точные измерения нестабильных аналоговых сигналов.

В микроконтроллерах PIC16F17576 используется новая комбинация маломощного компаратора и источника опорного напряжения, которые могут работать, когда ядро микроконтроллера находится в спящем режиме, что позволяет выполнять непрерывные аналоговые измерения при потреблении тока менее 3,0 мкА. Менеджер аналоговой периферии (Analog Peripheral Manager, APM) контролирует, какие периферийные устройства активны, чтобы минимизировать общее энергопотребление и позволить приложениям с автономным питанием эффективно отслеживать сигналы без чрезмерного расхода энергии.

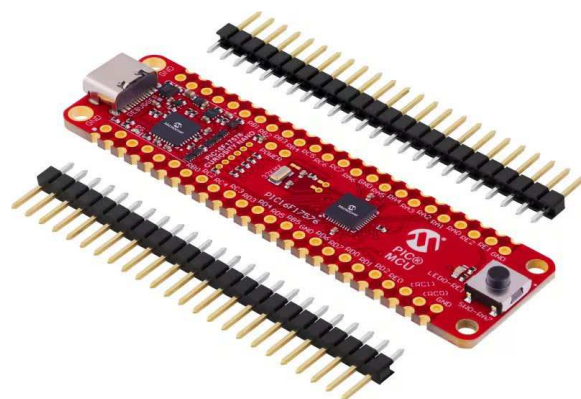
Разработанные для приложений, измеряющих изменчивые аналоговые сигналы, микроконтроллеры PIC16F17576 содержат операционные усилители с программно переключаемыми ступенями усиления. Эта функция позволяет одному операционному усилителю работать с несколькими коэффициентами усиления, что помогает снизить уровень шума при сохранении точности и энергоэффективности. Микроконтроллеры могут иметь до четырех операционных усилителей и 12-битный дифференциальный АЦП с автоматическим усреднением, которые обеспечивают точное измерение входных сигналов в широком диапазоне значений.

Микроконтроллеры PIC16F17576 хорошо подходят для измерения аналоговых сигналов в ряде отраслей, включая экологический и промышленный мониторинг, интеллекту-

альные дома и автоматизацию зданий. Основные приложения включают измерение вибраций и деформаций, измерение расхода, обнаружение газов, управление логистикой товаров и обнаружение движения.

Инструменты разработки

Микроконтроллеры PIC16F17576 поддерживаются интегрированной средой разработки MPLAB X и конфигуратором кода MPLAB, что позволяет разработчикам легко управлять функциональностью APM и аналоговой периферии. Устройства совместимы с прототипной платой Curiosity Nano EV14L29A компании Microchip и средствами разработки MPLAB PICkit.



Оценочный комплект PIC16F17576 Curiosity Nano (EV14L29A).

Цены и доступность

Цена микроконтроллеров PIC16F17576 при покупке партиями 10,000 приборов начинается от \$.57 за штуку.

Многоканальная одновременная передача цифровой информации по двухпроводной линии

Михаил Шустов, г. Томск

Предложен способ многоканальной одновременной трансляции цифровой информации от n источников по двухпроводной линии или радиоканалу. Для реализации способа использован входной формирователь импульсов, обеспечивающий соотношение амплитуд входных сигналов согласно ряду $a2^{n-1}$, где a – постоянный множитель. Суммарный сигнал от формирователя импульсов поступает по двухпроводной линии передачи на приемное устройство. Приемное устройство представляет собой амплитудный анализатор, содержащий $2^n - 1$ компараторов, к выходам которых подсоединен формирователь выходных импульсов. Способ позволяет в n раз повысить пропускную способность двухпроводной линии передачи.

Вопрос повышения пропускной способности линии передачи информации остается актуальным на протяжении многих десятилетий. Для этого используется множество технических решений, имеющих как индивидуальные достоинства, так и определенные недостатки. Ниже рассмотрим способ кодирования совокупности входных цифровых

сигналов для передачи их по двухпроводной линии, в том числе по радиоканалу, с использованием декодирующего устройства на стороне приема информации.

Устройство для реализации способа многоканальной трансляции цифровой информации по двухпроводной линии представлено в виде структурной схемы на Рисунке 1.

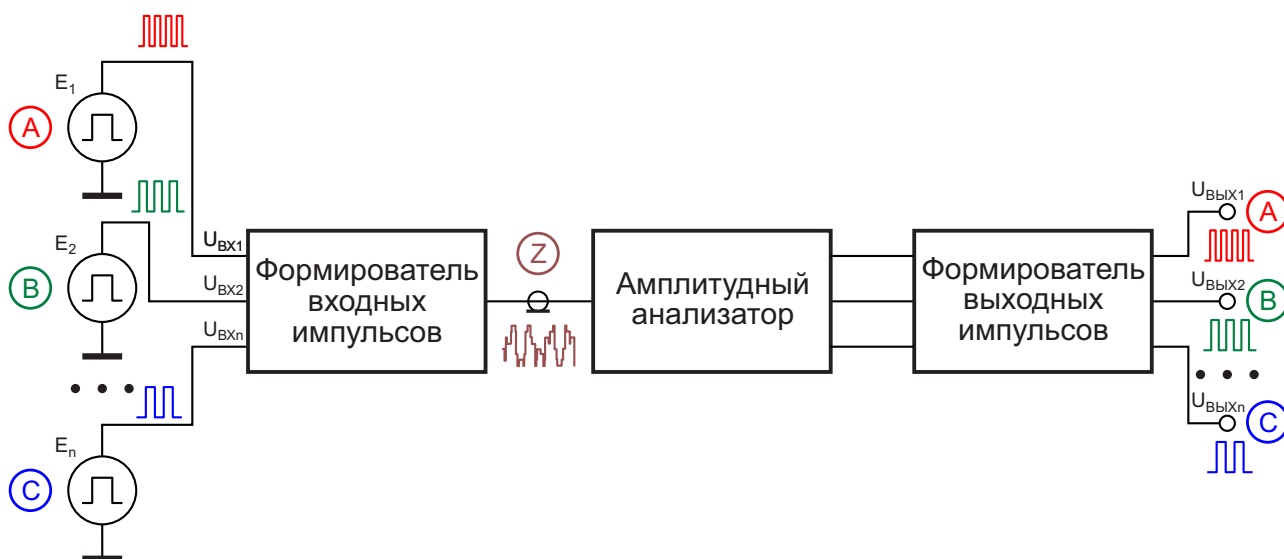


Рисунок 1. Структурная схема устройства для многоканальной трансляции цифровой информации по двухпроводной линии.

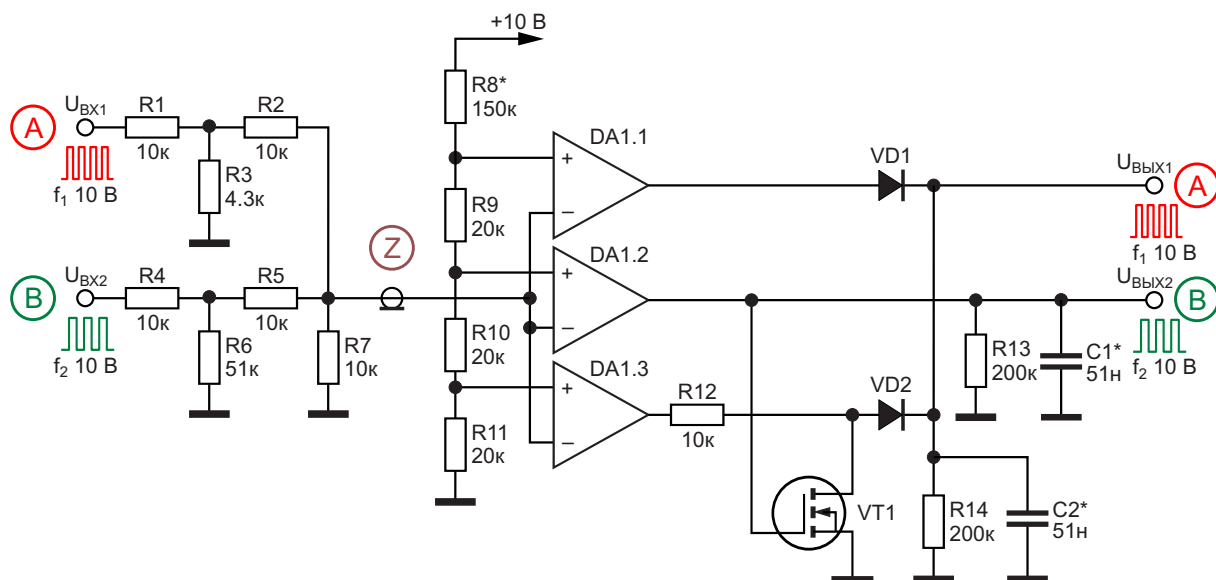


Рисунок 2. Устройство для одновременной передачи цифровой информации от двух источников по двухпроводной линии (растущий столбик). Нагрузочные резисторы компараторов, если они необходимы, не показаны.

Входные цифровые сигналы от нескольких источников, имеющие стандартные логические уровни, одновременно поступают на формирователь входных импульсов, позволяющий ранжировать эти сигналы по амплитуде с определенным шагом. Далее сформированные таким образом сигналы поступают через двухпроводную линию передачи информации на приемное устройство. Входной узел приемного устройства представляет собой амплитудный анализатор, позволяющий сортировать сигналы по их уровню. Далее сигналы с амплитудного анализатора поступают на устройство выборки – формирователь выходных импульсов, позволяющий восстановить форму и амплитуду исходных сигналов, поступающих на вход.

Значения уровней цифровых сигналов для n -канальной передачи данных по двухпроводной линии должны отвечать прогрессии, сумма двух или более членов которой не могут быть идентичны любому члену этой прогрессии.

Один из возможных вариантов такой прогрессии может быть выражен рядом $N(n) = a2^{n-1}$, где a – постоянный множитель; $n = \dots -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4 \dots$ – порядковый номер члена прогрессии. Например: при $a = 1$ и $n > 0$ $N(n) = 1, 2, 4, 8, 16 \dots$

Сумма любого количества членов этой прогрессии при $a = 1$ и $n > 0$ составит ряд 1, 2, 3, 4, 5, 6, ...

Для восстановления исходных сигналов на приемной стороне потребуется $2^n - 1$ компараторов.

Вариант практического устройства для одновременной двухпроводной передачи цифровой информации от двух источников показан на Рисунке 2. Входной двухканальный формирователь импульсов выполнен на основе резистивных делителей R1–R7. Благодаря наличию этих делителей на резисторе R7 при подаче на вход $U_{ВХ1}$ цифрового сигнала с частотой f_1 и амплитудой 10 В выделяется сигнал соответствующей частоты амплитудой 1 В. При подаче на вход $U_{ВХ2}$ цифровых сигналов частотой f_2 и амплитудой 10 В на резисторе R7 выделяется сигнал соответствующей частоты амплитудой 2 В.

Суммарный сигнал входных импульсов подается по двухпроводной линии на вход амплитудного анализатора на основе вертикальной линейки компараторов DA1.1–DA1.3, включенных по схеме «растущий столбик». При помощи резистивного делителя R8–R11 шаг переключения компараторов выбран в 1 В.

Сигналы с выходов компараторов амплитудой 10 В поступают на формирователь выходных импульсов – устройство сортировки выходных импульсов, выполненное с использованием транзистора VT1 и эквивалента логической схемы «2И» на диодах VD1, VD2 и резистора R14.

Если сигнал на входе амплитудного анализатора равен 1 В, переключается компаратор DA1.3, и сигнал с его выхода через резистор R12 и диод VD2 поступает на $U_{\text{ВЫХ1}}$. Если уровень входного сигнала равен 2 В, одновременно переключаются уровни выходных сигналов компараторов DA1.2 и DA1.3. Сигнал с выхода компаратора DA1.2 поступает на затвор транзистора VT1, открывает его и запрещает прохождение сигнала от компаратора DA1.3 на выход $U_{\text{ВЫХ1}}$. В то же время сигнал с выхода компаратора DA1.2 беспрепятственно поступает на выход $U_{\text{ВЫХ2}}$.

Если уровень суммарного входного сигнала равен 3 В, одновременно переключают

свое состояние все три компаратора. Однако прохождение сигнала с выхода компаратора DA1.3 на выход $U_{\text{ВЫХ1}}$ запрещено. Сигнал с выхода DA1.2 напрямую поступает на выход $U_{\text{ВЫХ2}}$, а сигнал с выхода компаратора DA1.1 поступает на выход $U_{\text{ВЫХ1}}$. Таким образом, сигнал на выходе $U_{\text{ВЫХ1}}$ полностью повторяет входной сигнал, наблюдаемый на входе $U_{\text{ВХ1}}$; а сигнал на выходе $U_{\text{ВЫХ2}}$ полностью идентичен входному сигналу, регистрируемому на входе $U_{\text{ВХ2}}$.

Схема устройства для одновременной передачи цифровой информации от трех источников цифровых сигналов представлена на Рисунке 3. Схема отличается тем, что компараторы с использованием выходных логических элементов «Исключающее ИЛИ» работают в режиме бегущей точки, т. е. по мере повышения уровня входного сигнала на выходах логических элементов DD1.1–1.4, DD2.1–DD2.3 уровень логической единицы последовательно перемещается по вертикали с ростом уровня входного сигнала.

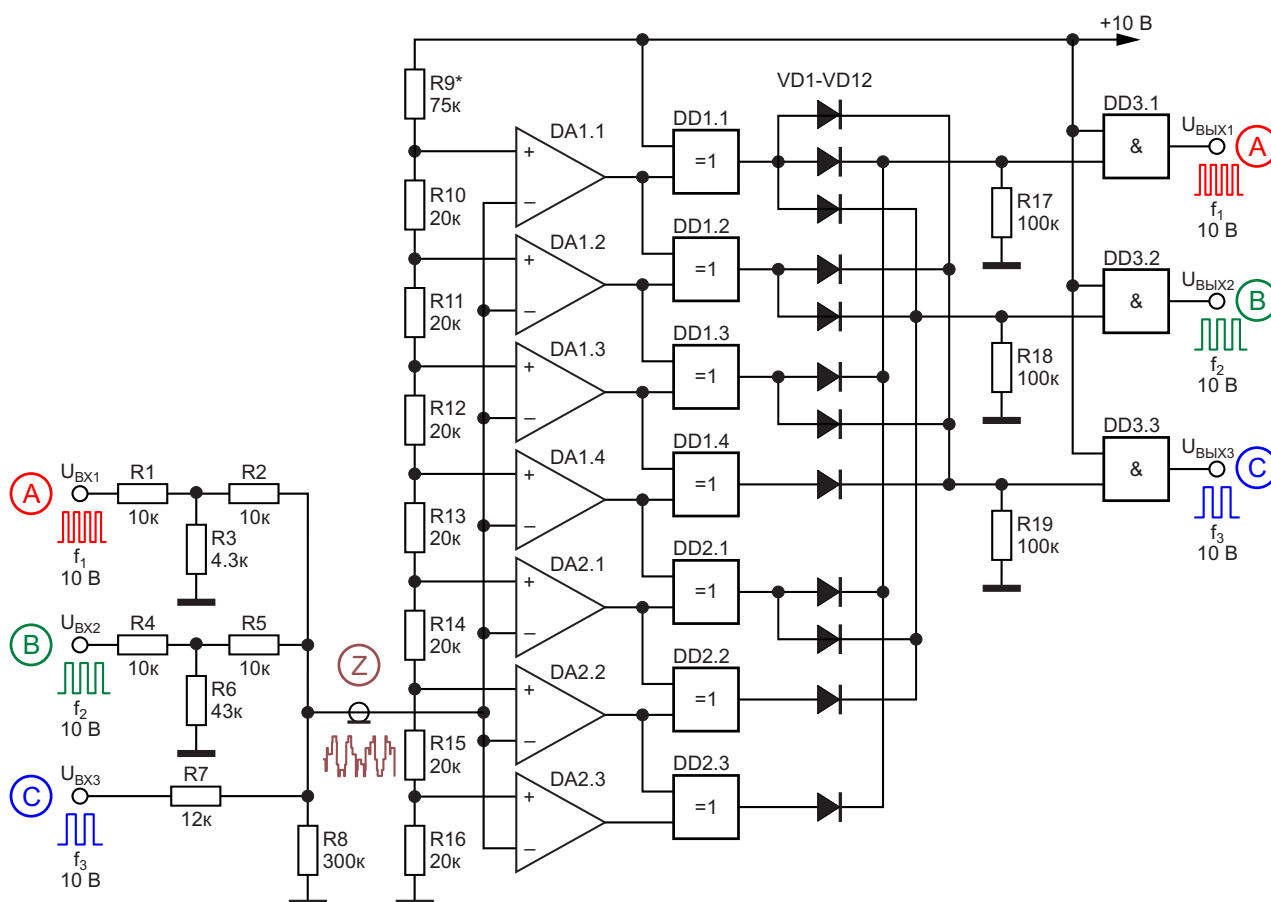


Рисунок 3. Устройство для одновременной передачи цифровой информации от трех источников по двухпроводной линии (бегущая точка). Нагрузочные резисторы компараторов, если они необходимы, не показаны.

Формирователь уровней выходных сигналов выполнен с использованием диодов VD1–VD12. Выходные восстановленные сигналы можно непосредственно снимать с резисторов R17–R19, однако для повышения нагрузочной способности использованы элементы «2И» DD3.1–DD3.3. В этих же целях могут быть использованы обычные повторители напряжения. Как и в предыдущем случае, шаг переключения компараторов составляет 1 В.

В Таблице 1 показано, как изменяется высокий логический уровень на соответствующем выходе амплитудного анализатора при нормированных уровнях входных сигналов: $a = 1$ В, $b = 2$ В и $c = 4$ В.

Таблица 1. Суммирование уровней входных сигналов при различном их сочетании

$U_{ВХ}, В$	$a = 1$	$b = 2$	$c = 4$
1	*	—	—
2	—	*	—
3	*	*	—
4	—	—	*
5	*	—	*
6	—	*	*
7	*	*	*

* Высокий логический уровень на соответствующем выходе устройства.

На Рисунке 4 графически представлена динамика процессов, наблюдаемых в различных точках устройства, наглядно отображающая процесс восстановления уровней входных сигналов на его выходах.

Представленные на Рисунках 2 и 3 схемы устройств для одновременной трансляции двух или трех сигналов по одной линии позво-

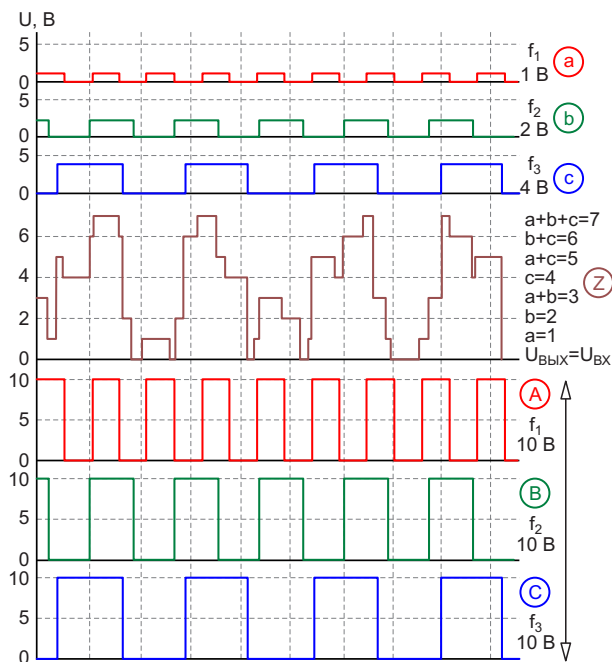


Рисунок 4. Диаграммы цифровых сигналов, снимаемых отдельно с выходов формирователя входных ранжированных сигналов ($a = 1$, $b = 2$ и $c = 4$ В); их суммарный вид во времени (Z) и вид восстановленных цифровых сигналов (A, B, C) на выходах устройства.

ляют, соответственно, в два или в три раза повысить пропускную способность этой линии. Последующее увлечение пропускной способности ограничено растущей сложностью декодирующего устройства. Так, например, для передачи по двухпроводной линии сигналов от четырех источников информации потребуется уже 15 компараторов и множество иных компонентов, а для передачи сигналов от пяти источников – 31 компаратор.

Для многоканальной передачи цифровой информации может быть использована не только проводная линия, но и радиоканал. **РЛ**

Адаптивное разрешение для АЦП

Damian Bonicatto, Phoenix Bonicatto

EDN

Влияние разрешения АЦП и его опорного напряжения

Инженеры всегда стремятся получить от своих схем максимум возможного; это касается и аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Чтобы получить АЦП с наилучшими характеристиками, основное внимание, пожалуй, следует уделять разрешающей способности. Однако печальный факт заключается в том, что, как только мы выбрали АЦП и его опорное напряжение, мы определили максимальное разрешение. Допустим, например, что мы используем 10-битный АЦП с опорным напряжением 5 В. Это означает, что разрешение составляет $5 \text{ В} / 1023$ или 4.888 мВ на шаг. Но что, если такой АЦП нам пришлось бы использовать с датчиком, имеющим диапазон выходных сигналов от 0 до 1 В? Разрешение АЦП остается равным 4.888 мВ, но теперь на всю шкалу приходится 1 В/4.888 мВ, или примерно 205 полезных отсчетов, так что, по сути, мы снизили разрешение датчика до 1 части из 205.

Что, если бы мы проектировали устройство для измерения напряжения на дросселе, когда через последовательный резистор на него подается скачок постоянного напряжения? Из кривой на Рисунке 1 видно, что в первые пару секунд мы, вероятно, получим отсчеты приличной точности, но затем результаты многих измерений будут одинаковыми, поскольку наклон кривой станет пологим. Другими словами, относительная погрешность будет большой.

Есть два основных способа изменить это:

- Заменить АЦП на устройство с большим количеством разрядов (например, 12, 14 или 16 бит) или
- Изменить опорное напряжение АЦП.

(Существуют и более экзотические способы изменения разрешения, например, использование дельта-сигма преобразователей). Изменение разрядности означало бы использование внешнего АЦП или другого микроконтроллера. А что, если создать систему с регулируемым опорным напряжением? Это разрешение может меняться автоматически по мере необходимости – назовем это адаптивным разрешением.

Демонстрация адаптивного разрешения

Для начала рассмотрим простой метод. Микроконтроллер ATmega328P позволяет выбирать три источника опорного напряжения АЦП: источник питания V_{CC} , внутренний источник опорного напряжения 1.1 В и внешний вывод REF. Поэтому для демонстрации проще всего использовать Arduino Nano, в котором установлен ATmega328P.

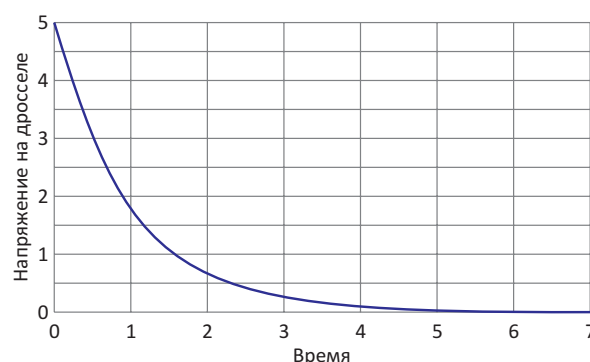


Рисунок 1. Пример зависимости напряжения на дросселе от времени для схемы, измеряющей напряжение на дросселе при подаче ступенчатого напряжения через последовательный резистор. Обратите внимание на плоский характер кривой после 3 секунд, увеличивающий относительную погрешность измерения.

В демонстрационном примере используется один из аналоговых входов, к которому может подключаться 10-битный АЦП для измерения напряжения или выходного сигнала датчика. Хитрость здесь заключается в том, чтобы установить опорное напряжение, равное V_{CC} (+5 В в этой конструкции) и считать показания АЦП, подключенного к аналоговому входу.

Если считанное значение после преобразования в напряжение больше 1.1 В, используйте это значение в качестве результата измерения. Если оно не больше 1.1 В, измените опорное напряжение на внутреннее напряжение запрещенной зоны 1.1 В и повторите измерение. Теперь, предполагая, что сигнал датчика или измеряемое напряжение изменяются медленно по сравнению с частотой дискретизации, вы получаете результат с более высоким разрешением, чем при использовании опорного напряжения 5 В.

Если вернуться к примеру с дросселем, на Рисунке 2 можно увидеть, как будет меняться адаптивное разрешение по мере снижения напряжения.

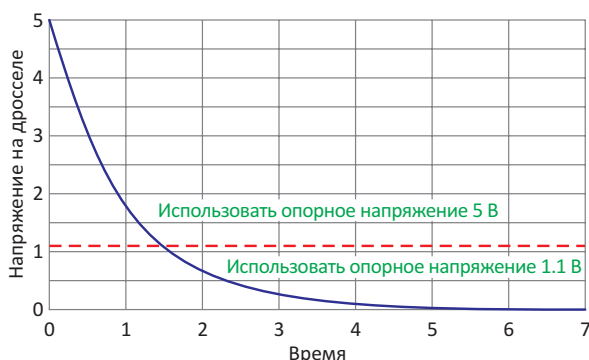


Рисунок 2. Изменение адаптивного разрешения при использовании внутреннего АЦП ATmega328P с опорным напряжением V_{CC} 5 В или внутренним опорным напряжением 1.1 В.

Программа адаптивного разрешения

Фрагмент кода на языке C, демонстрирующий концепцию адаптивного разрешения, доступен в разделе Загрузки.

Отступление:

В качестве теста я использовал ИИ помощник Microsoft Copilot для написания исходного кода, и он справился с этой зада-

чей на удивление хорошо, дав хорошие имена переменным, прокомментировав текст и обеспечив понятную структуру. Он также правильно преобразовал цифровое напряжение АЦП в аналоговое. Когда же я попытался заставить Copilot внести некоторые изменения в логику, все стало только более запутанным, поэтому дальнейшие изменения и очистку я закодировал вручную.

Этот код непрерывно считывает данные с АЦП, подключенного к аналоговому выводу A0. Сначала в качестве опорного напряжения АЦП используется напряжение питания V_{CC} (приблизительно 5 В). Если считанное значение меньше 1.1 В, опорное напряжение АЦП переключается на внутренний источник 1.1 В. Это опорное напряжение будет использоваться до тех пор, пока АЦП не выдаст свой максимальный двоичный код 1023, означающий, что напряжение на входе A0 должно быть 1.1 В или больше. В этом случае опорное напряжение снова переключается на V_{CC} . После получения достоверного измерения код выводит значение используемого опорного напряжения вместе с результатом измерения.

Для получения точных измерений опорные напряжения 5 В и 1.1 В перед использованием должны быть откалиброваны. Это следует делать с помощью достаточно хорошего вольтметра (я использовал откалиброванный 5½-разрядный вольтметр). Затем эти измеренные напряжения можно вставить в код.



Рисунок 3. Этот код непрерывно считывает данные с АЦП, подключенного к аналоговому выводу A0. Если напряжение на выводе A0 меньше 1.1 В, опорное напряжение АЦП переключается на 1.1 В. Если напряжение на выводе A0 больше 1.1 В, опорное напряжение АЦП переключается на V_{CC} .

Обратите внимание, что в верхней части кода переменной опорного напряжения 5 В («**referenceVoltage5V**») присваивается фактическое значение напряжения, измеренного на выводе REF платы Arduino Nano, когда входное напряжение на выводе A0 превышает 1.1 В. Переменная, хранящая значение опорного напряжения 1.1 В («**referenceVoltage1p1V**»), также должна быть задана путем измерения напряжения на выводе REF, когда напряжение на выводе A0 меньше 1.1 В. Эту концепцию иллюстрирует Рисунок 3.

Относительная ошибка при опорном напряжении 1.1 В и 5 В

Ниже приведено несколько примеров, показывающих, как влияет адаптивное разрешение на точность измерений. Вблизи входного напряжения 1.1 В ошибка разрешения при опорном напряжении 5 В может достигать 0.41%, в то время как при опорном напряжении 1.1 В ошибка уменьшается до 0.10%. При 100 мВ на входе и опорном напряжении 5 В ошибка может достигать 4.6%, тогда как при опорном напряжении 1.1 В она в наихудшем случае составляет 1.1%. При снижении входного напряжения до 10 мВ ошибка разрешения может достигать 46% процентов при опорном напряжении 5 В, но снижается до 10.7% или меньше при 1.1 В.

Расширение уровней опорных напряжений

Метод внешнего ЦАП

При необходимости эту концепцию можно расширить, добавив больше уровней опорного напряжения, хотя с 10-битным АЦП я бы не стал использовать более 3 или 4 уровней из-за снижения выигрыша. Ниже приведено несколько примеров того, как это может быть сделано.

В первом случае используется ЦАП с собственным источником опорного напряжения, подключенный к выводу REF Nano. ЦАП, управляемый Arduino Nano, может быть настроен на любое количество опорных значений. Примером такого ЦАП может служить микросхема MAX5362 с управлением по шине I²C (хотя напряжение ее внутреннего опорного источника составляет $0.9 \times V_{CC}$, так что максимальное измеренное значение

будет примерно 4.5 В). В этой конструкции вывод REF Arduino Nano должен быть установлен в состояние «EXTERNAL» (ВНЕШНИЙ). Для большей ясности см. Рисунок 4.

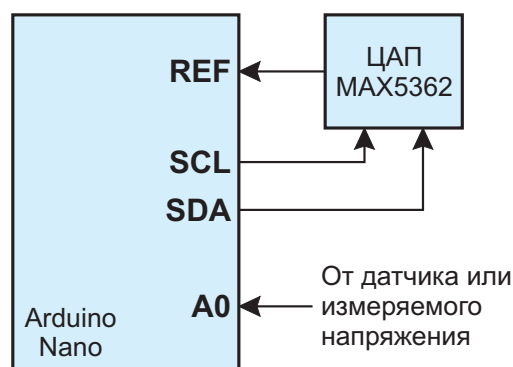


Рисунок 4. Использование внешнего ЦАП (MAX5362), управляемого Arduino Nano, для получения большего количества опорных уровней.

Метод с использованием ШИМ Arduino Nano

Другим способом получения нескольких опорных напряжений может быть использование выхода ШИМ Arduino Nano. Для этого потребуется использовать высокочастотную ШИМ и очень качественную фильтрацию, чтобы получить хороший, ровный сигнал постоянного тока, пропорциональный опорному напряжению 5 В. Чтобы получить чистый, пригодный для использования выходной сигнал, напряжение пульсаций должно составлять около 1 мВ (–74 дБ) или меньше. Выходные сигналы также нужно будет измерить, чтобы откалибровать их в коде. Этот

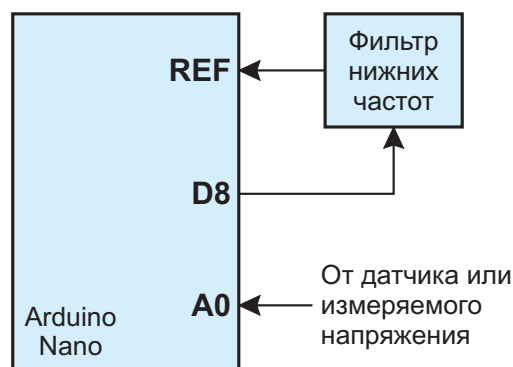


Рисунок 5. Использование выхода ШИМ Arduino Nano и фильтра нижних частот для получения необходимого опорного напряжения.

метод требует минимального количества компонентов, но даст вам возможность использовать множество различных уровней опорных напряжений. Структурная схема этой концепции показана на Рисунке 5.

Метод резистивной лестницы

Другой возможностью получения регулируемого опорного напряжения является использование резистивной лестницы и аналогового коммутатора для выбора различных узлов лестницы. Для этой концепции может подойти что-то вроде микросхемы TMUX1204 компании TI. Значения сопротивлений резисторной лестницы можно выбрать в соответствии с конкретными требованиями. На Рисунке 6 показано, как два цифровых выхода Nano используются для выбора соответствующей позиции в лестнице резисторов.

Вы поняли идею

Существуют и другие способы получения опорных напряжений, но идея вам понятна. Общим здесь является использование нескольких опорных напряжений для улучшения разрешения при измерении напряже-

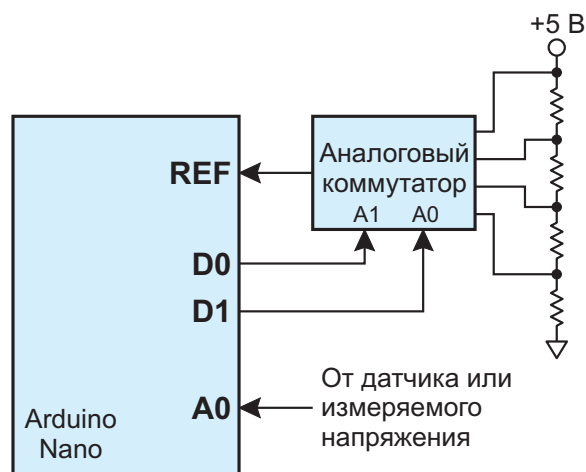


Рисунок 6. Использование лестницы резисторов и аналогового коммутатора, например, TMUX1204, для выбора различных узлов лестницы с целью получения заданных значений опорного напряжения.

ний. Это может быть решением, ведущим к проблеме, но разве не этим занимаются инженеры – подбирают проблемы к решениям? **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices MAX5362](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TMUX1204](#)

Загрузки

[Фрагмент кода на языке C, демонстрирующий концепцию адаптивного разрешения](#)



Зависимость времени запуска АЦП от полярности тактовых импульсов

Doug Ito

Быстродействующие аналого-цифровые преобразователи (АЦП) по определению являются устройствами, которые производят выборки аналогового сигнала и, как таковые, должны иметь тактовые входы, управляющие выборкой. Некоторые разработчики систем, использующие АЦП, сталкивались с тем, что запуск преобразования относительно момента подачи первого импульса выборки происходил позднее, чем ожидалось. Как ни странно, причиной этой задержки часто была неправильная полярность импульсов внешнего тактового генератора, подаваемых на АЦП.

Многие высокоскоростные АЦП имеют тактовые входы выборки, обладающие следующими характеристиками:

- Имеют дифференциальные входы;
- Внутренне смещены для установки входного синфазного напряжения (VCM);
- Рассчитаны на связь с источником синхронизации по переменному току.

Данное обсуждение относится к преобразователям с буферами тактовых импульсов, обладающими этими свойствами.

В дифференциальных входных буферах тактовых сигналов АЦП часто бывает предусмотрено внутреннее смещение порога переключения. Если бы такого смещения не было, переключение происходило бы при дифференциальном напряжении 0 В. Если не имеющий смещения буфер тактовых импульсов не управлялся бы и был связан по переменному току, каждый из тактовых входов (CLK+ и CLK–) был бы внутренне подтянут к синфазному напряжению. В этом случае постоянные напряжения на входах CLK+ и CLK– были бы одинаковыми, и это означало бы, что дифференциальное напряжение равно 0 В.

В идеальном мире при отсутствии сигнала на входах тактовый буфер не переключался бы. В реальности в электронных системах всегда присутствует хотя бы небольшой шум. В этом гипотетическом случае, когда входной порог переключения равен 0 В, любой шумовой сигнал на входах пересечет порог и вызовет непреднамеренное переключение.

Если в тактовом буфере предусмотрено достаточное смещение входного порога, те же условия не приведут к переключению. Поэтому смещение порогового напряжения переключения в дифференциальных тактовых буферах, связанных по переменному току, является полезным, и по этой причине в буферы синхронизации часто включают цепи смещения порога переключения.

В отсутствие тактового генератора CLK+ и CLK– будут подтянуты к одному и тому же напряжению VCM внутренней схемой смещения тактового буфера. При первоначаль-

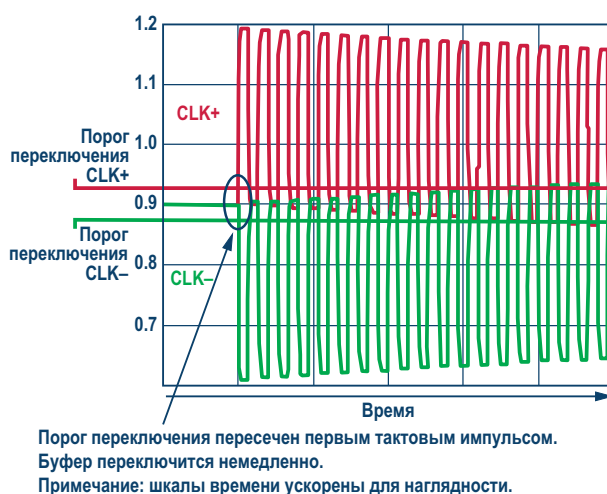


Рисунок 1. Запуск преобразования при нарастающем фронте первого импульса CLK+ и спадающем фронте импульса CLK–.

ной подаче тактового сигнала фронты тактовых импульсов CLK+ и CLK– будут направлены в положительную и отрицательную сторону или в отрицательную и положительную сторону от ранее установленного значения VCM. На Рисунке 1 $V_{CM} = 0.9\text{ В}$.

На Рисунке 1 показана подача тактовых импульсов после периода неактивности (либо при первом включении системы, либо после того, как драйвер тактового генератора не работал в течение некоторого времени). В этом случае первый фронт CLK+ будет положительным, а CLK– – отрицательным. При положительном смещении, добавленном к входному порогу переключения, этот тактовый сигнал переключит тактовый буфер первым же своим фронтом, как показано на Рисунке 1. Входной буфер синхронизации сразу же выдаст тактовый сигнал.

Если окажется так, что синхронизация началась с импульса противоположной полярности, первый фронт CLK– будет положительным, а первый фронт CLK+ – отрицательным. При таком же положительном смещении, добавленном к входному порогу переключения, этот тактовый сигнал не будет переключать тактовый буфер своим первым и последующими фронтами до тех пор, пока со временем импульсы не придут в устойчивое состояние и не пересекут порог, как показано на Рисунке 2.

Как можно видеть, полярность начального стартового тактового импульса влияет на переключение тактового буфера со смещен-



Рисунок 2. Запуск преобразования при спадающем фронте первого импульса CLK+ и нарастающем фронте импульса CLK–.

ным входным порогом. В одном случае (в данном примере CLK+ изначально нарастает) тактовый буфер в идеале начнет переключаться сразу же после подачи первого импульса. При противоположной полярности (в данном примере CLK+ изначально спадает) тактовый буфер не начнет переключаться сразу после подачи первого импульса.

Обнаружив неожиданную задержку при запуске АЦП, попробуйте изменить полярность тактовых импульсов. Это может повлиять на время запуска. **РЛ**

Шумы импульсных регуляторов различных топологий

Frederik Dostal

Существует множество различных топологий импульсных регуляторов. Некоторые из них, такие как классический понижающий преобразователь, очень широко распространены. Однако есть также несколько менее известных импульсных DC/DC преобразователей, включая топологию Zeta. Различают базовые и расширенные топологии. В базовых топологиях используются только два коммутатора, один дроссель и два конденсатора. Это неизолированные импульсные регуляторы, то есть регуляторы без гальванической развязки. К этой категории относятся понижающие, повышающие и инвертирующие понижающе-повышающие преобразователи. Все остальные топологии требуют дополнительных компонентов. Например, для преобразователя SEPIC также необходимы конденсатор связи и второй дроссель. Помимо неизолированных импульсных регуляторов, существуют такие, в которых для реализации гальванической развязки используется трансформатор.

Для разработчиков схем источник питания часто представляется черным ящиком или 4-полюсным элементом. Он имеет две входные

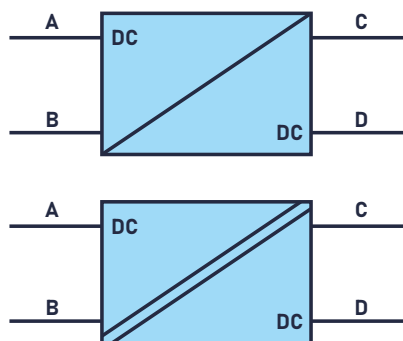


Рисунок 1. Импульсный блок питания показан в виде черного ящика.

и две выходные линии. На Рисунке 1 показано условное обозначение блок-схемы DC/DC преобразователя. DC/DC преобразователь, не имеющий гальванической развязки, показан вверху рисунка, а гальванически изолированный преобразователь показан внизу.

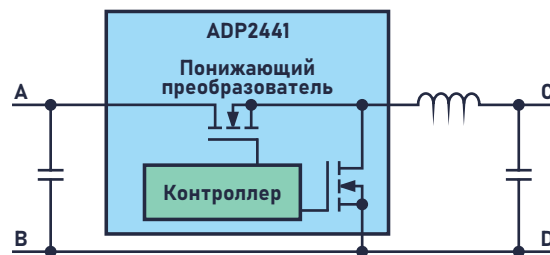


Рисунок 2. Практическая конструкция топологии импульсного регулятора.

Информация о шумах на клеммах на Рисунке 1 не представлена. Импульсные регуляторы различных топологий различаются поведением с точки зрения шумов на клеммах 2-портовой цепи. На Рисунке 2 показан универсальный понижающий преобразователь ADP2441 от Analog Devices для промышленных приложений. Он преобразует входное напряжение 24 В в 3.3 В на выходе. Можно видеть, что при такой топологии со стороны входа генерируются импульсные токи, и, следовательно, она очень шумная. Когда верхний коммутатор ADP2441 включен, ток течет в клемму А. Когда этот коммутатор выключен, ток через узел А не течет. Однако на выходной стороне С уровень шума очень мал. Здесь дроссель в выходном тракте обеспечивает отсутствие импульсного тока на стороне выхода.

Для того, чтобы разработчики систем могли получить полезную информацию об

Таблица 1. Обзор распространенных топологий импульсных регуляторов и их свойств с точки зрения шума на входе и выходе

	Понижающий	Повышающий	Инвертирующий понижающе- повышающий	Обратно- ходовой	SEPIC	Кука	Понижающе- повышающий Zeta-преобразователь
Шум на входе	Высокий	Низкий	Высокий	Высокий	Низкий	Низкий	Высокий
Шум на выходе	Низкий	Высокий	Высокий	Высокий	Высокий	Низкий	Высокий

основах поведения импульсных регуляторов на этапе концептуального проектирования, была составлена Таблица 1. В ней представлены наиболее распространенные топологии импульсных регуляторов. В первой строке указан уровень шума на входе, то есть на клеммах А и В двухпортовой цепи. Во второй строке указано, является ли шум высоким или низким на выходной стороне, то есть на клеммах С и D двухпортовой цепи. В Таблице 1 показаны низкий и высокий уровни шума.

С помощью дополнительной фильтрации, например, используя отдельные LC-фильт-

ры, уровень кондуктивных помех в схеме импульсного регулятора можно значительно снизить. Таким образом, можно устранить недостатки, указанные в Таблице 1. Тем не менее, разработчики систем должны знать, на каких клеммах DC/DC преобразователей уровни шума особенно высоки. Зная это, они могут заранее предусмотреть соответствующий фильтр и необходимое дополнительное пространство на плате, которое занимают эти фильтры. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADP2441](#)

Увеличьте нагрузочную способность с помощью улучшенного токового насоса Хауланда

William P. Klein

EE Times

Схемы преобразования напряжения в ток могут иметь различные формы в зависимости от способа подключения нагрузки. В случаях несимметричной нагрузки, то есть, когда один конец должен быть подключен к земле, и требуется протекание биполярного тока, можно использовать схему улучшенного токового насоса Хауланда [1]. Иногда необходимый для нагрузки ток превышает возможности одного операционного усилителя. В таком случае целесообразно рассмотреть параллельную комбинацию двух операционных усилителей, показанную на Рисунке 1.

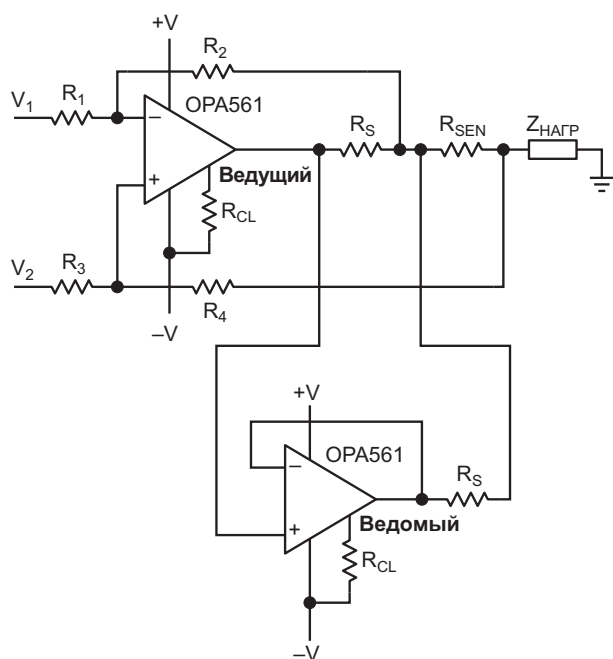


Рисунок 1. Параллельный операционный усилитель позволяет удвоить выходной ток улучшенного токового насоса Хауланда.

В этой схеме ведущий операционный усилитель работает как улучшенный токовый насос Хауланда, а ведомый – как усилитель тока. Поведение токового насоса описывается следующей формулой:

$$I_{OUT} = \frac{V_2 - V_1}{R_{SEN}} \left(\frac{R_2}{R_1} \right),$$

где

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4 + R_{SEN}}.$$

Простое соединение выходов двух усилителей не сработает, поскольку ведомый операционный усилитель будет иметь некоторое смещение напряжения, и каждый усилитель будут пытаться подтянуть выходное напряжение другого к своему выходному напряжению.

В таком состоянии ток будет течь от одной шины питания через выходной каскад одного операционного усилителя обратно во второй операционный усилитель и далее к противоположной шине. Этот ток никогда не потечет через нагрузку. Он называется циркулирующим током. Поэтому в выходные цепи необходимо включить токораспределительные резисторы (R_S). При определении сопротивлений токораспределительных резисторов исходите из того, что выходное напряжение ведомого усилителя в худшем случае будет равно выходному напряжению ведущего устройства плюс одно напряжение смещения (V_{OS}). Сопротивление от выхода ведущего устройства до выхода ведомого составляет два R_S .

Разумной целью является установка циркулирующего тока, равного одному проценту от тока нагрузки I_L . Затем значение R_s рассчитывается по выражению:

$$R_s = \frac{V_{os}}{2 \times 0.01 \times I_L}.$$

В схеме, показанной на Рисунке 1, можно установить предельные значения токов на выходах операционных усилителей. В этом случае предельный ток ведомого усилителя должен быть установлен примерно на 10% выше, чем у ведущего. В случае неисправности нагрузки ведущий усилитель перейдет в режим ограничения тока, тем самым снижая свое выходное напряжение. Ведомый усилитель будет отслеживать это сниженное напряжение. Если бы подчиненное устройство было настроено так, чтобы оно первым переходило в режим ограничения тока, ведущее устройство продолжало бы пытаться обеспечить требуемый ток нагрузки. Когда

ведомое устройство находится в режиме ограничения тока, его выходное напряжение намного ниже, чем у ведущего, и циркулирующий ток увеличивается, что может привести к повреждению одного или обоих устройств.

Количество ведомых усилителей, которые могут быть связаны с ведущим устройством, не ограничено.

В случаях, когда схема срывается в генерацию, начните с удаления ведомого операционного усилителя и убедитесь, что ведущий каскад стабилен сам по себе. После того, как ведущий каскад станет стабильным, при необходимости можно стабилизировать ведомый. **РЛ**

Ссылка

1. Frederiksen, T. M.: Intuitive Operational Amplifiers, McGraw-Hill, New York, 1988

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA561](#)

Логические элементы «Запрет» и «Импликатор» и их применение

Михаил Шустов, г. Томск

Изложена история создания схем совпадений и антисовпадений. Описаны области практического применения логических элементов «Запрет» и «Импликатор». Приведены примеры реализации этих элементов в двухвходовом и многовходовом исполнении. Показана схема классификатора логических уровней, выполненная с использованием элементов «Запрет».

Логические элементы, как таковые, появились еще в незапамятные времена. Правда, это были не совсем логические элементы в нашем нынешнем понимании. Это были механические логические элементы, а именно, обычные замки, которыми запирали двери, а также сундуки с сокровищами. С развитием техники появились и логические элементы, работа которых была основана на иных физических принципах: пневматические, гидравлические, электромеханические элементы и т.д.

В 1886 г. американский ученый-математик и философ Чарльз Сандерс Пирс (Charles Sanders Peirce, 1839–1914) описал, каким образом логические операции могут выполняться с помощью электрических переключающих цепей.

В связи с бурным развитием физики в начале XX века, в частности, в экспериментах по изучению ядерных реакций, немецкий физик Вальтер Вильгельм Георг Боте (Walther Wilhelm Georg Bothe, 1891–1957) в 1924 г., по видимому, впервые использовал в физическом эксперименте метод совпадений и антисовпадений, за что в 1954 г. был удостоен Нобелевской премии [1].

Первую электронную схему совпадений на триодах вакуумных ламп в 1930 г. создал итало-американский физик Бруно Бенедетто

Росси (Bruno Benedetto Rossi, 1905–1993), ассистент Физического института Флорентийского университета [2].

Ныне метод и схемы совпадений и антисовпадений активно используют в ядерно-физическом эксперименте [3–5]. Пробег частицы связан с ее энергией. Так, например, в дифференциальных методах измерения длины пробега заряженных частиц сигналы анализируют с двух или трех детекторов, расположенных вплотную друг к другу на пути частиц. При помощи трех детекторов регистрируют число совпадений импульсов во времени в первых двух детекторах и антисовпадений в третьем в зависимости от толщины поглотителя между источником заряженных частиц и детекторами, определяя тем самым энергию частиц [3].

Метод антисовпадений также широко применяется в геофизике и археологии при измерении малых активностей, например, при определении возраста образцов по содержанию в них радиоактивного изотопа ^{14}C [4].

Перейдем далее к описанию логических элементов «Запрет» (схема антисовпадений) и «Импликатор» [6, 7]. Логический элемент «Запрет» (схему антисовпадений) иногда называют элементом «Обратная импликация» или «Инверсный импликатор».

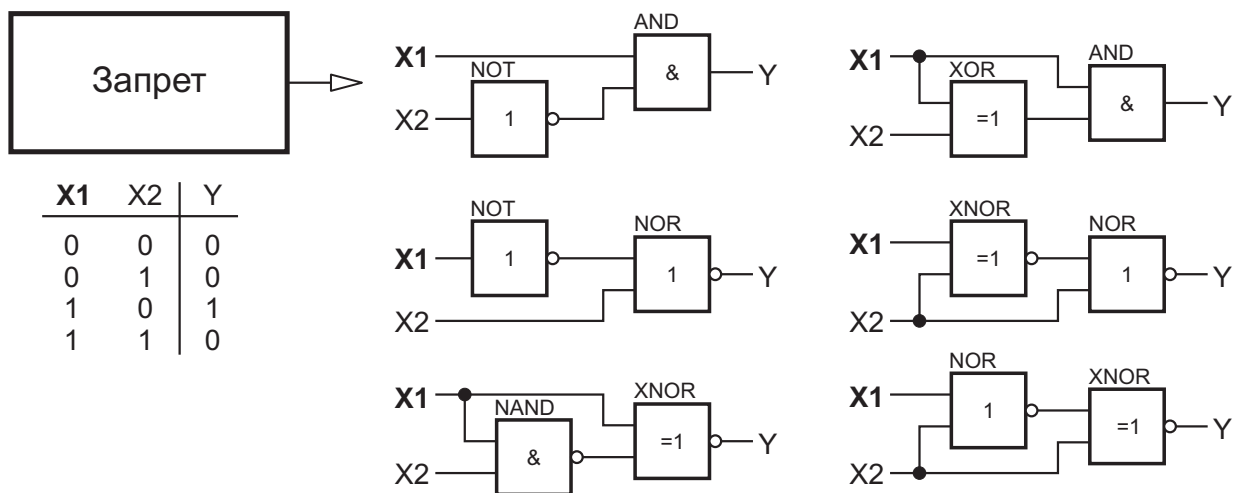


Рисунок 1. Логические элементы «Запрет» и их таблица истинности.

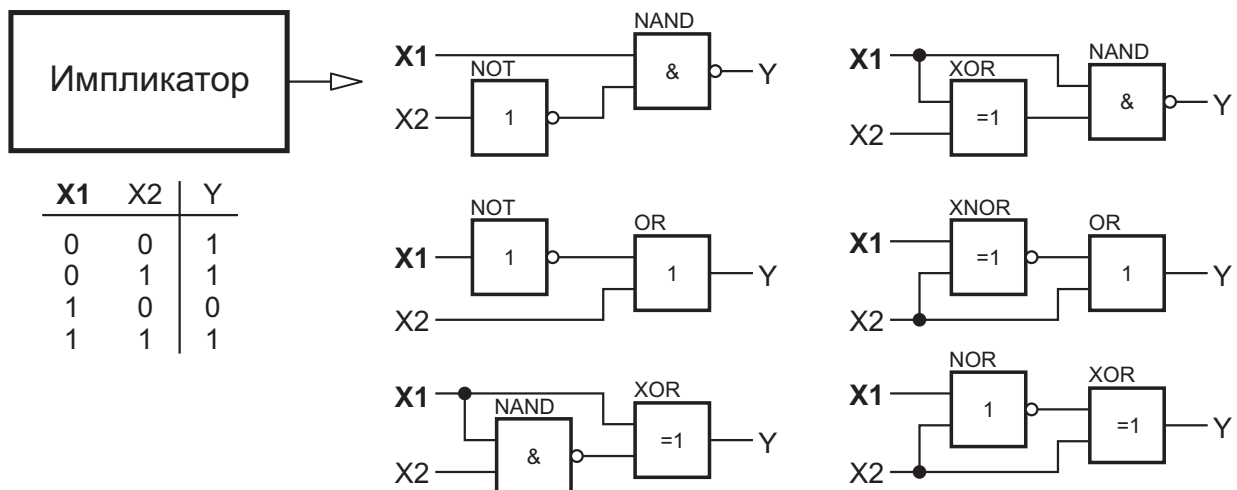


Рисунок 2. Логические элементы «Импликатор» и их таблица истинности.

«Запрет» (Рисунок 1) – логический элемент, имеющий два входа, один из которых имеет приоритет над другим. На выходе элемента устанавливается уровень «лог. 1» только в том случае, если логический уровень на приоритетном входе **X1** превышает логический уровень на втором входе **X2**.

«Импликатор» (Рисунок 2) – логический элемент, имеющий два входа, один из которых имеет приоритет над другим. На выходе элемента устанавливается уровень «лог. 0» только в том случае, если логический уровень на приоритетном входе **X1** превышает логический уровень на втором входе **X2**.

На Рисунке 3 приведены примеры многовходовых элементов логических элементов «Запрет» и «Импликатор».

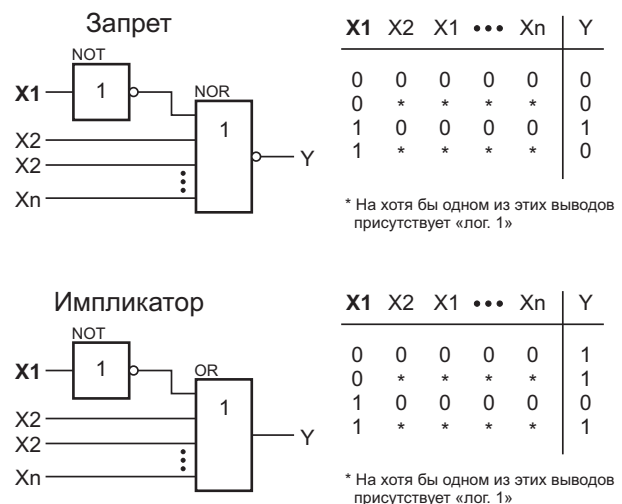


Рисунок 3. Многовходовые логические элементы «Запрет» и «Импликатор» и их таблицы истинности.

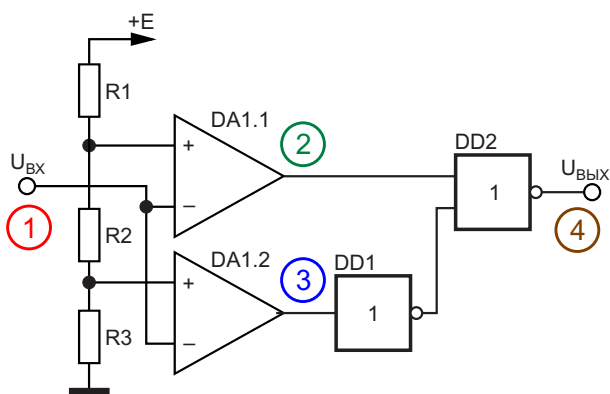


Рисунок 4. Дифференциальный амплитудный дискриминатор, состоящий из двух амплитудных дискриминаторов и схемы антисовпадений.

Рассмотрим далее пример практического использования логического элемента «Запрет», Рисунок 4, который выполнен с использованием элементов DD1 «НЕ» и DD2 «2ИЛИ-НЕ». Сравнимые сигналы подаются на входы логического элемента «Запрет» с выходов компараторов DA1.1 и DA1.2. В целом рассматриваемое устройство носит наименование «Дифференциальный амплитудный дискриминатор» или «Оконный компаратор», который представляет собой двухпороговую схему, позволяющую регистрировать только те из входных сигналов, амплитуда которых превышает нижний порог, но не достигает верхнего порога, Рисунок 5.

На основе сочетания элементов «Запрет» и «Импликатор» может быть составлено логическое устройство, условно названное «Классификатор уровней» логических сигналов, Рисунок 6. Классификатор уровней весьма напоминает логический компаратор, одна-

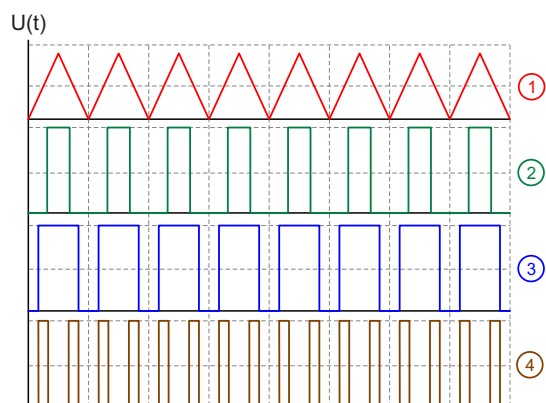


Рисунок 5. Динамика электрических процессов в различных точках дифференциального амплитудного дискриминатора.

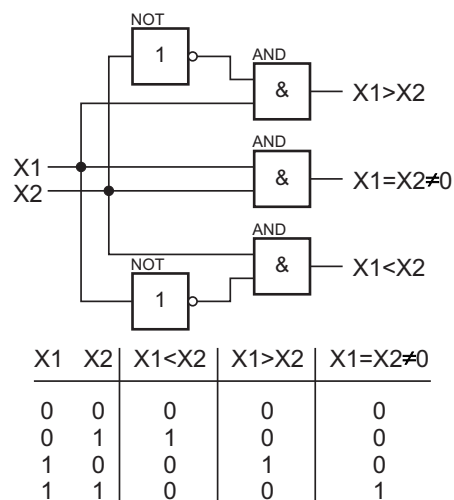


Рисунок 6. Классификатор уровней логических сигналов и его таблица истинности.

ко имеет существенное отличие в его работе. Классический логический компаратор так же, как и классификатор уровней логических сигналов, имеет два входа и три выхода, однако он не различает равенства входных сигналов $X1 = X2$. Как в случае $X1 = X2 = 0$, так и при $X1 = X2 = 1$ сигнал на выходе логического компаратора равен 1. В классификаторе уровней логических сигналов, Рисунок 6, при условии $X1 = X2 = 0$ сигнал на выходе устройства равен 0; а при $X1 = X2 = 1$ равен 1.

Динамика электрических процессов в различных точках классификатора приведена на Рисунке 7.

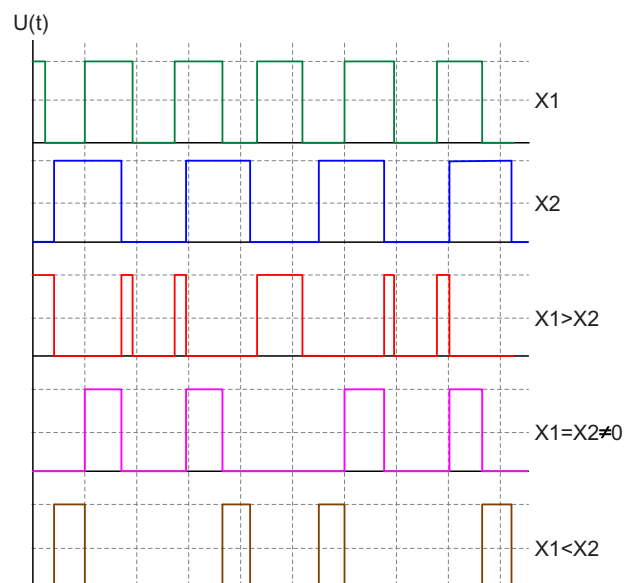


Рисунок 7. Динамика электрических процессов в различных точках классификатора уровней логических сигналов.

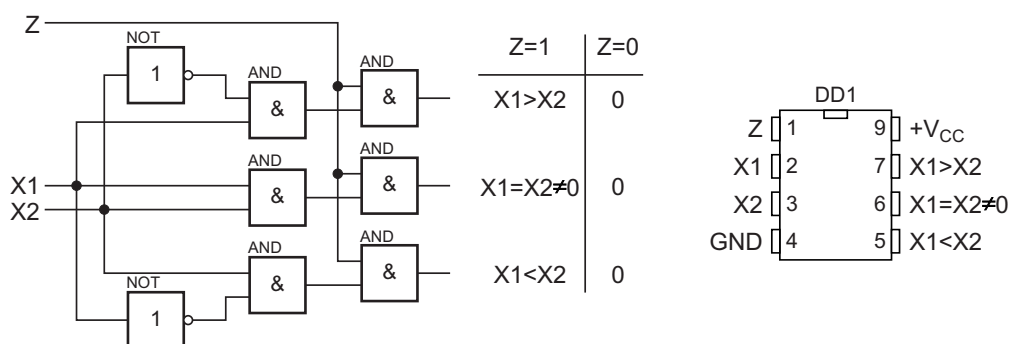


Рисунок 8. Электрическая схема классификатора уровней логических сигналов с дополнительным входом Z, его таблица истинности и цоколевка возможной микросхемы.

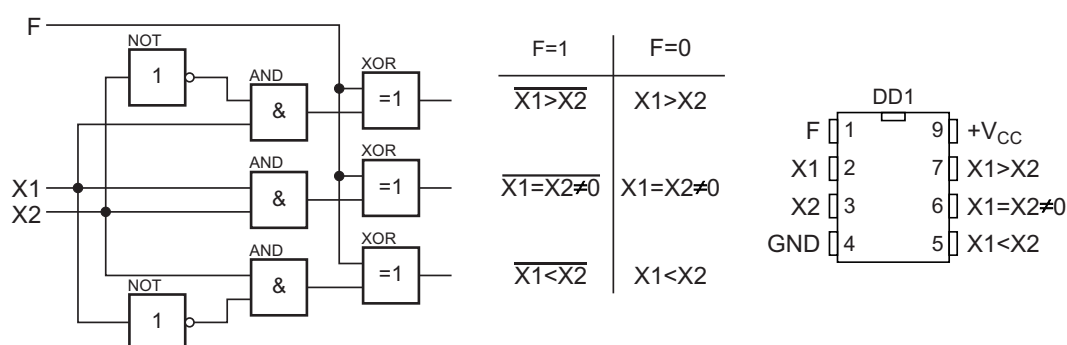


Рисунок 9. Электрическая схема классификатора уровней логических сигналов с дополнительным входом F, его таблица истинности и цоколевка возможной микросхемы.

Классификатор уровней логических сигналов, имеющий дополнительный вход Z, при активации которого реализуется запрет пропускания сигналов на все выходы устройства, показан на Рисунке 8. На этом же рисунке приведена таблица истинности устройства, а также цоколевка возможной микросхемы на его основе.

Вариант схемы классификатора уровней логических сигналов с использованием дополнительного входа F приведен на Рисунке 9. Активация входа F позволяет инвертировать выходные сигналы классификатора.

Рассмотренные выше схемы «Запрет» и «Импликатор» могут быть использованы при создании аппаратуры, позволяющей дифференцировано сортировать сигналы от нескольких датчиков и отделять сигнал от помех. В частности, такие устройства могут быть использованы в регистраторах активности грозовой деятельности, имеющих акустический и оптический каналы приема информации; сейсмологии, ядерной технике, приемопередающей аппаратуре, телеметрии, теле-

управлении, в аналитических приборах физико-химического эксперимента и многих иных приложениях. **РЛ**

Литература

1. Bothe W., Geiger H. Über das Wesen des Comptoneffekts; ein experimenteller Beitrag zur Theorie der Strahlung. Z. Phys., 1925, Bd. 32, № 9, S. 639–663.
2. Rossi B. Method of Registering Multiple Simultaneous Impulses of Several Geiger's Counters. Nature, 1930. Vol. 125, Iss. 3156, pp. 636.
3. Кулешов В.К., Сертаков Ю.И., Ефимов П.В. Физические и экспериментальные основы радиационного контроля и диагностики. Ч. 1. Томск: Изд-во ТПУ, 2007. 342 с.
4. Бекман И.Н. Радиоактивность и радиация. Радиохимия. Т. 1. Моск. обл., Щелково: Издатель Мархотин П.Ю. 2011. 398 с.
5. Деменков В.Г., Деменков П.В. Начала электронных методов ядерной физики. СПб.: Изд-во «Лань», 2016. 384 с.
6. Шустов М.А. [Приоритетные логические элементы](#). РадиоЛоцман. 2023. № 7–8. С. 12–17.
7. Шустов М.А. Цифровая схемотехника от азов до создания практических устройств. СПб.: Наука и Техника, 2024. 560 с.

Высококачественный источник тока

Christopher Paul

EDN

Всегда изобретательный и плодовитый г-н Вудворд предложил «Источник постоянного тока на основе регулятора LM317, программируемого ШИМ» [1], – интригующий программируемый источник постоянного тока, который вызвал оживленную дискуссию в разделе комментариев. Возник парадокс дзен: если добавление конденсатора между землей и выводом ADJ LM317 снижает пульсации тока, проходящего из источника в нагрузку, и одновременно уменьшает импе-

данс, воспринимаемый нагрузкой (делая источник тока менее «идеальным»), является ли это лучшим или худшим «источником постоянного тока»? Чтобы ответить на этот вопрос, необходимо учесть, что конденсатор также замедляет реакцию на изменения тока нагрузки, возникающие в результате изменения коэффициента заполнения ШИМ. В конце концов, ответ зависит от применения. Но я уверен, что у мастера дзен на этот вопрос есть лучший ответ, чем «это зависит от».

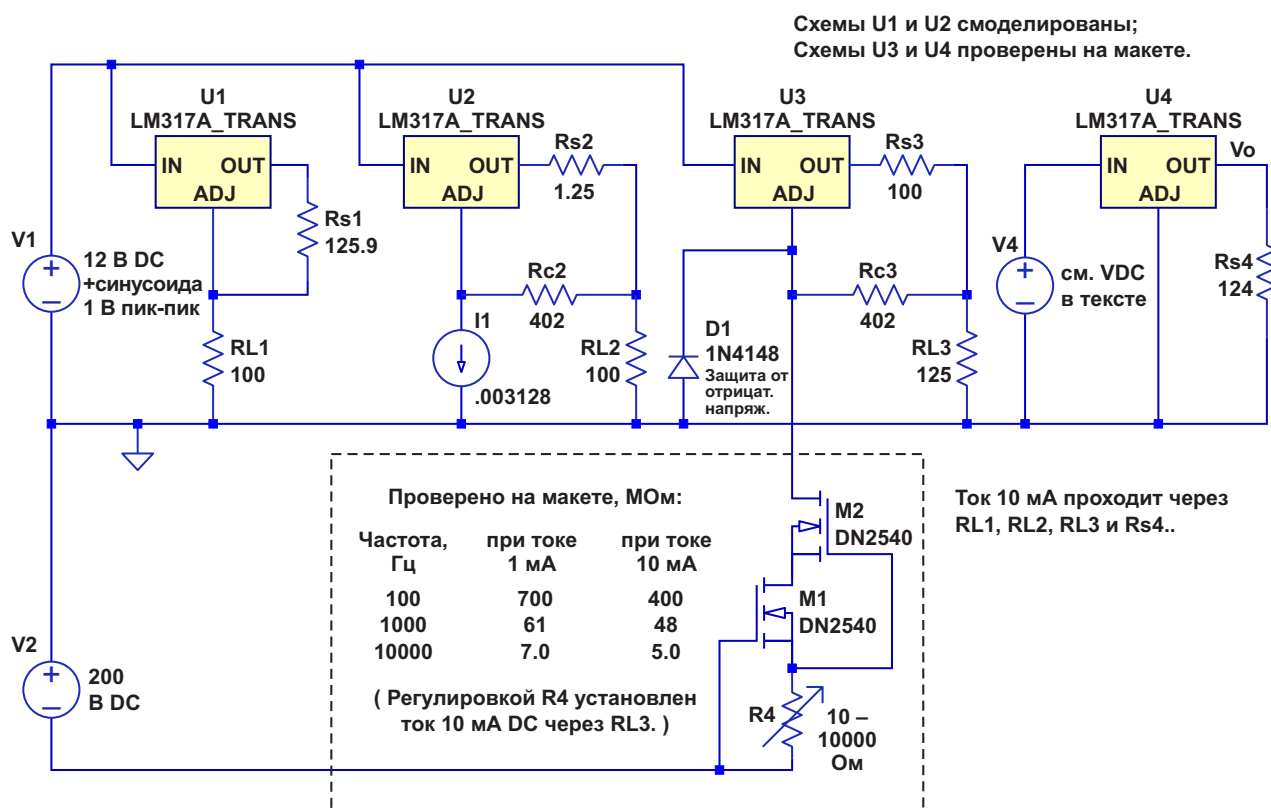


Рисунок 1. Серия схем на LM317 была исследована в симуляторе и на испытательном стенде на предмет пригодности в качестве источника тока.

Даже без конденсатора постоянная времени и нелинейный характер схемы с ШИМ-управлением имеют ограничения при использовании в качестве источника сигналов переменного тока. Конечно, из названия статьи ясно, что питание нагрузки переменным током не было основной целью. Но один из комментаторов интересовался возможностью питания как переменным, так и постоянным током.

Базовый источник тока на LM317

Я задался вопросом, может ли подсхема, состоящая из LM317 и резисторов R_S и R_C , стать основой для такой схемы, если она будет питаться подходящим управляющим током. На Рисунке 1 первым шагом в исследовании этого вопроса было моделирование базового источника тока на основе LM317, состоящего из элементов U1 и R_{S1} , управляющих нагрузкой R_{L1} . (См. Рисунок 18 в техническом описании LM317). Ток нагрузки составляет 10 мА.

Широкополосный коэффициент подавления пульсаций питания (PSRR) схемы был смоделирован, измерен в омах и определен как отношение переменного напряжения источника V_1 к переменному току через резистор R_{L1} . От постоянного тока до почти 1 кГц результат немного превышал 100 кОм, снизившись до чуть менее 10 кОм на частоте 10 кГц. Пока все хорошо. Далее была протестирована подсхема-кандидат, содержащая микросхему U2. Идеальный источник постоянного тока I_1 с бесконечным сопротивлением (выбранным таким, чтобы источник не влиял на характеристики подсхемы) включен так, чтобы нагрузка R_{L2} также получала 10 мА постоянного тока. Я ожидал примерно такого же значения PSRR. Но, к моему удивлению, выходной импеданс от постоянного тока до 1 кГц упал до чуть менее 2 кОм, а на 10 кГц – до чуть более 100 Ом!

При более внимательном рассмотрении оказалось, что через вывод ADJ микросхемы LM317 вообще не протекал ток, даже номинальные 50 мкА, указанные в техническом описании. В результате ни через R_{C2} , ни через вывод ADJ не протекал переменный ток, который объяснял бы падение PSRR. Очевидно, что файл LM317 [2], который я использовал для моделирования, не подходил для оценки

PSRR. Есть и другие файлы, которые я изучу позже, но пока я решил провести старые добрые лабораторные испытания.

Лабораторные испытания

Схема, которую я тестировал на PSRR, – это та, центральным элементом которой является U3. Результат оказался гораздо ближе, но и лучше, чем у смоделированного U1: 500 кОм в диапазоне от постоянного тока до 1 кГц, снижение до 360 кОм на 10 кГц и до 80 кОм на 50 кГц. Но, занимаясь лабораторными исследованиями, я начал внимательно присматриваться к некоторым другим вещам.

Схема U3 работает, вычитая падение напряжения V_{DROP} на резисторе R_{C3} из опорного напряжения V_{REF} микросхемы LM317 (разность напряжений на выводах OUT и ADJ) и прикладывая $V_{REF} - V_{DROP}$ к резистору R_{S3} . Особое внимание следует уделять точности V_{DROP} , что является достаточно сложной задачей. Но есть еще напряжение V_{REF} : каковы его границы?

Я решил сделать несколько измерений на постоянном токе. У меня есть восемь микросхем Texas Instruments LM317KCS (корпус TO-220), все маркированные одинаковым кодом даты. Используя схему U4, я измерил выходное напряжение V_O каждой из них, установив напряжение источника V_4 равным 12 В DC. V_O варьировалось от 1.243 В до 1.263 В, то есть разброс составил 20 мВ. Для одной из микросхем я на 5 минут установил напряжение V_4 равным 15 В, а затем в течение такого же времени подавал на U4 25 В.

По истечении этих временных интервалов измерения показали падение напряжения V_O на 27 мВ. Это больше, чем 5 мВ при 25 °C, которые соответствуют указанной в техническом описании нестабильности выходного напряжения по входу, равной 0.04% на 1 В изменения входного напряжения. Тогда я перепроверил свои измерения, но получил тот же результат. Из всех этих измерений невозможно определить интервал значений V_{REF} для различных экземпляров микросхем, токов нагрузки, входных напряжений и температур перехода произвольной схемы. Ну и, конечно, «месь Ноя»: каждые 40 дней параметр долговременной стабильности может подарить нам 1% ухода V_{REF} : 12.5 мВ. Рас-

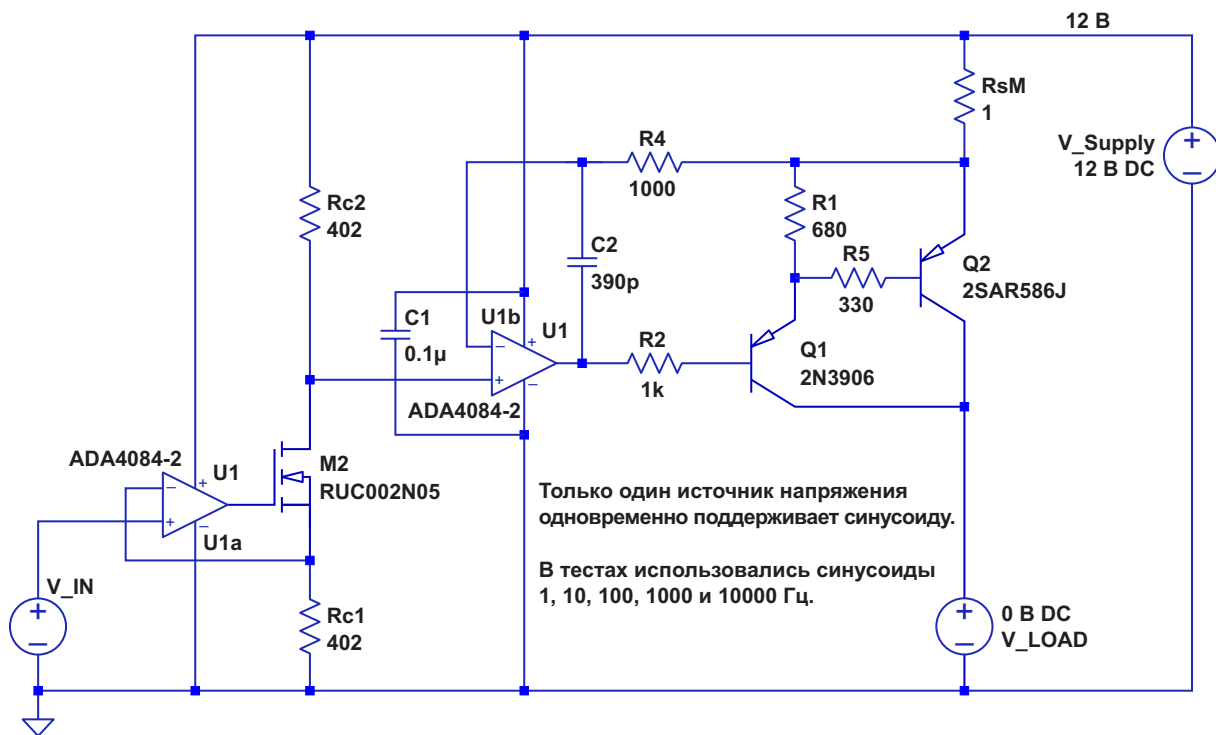


Рисунок 2. Пара Дарлингтона Q1/Q2 питает током нагрузку V_LOAD с нулевым сопротивлением. Элементы R2, R5, R4 и C2 обеспечивают устойчивость и должны быть проверены в собранных схемах. Резистор R1 устанавливает минимальное смещение Q1 по постоянному току.

смотрев все это, я остановился для V_{REF} на указанном в техническом описании диапазоне опорного напряжения $1.25 \text{ В} \pm 50 \text{ мВ}$. Так в чем же влияние этой неопределенности?

Последствия

Нам нужен реально программируемый источник питания, поэтому давайте пока остановимся на конфигурации U2 и отложим рассмотрение замены I_1 программируемым источником тока. Независимо от сопротивлений резисторов, ток I_{LOAD} , отдаваемый этой схемой в нагрузку, равен:

$$I_{LOAD} = \frac{V_{REF}}{R_S} + (I_{ADJ} - I_1) \frac{R_C}{R_S},$$

где I_{ADJ} — ток вывода ADJ. Максимальное значение тока I_{LOAD} (I_{MAX}) имеет место, когда ток I_1 равен нулю. Когда схему просят выдать ток $I_{MAX}/10$, величина $(I_{ADJ} - I_1) \times R_C$ в идеале должна составлять примерно $0.9 \times V_{REF}$. Но теперь I_{LOAD} равен $125 \pm 50 \text{ мВ}$; отклонение составляет $\pm 40\%$! Ситуация ухудшится еще больше, если требуется ток меньше $I_{MAX}/10$. Я приветствую любые предложения о том, как спра-

виться с наблюдаемыми здесь ограничениями точности и рабочего диапазона. Но пока давайте рассмотрим схему на Рисунке 2.

Источник напряжения V_Supply на Рисунке 2 обеспечивает схему питанием 12 В DC. V_IN служит источником постоянного напряжения 10, 100 и 1000 мВ, создающим постоян-

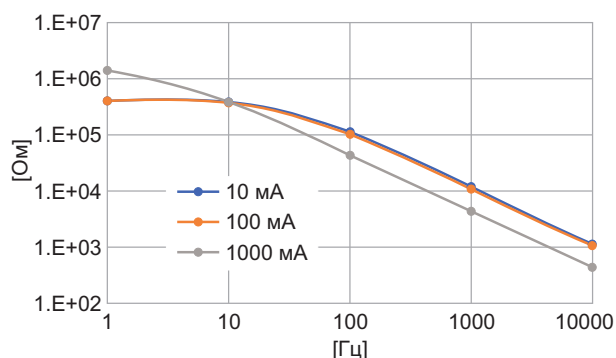


Рисунок 3. Зависимость сопротивлений PSRR в омах от частоты, наблюдаемых со стороны V_LOAD при трех различных значениях постоянного тока. Более высокие значения сопротивления связаны с большей близостью к идеальным источникам тока. Точки на кривых представляют результаты моделирования.

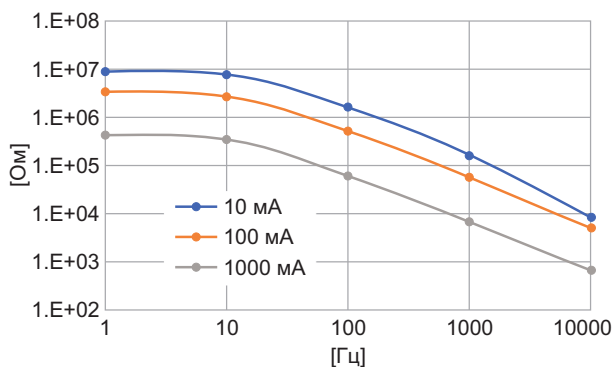


Рисунок 4. Сопротивления в омах, наблюдаемые со стороны V_LOAD при трех различных постоянных токах. Более высокие значения сопротивления связаны с большей близостью к идеальным источникам тока. Точки на кривых представляют результаты моделирования.

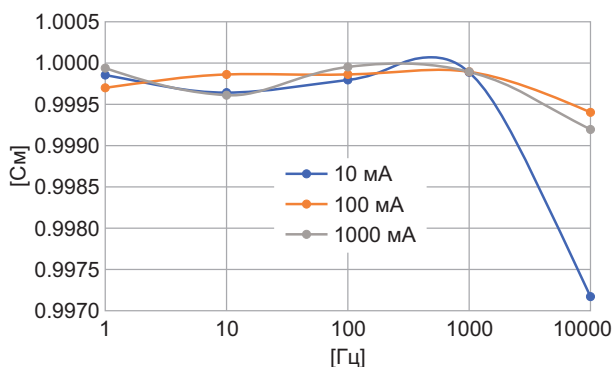


Рисунок 5. Частотная зависимость полной проходной проводимости от V_IN до V_LOAD. Целевое значение — 1.0000. Точки на кривых представляют результаты моделирования.

ный ток 10, 100 и 1000 мА через V_LOAD. Каждый источник напряжения в схеме создает синусоиду с частотой 1, 10, 100, 1000 или 10000 Гц для оценки PSRR (Рисунок 3), выходного сопротивления (Рисунок 4) и передаточной функции входного сигнала (Рисунок 5); но одновременно активен только один источник.

Амплитуды синусоид на V_LOAD и V_Supply в активном состоянии составляют 1 В пик-пик, тогда как для V_IN амплитуда составляет 1 мВ; таким образом, при суммировании с тремя различными постоянными напряжениями источника V_IN результиру-

Таблица 1. Желаемые и смоделированные постоянные токи схемы. Входные напряжения смещения операционных усилителей и другие аспекты схемы будут вносить дополнительные, не учтенные здесь ошибки.

Желаемый ток, мА	Смоделированный ток, мА
10	10.011
100	100.009
1000	999.987

щие напряжение и ток останутся положительными. Все измерения в симуляторе относятся к токам через V_LOAD. В Таблице 1 приведены смоделированные и желаемые постоянные токи, протекающие через эту нагрузку.

Входное напряжение смещения операционного усилителя AD4084-2 в наихудшем случае составляет 300 мкВ. Два таких усилителя вместе могут вносить в ток нагрузки погрешность до ± 600 мкА. Также следует учитывать отклонения номиналов резисторов RR_{C1} , RR_{C2} и R_{SM} . Ограниченный коэффициент передачи тока транзистора 2N3906 может «украсть» из нагрузки до 10 мкА; замена его на BC857C может значительно уменьшить эту величину. При этом я старательно избегал обсуждения того, как формировать сигналы, выдаваемые источником напряжения V_IN, которые, несомненно, будут вносить свои погрешности. Но целью этой статьи было исследование потенциальных источников тока, способных работать как с переменным, так и с постоянным током, и я считаю, что представленный здесь кандидат заслуживает рассмотрения. **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Источник постоянного тока на основе регулятора LM317, программируемого ШИМ](#)
2. [LM317 simulation file LM317A_002.zip](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADA4084-2](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM317A](#)
3. [Datasheet ROHM 2SAR586J](#)
4. [Datasheet Microchip DN2540](#)
5. [Datasheet ROHM RUC002N05](#)

Измерение тока: дорожки печатной платы или резисторы

Jerry Steele

Planet Analog

Когда перед разработчиками встает задача измерения тока, как правило, в первую очередь они рассматривают возможность использования специальных резисторов, разработанных для подобных задач. Однако иногда возникает соблазн попытаться измерить ток с помощью дорожки печатной платы.

Токоизмерительные резисторы необходимы для точного измерения тока в нагрузке. Эти резисторы подключаются последовательно с нагрузкой, и на них падает напряжение, пропорциональное току, протекающему через резистор. В высокоточных приложениях эти резисторы могут стать большими и рассеивать значительную мощность в виде тепла. В таких условиях решением проблемы может стать использование существующих медных дорожек на печатной плате.

Существуют и другие трудности при использовании медной дорожки в качестве токоизмерительного резистора. Прежде всего, сопротивление меди очень низкое, а это значит, что либо напряжение сигнала будет настолько мало, что потребует относительно сложного усиления, либо длина резистора может увеличить стоимость из-за требуемой площади печатной платы. Область использования этого метода также ограничена требуемыми допустимыми отклонениями сопротивления. Хотя узкий резистор уменьшит длину, а значит, и площадь, допуски на травление печатных плат обычно требуют минимальной ширины от 0.38 до 0.635 мм.

Еще одной сложностью является температурный коэффициент меди $+0.39\%/^{\circ}\text{C}$, означающий, что падение напряжения для данного тока увеличится на 20% при повышении температуры на 50°C . Также обратите внимание, что отклонения размеров напрямую влияют на величину сопротивления. Контроль краев в процессе травления печатной платы обычно определяет минимально допустимую ширину.

Точное измерение тока в медной дорожке печатной платы

Способ решения проблемы температурного коэффициента, который будет здесь обсуждаться, заимствован из методов проектирования схем на кристалле, в котором для задания коэффициента усиления схемы используются соотношения геометрических размеров, а не их абсолютные значения. Но даже этот метод не лишен трудностей, поскольку падения напряжения будут чрезвычайно низкими, часто ниже 10 мВ. К счастью, современные операционные усилители с нулевым дрейфом (с автоматической коррекцией нуля или со стабилизацией прерыванием) обеспечивают готовое решение проблемы низкого падения напряжения. Как мы увидим, остаются некоторые ограничения в достижении начальной точности, хотя после калибровки этот метод может быть очень точным.

Идея здесь в том, чтобы создать два резистора с заданными соотношениями геометрических размеров, которые будут определять наш коэффициент усиления. Например, рассмотрим путь прохождения большого тока (который назовем R_{SHUNT}) со следующими (нормализованными) размерами: длина (L) = 1, ширина (W) = 10. Для элемента, определяющего усиление (который будет называться R_G) создадим другой шаблон: $L = 10$ и $W = 1$. Это дает соотношение размеров, а следовательно, и сопротивлений, 100:1. Поскольку резистор, определяющий усиление, предназначен для температурной компенсации сильноточного пути R_{SHUNT} , он должен быть расположен симметрично и в непосредственной близости от элемента R_{SHUNT} .

Базовая схема, которая использовалась для первоначальной проверки концепции, показана на упрощенной схеме (Рисунок 1). Операционный усилитель управляет MOSFET, который обеспечивает необходимый ток обратной связи через резистор, определяющий усиление, а также выходное напряжение, пропорциональное измеренному току. Это базовая схема, предназначенная для измерения «в нижнем плече», где один вывод токоизмерительного резистора заземлен, а выход усилителя привязан к земле.

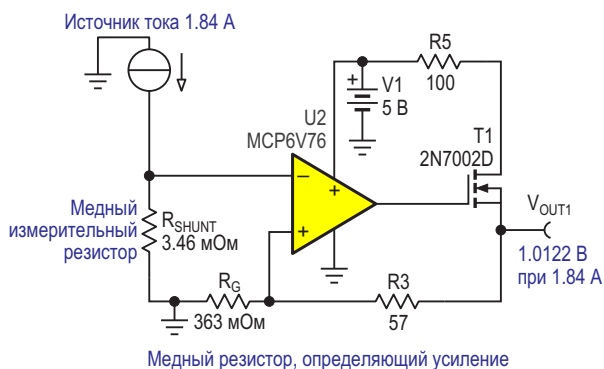


Рисунок 1. Базовая схема измерения тока на стороне нижней шины питания с измерительным резистором на основе медной дорожки печатной платы с температурной компенсацией.

Обратите внимание, что для этой схемы требуется операционный усилитель с чрезвычайно низким входным смещением, например, таким, которое обеспечивают усилители с нулевым дрейфом.

Заметьте также, что в упрощенной схеме ток через R_3 и R_G всегда является функцией входного тока и соотношения сопротивлений резисторов R_{SHUNT} и R_G . От фактических значений сопротивлений R_{SHUNT} и R_G требуется только то, чтобы ток I_{T1} транзистора T1, определяемый их суммой, находился в допустимых пределах. Соотношение сопротивлений R_{SHUNT} и R_G может быть определено из выражения:

$$I_{T1} = I_{IN} \frac{R_{SHUNT}}{R_G}.$$

Этот ток устанавливает соотношение, при котором выходной ток представляет собой часть входного тока I_{IN} , пропорциональную соотношению геометрических размеров. Падение напряжения на резисторе R_3 используется в качестве выходного сигнала и может изменяться для регулировки усиления до любого желаемого значения. Пример разводки печатной платы с изображением R_{SHUNT} и R_G показан в схеме измерения тока нижнего плеча на Рисунке 2 и Рисунке 3.

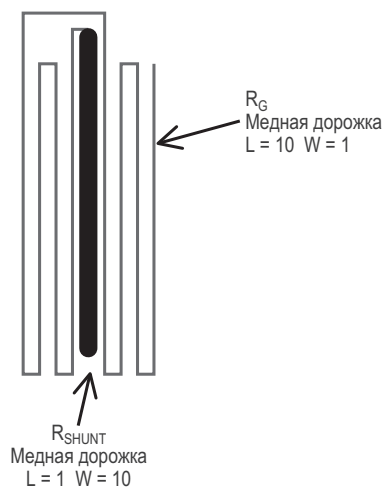


Рисунок 2. Вот как выглядит общий чертеж предполагаемых дорожек токоизмерительного резистора и резистора, определяющего усиление.

На Рисунке 2 изображен концептуальный эскиз, показывающий способ согласования соотношения сопротивлений резисторов на основе медных дорожек печатной платы для минимизации начальных ошибок и компенсации влияния температуры. Взаимное расположение резисторов основано на встречно-гребенчатой структуре.

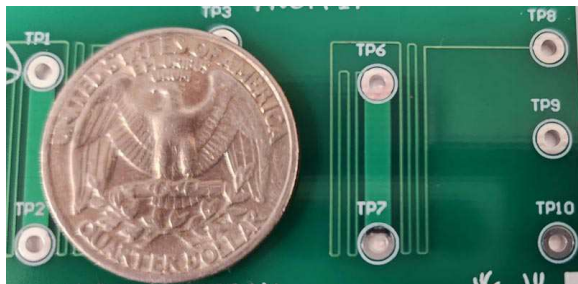


Рисунок 3. Крупный план тестовой платы с монетой в четверть доллара позволяет оценить фактический размер. Дорожка от TP6 до TP7 – это токоизмерительный резистор R_{SHUNT} , а дорожка от TP6 до TP8 – медный резистор R_G , определяющий коэффициент усиления. Часть, закрытая монетой, является неиспользуемым дубликатом схемы.

Реализация измерения тока со стороны шины питания

Версия с измерением тока со стороны верхней шины может быть построена на основе хорошо известной схемы «датчика тока с усилителем тока», показанной на Рисунке 4.

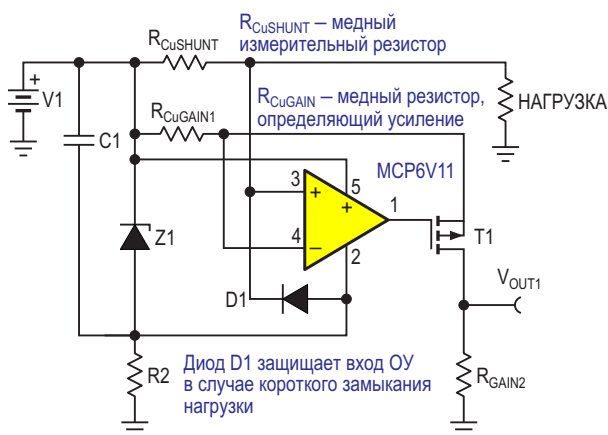


Рисунок 4. Схема на основе датчика с усилителем тока иллюстрирует измерение тока на стороне верхней шины.

Схема усиления тока легко адаптируется к методу температурной компенсации сопротивления дорожек, где $R_{CuSHUNT}$ и $R_{CuGAIN1}$ являются дорожками печатной платы. Z1 – это параллельный регулятор напряжения питания операционного усилителя. Диод D1 защищает вход операционного усилителя в случае короткого замыкания нагрузки.

$$V_{OUT} = I_{IN} \frac{R_{CuSHUNT}}{R_{CuGAIN}} R_{GAIN}$$

Рассмотрение возможности использования специального токоизмерительного элемента

Реализовав измерение тока на дорожках печатной платы, вы вскоре поймете, почему люди изобрели резисторы. Для точного датчика на основе дорожек печатной платы заведомо потребуется значительно больше места, чем для резистора.

Имейте в виду, что наилучшие смещения усилителей составляют порядка 5-10 мВ, а приличная точность достигается при полной шкале падений напряжения на измерительном элементе на порядок выше этого значения. Если учесть все соображения, то окажется, что выбор физически наименьшего решения будет в пользу специального токоизмерительного резистора.

На Рисунке 5 показан пример, иллюстрирующий простоту использования специализированных резисторов и токоизмерительных усилителей. Резистор обеспечивает прецизионное сопротивление и низкий температурный коэффициент. Современные токоизмерительные усилители с нулевым дрейфом позволяют уменьшить падения напряжения на резисторе, что повышает КПД и часто позволяет использовать измерительные резисторы физически меньшего размера благодаря снижению рассеиваемой резистором мощности. Реализация как однонаправленных, так и двунаправленных схем становится сравнительно простой. **РЛ**

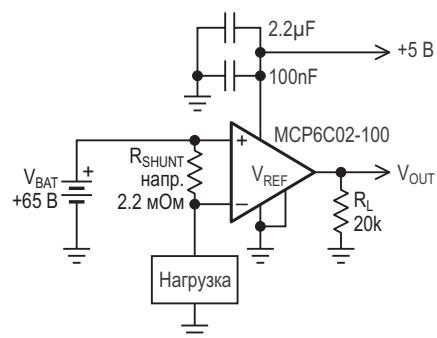


Рисунок 5. В специальной схеме измерения тока используется токоизмерительный усилитель.

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MCP6C02](#)
2. [Datasheet Microchip MCP6V11](#)
3. [Datasheet Microchip MCP6V76](#)
4. [Datasheet Microchip 2N7002](#)

Как работают схемы и контроллеры горячей замены

T. K. Hareendran

Planet Analog

Большинство критически важных систем должны быть спроектированы с расчетом на практически нулевое время простоя в течение всего срока их службы. Поэтому, если какой-либо компонент такой системы выходит из строя или требует обновления, он должен быть заменен без прерывания работы остальной части системы. В этом случае необходимо извлечь плату или модуль и вставить замену, при этом система должна оставаться в рабочем состоянии (Рисунок 1).



Рисунок 1. При горячей замене схема извлекается, а на ее место вставляется замена.

Этот процесс известен как горячая замена (горячее подключение).

Контроллер горячей замены – это специализированное устройство или интегральная схема, которая управляет установкой и извлечением печатных плат (или компонен-

тов) из работающей системы, не прерывая ее работу и не вызывая повреждений.

По сути, схема контроллера горячей замены, подключенная между входной шиной питания платы и остальными схемами платы, представляет собой ограничитель бросков тока, который позволяет заряжать большую емкость нагрузки контролируемым образом. Кроме того, схема контроллера горячей замены защищает от некоторых неисправностей, таких как перегрузка по току и перенапряжение.

Вот как выглядит типовая реализация контроллера горячей замены (Рисунок 2).

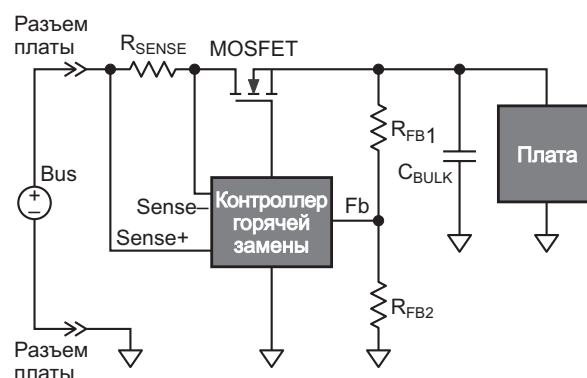


Рисунок 2. Вот более подробный взгляд на схему, построенную на основе контроллера горячей замены.

Когда плата подключается к шине, конденсатор C_{BULK} будет заряжаться большим пусковым током, если контроллер горячей замены отсутствует. При наличии контроллера горячей замены величина пускового тока определяется по падению напряжения на

токоизмерительном резисторе R_{SENSE} , которое затем используется для ограничения тока. Вывод обратной связи Fb используется для обнаружения чрезмерного повышения и понижения выходного напряжения. Важнейшим компонентом в этой схеме является силовой MOSFET.

В данной схеме для приложений горячей замены непрерывный контроль и ограничение тока обеспечиваются использованием обычного p-n-p транзистора TR1 и токоизмерительного резистора R1 (Рисунок 3). При подаче питания ток протекает через резистор R1 и транзистор TR2 в НАГРУЗКУ. Ток через R1 создает напряжение смещения база-эмиттер транзистора TR1. Если ток достаточно велик, чтобы сместить транзистор TR1, то TR1, уменьшая напряжение затвор-исток MOSFET TR2, ограничивает ток, идущий через MOSFET к НАГРУЗКЕ.

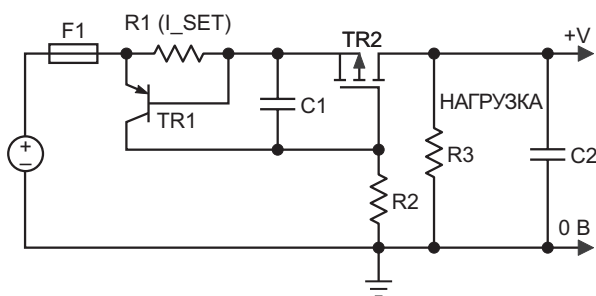


Рисунок 3. Вот как выглядит типичная топология дискретной схемы горячей замены.

Самая большая проблема, с которой сталкивается любой проект с контроллером горячей замены, – это правильный выбор MOSFET, используемого в качестве проходного элемента. Это связано с тем, что при зарядке большой емкости MOSFET будет находиться в линейной области, что грозит отказом из-за быстрого джоулевого нагрева.

Это означает, что во время фазы предварительной зарядки MOSFET работает в линейном режиме с большим напряжением на нем до тех пор, пока не закончится зарядка конденсатора (емкости нагрузки), после чего MOSFET откроется полностью и будет работать с заявленным сопротивлением открытого канала R_{DS-ON} . Таким образом, вся энергия предварительной зарядки рассеивается в MOSFET, и он испытывает сильную перегрузку. Обратите внимание, что способ-

ность выдерживать зарядный ток связана с областью безопасной работы MOSFET, а эта область зависит от размеров кристалла и корпуса.

Примечательно, что при небольших размерах схема горячей замены на основе микросхемы обеспечивает множество функций, а самой микросхеме требуется лишь несколько внешних компонентов. На Рисунке 4, например, показана упрощенная схема применения контроллера горячей замены RT1720 с таймером отказов.

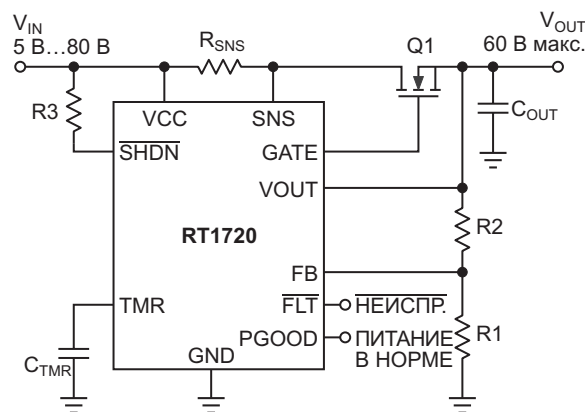


Рисунок 4. Приложение построено на основе контроллера горячей замены RT1720.

Для некоторых небольших экспериментов, связанных с этой статьей, я наугад выбрал микросхему контроллера горячей замены AP2337.

AP2337 – это одноканальный интегральный силовой коммутатор верхнего плеча с функцией ограничения тока, оптимизированный для приложений горячей замены. Устройство, выпускаемое в корпусе SOT23,

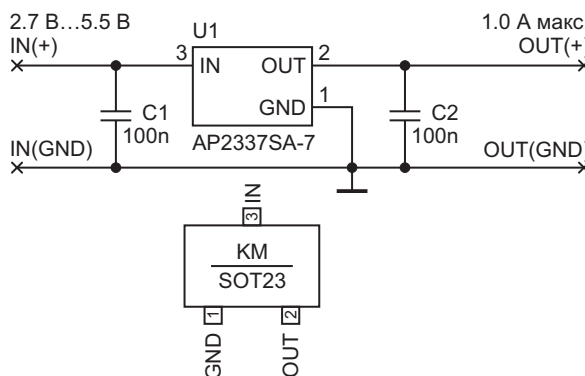


Рисунок 5. AP2337 обеспечивает быстрое время реакции на короткое замыкание, что повышает общую надежность системы.

обеспечивает блокировку обратного тока, защиту от перегрузки, перегрева и короткого замыкания, а также контролируемое время нарастания и функцию блокировки при пониженном напряжении.

Схема применения AP2337 показана на Рисунке 5.

Поскольку это был всего лишь небольшой эксперимент, и я управлял простой тестовой нагрузкой, я намеренно пошел на некоторые временные упрощения.

Подводя итог, можно сказать, что горячая замена, как минимум, требует ограничения

пускового тока, чтобы предотвратить возможность отключения всей системы при подаче питания на большую емкостную нагрузку. Контроллер горячей замены является главным элементом критически важной системы управления, где требуется непрерывная работа, позволяющая заменять неисправные модули и/или компоненты без прерывания работы системы. **РЛ**

Материалы по теме

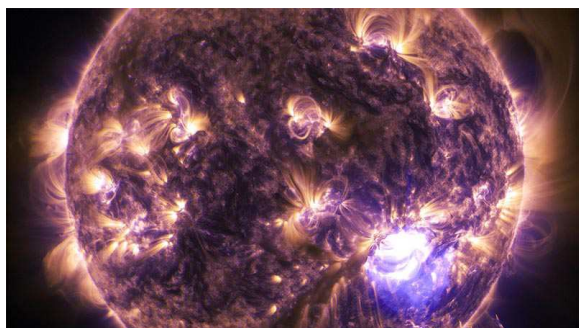
1. [Datasheet Diodes AP2337](#)
2. [Datasheet Richtek RT1720](#)

Солнечные бури и их потенциал для создания электронного хаоса

Cabe Atwell

Electronic Design

Явления на Солнце разрушают электросети, сжигают провода, выводят из строя спутники. Готовы ли мы к следующему подобному крупному событию?



Голливуд хотел бы убедить нас, что глобальную катастрофу, вызванную солнечной вспышкой, мы способны предотвратить посредством манипулирования магнитным полем Земли (фильм «Солнечный удар», 2006 г.). Но если не использовать невероятные вымышленные технологии, предложенные в фильме, возникает вопрос: сможет ли человечество на самом деле пережить такое событие, когда мощная солнечная вспышка ударит по земле?

Солнечные вспышки – это интенсивные выбросы электромагнитного излучения в атмосферу Солнца, за которыми часто следуют выбросы корональной массы (coronal mass ejection, CME) и события, связанные с всплесками солнечных космических лучей (ускорение протонов). Они также производят огромное количество энергии; обычно 10^{20} джоулей, а при значительной активности это число увеличивается до 10^{25} джоулей. Их частота меняется в течение 11-летнего солнечного цикла, производя несколько вспышек в день в период его максимума и менее одного раза в неделю в период минимума.

Такие вспышки классифицируются по буквам алфавита и числовым суффиксам, которые варьируются от А (самая слабая) до Х (самая сильная), а также по величине пикового потока в ваттах на квадратный метр (Вт/м^2). Например, вспышка X2 в два раза мощнее вспышки X1; вспышка X3 в три раза мощнее вспышки X1, но всего на 50% мощнее вспышки X2.

Солнечные ветры переносят эти заряженные частицы через Солнечную систему, и, врезаясь в Землю, они создают фантастические световые шоу полярных сияний, поскольку передают свою энергию в магнитосферу. Хотя эти световые шоу представляют собой поразительное зрелище, CME также могут нанести ущерб космическим платформам и наземным системам. Для тех, кто находится на земле, они представляют незначительную физическую угрозу, но астронавты могут подвергнуться воздействию смертельного количества радиации. Высокоэнергетические частицы при прохождении через живые клетки могут вызывать повреждение хромосом, что приводит к раку и другим проблемам со здоровьем.

От сбоев в работе спутников до отказа электросетей

Они также могут повредить навигационные, коммуникационные и другие спутники, сделав их неработоспособными, и даже изменив их орбиты. Большинству спутников на низкой околоземной орбите для поддержания полета требуется регулярный подъем на



Крупные солнечные вспышки могут повлиять на работу электрических сетей, и если они выйдут из строя, на восстановление их полной работоспособности могут уйти годы.

более высокие орбиты; в противном случае они сгорят в атмосфере. Гибель «Скайлэба» в 1979 году отчасти была вызвана более высокой, чем ожидалось, солнечной активностью, в результате чего аппарат преждевременно вошел в атмосферу Земли.

Сбои в работе спутников могут сказаться на нас здесь, на Земле, в виде потери связи и навигации, влияя на полеты и системы GPS, на которые люди полагаются ежедневно. Впрочем, такие проблемы можно отнести скорее к категории неудобств; их можно быстро устранить, перенеся рабочие нагрузки на другие спутники, не затронутые вспышкой. С другой стороны, нарушение работы электросетей может быть катастрофическим и длиться неделями или месяцами.

Самая мощная из когда-либо наблюдавшихся солнечных вспышек произошла в сентябре 1859 года и была известна как Событие Кэррингтона. Она была видна невооруженным глазом, вызвала полярные сияния далеко на юге, вплоть до Кубы и Гавайских островов, и приводила к искрению и возгоранию телеграфных проводов, нарушая связь. Вспышка оставила след во льдах Гренландии в виде нитратов и бериллия-10, что позволило ученым измерить ее силу.

Реконструкция последствий вспышки 1859 года была сравнена с другими вспышками, задокументированными за последние

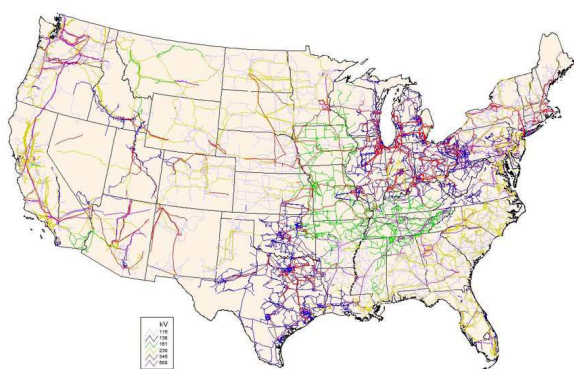
150 лет, и, по оценкам, составила около X50, что является самым высоким показателем за всю историю наблюдений. Для сравнения, самая крупная из зафиксированных в наше время вспышек произошла в ноябре 2003 года и оценивалась примерно как X45, однако ее траектория не соприкасалась с Землей.

В 1972 году солнечная вспышка класса X20 вызвала геомагнитную и протонную бурю, которая нарушила работу электрических и коммуникационных сетей, уничтожила спутник и привела к взрыву многочисленных магнитных морских мин ВМС США в водах Северного Вьетнама. В 1989 году геомагнитная буря вызвала разрушение плотины гидроэлектростанции в Квебеке, так как реле защиты оборудования сработали в каскадной последовательности, в результате чего 9 миллионов человек остались без электричества. Большинство из этих бурь, за исключением События Кэррингтона, были локальными, то есть затрагивали только одну географическую точку. Но может ли это погрузить во тьму целую страну?

Определение проблем, связанных с сетью

Мы полагаемся на энергосистему во всем – для обеспечения энергией наших домов, поездок на работу, зарядки мобильных устройств и снабжения наших продуктовых магазинов свежими продуктами. Больницы полагаются на нее для оказания критической помощи, аэропорты – для навигации, а нефтеперерабатывающие заводы – для обеспечения топливом. Без энергосистемы общество погрузилось бы в хаос. Мощные вспышки на Солнце, подобные той, что произошла в 1859 году, повторятся снова – это всего лишь вопрос времени. Но пока не спешите отправляться в эти бункеры Судного дня.

Исследование Геологической службы США за 2020 год показало, что критические регионы на Среднем Западе и восточном побережье США более уязвимы к геомагнитной активности, чем другие. Хотя в этих регионах проживают миллионы людей, некоторые превентивные меры, такие как создание запасов трансформаторов и другого электрооборудования, могут помочь им сохра-



Энергосистема США состоит из нескольких объединенных синхронных сетей, включая Восточную, Западную, Техасскую, Квебекскую и Аляскинскую сети.

нить свет включенным, а продукты в холодильниках свежими.

Согласно исследованию, геология может помочь смягчить последствия магнитной бури для высоковольтных линий электропередачи. Горные породы, такие как осадочные образования, обладают относительно высокой электропроводностью, что означает, что они эффективнее рассеивают электрические поля, вызванные бурей. Следовательно, регионы с такими осадочными породами более устойчивы к подобным бурям. К счастью, это большая часть США.

В некоторых регионах Среднего Запада и Восточного побережья отсутствуют осадочные породы, необходимые для рассеивания магнитных полей, что повышает уязвимость к последствиям и геомагнитным возмущениям от солнечных вспышек. Согласно отчету, при наихудшем сценарии эти районы останутся без электричества на несколько недель, пока не будут изготовлены и доставлены запасные трансформаторы.

Важно отметить, что в 2015 году восемь американских электроэнергетических компаний создали запас трансформаторов, которые могут быть использованы в чрезвычайных ситуациях, включая геомагнитные бури и террористические атаки. В марте 2019 года президент Трамп поручил ведомствам усилить защиту энергосистемы от электромагнитных импульсов, чтобы сделать ее еще более устойчивой к внешним воздействиям.

В том же месяце NOAA (Национальное агентство по исследованию океанов и атмосферы) опубликовало Национальную стратегию и план действий в области космической погоды, которые направлены на достижение трех основных целей: улучшение важнейшей инфраструктуры и технических средств, повышение точности и своевременности прогнозов космической погоды, а также на разработку процедур реагирования и восстановления после явлений космической погоды.

Всем ученым известно, что еще одна крупная вспышка на Солнце повлияет на электросети по всему миру. Хорошей новостью является то, что большинство энергетических компаний и правительственных учреждений готовятся к очередному Событию Кэррингтона, выявляя уязвимые места в своих сетях и работая над тем, чтобы обеспечить их безопасность и функционирование.

Хотите посмотреть, что могли бы сделать американские инженеры во время катастрофического события после солнечной катастрофы? Фильм «Финч» с Томом Хэнксом в главной роли рисует довольно реалистичную картину такого сценария. Я бы сказал, что суть истории этой можно уловить в первой четверти или около того. **РЛ**

Операционный усилитель для электрохимических датчиков

Tom Au-Yeung

Analog Dialogue

Аннотация

В этой статье рассматриваются применения операционного усилителя для электрохимических датчиков этанола и оксида углерода (CO). В ней также обсуждаются характеристики, необходимые для обеспечения оптимальных результатов точного измерения этанола и CO при минимальном потреблении энергии портативными устройствами.

Введение

Для правильной и точной работы электрохимических датчиков необходимо постоянное смещение, что потенциально требует огромного количества энергии. Обычные системы управления питанием пытаются отключать все, что находится в режиме ожидания или сна. Однако для стабилизации электрохимических датчиков требуются десятки минут или даже часы. Следовательно, чувствительный элемент и схема его смещения должны постоянно находиться во включенном состоянии. Кроме того, требуе-

мое напряжение смещения часто бывает довольно низким, чтобы напрямую подключать его к элементу питания 1 АА в потребительских приложениях.

MAX40108 – это маломощный, высокоточный операционный усилитель, работающий при напряжении питания всего 0.9 В, который был специально разработан для применения в контрольно-измерительных приборах. Кроме того, это устройство с rail-to-rail входами и выходом потребляет всего 25.5 мкА (типовое значение) и имеет типовой дрейф входного напряжения смещения 1 мкВ во времени и в диапазоне температур, что делает его идеальным усилителем для широкого спектра маломощных потребительских продуктов, таких как датчики этанола и газа CO.

Обзор

На Рисунке 1 показана структурная схема электрохимического датчика газа, такого как этанол или CO. Система состоит из низковольтного операционного усилителя, который работает непосредственно от батареи

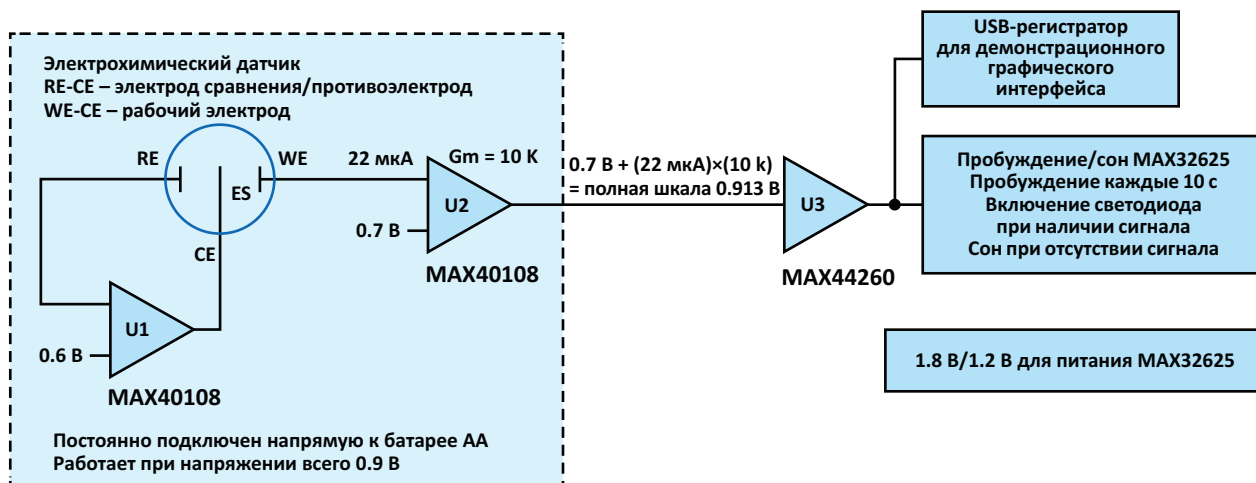


Рисунок 1. Блок-схема электрохимического датчика с микросхемой MAX40108.

AA/AAA напряжением 1.5 В, обеспечивая ток смещения для электрохимического датчика, в то время как остальная часть системы находится в спящем режиме для экономии потребляемой энергии. Первый операционный усилитель (U1) питает электрод сравнения электрохимической ячейки. Второй операционный усилитель (U2) сконфигурирован как транскондуктивный усилитель, преобразующий выходной ток датчика в напряжение, которое после усиления оцифровывается микроконтроллером. Это реализовано с помощью микросхемы MAX44260 (U3) – малопотребляющего операционного усилителя с rail-to-rail входами и выходом, низким напряжением смещения, напряжением питания 1.8 В и производением усиления на полосу пропускания 15 МГц. ES – это электрохимический датчик.

Схема электрохимического датчика доступна онлайн на этой странице [1].

Исследование датчика этанола

В данном исследовании датчика этанола использовался датчик SPEC 3SP_Ethanol_1000 package 110-202, показанный на Рисунке 2.

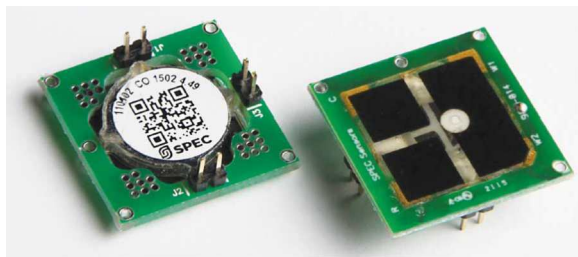


Рисунок 2. Датчик этанола 3SP_Ethanol_1000 package 110-202 компании SPEC.

Этот датчик этанола генерирует ток, пропорциональный объему захваченного газа. Датчик имеет три электрода: WE, RE и CE.

- WE: Рабочий электрод. Он смещен на 0.7 В и используется для обнаружения паров газа.
- RE: Электрод сравнения. На нем поддерживается стабильный электрохимический потенциал 0.6 В в электролите, который не подвергается воздействию паров газа.
- CE: Противозлектрод. Проводит ток, когда присутствует газ. Величина тока пропорциональна концентрации газа, и может быть затем электрически измерена системой.

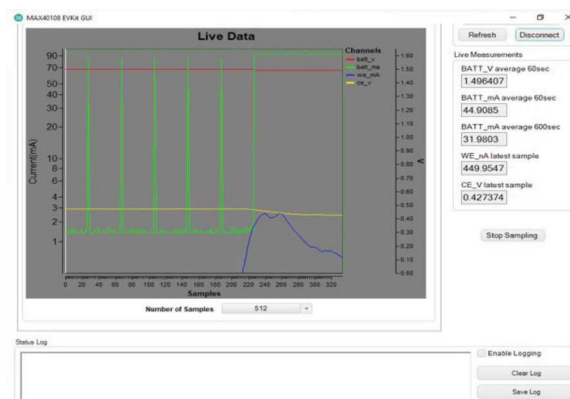


Рисунок 3. Характеристики датчика этанола.

При исследовании этого датчика частицы газа должны физически контактировать с датчиком SPEC. Другими словами, датчик этанола в основном измеряет только тот газ, который присутствует в точном месте расположения самого датчика. Поэтому для точного и эффективного обнаружения таких газов, как этанол и CO, размещайте датчики в тех местах, куда будет диффундировать газ. В этом эксперименте ватный тампон обмакнули в раствор этанола и поместили прямо перед датчиком SPEC.

Рисунок 3 иллюстрирует момент улавливания паров этанола, показанный синей кривой. Зеленая кривая – это ток, потребляемый всей системой, включая микроконтроллер, типичное значение которого составляет 90 мА. Однако ток, потребляемый самим усилителем MAX40108, как видно из Рисунка 4, составляет всего 25.5 мкА при напряжении питания 0.9 В и температуре окружающей среды 25 °С.

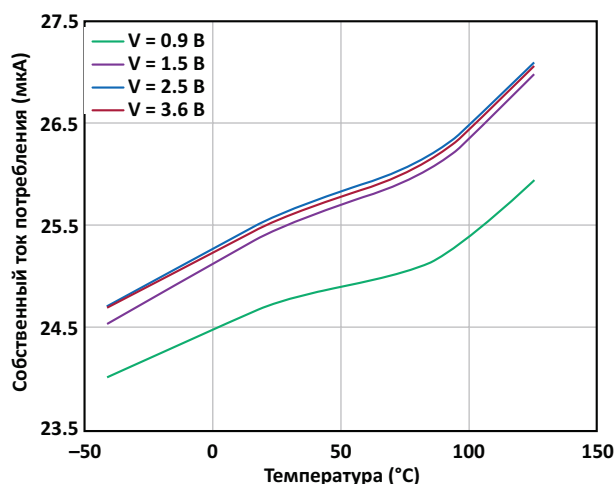


Рисунок 4. Потребляемый ток при различных напряжениях питания и в диапазоне рабочих температур.

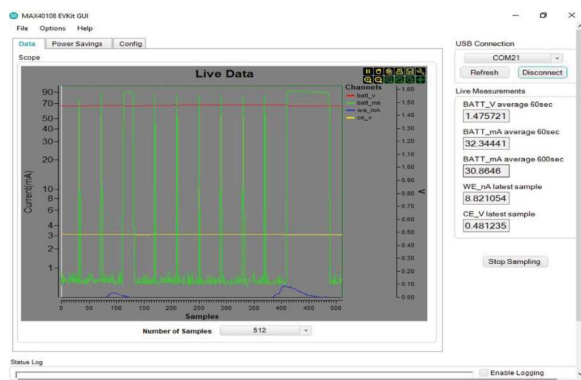


Рисунок 5. Характеристики датчика этанола при удалении источника паров от датчика SPEC.

Микроконтроллер находится в режиме ожидания, просыпаясь каждые 10 секунд для контроля паров этанола. При наличии паров микроконтроллер начинает измерять их концентрацию, как показано на рисунке синей кривой. Красная линия показывает напряжение батареи AA, равное приблизительно 1.5 В, а желтая линия – напряжение на электроде СЕ.

Чтобы увидеть, как реагирует датчик этанола на концентрацию паров, ватный тампон отодвинули подальше от датчика. Зафиксированный результат показан на Рисунке 5. Как и ожидалось, амплитуда синей кривой концентрации паров соответственно уменьшилась.

Исследование датчика CO

В отличие от этанола, CO является потенциально ядовитым газом, образующимся в результате неполного сгорания бензина или даже безвредной свечи. Поэтому важно обеспечить надлежащую вентиляцию, чтобы



Рисунок 6. Характеристики датчика CO с микросхемой MAX40108.

гарантировать здоровье и безопасность при проведении этого эксперимента с газом CO. Здесь при проверке датчика для получения газа CO использовалась свеча в прикрытой банке, а для измерения концентрации использовался тот же датчик SPEC 3SP_Ethanol_1000 Package 110-202.

Рисунок 6 иллюстрирует момент улавливания газа CO, показанный синей кривой. Зеленая кривая – это ток, потребляемый всей системой, включая микроконтроллер, типичное значение которого составляет 90 мА.

Как и при измерении этанола, находясь в режиме ожидания, микроконтроллер просыпается каждые 10 секунд для контроля газа CO. При наличии газа микроконтроллер начинает измерять его концентрацию, как показано на рисунке синей кривой. Красная линия показывает напряжение батареи AA, равное приблизительно 1.5 В, а желтая линия – напряжение на электроде СЕ.

Заключение

Для точного измерения содержания этанола и CO в бытовых и промышленных приложениях необходим маломощный высокоточный операционный усилитель, работающий при напряжении питания вплоть до 0.9 В. Микросхема MAX40108, специально разработанная для эффективного улавливания и измерения концентрации таких распространенных газов, как этанол и CO, отличается не только низким током потребления 25.5 мкА, но и крошечными размерами 1.22 мм × 0.92 мм корпуса WLP с 8 шариковыми выводами. Усилитель имеет режим выключения для дополнительной экономии энергии, что крайне важно для носимых устройств, портативных медицинских систем и таких устройств промышленного интернета вещей (IIoT), как измерители давления, расхода, уровня, температуры и приближения. **РЛ**

Ссылка

1. [1V, Low-Power, Precision Operational Amplifier](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices MAX32625](#)
2. [Datasheet Analog Devices MAX40108](#)
3. [Datasheet Analog Devices MAX44260](#)
4. [Datasheet SPEC 3SP_Ethanol_1000 package 110-202](#)

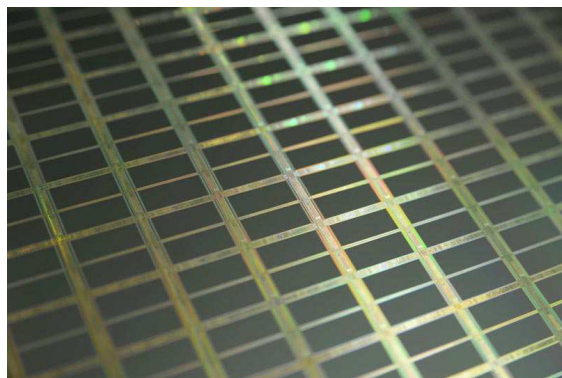
Lace Lithography использует атомы, чтобы выйти за рамки EUV

Peter Clarke

eeNews Europe

Компания Lace Lithography AS (Берген, Норвегия) разрабатывает форму литографии, в которой атомы, бомбардирующие поверхность, позволяют создавать элементы с разрешением, превосходящим возможности экстремальной ультрафиолетовой литографии.

То, что Lace Lithography называет BEUV, теоретически может обеспечить более тонкие характеристики, поддерживая дальнейшую миниатюризацию транзисторов и расширяя действие закона Мура.



Компания была основана в июле 2023 года генеральным директором профессором Бодилом Хольстом (Bodil Holst) из Университета Бергена и техническим директором Адриа Сальвадором Палау (Adria Salvador Palau), который получил докторскую степень в Университете Бергена, но сейчас работает в Барселоне, Испания.

В обычных системах литографии в экстремальном ультрафиолете (EUV) для создания

рисунков на пластинах используется свет с длиной волны 13.5 нм, проходящий через ряд зеркал и масок. Атомная литография позволяет осуществлять прямое безмасочное формирование рисунка с разрешением меньшим, чем это возможно при использовании ограниченных длиной волны систем EUV.

«Используя атомы вместо света, мы предоставляем производителям чипов возможности, на 15 лет опережающие нынешние технологии, более экономичные и со значительно меньшим энергопотреблением», — утверждает компания на своем сайте.

Сальвадор Палау и профессор Хольст были соавторами статьи, опубликованной в Physics Review A под названием «Точный перенос рисунка на поверхность с помощью нейтральных атомов гелия». В статье представлены детали реализации и работы гелиевого стерео микроскопа.

FabouLACE — это финансируемый Европейским союзом проект по разработке технологии безмасочной атомной литографии с бюджетом 2.5 млн евро, предоставленным Европейским советом по инновациям. Проект стартовал 1 декабря 2023 года и продлится до 30 ноября 2026 года.

В FabouLACE используются метастабильные атомы и маски на основе дисперсионных сил, позволяющие создавать элементы размером 2 нм. По данным Европейской комиссии, компания Lace Lithography намерена вывести технологию на рынок к 2031 году. В это время эффективность технологии будет отслеживаться и проверяться исследовательским институтом IMEC. Предыдущим европейским исследовательским проектом был NanoLACE, который завершился 31 декабря 2024 года. Этот проект стартовал в 2019 году

и получил 3.36 млн евро в рамках бюджета в 3.65 млн евро.

В июле 2023 года компания Lace Lithography привлекла первоначальное финансирование в размере около 450,000 евро при поддержке Runa Capital, Vsquared Ventures, Future Ventures, Европейского совета по инновациям, Innovation Norway и Норвежского исследовательского совета.

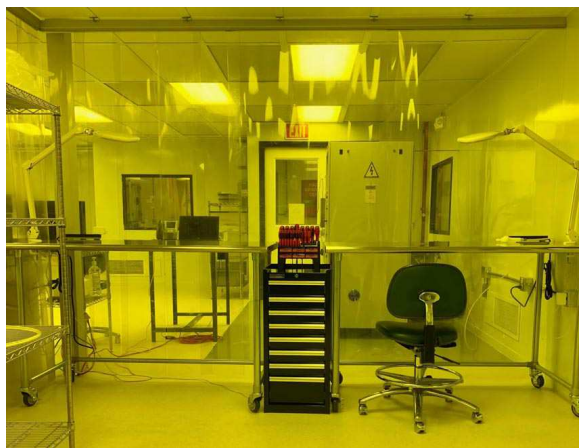
На данный момент компания собрала команду из более чем 20 физиков, инженеров и операторов. **РЛ**

Квантовые чистые комнаты: экстремальные условия для создания компьютеров завтрашнего дня

Ellie Gabel

EDN

Квантовые компьютеры — одна из самых интересных технологий современности, но их разработка, тестирование и производство требуют беспрецедентной осторожности, чтобы не допустить повреждения их компонентов. Полупроводники очень чувствительны, поэтому для их производства требуются условия с минимальным риском загрязнения. Стандартным решением в этой области являются чистые комнаты, но при разработке квантовых компьютеров даже они должны соответствовать более высоким стандартам.



Хотя оборудование чистой комнаты по своей сути является дорогостоящим и трудоемким процессом, эти затраты могут быть минимальными по сравнению с потенциалом квантовых технологий. Недавно квантовый чип от Google смог всего за пять минут выпол-

нить расчет, на который классическому суперкомпьютеру потребовалось бы около 10 септиллионов лет.

Такой огромный прогресс в обработке данных стал возможен благодаря тому, что в квантовых компьютерах вместо битов используются кубиты. В то время как бит представляет либо единицу, либо ноль, кубиты могут быть одновременно и тем, и другим — казалось бы, небольшое различие, оказывающее существенное влияние на скорость и мощность вычислений. Однако сверхпроводники и другие компоненты, необходимые для реализации этого процесса, очень чувствительны к внешним воздействиям.

Для достижения желаемых характеристик многие передовые квантовые инновации опираются на нанотехнологии. Наноматериалы обладают превосходной термостабильностью и электропроводностью, что делает их идеальными для таких мощных приложений, как квантовые вычисления. Они также позволяют инженерам-электронщикам размещать больше компонентов в ограниченном пространстве, чтобы соблюсти закон Мура.

Какими бы полезными ни были такие технологии, работа с ними в обычных условиях создает проблемы. Учитывая их размеры, наноматериалы легко загрязняются и разрушаются. Интенсивность квантовых операций усугубляет эту чувствительность. Даже незначительные отклонения в температуре,

освещенности и качестве воздуха могут поставить под угрозу работу этого сложного и дорогостоящего оборудования.

Взгляд изнутри на квантовую чистую комнату

Решением являются квантовые чистые помещения. Передовые устройства будущего инженеры должны проектировать и создавать на не менее передовых производственных объектах. Даже обычные чистые комнаты могут быть слишком подвержены влиянию загрязнений и изменчивости окружающей среды, чтобы поддерживать разработку квантовых компьютеров.

Наиболее распространенными классами чистоты помещений [1] сегодня являются ISO 7 и 8, которые допускают концентрации 352,000 и 3.52 миллионов частиц размером 0.5 микрона в одном кубическом метре, соответственно. Эти стандарты также не учитывают содержание твердых частиц размером менее 0.5 микрона. Если для традиционной полупроводниковой техники этого достаточно, то создатели квантовых чистых комнат должны идти дальше. Необходимы помещения с рейтингом ISO 6 и выше, которые ограничивают содержание частиц размером менее 0.5 микрон.

Чистые помещения для квантовых разработок также нуждаются в соблюдении различных санитарных мер. Исследователи из лаборатории Беркли недавно обнаружили, что более бережная очистка компонентов приводит к увеличению индуктивности на 87% [2], что делает их более устойчивыми к

электрическим помехам. В рассматриваемом методе для минимизации опасности для окружающей среды использовались более низкие температуры, вакуум и подвешенные компоненты.

В квантовой чистой комнате внимания требуют даже освещение и температура окружающей среды. Многие из этих компонентов фоточувствительны к синему свету, поэтому верхнее освещение должно быть смещено в более теплую область спектра. Квантовые схемы также, как правило, чувствительны к температуре, поэтому в этих чистых комнатах должны использоваться щадящие методы охлаждения, чтобы поддерживать в них холод.

Инженерам квантовой электроники придется привыкнуть к чистым помещениям

По мере развития квантовых технологий инженерам-разработчикам электроники, возможно, придется адаптироваться к ним. Специалисты, разрабатывающие, тестирующие и производящие самую передовую электронику завтрашнего дня, должны научиться работать в условиях уникальных производственных требований. Привыкание к квантовой чистой комнате – важный шаг в подготовке к следующему поколению вычислений. **РЛ**

Ссылки

1. [Cleanroom Classification](#)
2. [A Quiet Revolution: New Technique Could Accelerate Noise-Free Superconducting Qubits for Quantum Computing](#)

Недорогая демонстрация потустороннего мира инфразвука. Часть 1 – Ищем решение

Nick Cornford

EDN

Электретные микрофоны используются не только для приема звука. На протяжении десятилетий они использовались в системах безопасности для обнаружения неожиданных изменений давления воздуха в помещениях, а в последнее время их можно встретить в вейпах в качестве датчиков всасывания (или, более технически, «датчиков тяги», согласно недавней разборке Брайана Диперта) [1].

Отличное описание их конструкции и использования, дополненное фотографиями в разобранном виде, можно найти на странице сайта Open Music Labs [2]. Капсюли, которые нашлись у меня под рукой, были очень похожи на те, что показаны на Open Music, – 10 мм в диаметре и 6 мм в высоту. Эксперименты по проверке их частотной характеристики (практические подробности будут позже) показали устойчивый спад в 6 дБ/окт

на частотах ниже примерно 15 Гц, что означало, что фильтр с обратной характеристикой может выровнять характеристику до долей Герца. Так оно и оказалось!

Схема эквалайзера

Простая, но способная это сделать схема, представлена на Рисунке 1.

Хотя она и создает некоторые проблемы, которые мы рассмотрим позже, она работает и показывает, что происходит. Сопротивление резистора R1 выбрано таким, чтобы на микрофоне была примерно половина напряжения шины питания, а усилитель A1 усиливает сигнал приблизительно на 21 дБ. На очень низких частотах каскад A2 имеет максимальное усиление порядка 30 дБ. Оно снижается на 6 дБ/окт примерно от 160 мГц и выше, достигая единичного усиления на час-

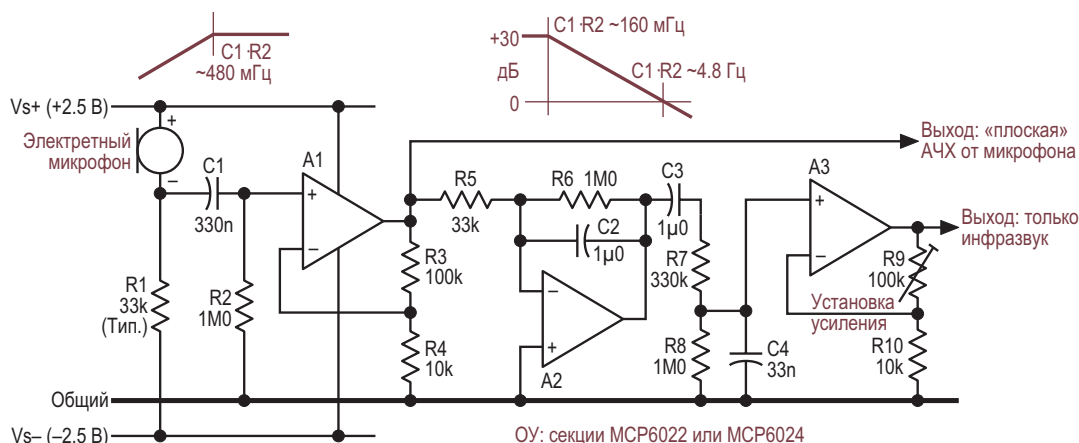


Рисунок 1. Простой эквалайзер может расширить низкочастотный отклик электретного микрофона до значений значительно ниже 1 Гц.

тоте около 4.8 Гц. Элементы C3/4 и R7/8 определяют подъем и спад отклика, а A3 обеспечивает соответствующее усиление. (Не показан разделитель шин, создающий искусственную среднюю точку питания). В схеме использовались операционные усилители МСР6022, выбранные из-за их низкого входного напряжения смещения.

Точка спада на 3 дБ в значительной степени определяется элементами C1/R2. (Подбор номиналов R5, R6 и C2 и добавление дополнительного резистора последовательно с C2, в принципе, позволили бы выровнять характеристику конкретного микрофона, чтобы получить плоский отклик от нескольких сотен миллигерц до его верхней границы).

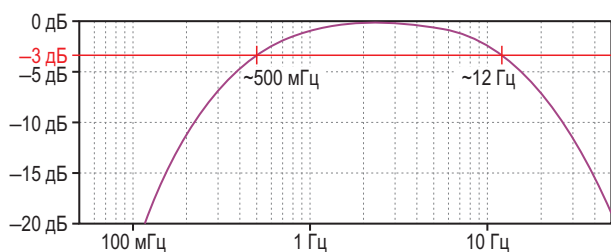


Рисунок 2. Реакция схемы на Рисунке 1 на изменения давления воздуха при разных частотах.

На Рисунке 2 показан общий отклик на изменения давления воздуха с точками спада на 3 дБ на частотах примерно 500 мГц и 12 Гц. Хотя эта кривая получена с помощью LTspice, она точно соответствует реальным измерениям.

Проверка частотной характеристики

Такая уверенность в реальном отклике может вызвать недоумение, учитывая, как сложно добиться достойного звучания басов даже в самых лучших Hi-Fi системах. Пришлось изготовить специальный испытательный стенд, в котором небольшой динамик создавал изменения давления в герметичной камере, содержащей тестируемый микрофон. Он показан на Рисунке 3.

Стенд состоит из литого под давлением корпуса со степенью защиты IP68, оснащенного 50-миллиметровым динамиком с плас-



Рисунок 3. Два изображения испытательного стенда, позволяющего измерять частотную характеристику микрофона в субгерцовом диапазоне.

тиковым диффузором (42 Ом) и крышкой от банки с вареньем. Сама банка является тестовой камерой для микрофонов, которые можно менять благодаря наличию контактов. Все было запечатано большим количеством эпоксидной смолы, плюс немного лака на случай, если останутся небольшие отверстия. Щедрый слой силиконовой смазки гарантировал, что банка будет сидеть почти герметично. Динамик возбуждался простым самодельным синусоидальным генератором, основанным на сглаженных треугольных импульсах [3], два диапазона которого охватывали полосу от 90 мГц до 11 Гц.

На самом деле это версия Mark 3¹⁾. Mark 1 был создан на основе укороченного флакона от таблеток с широким горлышком и прикрепленным к нему динамиком, что было достаточно для первоначальных тестов, но пропускало слишком много окружающего шума для серьезной работы. В Mark 2 в качестве экрана за динамиком была добавлена банка из-под варенья, но стенки флакона по-прежнему были слишком гибкими. Более жесткая конструкция Mark 3 работала хорошо, имея равномерную в пределах одного децибела нескорректированную частотную характеристику примерно от 20 до 200 Гц. (Ее основной объемный резонанс был на частоте около 550 Гц — слишком высокой, чтобы повлиять на наши результаты).

Моделирование, в основном аппаратное

Для проверки характеристик самого стенда на самых низких частотах потребовалось некоторое моделирование, но на аппаратном

¹⁾ Mark I - Mark IV — компьютеры первого поколения, создание которых началось в Гарвардском университете в 1944 году. (Ред.)

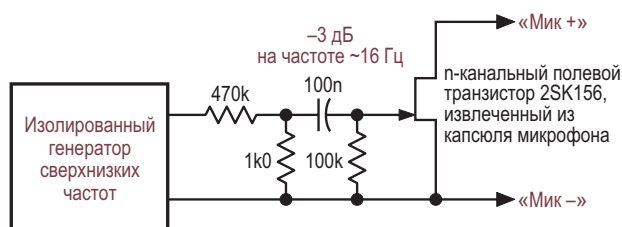


Рисунок 4. Схема, моделирующая реальный электретный микрофон.

уровне, а не только с помощью SPICE. Разборка микрофона до появления доступа к полевому транзистору (Sanyo 2SK156) и добавление к нему некоторых компонентов позволили управлять им электрически, а не акустически, и при этом схема выглядела как настоящая – или почти. Несоответствие оригинальной схеме не повлияло на частотную характеристику, но пролило свет на некоторые неожиданные особенности ее поведения. Простая схема приведена на Рисунке 4. Эта концепция также хорошо работает в LTspice при использовании модели полевого транзистора с р-п переходом (JFET) по умолчанию – «NJF» – и является частью модели на Рисунке 2.

Частотные характеристики, измеренные после успокоения схемы с использованием испытательного стенда и моделируемого микрофона, совпали, как и моделирование в LTspice. С моделируемым микрофоном успокоение заняло несколько секунд, как и ожидалось, учитывая большие постоянные времени схемы, но с реальным микрофоном это заняло в разы больше времени. Может быть, диафрагма ослабла или что-то в этом роде? Другой микрофон, разобранный до состояния, когда остался только JFET, вел себя аналогичным образом (и, благодаря плавающему выводу затвора, стал датчиком сетевых наводок почти электрометрического качества)!

Странное поведение JFET и как это исправить

Казалось, что затвор JFET вел себя неправильно. Почему? Возможно, при подаче питания в него инжектировался, а затем медленно утекал заряд? Плавное повышение напряжения немного изменило ситуацию, но не настолько, чтобы объяснить ее полностью. Похоже, что доминирует утечка, и заряд затвора, постепенно выравниваясь, создает

длинный, медленный «хвост», который все же достаточно быстр, чтобы вызвать смещение на выходе схемы, даже с двумя RC-цепями, пытающимися его заблокировать. При низком импедансе затвора моделируемого микрофона такие эффекты пренебрежимо малы. Это то, что никогда не проявилось бы в работе со звуком.

Из этого можно сделать вывод, что нижняя точка спада характеристики микрофона на 3 дБ определяется не постоянной времени полевого транзистора, а внутренней «акустикой» микрофона. Но, если мы хотим, чтобы схема устанавливалась за разумное время, эта дополнительная, неустраняемая постоянная времени все же требует решения. Если заряд затвора должно медленно смещаться к равновесию под влиянием утечки, можем ли мы при запуске ввести в затвор порцию компенсирующего заряда? Эксперименты с использованием схемы на Рисунке 5 были успешными, хотя и эмпирическими; результаты были получены методом проб и ошибок. Закорачивание резистора R1 примерно на 3 мс дало импульс, вдвое превышающий конечное напряжение на микрофоне, и это оказалось оптимальным для имеющихся капсулей, используемых в схеме. Время установления все еще составляет около 10-15 секунд, но это гораздо лучше, чем более минуты.

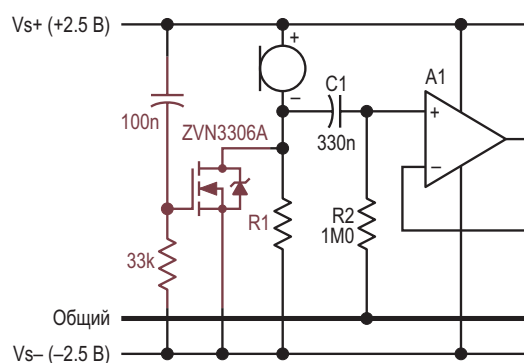


Рисунок 5. Несколько миллисекунд повышенного напряжения, приложенного к микрофону при запуске, инжектируют заряд, достаточный чтобы компенсировать большую часть долговременного начального дрейфа полевого транзистора.

Это также полезно в случае перегрузки, когда выходное напряжение выходит за пределы шкалы. Если это произойдет, теперь вы можете воспользоваться проверенным вре-

менем способом: выключить устройство, подождать несколько секунд и снова включить!

Реальный отклик

На Рисунке 6 показан реальный отклик, измеренный с помощью испытательного стенда. Это композиция из двух сканирований, по одному для каждого диапазона. (Поскольку настройка выполнялась вручную, шкала частот является логарифмической лишь приблизительно). Сопротивление резистора R9 было выбрано равным 50 кОм, поэтому выходной каскад имел коэффициент усиления около 6.

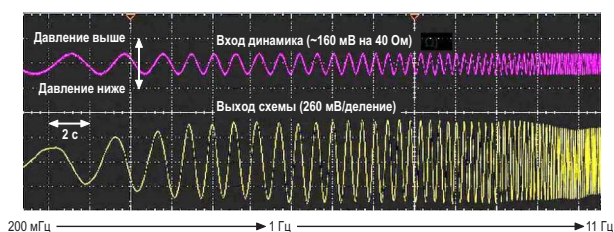


Рисунок 6. Реакция схемы на Рисунке 1, измеренная с помощью испытательного стенда, показанного на Рисунке 3.

Верхняя осциллограмма – это сигнал, подаваемый на динамик, показывающий, что нарастающее выходное напряжение схемы соответствует повышению давления внутри камеры стенда. (Из этого можно сделать вывод, что отрицательно заряженная сторона электреты пленки обращена к затвору JFET. Это имеет смысл, поскольку серьезное акустическое воздействие, например, хлопок в ладоши прямо перед микрофоном, создаст на затворе отрицательный заряд, а избыточный отрицательный заряд легче стекает

через внутренний диод затвор-исток JFET, чем положительный заряд, что ускоряет восстановление после любой такой перегрузки).

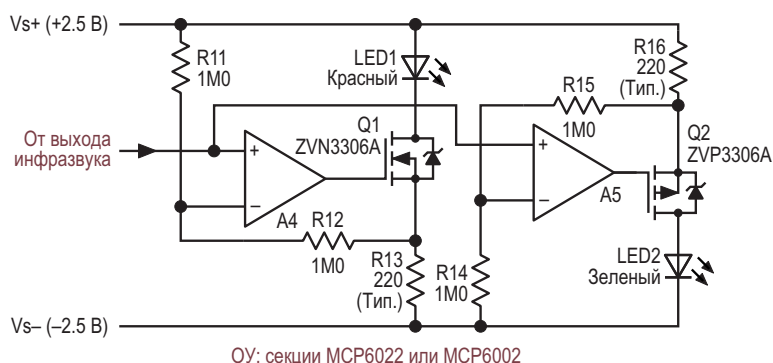
Обратите внимание, как колеблется базовая линия. Это в основном связано с шумом 1/f или фликкер-шумом в JFET микрофонного капсуля; как JFET без обвязки, так и смоделированный микрофон демонстрируют схожий эффект, в то время как резистор намного тише. Мы можем еще больше расширить низкочастотный отклик, но только за счет ухудшения отношения сигнал/шум. И, в любом случае, на частотах ниже герца или двух, по-видимому, будет преобладать влияние ветра и погоды.

Просмотр результатов

Есть еще несколько желательных усовершенствований и дополнений, но они подождут Части 2. В завершение этой части мы расскажем о том, как увидеть то, что скрывается ниже точки отсечки нашего слуха. (А в Части 2 также будет показано, как это услышать).

Осциллограф (обычно громоздкий, немобильный и потребляющий много энергии) – слишком очевидное решение, чтобы его упоминать. Дешевый стрелочный прибор 50-0-50 мкА, подключенный между выходом и общим проводом через подходящий резистор, работал, но его отклик падал на 50% уже на частоте порядка 2 Гц.

Пара светодиодов, возможно, красного и зеленого цвета для нарастающих и спадающих сигналов, выглядела неплохо, хотя ограниченный размах, доступный с шиной 5 В, означал, что схема управления должна быть несколько сложнее, как показано на Рисунке 7. Внимание! Напряжение на нее должно поступать непосредственно от входа питания,



ОУ: секции MCP6022 или MCP6002

Рисунок 7. Один светодиод загорается при росте сигнала, другой – при спаде, причем интенсивность свечения пропорциональна уровню сигнала.

чтобы избежать влияния токов светодиодов на питание микрофона, что может привести (и приводило) к искажениям и даже (очень) низкочастотным колебаниям. В любом случае необходим хороший, стабильный источник питания.

Во второй части мы немного расширим спектр принимаемых сигналов, но в основном сосредоточимся на том, чтобы сделать исходную схему более пригодной для использования. Звуковой выход будет означать, что нам больше не придется беспокоиться о проблеме, похожей на дзен: «Если мы не можем это услышать, стоит ли называть это звуком?». **РЛ**

Ссылки

1. Brian Dipert. [Disposable vapes: Unnecessary, excessive waste in cylindrical shapes](#)
2. [Electret Microphones](#)
3. Nick Cornford. [Сглаженные треугольные импульсы: синусоиды, но с зубцами?](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC4053](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD74HC74](#)
3. [Datasheet Microchip MCP6002](#)
4. [Datasheet Microchip MCP6022](#)
5. [Datasheet Microchip MCP6024](#)
6. [Datasheet Diodes ZVP3306A](#)

Недорогая демонстрация потустороннего мира инфразвука.

Часть 2 – Слушаем инфразвук

Nick Cornford

EDN

В Части 1 этой статьи мы увидели, как, добавив довольно простую коррекцию, можно заставить стандартный капсюль электретного микрофона обнаруживать инфразвуковые сигналы вплоть до долей герца. Во второй, и заключительной части, мы усовершенствуем эту схему, а также добавим аудиовыход, чтобы услышать неслышимое.

Измененная схема показана на Рисунке 1. Хотя коррекция во многом осталась той же, схема вокруг самого микрофона стала более сложной. Первоначально микрофон питался напрямую от шины питания, что потенциально вызывало проблемы с обратной связью. Теперь он питается от источника чистого опорного напряжения, а также заключен в петлю обратной связи, которая помогает стабилизировать его рабочую точку.

Элементы R1 и D1 задают номинальное опорное напряжение +1.24 В для положительного вывода микрофона. (Тип источника опорного напряжения D1 не указан. Я использовал LM385-1.2, но это семейство уже устарело – почему?? Они казались безотказными и хорошо описанными; особенно полезной была версия -ADJ. Однако LMV431 или LM4041 тоже выглядят неплохо). При отсутствии смещения выход усилителя A1 остается на уровне -1.24 В, необходимом для нижнего вывода нагрузочного резистора R4 микрофона. Когда все настроено и стабильно, напряжение в точке соединения R4 и отрицательного вывода микрофона близко к 0 В (или к напряжению общей шины). Сигнал микрофона усиливается усилителем A2, с выхода которого часть сигнала возвращается

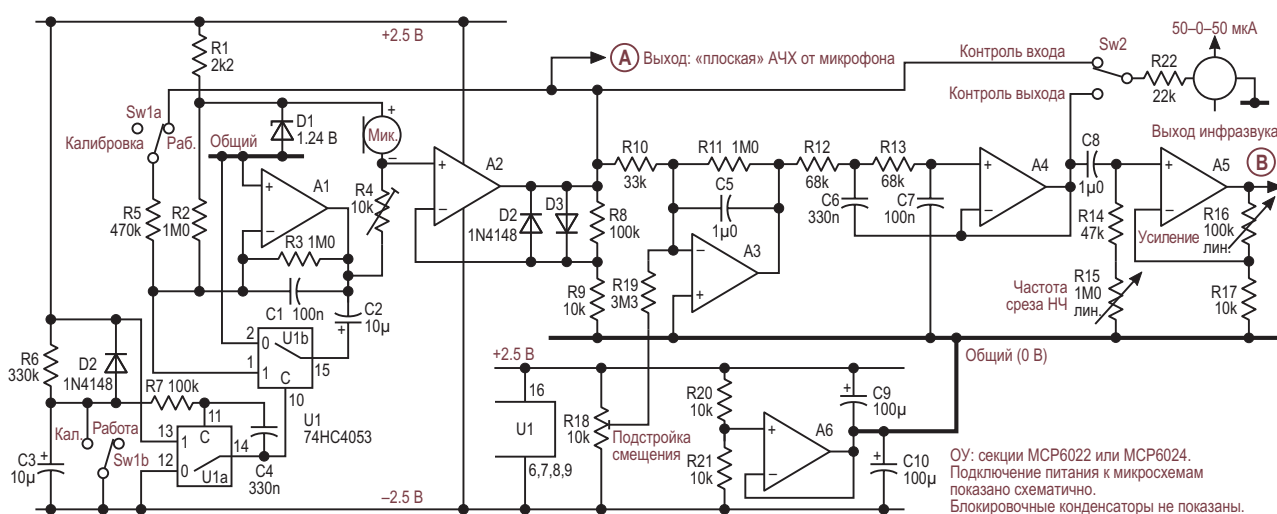


Рисунок 1. Новый входной буфер стабилизирует работу микрофона, а другие дополнения улучшают характеристики схемы.

в усилитель А1 через резистор R5, чтобы стабилизировать рабочую точку микрофона.

Калибровка и настройка

Все микрофоны ведут себя немного по-разному, в основном из-за разброса характеристик внутренних JFET, поэтому необходима некоторая первоначальная калибровка, для чего нужна подстройка нагрузочного резистора R4. Переключатель Sw1a позволяет отключить резистор R5 для ускорения этой начальной настройки, в то время как Sw1b по той же причине отключает от схемы конденсатор C2 (см. ниже). На схеме переключатели показаны в рабочем положении.

После настройки работа будет стабилизирована обратной связью, в значительной степени компенсирующей изменения температуры. Без обратной связи от усилителя А2 температурный коэффициент напряжения на микрофоне составлял около 13 мВ/°С; с ней он снижается примерно до 1 мВ/°С. Подстроечный резистор R18 регулирует остаточное смещение, которое на выходе усилителя А4 может достигать 200 мВ.

Емкости 100 нФ конденсатора C1 достаточно для поддержания стабильного состояния А1 во время калибровки, но именно конденсатор C2 емкостью 10 мкФ определяет нижнюю точку спада на 3 дБ схемы А1 с учетом снижения эффективного значения емкости из-за обратной связи. Если при включении конденсатор C2 подключен к схеме, на установление уйдет много времени, поэтому конденсатор предварительно заряжается и подключается только через несколько секунд после включения. (Инжекция заряда, показанная на Рисунке 5 Части 1, здесь почти не помогла, возможно, потому, что ее нейтрализует обратная связь).

Эту задержку формирует коммутатор U1a. Время задержки определяется элементами C3 и R6, а R7 и C4 добавляют положительную обратную связь для улучшения динамики процесса. Затем U1a переключает U1b для управления подключением конденсатора C2. Во время запуска конденсатор C2 подключен между выходом усилителя А1 (–1.24 В) и общей шиной, от которой он заряжается до ожидаемого рабочего напряжения; во время работы он включен параллельно с резистором R3, определяя постоянную времени цепи.

Этот гистерезис необходим, потому что прямое управление коммутатором 4053 с помощью медленно изменяющегося напряжения RC-цепи приводит к возникновению колебаний (по крайней мере, в случае с имевшимися под рукой устройствами компаний Motorola и RCA; одни только эти названия позволяют датировать их возраст). Выбранная задержка больше строго необходимой, учитывая значения номиналов C1 и R3, но она дает время для лучшего успокоения остальной части схемы. При этом остается свободная секция 4053; ее использование для повторения трюка с предварительной зарядкой конденсатора C5 или для закорачивания резисторов R14+R15 на время запуска практически не повлияло на общее время успокоения.

Перед калибровкой необходимо акустически изолировать микрофон и дать ему и схеме полностью установиться. Хорошо подходит временное заключение микрофона в две полые полусферы из пластилина, неплотно скрепленные друг с другом. Во время работы он должен быть защищен от любых движений воздуха. Достаточно даже одного куска ткани, но еще лучше будет пенопласт с открытыми порами или некоторое количество акустической ткани.

Остальная часть схемы

Схема на усилителе А3 осталась без изменений, за исключением добавленного потенциометра подстройки смещения R18. Усилитель А4 добавляет в тракт сигнала двухполосный фильтр нижних частот Саллена-Ки (частота среза по уровню 3 дБ порядка 12 Гц), так что вместе с затуханием, вносимым усилителем А3, любые компоненты 50/60 Гц ослабляются на 35-40 дБ.

Элементы C8 и R14+R15 определяют общую нижнюю частоту среза, которая при указанных на схеме значениях номиналов может варьироваться примерно от 300 мГц до 1.7 Гц (по уровню 3 дБ). При максимальном сопротивлении потенциометра R15 доминирует постоянная времени C1R3.

В Части 1 мы попробовали использовать для индикации стрелочный прибор, но обнаружили, что он работает довольно медленно. Однако теперь он стал полезным дополнением, позволяющим легко выполнить настрой-

ку сопротивления нагрузки микрофона и подстройку смещения. Он по-прежнему хорошо показывает самые низкие частоты.

На Рисунке 2 показана реакция на изменения давления воздуха при двух крайних положениях движка потенциометра R15. Хотя это кривые получены с помощью LTspice, они точно соответствуют реальным измерениям. Сравните верхнюю, красную кривую с Рисунком 2 в Части 1.

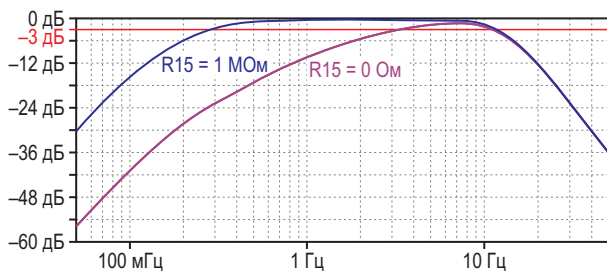


Рисунок 2. Расчетные частотные характеристики схемы при крайних положениях движка потенциометра R15.

Фактические результаты показаны на Рисунке 3. Для этого использовался испытательный стенд, описанный в Части 1, и потенциометром R15 была установлена максимальная полоса пропускания. Как и на Рисунке 5 в Части 1, с которым ее можно сравнить, кривая была снята вручную, поэтому не стоит полагаться на то, что шкала частот действительно логарифмическая. Как и прежде, кривая блуждает по вертикали из-за фликер-шума или шума $1/f$ полевого транзистора, но общий отклик и линейность понятны.

Использовался микрофон диаметром 10 мм, который был под рукой. Можно использовать другие типы, но они могут рабо-

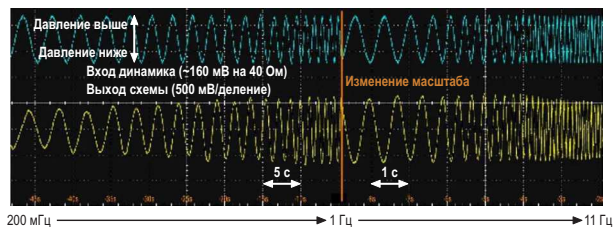


Рисунок 3. Отклик, измеренный с использованием реального микрофона в испытательном стенде.

тать по-другому. Тесты с использованием найденных 5-миллиметровых устройств показали, что чувствительность примерно пропорциональна площади мембраны — или квадрату ее диаметра, — что кажется разумным. 5-миллиметровые микрофоны были и новее, и тише, предположительно, как и их внутренние JFET, поэтому их общие отношения сигнал/шум были схожими. Используйте самые большие, какие только найдете.

Слушаем инфразвук

Если мы возьмем инфразвуковые сигналы и используем их для модуляции звукового тона, то сможем услышать, что происходит, или, по крайней мере, получить представление об этом. Недавняя статья была посвящена ГУН с линейной зависимостью высоты тона [1]; *эта* статья, конечно же, является проектом (или гаджетом), где нужно (или хотелось бы) использовать такой ГУН.

Используемый здесь генератор практически идентичен одному из вариантов, описанных в той статье. Он показан на Рисунке 4. Мы не будем описывать здесь его работу (за подробностями вы можете обратиться к упомянутой статье), но есть некоторые изменения и дополнения.

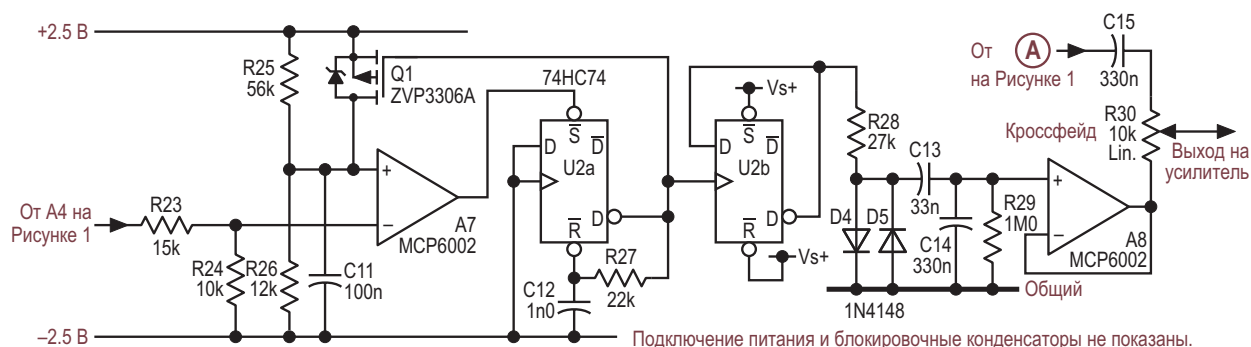


Рисунок 4. Частотная модуляция звукового сигнала позволяет нам услышать форму инфразвука.

Как и прежде, основная его часть генерирует тон с центральной частотой около 500 Гц, которая изменяется на плюс-минус октаву – удваивая или уменьшая частоту вдвое – для входных управляющих сигналов в диапазоне от плюс одного до минус одного вольт (примерно), так что он линеен по высоте тона, а не по частоте. Конечно же, этим управляющим входным сигналом является обнаруженный инфразвуковой сигнал.

В экстремальных условиях этот сигнал может достигать шин питания – до ± 2.5 В – поэтому он ослабляется делителем R23 и R24. (Использовать вместо R24 что-то нелинейное – заманчиво, но пока не проверено. Это позволило бы пропускать низкоуровневые сигналы почти без изменений, но при этом сжимать пики. Возможно, две пары 1N4148, включенных встречно-параллельно, при более высоком значении сопротивления R23...)

Прямоугольные аудиоимпульсы с выхода триггера U2b через резистор R28 подаются на пару ограничивающих диодов, вместе с конденсаторами C13 и C14 образующими мост, чтобы получить трапецию с пиковым уровнем около одного вольт. Этого может быть слишком много, поэтому емкостной делитель C13/14 также ослабляет сигнал примерно до 100 мВ пик-пик. Усилитель A8 буферизует сигнал, а резистор R29 обеспечивает путь к земле, при этом практически не шунтируя конденсатор C14.

Чтобы получить простой аудиовыход с размахом выходного сигнала порядка 1 В, закоротите конденсатор C13, емкость C14 сделайте равной 33 нФ и исключите резистор R29 и потенциометр R30. Еще проще (и грубее) было бы подавать сигнал на наушники напрямую от триггера U2 через потенциометр 5 кОм, служащий регулятором громкости. Затем по своему вкусу вы можете добавить фильтрующие конденсаторы на наушники.

Микширование и согласование

Этот сигнал ослабленного уровня может нам понадобиться, поскольку он будет сопоставим с выходным сигналом усилителя A2, который представляет собой усиленный широкополосный аудиосигнал микрофона. Потенциометр R30 позволяет нам при желании плавно переходить между этим и нашими

тонами. (И мы захотим, чуть позже). Теперь выходной сигнал можно подать на усилитель мощности (я использовал TDA7052A, не показанный на схеме) и динамик или наушники (с последовательным резистором). При параллельном подключении левого и правого наушников звук находится примерно в центре головы; при последовательном подключении (противофазном) создается эффект «где-то там», который может быть менее отвлекающим, если вы также хотите слышать сложный инфразвуковой ландшафт, создаваемый самолетами, поездами и автомобилями.

Хотя было бы неплохо включить сюда звуковой файл, чтобы вы могли услышать результаты, нам придется довольствоваться чем-то визуальным (Рисунок 5) – типичной осциллограммой, показывающей скоростной поезд, проходящий в нескольких сотнях метров в то время, когда пара самолетов, находящихся гораздо дальше, приближается к аэропорту Хитроу.

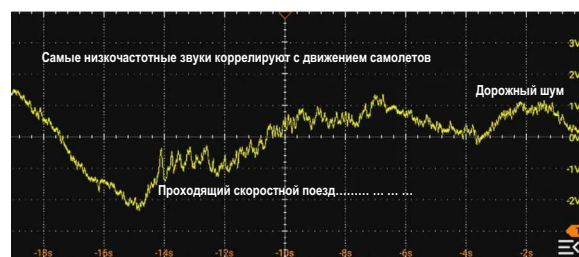


Рисунок 5. На этой кривой можно увидеть влияние проходящего рядом поезда, самолета или двух самолетов, а также местных транспортных потоков. Обратите внимание на масштаб времени по оси X.

Воздух – не единственная стихия

Мы уже упоминали о кроссфейдинге (плавном переходе между тонами), но зачем он нам нужен? Две вещи, которые мне еще предстоит попробовать, будут под землей и под водой. Если поместить микрофон в подходящую бутылку из-под напитков соответствующего веса, получится интересный гидрофон, и местный канал вскоре наполнится шумом гребных винтов. Но будут ли они в основном непосредственно слышимыми или будут иметь гораздо более низкую частоту? Колебания давления должны передаваться через стенки бутылки воздуху внутри и затем микрофону, хотя, вероятно, с низкой эффек-

тивностью. Наполнение бутылки маслом может улучшить ситуацию, по крайней мере, до тех пор, пока оно не просочится во внутренности микрофона.

Еще одна бутылка, закопанная в землю и залитая снаружи раствором (местная коренная порода – мел, местами выходящий на поверхность), может работать как геофон, хотя в этом подземном мире не должно быть много звука. В сейсмическом плане здесь может быть тихо, но мы все равно слышим странный гул магнитудой 2 или 3.

Последние полеты фантазии

Разве не было бы здорово иметь пару микрофонов, расположенных на подходящем расстоянии друг от друга, чтобы создать стереопару, и каждый со своим собственным эквалайзером? Возможно, сумма выходных сигналов управляла бы частотой тона, а на их индивидуальных выходах регулировались относительные амплитуды левый-правый. Также может потребоваться контроль фазы, которая на низких частотах является основ-

ным источником информации о направлении, для чего может понадобиться довольно сложный всепропускающий фильтр, управляемый напряжением. Или что-то другое. Или DSP.

Если вы хотите увидеть, на что способны электретные микрофоны при наличии серьезного финансирования, наберите в поисковике «NASA infrasound» (инфразвук NASA), и вы получите множество захватывающих результатов, охватывающих среды от океанских глубин до границ космоса. Хотя эта конструкция не может конкурировать с возможностями NASA по обнаружению субмиллигерцовых частот, она должна быть не менее интересной и, безусловно, гораздо дешевле. [РЛ](#)

Ссылка

1. Nick Cornford. [ГУН с линейной зависимостью высоты тона. Часть 1 – Начинаем](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM385](#)

Схема подает в нагрузку постоянную мощность

Kiril Karagiozov

EDN

Если у вас есть нагрузка с переменным или плохо определенным сопротивлением, и вы хотите регулировать подаваемую в нее мощность (например, нагреватель), простое управление напряжением или током не работает, поскольку в обоих случаях мощность $P = I^2 R = V^2 / R$ зависит от R .

Вместо этого давайте генерировать импульсы с постоянной энергией E_{PULSE} , не зависящей от сопротивления нагрузки R_L . Тогда, изменяя частоту f импульсов, мы сможем удобно и точно управлять мощностью нагрузки ($P = f \cdot E_{PULSE}$) от 0 до известного максимального уровня.

На Рисунке 1а показан простой способ формирования импульса постоянной энергии. Конденсатор C заряжается до начального напряжения V_0 , накапливая $\frac{1}{2}CV_0^2$ джоулей. Затем он разряжается через нагрузку. Импульс имеет постоянную энергию, которая не зависит от R_L .

У такого простого подхода есть недостатки. Во-первых, он расточителен. Для того чтобы зарядить конденсатор энергией $\frac{1}{2}CV_0^2$ джоулей, еще $\frac{1}{2}CV_0^2$ джоулей придется потерять (подробности см. в Приложе-

нии). Схема на Рисунке 1б решает эту проблему – все резистивные потери теперь происходят в нагрузке.

Но следует отметить, что распределение мощности импульса весьма неравномерно. Около 63.2% энергии поступает в течение первого интервала $\frac{1}{2}\tau$ ($\tau = R_L \cdot C$; энергия, теряемая в нагрузке, увеличивается в два раза быстрее, чем повышается напряжение, отсюда и коэффициент $\frac{1}{2}$). Для следующих 36.1% энергии требуется еще $\frac{1}{2} \cdot 4\tau$, что эквивалентно всего лишь примерно 1/7 средней мощности первого интервала $\frac{1}{2}\tau$. Неравномерное распределение мощности ограничивает максимальную мощность, которую может контролировать схема. Для передачи оставшихся 0.67% энергии потребуется бесконечное время. На практике этим пренебрегают, что ограничивает точность.

Однако, как показано на Рисунке 1в, можно прерывать зарядку после того, как напряжение на конденсаторе достигнет определенного порогового значения V_C . Энергия, рассеиваемая в нагрузке, равна $CV_C \cdot V_0 - \frac{1}{2}CV_C^2$ и снова не зависит от величины R_L (см. вывод в Приложении).

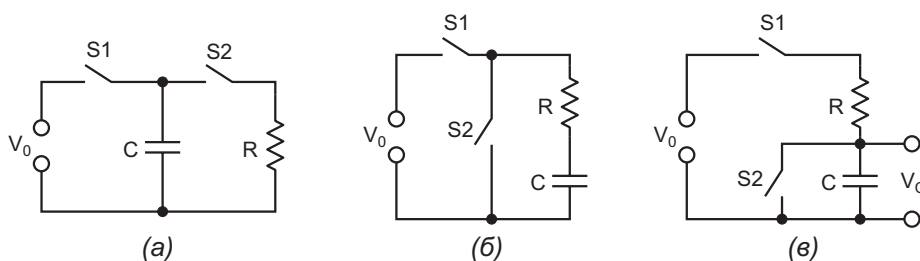


Рисунок 1. Импульсы постоянной энергии.

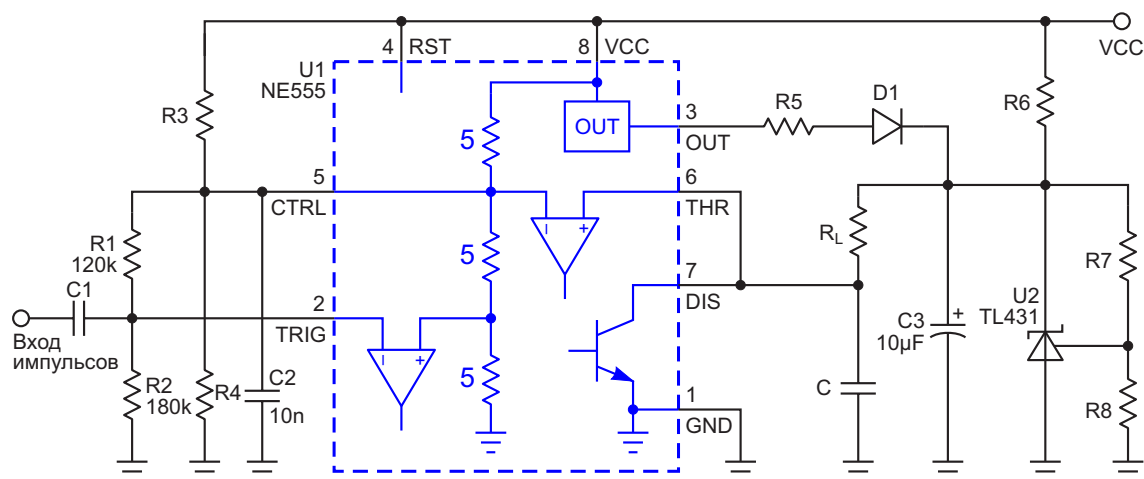


Рисунок 2. Базовая реализация схемы постоянной мощности.

При выборе уровня порога V_C основное внимание уделяется выбросам, из-за которых энергия импульса оказывается выше расчетной. Скорость нарастания в момент достижения порога равна

$$\frac{dV}{dt} = \frac{I}{C} = \frac{V_0 - V_C}{R_L \cdot C}.$$

Более низкое значение порога V_C увеличивает выброс при том же быстродействии компаратора.

На Рисунке 2 показана одна из возможных реализаций. Микросхема 555 содержит ключи, компаратор и логику. Вход запуска смещен выше порога срабатывания делителем $R1-R2$. Запускающие импульсы проходят через конденсатор $C1$ небольшой емкости (2-10 пФ), чтобы предотвратить насыщение компаратора (см. техническое описание микросхемы). Поэтому максимальная рабочая частота сопоставима с частотой генератора.

Пороговое напряжение устанавливается делителем $R3-R4$. Параллельный регулятор $TL431$ (выбор резисторов $R6-R8$ см. в техническом описании) устанавливает напряжение зарядки. В зависимости от выбранных номиналов может потребоваться резистор $R5$ (пара Ом) для предотвращения чрезмерного тока в параллельном регуляторе. Фактическое напряжение зарядки будет выше на величину прямого падения напряжения на диоде $D1$. Диод $D1$ должен быть быстрым, а конденсатор C – пленочным.

При использовании более сложной схемы управления можно исключить бесполезный

разряд на землю. Например, конденсатор C можно заряжать от $-V/2$ до $+V/2$ через нагрузку R_L от положительной шины $V_0 - V/2$ и разряжать через R_L в отрицательную шину $-V_0 + V/2$, создавая симметричный импульс как для заряда, так и для разряда, и не тратя энергию впустую. В качестве альтернативы можно сделать так, чтобы напряжение на конденсаторе колебалось вокруг средней точки над землей.

Эта конструкция была использована для создания источника питания тепловых МЭМС-датчиков.

Приложение

На Рисунке 3 показана схема, в которой конденсатор заряжается от потенциала V_0 до потенциала V_C . Заряды, перемещающиеся от более высокого потенциала к более низкому, совершают работу $W = q\Delta V$.

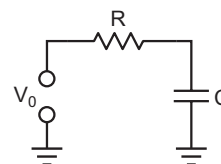


Рисунок 3. Зарядка конденсатора.

Заряд дискретен, поэтому мы можем рассмотреть вклад каждого отдельного заряда. Такая зарядка начинается из состояния покоя при потенциале V_0 и заканчивается при некотором более низком потенциале V_C на пластине конденсатора.

Если конденсатор C изначально полностью разряжен, работа, совершаемая каждым зарядом, происходит по следующей схеме:

$$W_0 = q \left(V_0 - \frac{0 \cdot q}{C} \right)$$

$$W_1 = q \left(V_0 - \frac{1 \cdot q}{C} \right)$$

...

$$W_n = q \left(V_0 - \frac{n \cdot q}{C} \right).$$

Здесь $n \cdot q$ – общий заряд Q на конденсаторе после поступления n отдельных зарядов, а

$$\frac{nq}{C} = \frac{Q}{C} = V_C$$

– это напряжение, до которого заряжается конденсатор. Из этого соотношения определяем количество зарядов:

$$n = \frac{V_C \cdot C}{q}.$$

Общая работа равна сумме вкладов каждого заряда: $W = W_0 + W_1 + \dots + W_n$. Тогда работа $W(V_C)$, выраженная как функция V_C , равна:

$$W(V_C) = \sum_{n=0}^{n=\frac{V_C \cdot C}{q}} q \left(V_0 - \frac{nq}{C} \right).$$

Упрощая, получаем:

$$\begin{aligned} W(V_C) &= \sum_{n=0}^{n=\frac{V_C \cdot C}{q}} q V_0 - \sum_{n=0}^{n=\frac{V_C \cdot C}{q}} \frac{nq^2}{C} \approx \\ &\approx \frac{V_C \cdot C}{q} q V_0 - \frac{q^2}{C} \sum_{n=0}^{n=\frac{V_C \cdot C}{q}} n \approx \\ &\approx C V_C V_0 - \frac{q^2}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{V_C^2 \cdot C^2}{q^2} = \\ &= C V_C V_0 - \frac{1}{2} \cdot C V_C^2. \end{aligned}$$

Первая часть последней формулы обозначает энергию, полученную от источника напряжения. Вторая часть – энергия, которую хранит конденсатор, заряженный до напряжения V_C . Разность – это потерянная энергия, преобразованная в тепло в нагрузке. Как видно из формулы, она никак не зависит от R .

Если зарядить конденсатор до полного потенциала источника, напряжение V_C будет равно V_0 . Тогда источник отдаст $C V_0^2$ джоулей, на конденсаторе будет храниться $\frac{1}{2} C V_0^2$ джоулей, и еще $\frac{1}{2} C V_0^2$ джоулей преобразуется в тепло. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments NE555](#)
2. [Datasheet Diodes TL431](#)

Стабилизатор напряжения LM4041 выдает себя за прецизионный источник тока

Stephen Woodward

EDN

LM4041 существует уже более 20 лет. В течение десятилетий это классическое устройство, продававшееся в основном как прецизионный регулируемый параллельный регулятор, нашло применение и в альтернативных приложениях. К ним относятся компараторы напряжения, устройства защиты от перенапряжения, ограничители напряжения и т. д. Напряжение, напряжение, напряжение – всегда ли это должно быть напряжением? Это становится утомительным. Несомненно, эта популярная прецизионная микросхема, хотя и, надо признать, довольно – гм – «зрелая», должна обладать нераскрытым потенциалом для выполнения задач, которые не начинаются с напряжения.

В представленной на Рисунке 1 схеме регулятору 4041 предлагается, возможно, странная, а может быть, даже новая роль. Это прецизионный источник тока.

Приведенная выше блок-схема показывает, как работает 4041 на концептуальном уровне.

Вытекающий ток равен

$$I_S = \frac{V_+ - (V_C + 1.24 \text{ В})}{R1}$$

$$I_S > 0, V_+ < 15 \text{ В}, I_S < 20 \text{ мА}.$$

Последовательное соединение вычитает напряжение внутреннего прецизионного опорного источника 1.24 В из внешнего входного

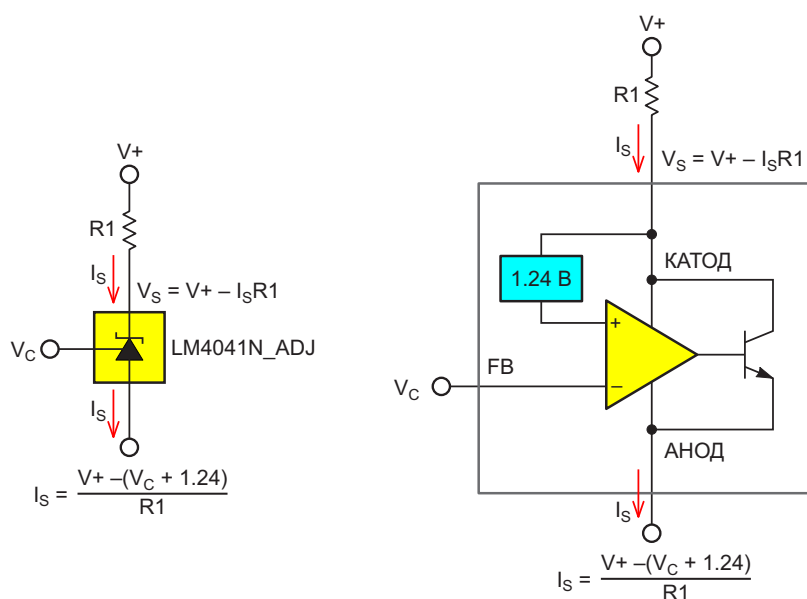


Рисунок 1. Как ни странно, «КАТОД» служит в качестве измерительного вывода для активного регулирования источника тока.

напряжения на выводе КАТОД. Внутренний операционный усилитель вычитает входное напряжение V_C на выводе FB из этой разности, затем усиливает результат и подает на проходной транзистор. Если он положительный $[(V+ - 1.24) > V_C]$, транзистор включается и шунтирует ток, идущий от КАТОДА к АНОДУ. В противном случае транзистор выключается.

Когда 4041 включен традиционным способом (вывод FB подключен к КАТОДУ, а АНОД заземлен), схема работает так, как и должен работать параллельный регулятор напряжения, поддерживая на КАТОДЕ напряжение внутреннего опорного источника 1.24 В. Но что произойдет, если вывод FB будет подключен к постоянному управляющему напряжению $V_C < (V+ - 1.24 \text{ В})$, а КАТОД, вместо того, чтобы быть подключенным к FB, будет свободно висеть на токоизмерительном резисторе R1?

А произойдет то, что вместо *напряжения* будет регулироваться *ток*. Поскольку напряжение V_C фиксировано и не может быть увеличено, чтобы выполнить условие $FB = \text{КАТОД} - 1.24 \text{ В}$, напряжение на КАТОДЕ должно быть *уменьшено* до значения, при котором будет достигнуто это равенство. Чтобы это произошло, должен проходить запрограммированный ток I_S , который равен

$$I_S = \frac{V+ - (V_C - 1.24 \text{ В})}{R1}$$

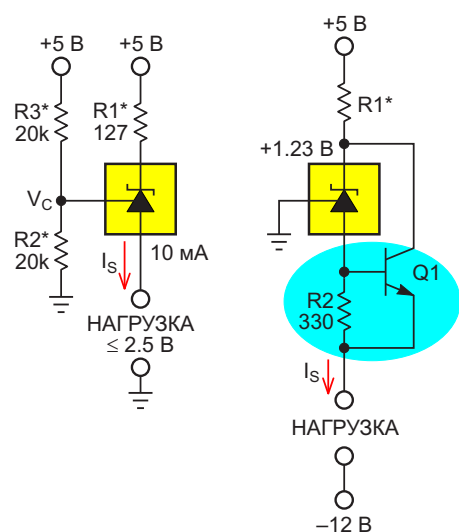


Рисунок 2. Бустерный транзистор Q1 может выдерживать ток, намного превосходящий значения, ограниченные возможностями микросхемы 4041.

На Рисунке 2 показано, как можно использовать эту взаимосвязь (при условии, что напряжение шины 5 В достаточно точно), чтобы плавающий катод 4041 стабилизировал источник постоянного тока:

$$I_S = \frac{5 \text{ В} - 2.5 \text{ В} - 1.23 \text{ В}}{R1} = \frac{1.27 \text{ В}}{R1}$$

Он также иллюстрирует, как добавление бустерного транзистора Q1 может удовлетворить потребности приложений, требующих тока или мощности, выходящих за скромные пределы возможностей 4041. Обратите внимание, что точность 4041 не пострадает, поскольку, независимо от доли тока I_S , которая будет ответвляться в Q1, токи суммируются обратно перед входом в R1.

На Рисунке 3 показано, как можно реализовать цифровое линейное программирование тока I_S с помощью ШИМ.

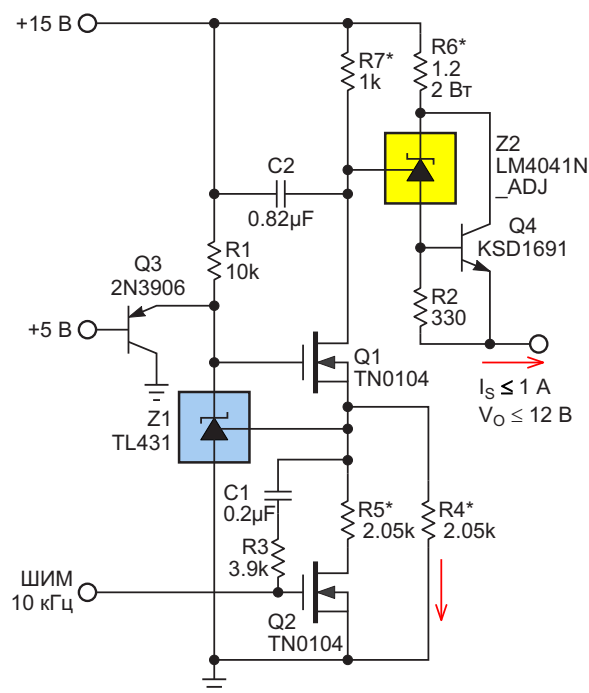


Рисунок 3. Схема, показывающая как ЦАП управляет током I_S . $I_S = D$ ампер, где D — коэффициент заполнения ШИМ. Резисторы, отмеченные звездочкой, должны иметь точность 1% или лучше.

Входящий сигнал ШИМ 5 В, 10 кГц управляет транзистором Q2, который, коммутируя резистор R5, создает переменное среднее сопротивление, равное $R5/D$, где D — коэф-

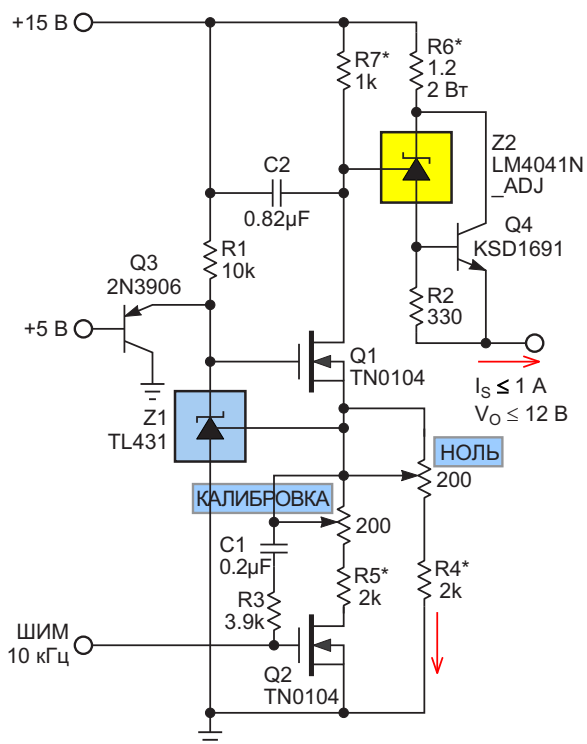


Рисунок 4. Дополнительные потенциометры регулировки нуля и диапазона позволяют выполнять однопроходную калибровку для достижения максимальной точности.

фициент заполнения импульсов ШИМ. Благодаря опорному напряжению 2.5 В микросхемы Z1 через сток Q1 течет ток от 0 до 1.22 мА. Он суммируется с постоянным током смещения 1.22 мА, идущим через резистор R4, и сдвигается по уровню транзистором Q1, чтобы получить управляющее напряжение V_C от 1.22 до 2.44 В для источника тока Z2.

Результатом является поступающий в заземленную нагрузку выходной ток I_S , линейно регулируемый в диапазоне от 0 до 1 А и численно равный значению D в амперах. Соответствующие напряжения составляют от 0 до 12 В. Для получения 8-битной точности используется фильтр пульсаций ШИМ 2-го

порядка из статьи «Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием» [1].

Элементы R3C1 образуют первый каскад фильтра пульсаций, а R7C2 – второй. Приведенные значения емкости конденсаторов C1 и C2 подобраны для частоты ШИМ (F_{PWM}), равной 10 кГц, чтобы обеспечить время установления до 8-битной точности 6 мс. Если используется другая частота ШИМ, емкости обоих конденсаторов нужно масштабировать на величину $10 \text{ кГц}/F_{PWM}$.

Горячей темой является то, что транзистор Q4 может рассеивать более 10 Вт, поэтому не экономьте на площади радиатора.

Транзистор Q3 обеспечивает функцию безопасного отключения. Он запрещает управление затвором Q1, когда напряжение шины +5 В падает ниже примерно 3 В, отключая источник тока и защищая нагрузку при выключении питания логики контроллера.

На Рисунке 4 добавлены потенциометры регулировки нуля и диапазона, позволяющие выполнять однопроходную калибровку для достижения максимальной точности:

1. При D = 0% однооборотным потенциометром НОЛЬ установите ноль выходного тока.
2. При D = 100% однооборотным потенциометром КАЛИБРОВКА установите выходной ток 1 А.
3. Готово. [РЛ](#)

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LM4041](#)
2. [Datasheet Diodes TL431](#)
3. [Datasheet Fairchild KSD1691](#)
4. [Datasheet Microchip TN0104](#)

Другая схема ШИМ-управления импульсным стабилизатором напряжения

Christopher Paul

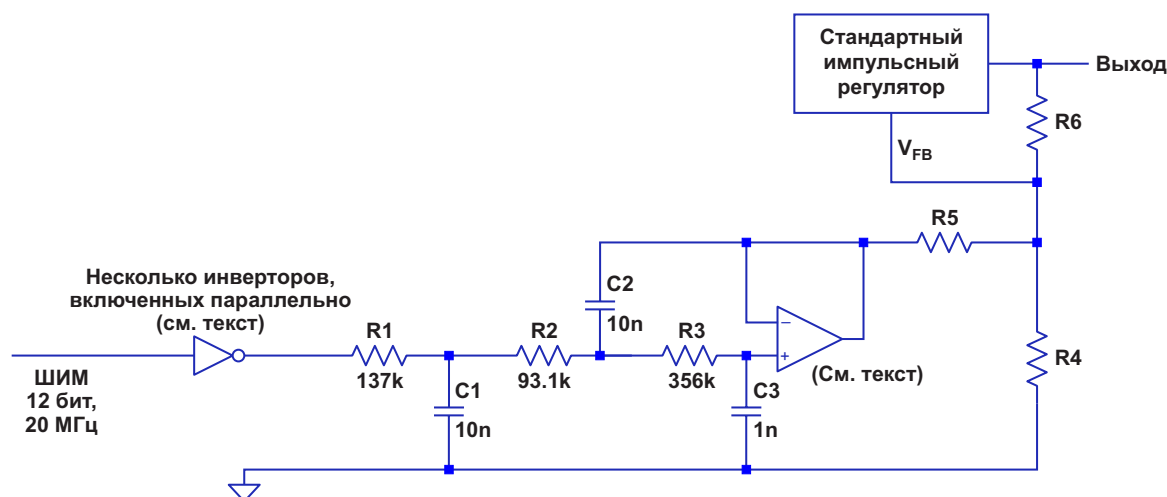
EDN

В недавней статье «Для подключения ШИМ к импульсным регуляторам достаточно трех дискретных компонентов» [1] был продемонстрирован один из способов использования ШИМ для управления выходным напряжением стандартного импульсного регулятора напряжения. В разделе комментариев было несколько дискуссий о поведении схемы, которые побудили к модификации конструкции. Вот недорогая схема, которая была разработана с учетом этих обсуждений. Логическая микросхема, операционный усилитель и несколько резисторов и конденсаторов буферизуют сигнал ШИМ и подают управ-

ляющее напряжение на вывод обратной связи регулятора, Рисунок 1.

По разным причинам трудно, если вообще возможно, контролировать выходное напряжение регулятора с точностью выше определенного уровня. В данном проекте используется ШИМ с разрешением 12 бит, работающая на частоте около 4900 Гц.

В наши дни несложно найти микропроцессоры, способные генерировать ШИМ с тактовой частотой 20 МГц. Однако токи питания, проходящие по соединительным шинам микросхемы, могут создавать падение напряжения. Это означает, что уровни сигналов ШИМ



К выводам питания микросхемы необходимо подключить блокировочные конденсаторы 0.1 мкФ (не показаны).

Все резисторы 1%, а конденсаторы 1 и 10 нФ – 5% COG/NPO.

Обсуждение источников питания и номиналов резисторов R4, R5 и R6 см. в тексте.

Рисунок 1. Микропроцессор формирует 12-битный сигнал ШИМ частотой 20 МГц, который управляет импульсным регулятором напряжения, используя микросхему инвертора, операционный усилитель, резисторы и конденсаторы для буферизации сигнала обратной связи регулятора.

не достигают напряжений шин питания. Что еще хуже, если токи значительно изменяются в зависимости от задач, решаемых микропроцессором, падение напряжения может изменяться, и калибровка ошибок окажется невозможной. Простым решением является буферизация выхода микропроцессора логическими элементами (обычно инверторами), которые потребляют незначительный ток, за исключением моментов переключения. Логические элементы могут питаться от чистого, точного источника напряжения, такого же или близкого по значению к тому, которое питает микропроцессор.

Инвертор на Рисунке 1 – это микросхема 74LVC2G14, соединенные параллельно выходы которой подключены к фильтру нижних частот на основе операционного усилителя, пассивные компоненты которого имеют достаточно высокие сопротивления, чтобы их нагрузкой на эти выходы можно было пренебречь. При питании от 3 В и более этот двоярный инвертор имеет выходное сопротивление менее 15 Ом в диапазоне температур от -40°C до $+85^{\circ}\text{C}$. (Если микропроцессор должен работать от напряжения 1.8 В, включите параллельно 6 инверторов микросхемы 74LVC14A, чтобы получить в результате менее 19 Ом).

Операционный усилитель TLV333 имеет максимальное входное напряжение смещения 15 мкВ (указанное в документации для питания 5 В; при более низком напряжении питания можно ожидать неизвестного увеличения).

Его типовые (максимальные не указаны) входные токи составляют 150 пА в диапазоне температур от -40°C до $+85^{\circ}\text{C}$, падение напряжения от которых на резисторах R1, R2 и R3 вносит смещение 115 мкВ. При напряжении питания 1.8 В половина младшего значащего бита ($\frac{1}{2}\text{LSB}$) для 12-битного сигнала составляет 220 мкВ (370 мкВ при напряжении питания 3.0 В). Установление фильтра происходит за 10 мс на гораздо более точном уровне, чем $\frac{1}{2}\text{LSB}$ для 12-битного разрешения, и выходные пульсации составляют менее 50 мкВ.

Сопротивления резисторов R4 и R5 следует выбирать так, чтобы предполагаемое максимальное положительное выходное напряжение операционного усилителя, умножен-

ное на $R4/(R4 + R5)$, было немного больше V_{FB} . Это позволяет получить на выходе регулятора напряжение, равное V_{FB} . Это соотношение может быть меньше, если минимальное желаемое выходное напряжение регулятора больше V_{FB} . Сопротивление пары параллельно включенных резисторов должно иметь значение, указанное в документации для одного резистора, включаемого между V_{FB} и землей; обычно это 10 кОм. Сопротивление резистора R6 должно быть выбрано в соответствии с желаемым диапазоном выходных напряжений.

Допустимый диапазон коэффициентов заполнения ШИМ не должен включать крайние значения, по крайней мере, по двум причинам. Во-первых, выходное напряжение операционного усилителя гарантированно будет изменяться только в пределах 70 мВ от каждой шины питания (при нагрузке 10 кОм, подключенной к средней точке питания). Во-вторых, процессор, в частности, универсальные входы-выходы (но также в некоторой и внешние логические элементы), скорее всего, имеют неравные времена нарастания и спада, а также задержки. Хотя эти различия невелики, они оказывают наибольшее влияние на точность при экстремальных значениях коэффициента заполнения, чего следует избегать. К счастью, учет этих ограничений незначительно влияет на функциональность.

В этой схеме выходное напряжение линейно зависит от коэффициента заполнения. Коэффициент усиления контура регулирования не отличается от коэффициента усиления при стандартном включении. Благодаря тому, что регулятор не включается до установления выходного сигнала фильтра ШИМ, не возникает проблем с запуском. И, наконец, помехи от внешнего источника питания, проникающие на вход обратной связи регулятора, пренебрежимо малы. **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Для подключения ШИМ к импульсным регуляторам достаточно трех дискретных компонентов](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74LVC2G14](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74LVC14A](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TLV333](#)

Семиоктавный ГУН с линейной зависимостью высоты тона

Stephen Woodward

FDN

Постоянный автор Ник Корнфорд недавно поделился идеями конструкций, содержащих крутые схемы для управляемых напряжением генераторов с линейной зависимостью

высоты тона (LPVCO, Linear-in-Pitch Voltage-Controlled Oscillator):

- Недорогая демонстрация потустороннего мира инфразвука: Часть 1 [1] и Часть 2 [2].

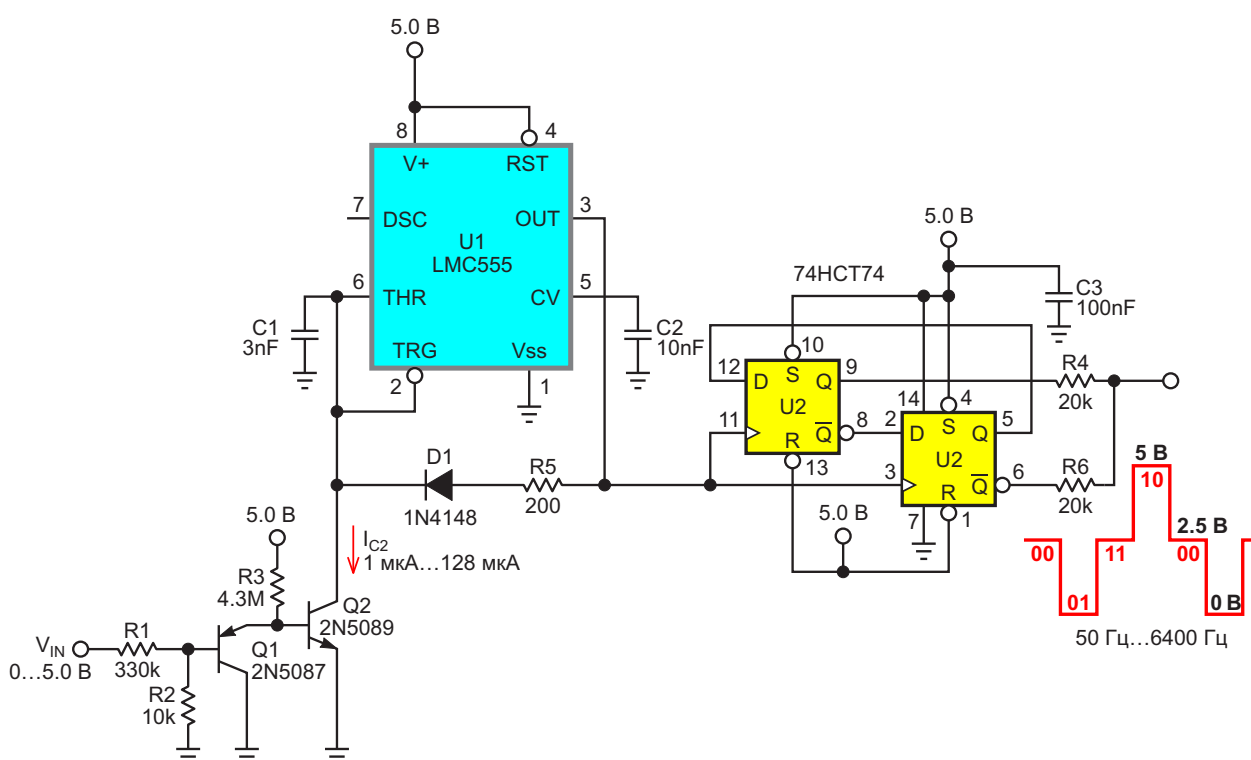


Рисунок 1. Семиоктавный LPVCO состоит из антилогарифмической пары транзисторов Q1-Q2, которая преобразует входное напряжение V_{IN} от 0 В до 5 В в ток I_{C2} от 1 мкА до 128 мкА для изменения скорости нарастания напряжения на конденсаторе С1 и частоты колебаний таймера U1, пропорционального $2^7 = 128:1$. Затем счетчик U2 делит частоту колебаний таймера U1 на 4 и преобразует импульсы в трехуровневый, очень условно «синусоидальный», выходной сигнал.

- ГУН с линейной зависимостью высоты тона: Часть 1 [3] и Часть 2 [4].

Линейная по высоте тона функция, которая делает выходную частоту пропорциональной антилогарифму напряжения, интересна тем, что она обеспечивает лучшее субъективное восприятие для изначально логарифмического человеческого уха, чем линейная зависимость частоты.

Одним из критериев характеристик LPVCO является его октавный диапазон. Это отношение наибольшей частоты к наименьшей частоте его полного выходного диапазона, выраженное в виде двоичного логарифма (по основанию 2). Две октавы ($2^2 = 4:1$) – это хорошо. Три октавы ($2^3 = 8:1$) – еще лучше. LPVCO на Рисунке 1 обеспечивает семь октав ($2^7 = 128:1$).

Вот как это работает.

Управляющее напряжение V_{IN} масштабируется делителем напряжения

$$\frac{R1}{R2} + 1 = 34 : 1$$

и подается на токовое зеркало Q1-Q2 с экспоненциальным усилением. Там транзистор Q1 смещает его по уровню и компенсирует по температуре, а затем Q2 формирует антилогарифм, чтобы получить

$$I_{C2} = 2^{1.4V_{IN}} \text{ мкА.}$$

Результирующее время нарастания напряжения на конденсаторе C1 составляет от 5 мс (для $V_{IN} = 0$) до 40 мкс (для $V_{IN} = 5 \text{ В}$). Нарастание напряжения заканчивается, когда оно пересекает уровень срабатывания аналогового таймера U1 1.67 В и сбрасывается через

резистор R5 и диод D1 до порогового уровня U1 3.33 В, начиная новый цикл колебаний. Таким образом, результирующие пилообразные импульсы будут повторяться с частотой

$$F = \frac{I_{C2}}{1.67 \cdot C2} = \frac{2^{1.4V_{IN}} \text{ мкА}}{5 \text{ нКл}} = 200 \cdot 2^{1.4V_{IN}} \text{ Гц.}$$

Прекрасные проекты Ника показывают, что, если мы хотим получить приемлемый для прослушивания выходной аудиосигнал, короткие импульсы, такие как пики на выходе таймера U1, требуют преобразования в импульсы с менее интенсивным содержанием гармоник. Поэтому счетчик Джонсона U2 делит частоту колебаний таймера U1 на 4. В результате на выходе получается едва ли синусоидальный, но, по крайней мере, несколько менее раздражающий трехуровневый сигнал с конечной частотой от 50 до 6400 Гц. **РЛ**

Ссылки

1. Nick Cornford. [Недорогая демонстрация потустороннего мира инфразвука. Часть 1 – Ищем решение](#). РадиоЛоцман, 2025, 05-06, [стр. 50](#).
2. Nick Cornford. [Недорогая демонстрация потустороннего мира инфразвука. Часть 2 – Слушаем инфразвук](#). РадиоЛоцман, 2025, 05-06, [стр. 55](#).
3. Nick Cornford. [ГУН с линейной зависимостью высоты тона. Часть 1 - Начинаем](#)
4. Nick Cornford. [ГУН с линейной зависимостью высоты тона. Часть 2 - Идем дальше](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LMC555](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74HCT74](#)
3. [Datasheet Central Semiconductor 2N5087](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor 2N5089](#)

Решение на основе одного операционного усилителя для стабилизации выходного излучения лазера

Anirban Chatterjee

EDN

В корпусе полупроводниковых лазерных диодов (Semiconductor Laser Diode, SLD) часто встраивается фотодиод. Выходной ток этого фотодиода можно контролировать, чтобы регулировать выходную мощность лазерного диода. Однако SLD подвержены патологическим дрейфам, обусловленным колебаниями температуры и перескоками мод. Популярный подход к стабилизации интенсивности выходного излучения заключается в том, чтобы сначала преобразовать ток фотодиода в напряжение. Затем это напряжение может быть считано микроконтроллером, логика которого может быть запрограммирована для регулировки тока, подаваемого в лазерный диод. Этот метод проиллюстрирован Рисунком 1.

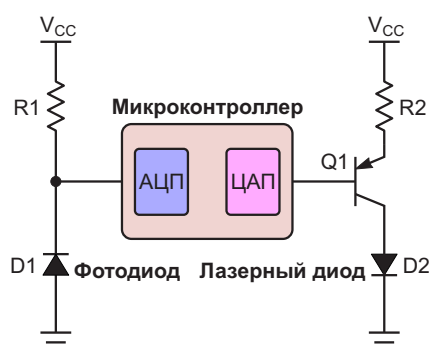


Рисунок 1. Использование микроконтроллера для регулирования выходной мощности лазерного диода путем измерения тока фотодиода.

На Рисунке 2 представлена альтернативная реализация, в которой используется один операционный усилитель. При включении схемы изначально ток фотодиода отсутствует. Напряжение на неинвертирующем входе операционного усилителя притянуто к V_{CC}, и операционный усилитель питает лазерный диод. Это вызывает ток в фотодиоде, который создает падение напряжения на R1, устанавливая на неинвертирующем входе операционного усилителя напряжение $V_{CC} - I_{PH} \times R1$, где I_{PH} – ток фотодиода.

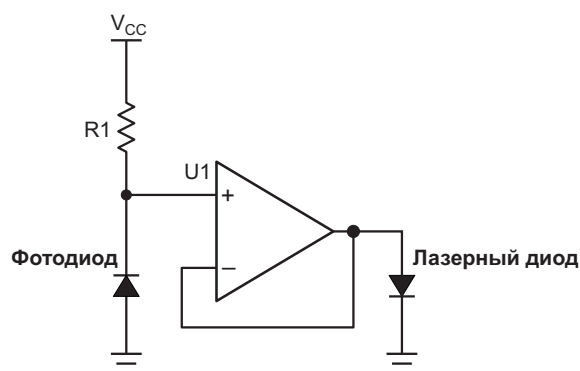


Рисунок 2. Решение на основе одного операционного усилителя, использующее отрицательную обратную связь для стабилизации выходной мощности.

Операционный усилитель буферизует это напряжение и подает его на лазерный диод.

Система стабилизируется в рабочей точке, определяемой:

1. Вольтамперной характеристикой лазерного диода;
2. Эффективностью связи между лазерным диодом и фотодиодом;
3. Зависимостью интенсивности излучения от тока лазерного диода;
4. Сопротивлением резистора R1.

После этого отрицательная обратная связь стабилизирует любые изменения выходной интенсивности. Если мощность лазерного излучения увеличивается, фотодиод реагирует на это увеличением тока, который, в свою очередь, увеличивает падение напряжения на резисторе R1. Это снижает выходное напряжение операционного усилителя, а следовательно, и интенсивность лазерного излучения. Противоположное поведение схемы наблюдается при падении выходной мощности лазера.

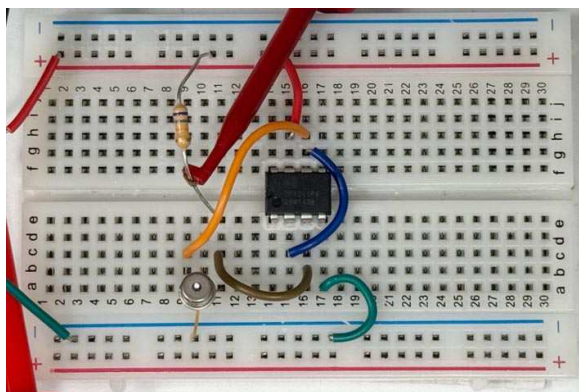


Рисунок 3. Компоненты собраны на макетной плате с использованием 850-нм VCSEL OPV314 и операционного усилителя OPA551P.

Эта схема была собрана на макетной плате с использованием VCSEL (лазер поверхностного излучения с вертикальным резонатором) типа OPV314 с длиной волны излучения 850 нм и операционного усилителя OPA551P (Рисунок 3). Сопротивление резистора R1 было выбрано равным 68 кОм, а напряжение V_{CC} составляло 5 В.

На Рисунке 4 показана осциллограмма, снятая с неинвертирующего узла операционного усилителя, которая демонстрирует стабильный выходной сигнал лазера (в условных единицах). Резистор R1 можно использовать для управления интенсивностью выходного излучения. **РЛ**

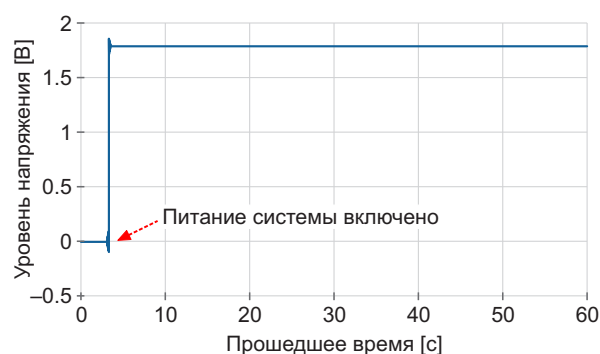


Рисунок 4. Осциллограмма напряжения в неинвертирующем узле операционного усилителя (косвенный показатель интенсивности выходного излучения лазера).

Материалы по теме

1. [Datasheet TT Electronics OPV314](#)
2. [Datasheet Texas Instruments OPA551](#)

Двухканальные частотные и ШИМ-регуляторы «Max–Min–Max» при переходе с канала на канал

Михаил Шустов, г. Томск

Рассмотрены частотные и широтно-импульсно модулированные регуляторы, позволяющие плавно регулировать частоту выходных импульсов или их ширину при повороте ручки потенциометра. В среднем положении ручки потенциометра управляющий сигнал от генератора импульсов не проходит ни на один из выходов устройства. При повороте ручки потенциометра влево импульсы управляющего сигнала проходят на один из выходов устройства; при повороте вправо – на другой. По мере увеличения угла поворота ручки растет частота импульсов или их ширина от 0 до 100%.

Для управления работой реверсивных счетчиков, задействованных в устройствах ступенчатого регулирования выходных параметров, в работе [1] была предложена оригинальная идея, заключающееся в том, что в зависимости от угла поворота ручки потенциометра, регулирующего частоту задающего генератора прямоугольных импульсов, происходило изменение рабочей частоты через максимум до минимума через среднее положение регулирующего элемента и далее вновь до максимума. Одновременно при прохождении через среднее положение ручки потенциометра происходило переключение направления счета реверсивного счетчика.

На Рисунке 1 приведена модифицированная схема подобного регулятора. Генератор импульсов выполнен на основе компаратора DA1.1 микросхемы LM339. На резисторах R4–R7 выполнен своеобразный мост, в диагональ которого включены входы компаратора DA1.2. В среднем положении ручки потенциометра R5 и вблизи этой точки частота импульсов задающего генератора минимальна, а, говоря точнее, равна нулю (происходит срыв колебаний). Поворот ручки потенциометра в ту или иную сторону приводит к появлению генерации и росту частоты генерируемых импульсов.

Соответственно положению ручки регулятора потенциометра R5 происходит переключе-

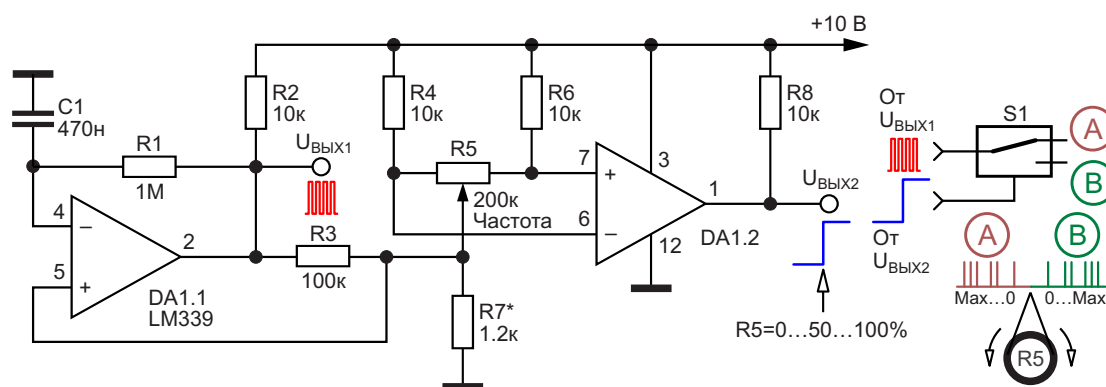


Рисунок 1. Двухканальный частотный регулятор «Max–Min–Max», управляемый регулировкой потенциометра R5.

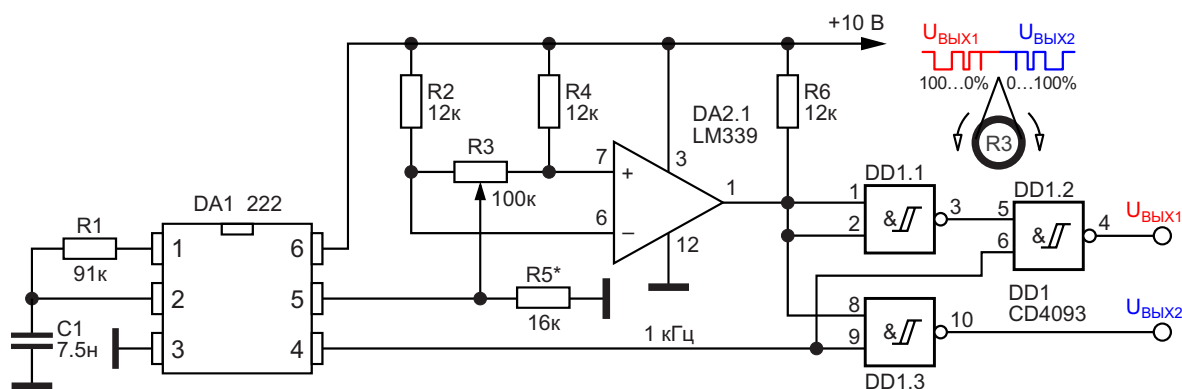


Рисунок 2. Двухканальный широтно-импульсный регулятор «Max–Min–Max», управляемый регулировкой потенциометра R3.

чение выходного уровня компаратора DA1.2. Сигнал, снимаемый с выхода компаратора DA1.2, подается на цепь управления направлением счета реверсивного счетчика или на переключающий элемент S1, как показано на Рисунке 1.

На Рисунке 2 показан вариант выполнения подобной схемы, предназначенный для двухканального регулирования ширины выходных импульсов от 0 до 100% на выходах $U_{\text{ВЫХ1}}$ и $U_{\text{ВЫХ2}}$. В качестве задающего генератора использована гипотетическая микросхема DA1 222, ранее описанная в работах [2–3], которую можно легко синтезировать с использованием двух ранее незадействованных компараторов микросхемы LM339. Выходные каскады устройства содержат элементы «2И-НЕ» микросхемы DD1 CD4093.

Как и в предыдущем случае в среднем положении ручки потенциометра R3, или вблизи этой точки, ширина выходных импульсов на любом из выходов равна нулю. Поворот ручки потенциометра R3 в ту или иную сторону позволяет регулировать ширину выходных импульсов от 0 до 100% на выходах $U_{\text{ВЫХ1}}$ или $U_{\text{ВЫХ2}}$, соответственно.

Следует отметить, что схемы задающих генераторов, показанные на Рисунках 1 и 2, взаимозаменяемы. Различие заключается лишь в номиналах времязадающих элементов R1, C1, которые могут быть выбраны на усмотрение пользователя. Резисторы R7, Рисунок 1, и R5, Рисунок 2, подбирают из соображений срыва генерации в среднем положении ручки регулятора в первом случае, и минимальной ширины выходных импульсов во втором. [РЛ](#)

Литература

1. Gergek F. Potentiometer and timer control up/down counter. Electronics. 1976. May 13. P. 94.
2. Shustov M.A. [Chip 222 – alternative 555. PWM generator with independent frequency control](#) // International Journal of Circuits and Electronics. – 2021. – V. 6. – P. 23–31. Pub. Date: 06 September 2021.
3. Шустов М.А. [Микросхема 222 – альтернатива 555. ШИМ-генератор с независимой регулировкой частоты.](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4093B](#)

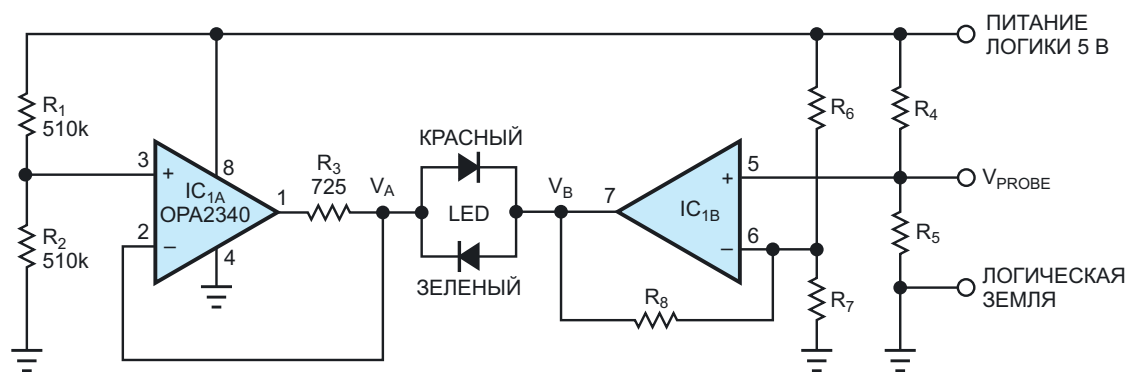
Простой логический пробник с двухцветным светодиодом

Mark Shill

EDN

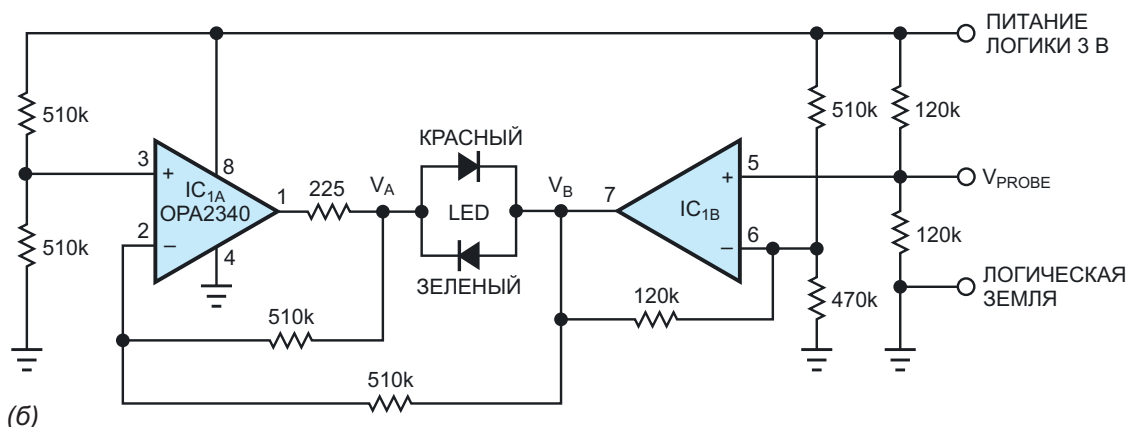
При проверке цифровых логических уровней на печатной плате удобно расположить индикатор логического уровня рядом с наконечником щупа, чтобы постоянно держать в поле зрения и индикатор, и наконечник щупа.

При использовании щупа портативного цифрового мультиметра или осциллографа необходимо на мгновение отвести взгляд, чтобы считать показания прибора. В этот момент щуп может соскользнуть и вызвать короткое



РЕЗИСТОР	КМОП 5 В	ТТЛ
R ₄	160k	250k
R ₅	120k	100k
R ₆	510k	820k
R ₇	270k	220k
R ₈	180k	470k

(a)



(b)

Рисунок 1. Простой ручной логический пробник основан на сдвоенном rail-to-rail операционном усилителе и двухцветном светодиоде (а). Модифицированная схема пробника работает с 3-вольтовой КМОП логикой (б).

замыкание. Схема на Рисунке 1а представляет собой простой портативный логический пробник, состоящий всего из нескольких компонентов. Устройство может измерять высокие, низкие и высокоимпедансные логические состояния, а также указывать на переключение логических состояний. Этот пробник полезен для быстрых измерений постоянных логических уровней. Аналогичную схему пробника (Рисунок 1б) можно использовать для 3-вольтовой КМОП логики.

Схема основана на сдвоенном rail-to-rail операционном усилителе OPA2340 и двухцветном светодиоде. Прямое напряжение для красного и зеленого светодиодов составляет 2 и 2.1 В, соответственно. Операционный усилитель IC_{1A} буферизует опорное напряжение 2.5 В, получаемое с делителя напряжения R₁-R₂ источника питания 5 В, а резистор R₃ ограничивает ток включенного светодиода. Усилитель IC_{1B} буферизует измеренный логический сигнал и усиливает его до выходного уровня от 0 до 5 В. Резисторы R₄ и R₅ задают опорный уровень для неинвертирующего входа IC_{1B} на случай измерения высокоимпедансного состояния. При наличии высокого логического уровня загорается зеленый светодиод, а при низком логическом уровне – красный. При подключении щупа к высокоимпедансному узлу светодиода не горят.

Передающая функция для выходного напряжения IC_{1B} имеет вид

$$V_B = \left[1 + \frac{R_8(R_6 + R_7)}{R_6 \cdot R_7} \right] V_{\text{PROBE}} - \frac{R_8}{R_6} \cdot V_{\text{CC}},$$

что определяет напряжение на светодиоде $V_{\text{LED}} = V_B - 2.5 \text{ В}$. (Здесь V_{CC} – напряжение питания пробника). Сопротивления резисторов R₆, R₇ и R₈ подобраны так, чтобы напряжение V_B ограничивалось напряжением положительной или отрицательной шины питания, когда напряжение V_{PROBE} на щупе пробника находится на минимально низком или высоком для логического семейства уровне,

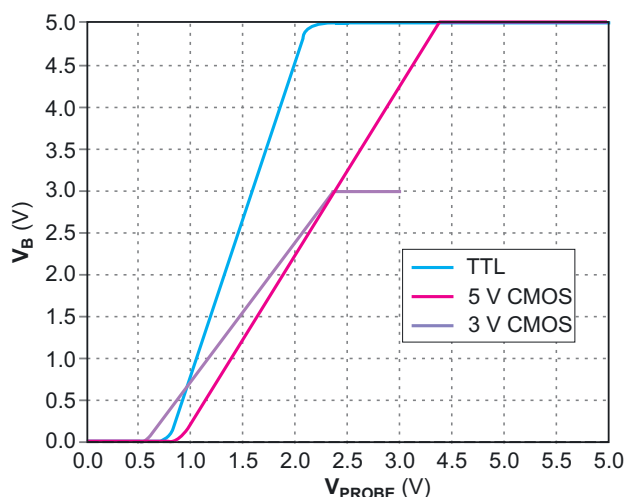


Рисунок 2. Выходное напряжение V_B усилителя IC_{1B} ограничивается напряжением положительной или отрицательной шины питания в зависимости от напряжения на щупе пробника.

соответственно. На Рисунке 2 показана передаточная функция для выходного напряжения IC_{1B}. Когда V_B ограничено на уровне напряжения шины питания, светодиод загорается красным или зеленым цветом, в зависимости от измеряемого логического уровня. Когда V_B находится в пределах 0.5 В выше напряжения отрицательной шины, загорается красный светодиод; когда V_B находится в пределах 0.4 В ниже напряжения положительной шины, загорается зеленый светодиод. Если пробник измеряет состояние высокого импеданса, напряжение на неинвертирующем входе IC_{1B} определяется резисторами делителя R₄ и R₅, и напряжение на светодиоде составляет приблизительно 0 В.

На Рисунке 1б выходное напряжение усилителя IC_{1B} подается на инвертирующий вход IC_{1A}. При номиналах резисторов, показанных на Рисунке 1б, передаточная функция для усилителя IC_{1A} выражается как $V_A = -V_B + 3 \text{ В}$, таким образом, $V_{\text{LED}} = 2V_B - 3 \text{ В}$. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA2340](#)

ПНЧ с выходной частотой от 1 Гц до 2.5 МГц и высокой скоростью отклика

Jim Williams

Схема на Рисунке 1 не такая быстрая, как некоторые другие, но после входного скачка размахом в полную шкалу ее выходная частота 2.5 МГц устанавливается всего за 3 мкс. Это делает схему хорошим кандидатом для ЧМ-приложений или любых других областей,

где требуется быстрая реакция на изменение входного сигнала. Линейность составляет 0.05% при температурном коэффициенте усиления 50 ppm/°C. Цепь коррекции, стабилизированная прерыванием, удерживает ошибку нулевой точки на уровне 0.025 Гц/°C.

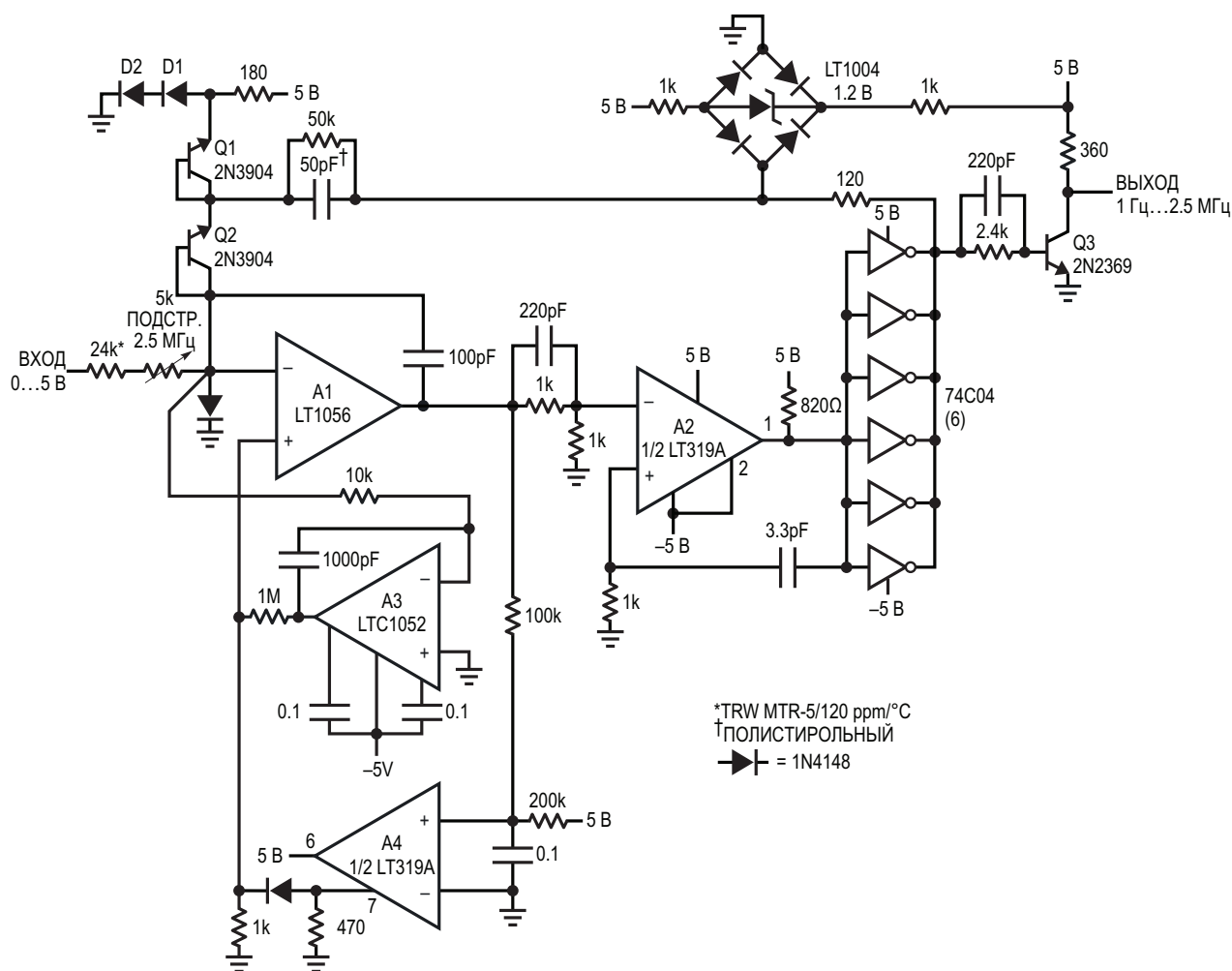


Рисунок 1. ПНЧ с выходной частотой от 1 Гц до 2.5 МГц и высокой скоростью отклика.

В этой схеме высокоскоростного распределения заряда также используется обратная связь по заряду. Схема обратной связи по заряду представляет собой сильно измененный, высокоскоростной вариант решения, первоначально описанного Р. А. Пизом [1]. Сервоусилитель здесь не используется, что обеспечивает быструю реакцию на скачки входного напряжения. Вместо этого заряд подается обратно непосредственно в генератор, который может реагировать немедленно. Хотя такой подход обеспечивает быстрый отклик, для достижения высокой линейности и низкого дрейфа он также требует внимания к паразитным параметрам.

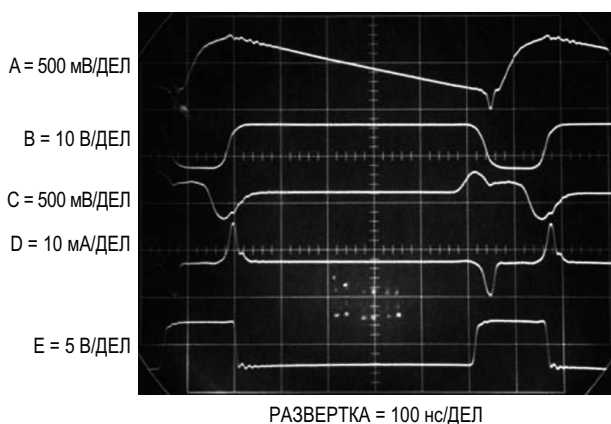


Рисунок 2. Осциллограммы сигналов в схеме ПНЧ.

При подаче входного напряжения оно интегрируется усилителем А1, выходное напряжение которого имеет отрицательный наклон (осциллограмма А, Рисунок 2). При пересечении этим напряжением нуля выход компаратора А2 переключается, и на выходе параллельной группы инверторов устанавливается низкий уровень (осциллограмма В). Быстрому срабатыванию способствует цепь прямой связи на инвертирующем входе А2. В результате напряжение на диодном мосте с источником опорного напряжения (ИОН) LT1004 ограничивается на уровне -2.4 В (-1.2 В на ИОН LT1004 плюс два падения напряжения -0.6 В на диодах). Местная положительная обратная связь на неинвертирующем входе А2 (осциллограмма С) ускоряет этот процесс. В течение этого интервала из суммирующего узла усилителя А1 через параллельную комбинацию элементов 50 пФ - 50 кОм забирается заряд, в результате

чего напряжение на выходе А1 быстро становится положительным (осциллограмма D). В результате на выходе параллельной группы инверторов устанавливается высокий уровень (осциллограмма В), а на диодном мосте с ИОН — $+2.4\text{ В}$. Теперь конденсатор 50 пФ получает заряд, а А1 снова интегрирует входное напряжение, и весь цикл повторяется. Частота этого процесса является линейной функцией входного напряжения.

Диоды D1 и D2 предназначены для компенсации диодов моста. Включенный диодом транзистор Q1 компенсирует управляющий диод Q2. (Диодное включение транзисторов обеспечивают меньшую утечку из суммирующего узла, чем обычные диоды). Стабилизированный прерыванием операционный усилитель А3 стабилизирует смещение интегратора А1, устраняя необходимость в подстройке нуля.

Компаратор А4 защищает схему от защелкивания, которое может произойти из-за связанной по переменному току цепи обратной связи. Если схема защелкивается, на выходе А1 устанавливается напряжение отрицательной шины и остается таким. Это приводит к тому, что выходной уровень А4 (выход А4 используется в режиме эмиттерного повторителя) становится высоким. Выходное напряжение А1 теперь становится положительным, иницируя нормальное поведение схемы. Диод на инвертирующем входе усилителя А1 гарантирует, что этот цикл перезапуска будет доминировать над любым входным состоянием.

Резистор 50 кОм , параллельный конденсатору распределения заряда 50 пФ , улучшает линейность, обеспечивая полный разряд в каждом цикле, несмотря на эффекты

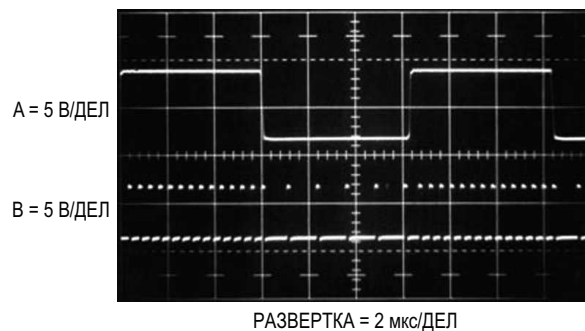


Рисунок 3. Отклик ПНЧ на ступенчатое изменение напряжения.

«хвоста», обусловленные транзистором Q2. Указанный на схеме входной резистор имеет температурный коэффициент, противоположный температурному коэффициенту конденсатора.

На Рисунке 3 показана реакция схемы на скачок напряжения. Осциллограмма А – это вход, а осциллограмма В – выход. Скачок частоты происходит быстро и чисто, без видимых признаков плохой динамики или постоянных времени.

Для настройки схемы подайте на вход напряжение 5.000 В и потенциометром 5 кОм установите выходную частоту 2.500 МГц. Низкое смещение усилителя А3 делает ненужной подстройку нуля. Схема поддерживает линейность 0.05% с дрейфом 50 ppm/°C

при частоте выходных импульсов от 1 Гц до 2.5 МГц. Совместимый с ТТЛ выходной сигнал доступен на коллекторе транзистора Q3 (осциллограмма Е). **РЛ**

Ссылка

1. Pease R. A., "A New Ultra-Linear Voltage-to-Frequency Converter," 1973 NEREM Record, Vol. I, page 167.

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1004](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT319A](#)
3. [Datasheet Analog Devices LTC1052](#)
4. [Datasheet Analog Devices LT1056](#)
5. [Datasheet Fairchild MM74C00](#)
6. [Datasheet CDIL 2N2369](#)

Монитор тока

Peter Demchenko

EDN

Практически ни один настенный блок питания не имеет индикатора, показывающего, потребляет ли нагрузка ток или нет.

Похоже, что этот недостаток был замечен не только мной: однажды я увидел решение, показанное на Рисунке 1.

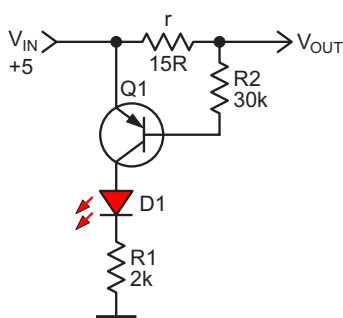


Рисунок 1. Индикатор для настенного блока питания, показывающий, потребляет ли нагрузка ток или нет.

Но дело в том, что схема была неработоспособна – на плате были только места для транзистора, светодиода и резисторов, а самих элементов не было. Легко объяснить, почему: падение напряжения база-эмиттер составляет около 0.7 В, или 15% от выходного напряжения этого 5-вольтового устройства. Такой монитор (Рисунок 1) можно было бы использовать лишь при выходном напряжении 12 В или выше (24 В).

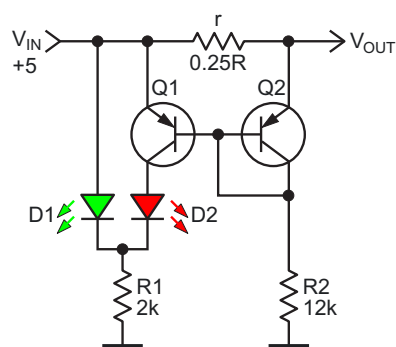


Рисунок 2. Схема контроля тока для настенного блока питания, подходящая для напряжений от 3 до 9 В и токов более 50 мА.

Схема на Рисунке 2 исключительно хороша для низких напряжений, порядка 3 – 9 В, и для токов, превышающих примерно 50 мА.

Она дает возможность не только контролировать выходной ток более эффективно (в 30 раз); двухцветный светодиод позволяет оценивать величину тока и указывает на включенное состояние устройства. Конечно, светодиоды могут быть и отдельными.

Что касается Q1 и Q2: подойдет любой маломощный р-п-р транзистор с достаточно высоким коэффициентом передачи тока, например, BC560. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild BC560](#)

Простая схема, позволяющая более точно определить характеристики JFET

By Cor Van Rij

EDN

В апреле 2012 года EDN опубликовал схему Джона Фаттарузо [1], которая позволяет быстро измерить ток насыщения сток-исток и напряжение отсечки как n -канальных, так и p -канальных полевых транзисторов с p - n переходом (JFET). Напряжение отсечки

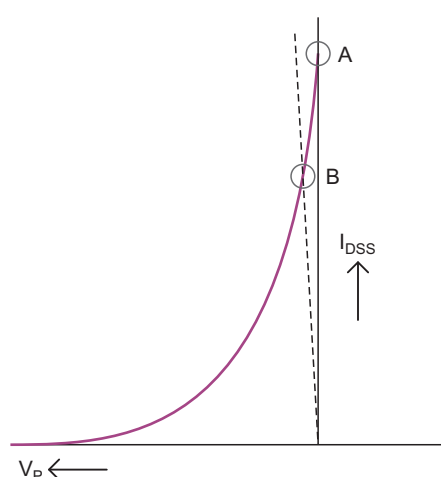


Рисунок 1. Стандартная зависимость тока сток-исток n -канального JFET от напряжения затвор-исток.

(V_P) измеряется путем включения очень большого сопротивления между истоком и землей. Ток насыщения сток-исток (I_{DSS}) измеряется путем включения между истоком и землей небольшого сопротивления. Затем измеряется напряжение на этом резисторе, после чего V_P и I_{DSS} можно рассчитать с помощью закона Ома.

В этой схеме есть одна загвоздка: поскольку измерение тока I_{DSS} выполняется через ненулевой резистор, результат измерения отличается от реального I_{DSS} , см. Рисунок 1. На самом деле эта схема измеряет ток не в точке А, а в расположенной немного раньше точке В. Для JFET с более низкими напряжениями V_P и/или более высокими токами I_{DSS} отклонение между измеренным и реальным значением I_{DSS} может составлять 5% и более.

Идея схемы

Точность схемы можно значительно повысить, внося в нее несколько незначительных изменений. На Рисунке 2 показана базовая схема.

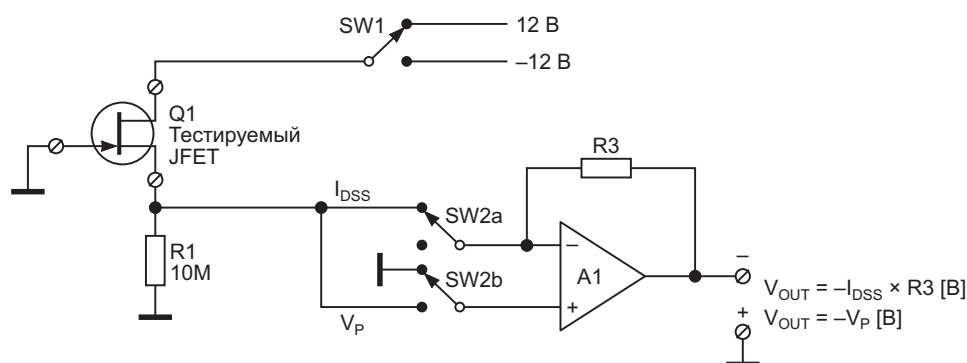


Рисунок 2. Базовая усовершенствованная схема для измерения I_{DSS} и V_P JFET.

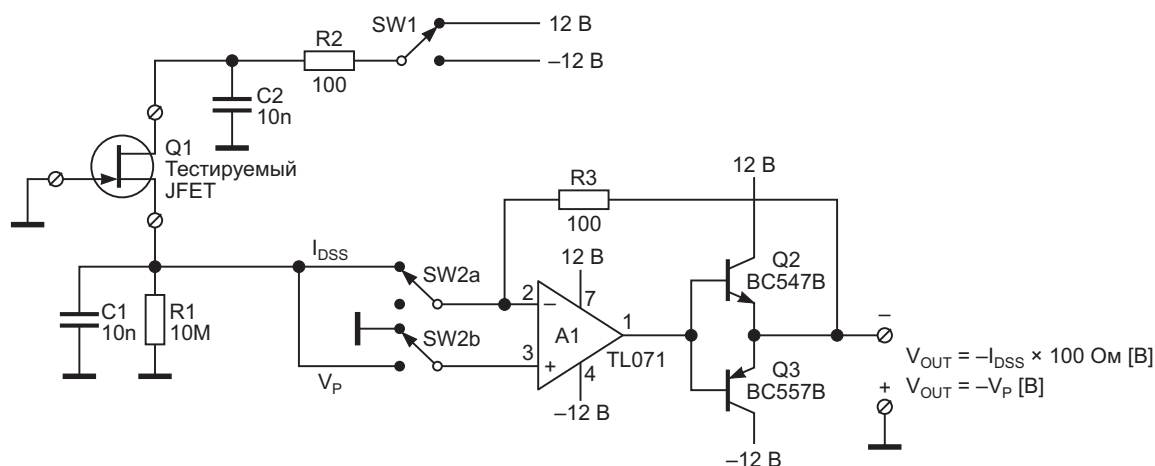


Рисунок 3. Первая реализация практической схемы, используемой для измерения I_{DSS} и V_P .

Внимательный читатель сразу увидит сходства и различия этих двух схем. Переключатель SW1 опять используется для выбора между n-канальными JFET и их менее распространенными собратьями с каналом p-типа.

Переключатель SW2 используется для выбора между измерением V_P и I_{DSS} . В показанном положении измеряется I_{DSS} . В этом положении A1 сконфигурирован как трансимпедансный усилитель.

Когда неинвертирующий вход операционного усилителя подключен к земле, усилитель A1 поддерживает потенциал инвертирующего входа, а значит, и истока, также на уровне земли. Это гарантирует, что измеряется истинное значение I_{DSS} . Затем резистор R3 преобразует ток в напряжение, которое можно измерить на выходе A1.

Когда переключатель SW2 переводится в другое положение, усилитель A1 становится простым повторителем напряжения. Напряжение отсечки, которое падает на резисторе R1, затем буферизуется и поступает на выход A1.

Полная реализация

Теперь, когда мы ознакомились с упрощенной схемой, можно перейти к рассмотрению полной реализации (Рисунок 3). Резистор R2 ограничивает ток, который может протекать в случае неправильной установки JFET. В режиме измерения отсечки сопротивления цепей, связанных с элементами Q1, R1

и A1, довольно высокие. Чтобы ограничить влияние шумов, добавлен конденсатор C1. Идущие к ним провода лучше всего сделать короткими и/или собирать схему в экранированном корпусе.

Большинство операционных усилителей могут отдавать или принимать лишь небольшой ток, а ток насыщения сток-исток может легко достигать десятков миллиампер. Для увеличения нагрузочной способности усилителя A1 добавлен дополнительный выходной каскад на комплементарных биполярных транзисторах. Не забывайте, пожалуйста, что выход не защищен от короткого замыкания. При желании последовательно с выходом можно добавить простой резистор от 1 кОм до 10 кОм.

При показанных на схеме сопротивлениях токоизмерительного резистора можно измерять напряжение отсечки ± 10 В и ток насыщения порядка ± 100 мА.

Хотя существуют JFET с большими токами насыщения (например, J109 с I_{DSS} больше 40 мА и J108 с I_{DSS} больше 80 мА!), для большинства JFET это просто не нужно. Поэтому был разработан вариант этой схемы. Напряжение отсечки осталось прежним, но максимальный ток насыщения вернулся к значению 25 мА, охватывающему почти все типы JFET. Еще одним требованием было то, что диапазоны выходных напряжений для обоих измерений должны были быть одинаковыми: $0 \dots \pm 5$ В. Это было сделано для того, чтобы показания стрелочного измери-

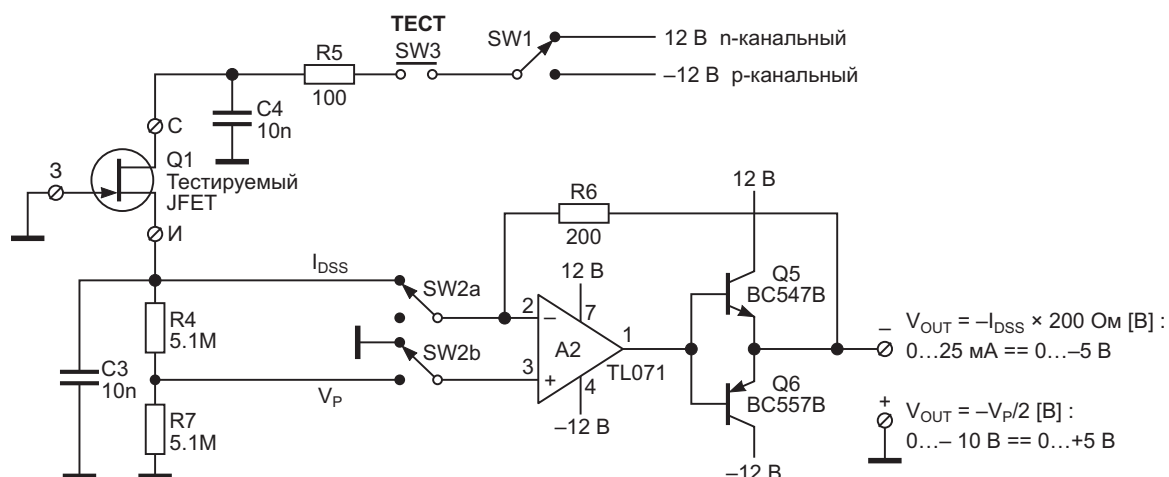


Рисунок 4. Схема с диапазоном измерений, подходящим для большинства JFET.

тельного прибора можно было использовать с одним диапазоном.

Реализация показана на Рисунке 4.

Индикация результатов измерений

Чтобы сделать это устройство полноценным измерительным прибором, необходимо добавить индикатор результатов измерений. Поскольку у меня есть большой запас стрелочных измерительных приборов, один из них я решил использовать для отображения результатов. Кому-то они могут показаться устаревшими, но они очень удобны в использовании и являются чудом инженерной мыс-

ли! Выходное напряжение может быть положительным или отрицательным в зависимости от того, измеряете ли вы V_P или I_{DSS} , и от того, тестируется ли JFET n-типа или p-типа. Это нужно принимать во внимание. Кроме того, было бы неплохо иметь какой-нибудь индикатор полярности. Схема индикации показана на Рисунке 5.

Стрелочный микроамперметр с током полного отклонения 1 мА включен в цепь обратной связи операционного усилителя. Диоды D3-D6 образуют общий выпрямительный мост, так что независимо от полярности входного напряжения ток прибора всегда будет положительным.

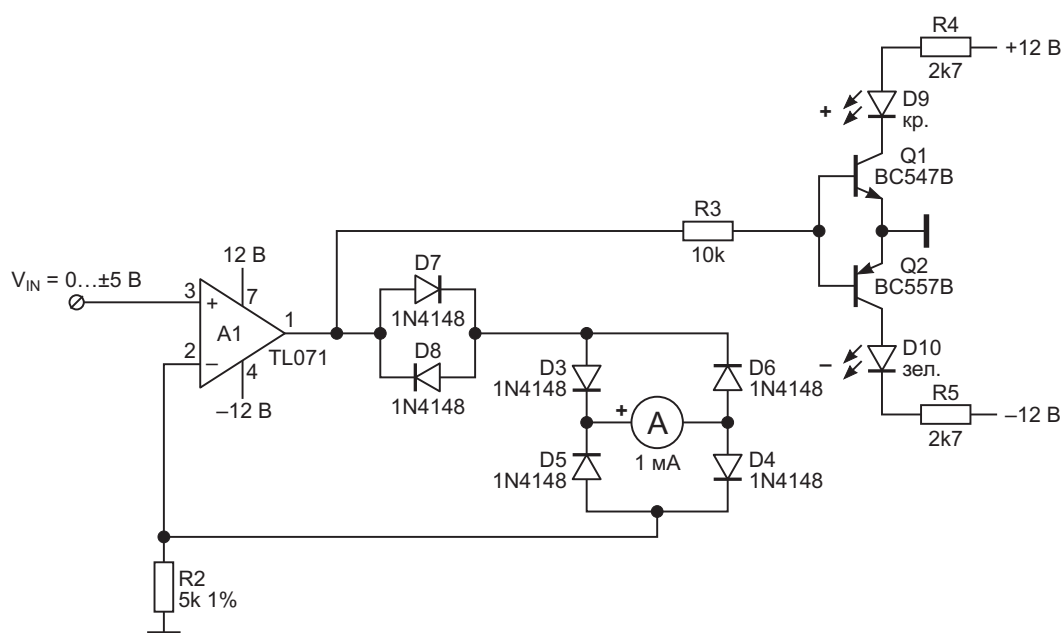


Рисунок 5. Схема индикации результатов измерений с определением полярности.

Транзисторы Q1 и Q2 служат для индикации полярности. Положительное напряжение включит транзистор Q1 и светодиод D9. Светодиод D10 будет индцировать отрицательное напряжение.

Диоды D7 и D8 нужны не для выпрямления. Благодаря этим диодам, прежде, чем через измерительный прибор потечет какой-либо значительный ток, выходное напряжение усилителя A1 должно стать выше/ниже ± 1.8 В. Это, в свою очередь, гарантирует, что транзисторы Q1 и Q2 включатся уже при очень низких входных напряжениях, обеспечивая хорошую индикацию полярности во всем диапазоне входных сигналов.

Тестовая розетка

За многие годы производители создали JFET практически со всеми возможными вариантами расположения выводов, поэтому создание единой универсальной тестовой розетки — задача не такая уж простая. При трех выводах существует $3! = 6$ возможных комбинаций, показанных в Таблице 1.

Таблица 1. Шесть возможных комбинаций цоколевки, которые могут использоваться для серийных JFET

#	Расположение выводов		
1	3	С	И
2	3	И	С
3	С	3	И
4	С	И	3
5	И	3	С
6	И	С	3

Конечно, JFET с выводами И-С-3 (#6) можно протестировать в розетке с выводами 3-С-И (#1), просто вставив его в гнездо наоборот. Это фактически исключает половину возможных комбинаций. Таким образом, у

Таблица 2. Уменьшение количества комбинаций цоколевки путем простого разворота компонентов в тестовой розетке

#	Расположение выводов		
1	3	С	И
2	3	И	С
3	С	3	И
4	= #2 развернутый		
5	= #3 развернутый		
6	= #1 развернутый		

нас остаются следующие три варианта, показанные в Таблице 2.

Немного порисовав, мы можем создать одну пятиконтактную тестовую розетку, в которую можно вставить выводы JFET со всеми возможными цоколевками, как показано в Таблице 3 и на Рисунке 6.

Таблица 3. Единственная 5-контактная тестовая розетка, подходящая для всех возможных цоколевки JFET

#	Расположение выводов				
	С	И	3	С	И

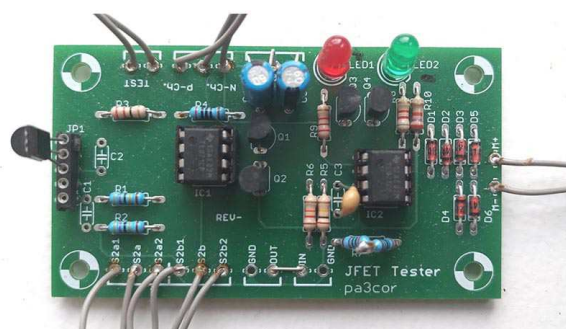


Рисунок 6. Окончательная реализация печатной платы практической схемы, используемой для измерения I_{DSS} и V_P полевого транзистора, на которой показана тестовая розетка.

Возможны два варианта; это оставим читателю в качестве упражнения. Разумеется, та же логика может быть применена для создания универсальных тестовых гнезд для биполярных транзисторов.

В заключение

Спасибо Джону Фаттарузо за его прекрасную идею, которая дала толчок этой идее! Мы все стоим на плечах гигантов, которые пришли до нас. [РЛ](#)

Ссылка

1. John Fattaruso. [Простое устройство для измерения параметров полевых транзисторов с управляющим p-n переходом](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL071A](#)
2. [Datasheet Fairchild BC547B](#)
3. [Datasheet Fairchild BC557B](#)

Преобразование прямоугольных импульсов в пилообразные

Stephen Woodward

EDN

Генерация аналоговых пилообразных сигналов (линейное нарастание с последующим быстрым сбросом в ноль) из цифровых времязадающих импульсов является распространенной функцией. Обычно для этого требуется источник отрицательного напряжения, как показано на Рисунке 1, где

$$V_{SAW} = -(-V) \frac{T_{SQ}}{R1 \cdot C1}.$$

(Здесь V_{SAW} – амплитуда пилообразных импульсов, T_{SQ} – период прямоугольных импульсов). Эта топология проста и хорошо работает, но ее недостатком является необходимость в отдельной отрицательной шине питания для возможности привязки интегратора к земле. Кроме того, RC-цепочка перед коммутатором U1, которая должна дифференцировать положительные фронты прямоугольных импульсов, довольно несимпатична и неточна.

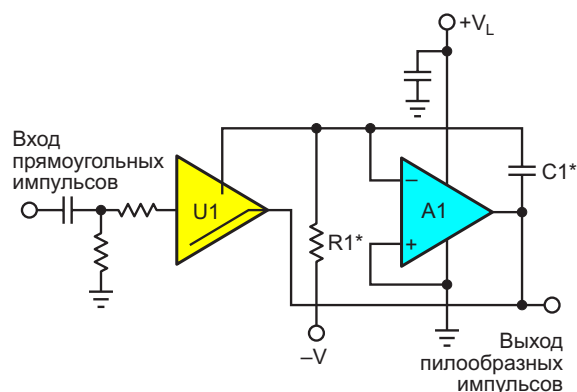


Рисунок 1. Для обычной схемы преобразования цифровых прямоугольных импульсов в аналоговое пилообразное напряжение нужна отрицательная шина питания.

На Рисунке 2 показана альтернативная топология генератора пилообразного напряжения, в которой для сброса интегратора A1 используется плавающий конденсатор C2. Это позволяет привязать его к положительной шине, а не к земле, устраняя необходимость в отрицательной шине и дифференцировании импульсов, как в схеме на Рисунке 1. Вот как это работает.

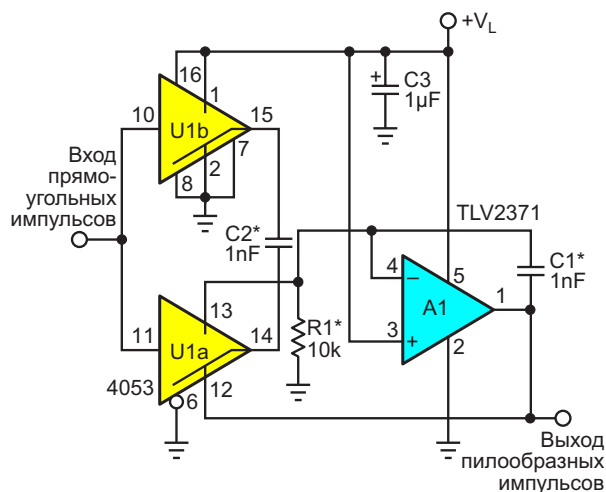


Рисунок 2. Плавающий конденсатор C2 сбрасывает выходное пилообразное напряжение RRIO операционного усилителя A1 до нуля, позволяя привязать его к положительной шине вместо земли.

Неинвертирующий вход операционного усилителя A1 с rail-to-rail входами и выходом (RRIO), привязанный к положительной шине V_L , позволяет резистору R1 выполнять функцию источника тока, текущего между землей

и суммирующей точкой A1. Этот ток обеспечивает линейное нарастание выходного напряжения A1 до уровня

$$V_{SAW} = \frac{V_L \cdot T_{SQ}}{R1 \cdot C1}.$$

Одновременно плавающий конденсатор C2, подключенный к выходу A1 через коммутатор U1а, заряжается до напряжения V_{SAW} . Затем на положительном фронте входного прямоугольного импульса нижний вывод конденсатора C2 подключается к суммирующей точке усилителя A1, а верхний вывод переключается с земли на V_L . Это добавляет квант заряда в конденсатор C1:

$$[V_L + (V_{SAW} - V_L)] \cdot C2 = V_{SAW} \cdot C2.$$

Учитывая, что $C1 = C2$, это сбрасывает напряжение на выходе пилообразных импульсов до уровня земли, как показано на Рисунке 3.

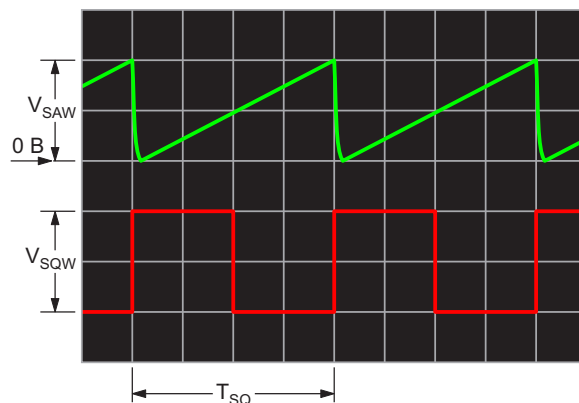


Рисунок 3. Форма напряжений на входе прямоугольных импульсов и на выходе пилообразных импульсов, где $V_{SAW} = V_L T / (R1 C1)$.

Для максимальной точности элементы R1, C1 и C2 должны быть прецизионными. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC4053](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV2371](#)

Устройство зарядки Li-ion аккумуляторов от солнечной батареи с контролем точки максимальной мощности

Manoj Kumar

PCBWay



Когда речь заходит об автономных зарядных устройствах для одноэлементных аккумуляторов, на ум приходит только одно популярное название – наша универсальная микросхема TP4056 для зарядки Li-Ion и Li-Po аккумуляторов. Она широко распространена и имеет множество функций, связанных с защитой аккумулятора. Литиевые аккумуляторы легко купить вместе с соответствующими решениями для зарядки, но когда дело доходит до зарядки от солнечных батарей, в Интернете можно найти лишь несколько проектов на микроконтроллерах. Но я хотел создать автономный модуль зарядного устройства для солнечных батарей, и, к счастью, нашел одно решение у компании

Consonance – CN3165. Как и в микросхеме TP4056, ток заряда может программироваться одним внешним резистором.

Встроенные функции включают блокировку при пониженном напряжении, автоматическую подзарядку, зарядку постоянным током, режим поддержания заряда (завершение по таймеру), индикаторы зарядки/завершения и контроль температуры батареи. Режимы и процесс зарядки аккумулятора описаны ниже со всеми подробностями.

CN3165 и ее особенности

CN3165 – это законченное линейное зарядное устройство, поддерживающее режимы стабилизации тока и напряжения, для одноэлементных литий-ионных и литий-полимерных аккумуляторов. Устройство содержит встроенный силовой MOSFET и не нуждается во внешнем токоизмерительном резисторе и блокировочном диоде. Встроенный адаптивный элемент может автоматически регулировать зарядный ток в зависимости от выходной мощности входного источника питания, поэтому CN3165 идеально подходит для систем, работающих на солнечных батареях.

Тепловая обратная связь регулирует зарядный ток, чтобы ограничить температуру кристалла во время работы на большой мощ-

ности или при высокой температуре окружающей среды. Напряжение стабилизации внутренне установлено на уровне 4.2 В с точностью до 1%; его также можно увеличить с помощью внешнего резистора. Зарядный ток можно установить одним внешним резистором. При отключении входного напряжения устройство автоматически переходит в спящий режим с низким энергопотреблением, уменьшая ток разряда аккумулятора менее чем до 3 мкА.

Основные характеристики микросхемы:

- Подходят для систем с питанием от солнечных батарей
- Интегрированный силовой MOSFET
- Не требуются внешний измерительный резистор и блокировочный диод
- Предустановленное с точностью 1% напряжение стабилизации 4.2 В с возможностью увеличения с помощью резистора
- Непрерывный зарядный ток до 1 А
- Режимы постоянного тока и постоянного напряжения
- Автоматический переход в спящий режим с низким энергопотреблением при отключении входного напряжения питания
- Индикация статуса для подключения светодиодов или микроконтроллера
- Завершение зарядки током C/10
- Автоматическая перезарядка
- Измерение температуры батареи

Принципиальная схема

Я прочитал техническое описание, в котором описывается схема применения с добавлением некоторых функций защиты. Эта схема показана на Рисунке 1.

Здесь нам понадобятся резистор для установки максимального выходного тока зарядки аккумулятора, конденсатор на клемме аккумулятора для подавления помех от источника питания и пара светодиодов для индикации зарядки аккумулятора и режима готовности. При работе с одиночным элементом питания вывод обратной связи напрямую подключен к клемме аккумулятора и непрерывно контролирует напряжение аккумулятора для автоматического возобновления зарядки и отключения питания. Одну микросхему можно использовать для зарядки

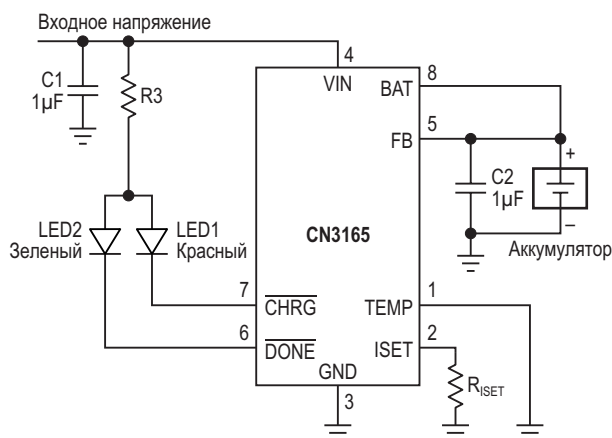


Рисунок 1. Схема применения из технического описания CN3165.

более одного аккумулятора суммарным током до 1 А, подключив к выводу обратной связи делитель напряжения.

Модифицированная схема

Я модифицировал схему, добавив некоторые внешние защитные функции (Рисунок 2). Я добавил вход USB Type-C, супрессор для подавления любых всплесков напряжения на выходе солнечной батареи и прямосмещенный диод для защиты от обратной полярности включения, что можно увидеть на схемах.

В Секции 2 размещена сама микросхема с двумя резисторами установки режимов зарядки, светодиодные индикаторы и несколько блокировочных конденсаторов.

В Секции 3 выходной сигнал выведен на штыревой разъем, а использованная схема защиты – та же, что рекомендуется для микросхемы TP4056. Все это оформлено в виде конструкции небольшого объема.

Печатная плата

При реализации этого проекта на аппаратном уровне учитывались все проблемы, связанные с помехами и стабильностью. Дорожки рассчитаны таким образом, чтобы выдерживать максимальный ток, а значит, обеспечивать максимальную мощность и снижать тепловые эффекты. Два встроенных светодиодных индикатора позволяют следить за состоянием зарядки аккумулятора. А чтобы свести к минимуму влияние секции коммутации на вход и выход, печатная плата сконструирована с учетом направления прохождения тока от входа к выходу. Я сохранил

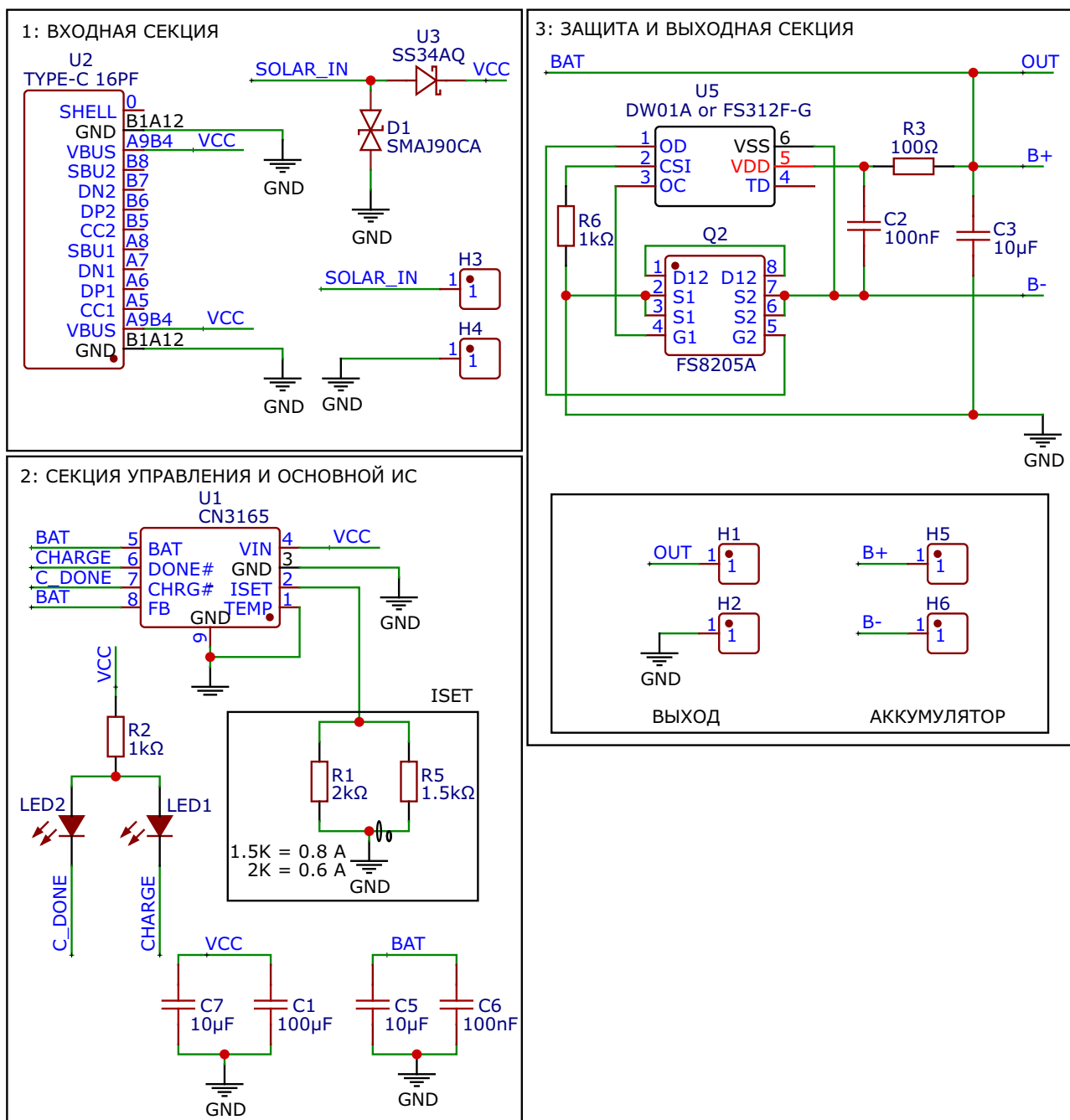


Рисунок 2. Модифицированная схема зарядного устройства.

форм-фактор платы для TP4056, что делает эту конструкцию более практичной и удобной для использования в качестве автономного устройства зарядки аккумуляторов.

Монтаж печатной платы

При сборке платы лучше всего начинать с монтажа микросхем и разъема USB, поскольку их контактные площадки паять вручную труднее всего. Затем небольшие конденсаторы, резисторы и дроссель (Рисунок 3).

Режимы зарядки литий-ионных аккумуляторов

Давайте рассмотрим подробнее, что происходит в схеме в процессе зарядки литий-ионных аккумуляторов.

Капельная подзарядка

Капельная подзарядка (также известная как предварительная зарядка) происходит в два этапа. Это своего рода функция защиты

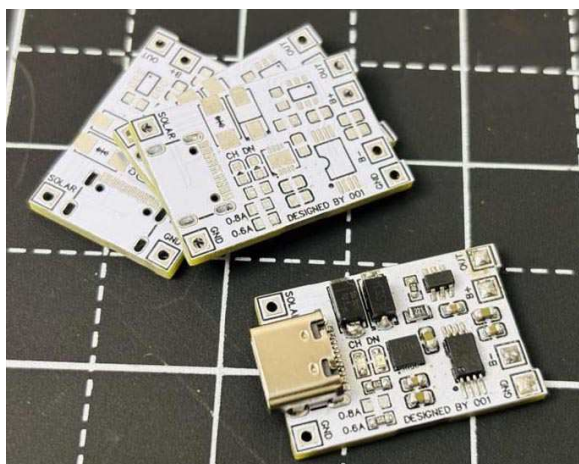


Рисунок 3. Собранная печатная плата.

аккумулятора, которая включается только в том случае, если батарея каким-либо образом разряжается.

Скажем, если номинальное напряжение составляет 3.7 В, а аккумулятор разряжен слишком сильно (например, ниже 2.8 В), сначала выполняется восстановительная зарядка, чтобы предотвратить повреждение аккумулятора чрезмерным током. В это время программа еще не запущена, и этот процесс контролируется аппаратно. Под «капельной подзарядкой» на этом этапе понимается процесс зарядки после чрезмерного разряда аккумулятора и до того, как он вернется к исходному напряжению. Ток при капельной подзарядке составляет 1/10 от максимального зарядного тока, то есть 0.1C (если максимальный ток зарядки составляет 1 А, то ток капельной подзарядки равен 100 мА).

Обычно под капельной подзарядкой подразумевается процесс зарядки, продолжающийся в течение определенного времени. Она является разновидностью зарядки постоянным напряжением с ограничением величины зарядного тока; как только напряжение аккумулятора достигает своего нормального значения (3.7 В), режим капельной подзарядки отключается и включается режим зарядки постоянным током.

Зарядка постоянным током и постоянным напряжением

Во время стандартного процесса зарядки аккумулятор заряжается постоянным током, равным максимальному току зарядки. Пос-

кольку напряжение аккумулятора постоянно повышается, процесс переключается на зарядку постоянным напряжением (около 4.15 В), когда напряжение приближается к установленному максимальному напряжению. С этого момента ток постепенно уменьшается, пока не достигнет 1/10 от максимального зарядного тока, после чего процесс зарядки завершается. Режим зарядки постоянным напряжением используется для поддержания работоспособности аккумулятора и предотвращения его ускоренной деградации.

Номинальный ток заряда указывается на аккумуляторе и определяется значением C. C – это способ представления тока относительно номинальной емкости батареи. Например, если емкость аккумулятора составляет 1000 мА·ч, то зарядный ток 1C равен 1000 мА (1 А).

Завершение зарядки

Существует два типичных критерия (метода) прекращения зарядки: по минимальному зарядному току и по таймеру (или их комбинация). При методе минимального тока контролируется зарядный ток на этапе зарядки постоянным напряжением, и процесс зарядки прекращается, когда зарядный ток снижается до 0.02C-0.07C. При втором методе запускается отсчет времени, когда начинается этап зарядки постоянным напряжением, и через два часа непрерывной зарядки процесс завершается. В современную эпоху зарядка мобильных устройств не прекращается, даже если индикатор заряда показывает 100%; в это время зарядка продолжается очень малым током, чтобы увеличить общий ресурс аккумулятора.

Тестирование и работа

После сборки я включил плату с блоком питания, установленным на максимальный ток 100 мА, чтобы ничего не повредить, если что-то пойдет не так. Но все заработало с первого раза, все соединения были правильными; однако перед включением питания всегда проверяйте целостность линий VCC и GND. Итак, я подключил литий-ионный аккумулятор, разряженный до 3.9 В, с максимальным напряжением зарядки 4.2 В. Установил

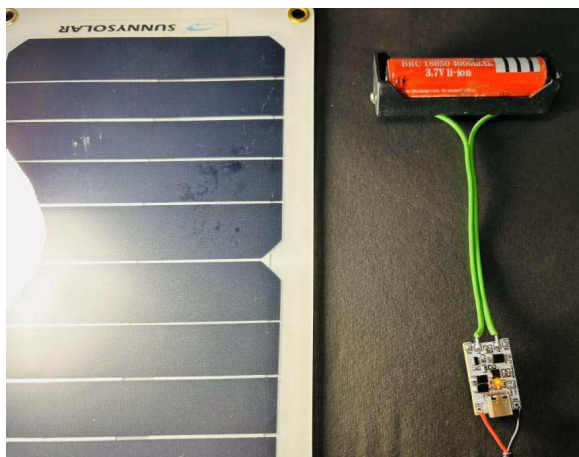


Рисунок 4. Зарядка от солнечной батареи.

зарядный ток по умолчанию. Номинальный ток зарядки должен соответствовать номинальной емкости аккумулятора, поэтому я всегда рекомендую использовать аккумулятор с высоким значением С и заряжать его током 3 А. См. Рисунки 4 и 5.

При максимальном напряжении и токе зарядки аккумулятора выделяется очень мало тепла, что соответствует 94%-ному КПД этой микросхемы. Я также протестировал все функции защиты, и все они работают нормально. Всегда рекомендуется проверять выходное напряжение платы, которое для литий-ионного аккумулятора должно быть в диапазоне 4.15-4.22 вольт. **РЛ**



Рисунок 5. Простая зарядка.

Материалы по теме

1. [Datasheet Consonance CN3165](#)
2. [Datasheet Yutai TP4056](#)
3. [Datasheet Fortune FS312F-G](#)
4. [Datasheet Fortune FS8205A](#)
5. [Datasheet Littelfuse SMAJ90CA](#)
6. [Datasheet Yangzhou Yangjie SS34AQ](#)

Загрузки

[Файлы проекта солнечного зарядного устройства](#)



Простая схема бесшумного выключения звука

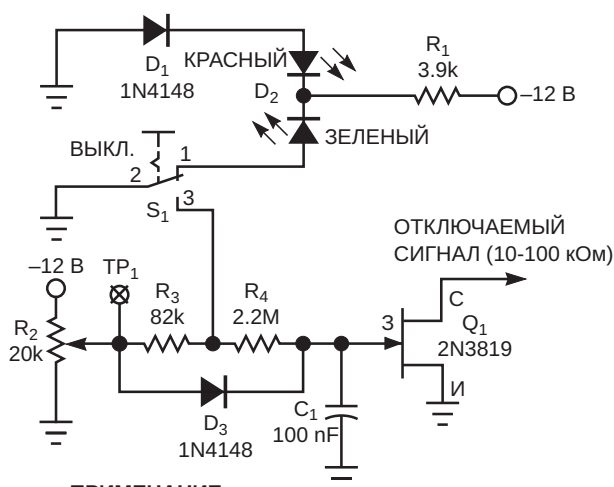
John Firestone

EDN

Схема на Рисунке 1, подключаемая к сигнальной линии аудиоусилителя, добавляет функцию бесшумного включения/выключения питания. Элементы R_4 , C_1 и полевой транзистор с р-п переходом Q_1 бесшумно заземляют сигнал на 100-200 мс при замыкании или отпускании кнопки S_1 . Удвоенное напряжение отсечки V_{GS_OFF} транзистора Q_1 , установленное потенциометром R_2 , делает времена включения и выключения примерно равными. Резистор R_2 и диод D_3 быстро разряжают конденсатор C_1 и, отрывшийся транзистор шунтирует сигнал во время выключения питания.

Чтобы этот процесс работал, напряжение сигнального пути должно оставаться стабильным и составлять примерно треть от нормального напряжения питания – в данном примере ниже ± 4 В. После этого транзистор Q_1 может завершить отключение звука. Использование в качестве Q_1 транзистора PN4392 с более строго нормированными характеристиками может смягчить это требование и позволить отключать сигналы более низкоомного источника. Резистор R_3 отвязывает переключатель S_1 от потенциометра R_2 , чтобы исключить влияние диода D_3 на время выключения сигнала. Нормально замкнутый контакт S_1 , резистор R_1 и двухцветный светодиод D_2 обеспечивают световую индикацию режимов работы. D_1 повышает пороговое напряжение включения красного светодиода, чтобы при нормальной работе усилителя светился зеленый светодиод. Без этого диода загорался бы красный светодиод.

Такая схема делает ненужным использование более дорогого двухполюсного двухпо-



ПРИМЕЧАНИЕ:
НАПРЯЖЕНИЕ В ТОЧКЕ TP₁ УСТАНОВИТЬ
ВДВОЕ БОЛЬШИМ, ЧЕМ НАПРЯЖЕНИЕ V_{GS}
ЗАКРЫТОГО ТРАНЗИСТОРА Q_1 (V_{GS_OFF}),
ЧТОБЫ $0.50V_{GS_OFF} = 0.7RC = 150$ мс.

Рисунок 1. Эта простая схема, подключаемая к сигнальной линии аудиоусилителя, добавляет функцию бесшумного включения/выключения питания.

зиционного переключателя, обеспечивает непрерывную световую индикацию состояния переключателя S_1 и снижает уровень помех за счет меньших колебаний тока светодиода [1] и [2]. **РЛ**

Ссылки

1. Linkwitz, SJ, "Loudspeaker System Design," Wireless World, Volume 84, June 1978, pg 67.
2. Self, D, "Inside Mixers," Wireless World, Volume 97, April 1991, pg 280.

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor 2N3819](#)
2. [Datasheet Central Semiconductor PN4392](#)

Прецизионный программируемый источник втекающего тока

Stephen Woodward

EDN

Микросхема TL431 существует уже почти 50 лет. В течение десятилетий это устаревшее устройство, изначально продававшееся как прецизионный регулируемый параллельный стабилизатор, нашло применение и в альтернативных приложениях. К ним относятся компараторы напряжения, аудиоусилители, источники тока, устройства защиты от перенапряжения и т. д. К сожалению, почти в каждом примере из этого огромного зверинца схем вывод «анод» микросхемы 431 постигает одна и та же участь. Он заземляется.

Стабилизация источника втекающего тока

Представленная здесь схема предлагает бедному, гонимому выводу более жизнерадостную роль, Рисунок 1.

Блок-схема на Рисунке 1 показывает, как работает 431 на концептуальном уровне. На этой схеме вытекающий ток

$$I_s = \frac{V_C + 2.5 \text{ В}}{R1} = 0 \dots \frac{1}{R1}$$

при изменении V_C от 2.5 до 3.5 В;

$V_S < 37 \text{ В}$, $I_S < 100 \text{ мА}$, $I_S(V_S - R1 \cdot I_S) < 500 \text{ мВт}$ при температуре окружающей среды 50°C .

Последовательное соединение прибавляет напряжение внутреннего прецизионный опорного источника 2.5 В к внешнему входному напряжению на выводе АНОД. Операци-

онный усилитель вычитает эту сумму из входного напряжения на выводе REF, затем усиливает результат и подает разность на проходной транзистор. Если разность положительна (сумма больше напряжения на выводе REF), транзистор включается и шунтирует ток, идущий от КАТОДА к АНОДУ. В противном случае (сумма меньше напряжения на выводе REF) транзистор выключается.

Если микросхема 431 включена традиционным способом (вывод REF подключен к КАТОДУ, а АНОД заземлен), схема работает так, как и должен работать параллельный регулятор напряжения, поддерживая на КАТОДЕ

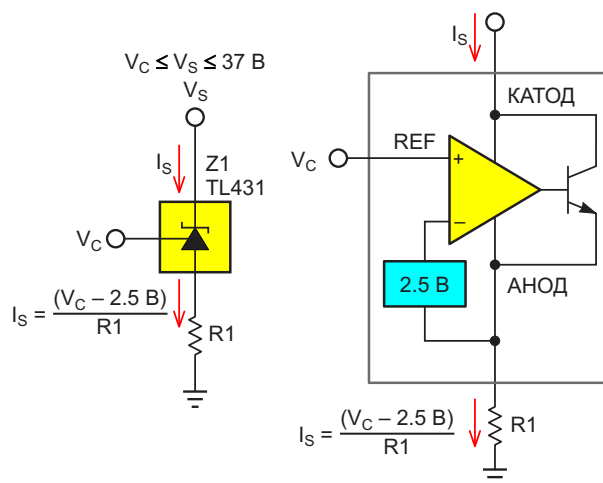


Рисунок 1. Плавающий анод служит чувствительным выводом для активного регулирования втекающего тока.

запрограммированное цепочкой резисторов напряжение, пропорциональное напряжению внутреннего опорного источника 2.5 В. Но что произойдет, если вывод REF будет подключен к постоянному управляющему напряжению $V_C > 2.5 \text{ В}$, а АНОД, вместо того, чтобы быть заземленным, будет свободно висеть на токоизмерительном резисторе R1?

А произойдет то, что вместо *напряжения* будет регулироваться *ток*. Поскольку напряжение V_C фиксировано и не может быть *уменьшено*, чтобы выполнить условие $REF = AНОД + 2.5\text{ В}$, напряжение на АНОДЕ должно быть *увеличено* до значения, при котором будет достигнуто это равенство. Для этого необходимо, чтобы

$$I_s = \frac{V_c - 2.5 \text{ B}}{R1}.$$

Стабилизация втекающего тока, пропорционального $1/R_1$

На Рисунке 2 показано, как с помощью фиксированного делителя напряжения можно (при условии, что шина 5 В достаточно точна) использовать плавающий анод регулятора Z1 для стабилизации постоянного протекающего тока:

$$I_s = \frac{3.5 B - 2.5 B}{R1} = \frac{1}{R1}.$$

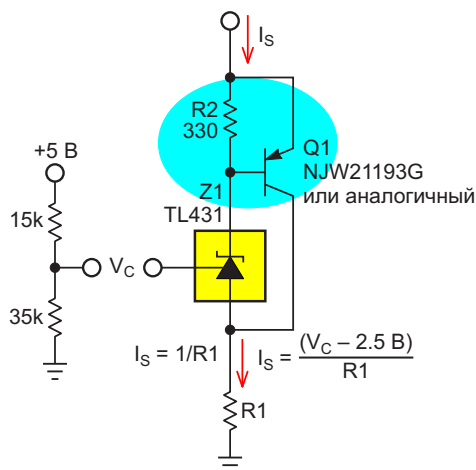


Рисунок 2. Бустерный транзистор Q1 может выдерживать ток и напряжение, превышающие максимальные значения, допустимые для микросхемы 431, а делитель напряжения 3.5 В программирует постоянный ток I_S .

Здесь также показано добавление бустерного транзистора Q1 для решения задач, требующих тока или мощности, выходящих за скромные пределы возможностей микросхемы Z1 в корпусе ТО-92. Обратите внимание, что точность стабилизации Z1 не пострадает, поскольку любая часть тока I_S , которая ответвляется в Q1 в обход регулятора Z1, суммируется обратно перед прохождением через резистор R1.

Программирование втекающего тока с помощью ЦАП

На Рисунке 3 показан способ цифрового программирования тока I_S с помощью 2.5-вольтового сигнала ЦАП. Обратите внимание, что сигнал ЦАП инвертирован (ток I_S максимален при $V_X = 0$), а Z2 обеспечивает необходимый сдвиг уровня:

$$I_s = \frac{2.5 \text{ B} - V_x}{2.5 \cdot R1} = 0 \dots \frac{1}{R1}$$

при изменении V_x от 2.5 В до 0.

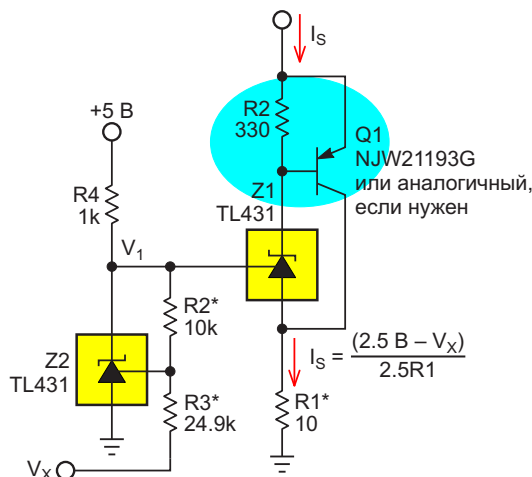


Рисунок 3. ЦАП управляет током I_S . Сигнал ЦАП инвертируется, а регулятор Z2 обеспечивает необходимый сдвиг уровня.

Программирование втекающего тока, пропорционального $D/R1$, с помощью ЦАП

На Рисунке 4 показан альтернативный метод программирования с использованием ШИМ, когда $I_s = D/R1$, где D – коэффициент

заполнения ШИМ, принимающий значения от 0 до 1 (от 0% до 100%):

$$I_s = \frac{D}{R1} \cdot \frac{2.5 \cdot R2}{R3}$$

при $D = 0 \dots 1$,

$$D = I_s \frac{R1 \cdot R3}{2.5 \cdot R2},$$

$$D = I_s \cdot R1.$$

Исходим из 8-битного разрешения ШИМ и частоты 10 кГц. Однополюсный сглаживаю-

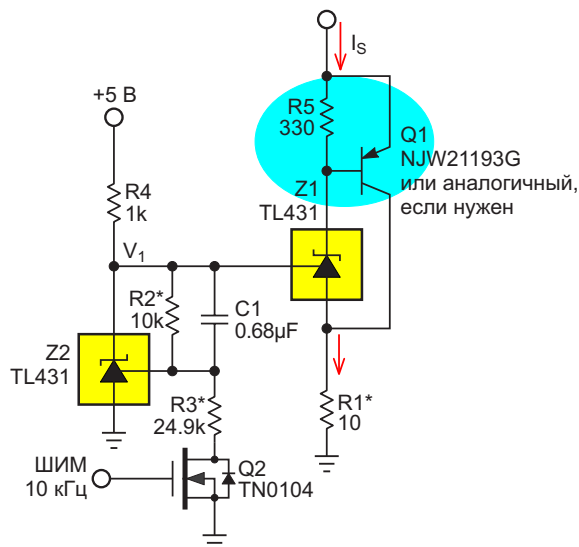


Рисунок 4. ШИМ-управление током I_s , который численно равен отношению коэффициента заполнения ШИМ к сопротивлению $R1$.

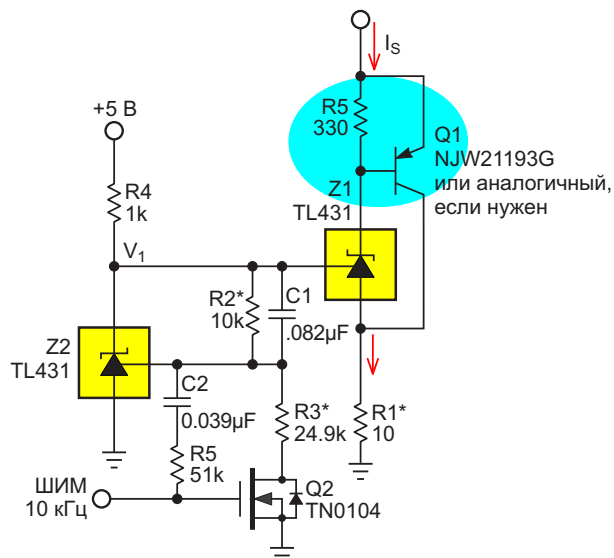


Рисунок 5. Добавление элементов $R5$ и $C2$ обеспечивает более быстрое установление при использовании фильтра пульсаций 2-го порядка.

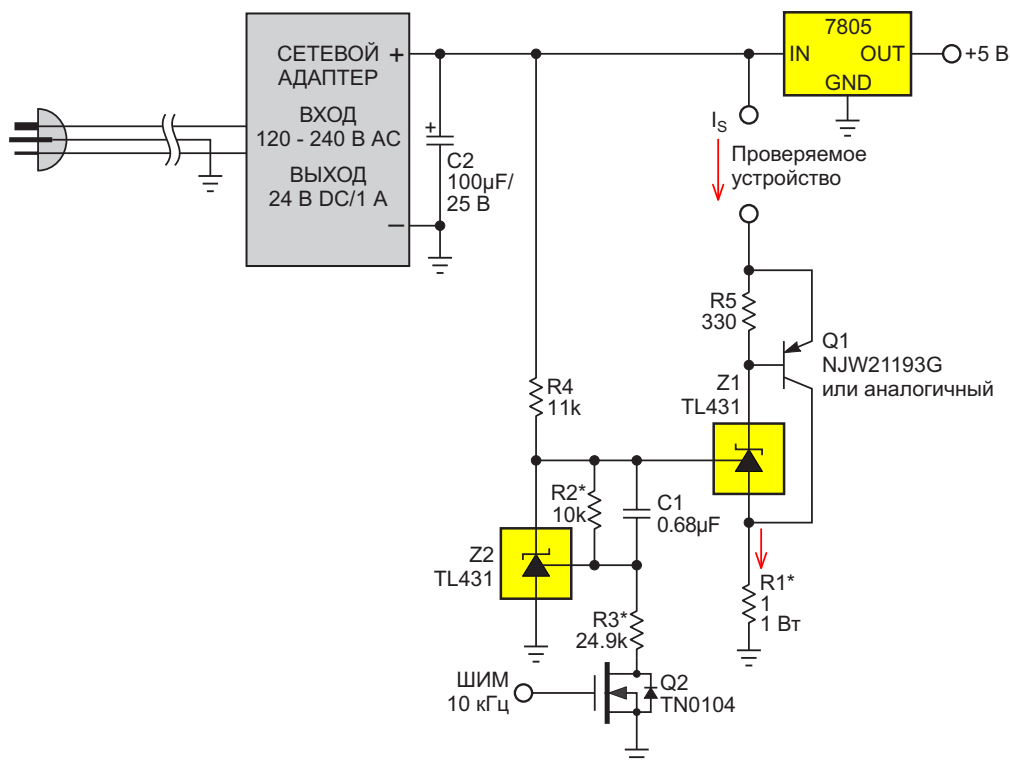


Рисунок 6. Комбинация источника втекающего тока и небольшого источника питания системы, где максимальные значения тока I_s и напряжения V_s равны 1 А и 20 В, соответственно, и $I_s = D$.

щий фильтр R2C1, имеющий постоянную времени, примерно в 64 раза превышающую период ШИМ (предполагается 10 кГц = 100 мкс), обеспечивает пиковый уровень пульсаций 1 LSB при времени установления 38 мс.

Снижение времени установления

Одним из недостатков схемы на Рисунке 4 является большое время установления (порядка 40 мс до уровня 8-битной точности), обусловленное однополюсным фильтром пульсаций R1C1. Если дополнительный резистор и конденсатор не подорвут бюджет, это время можно уменьшить примерно в 5 раз (приблизительно до 8 мс) с помощью цепочки R5C2 на Рисунке 5, обеспечивающей фильтрацию второго порядка с аналоговым вычитанием [1].

Применение программируемой схемы источника втекающего тока

Наконец, на Рисунке 6 показана схема из Рисунка 4 в сочетании с недорогим 24-ваттным сетевым адаптером и стабилизатором напряжения 5 В для питания небольшой цифровой испытательной системы. Убедитесь в том, что радиатор для транзистора Q1 имеет достаточные размеры. **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes TL431](#)
2. [Datasheet Microchip TN0104](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LM7805](#)
4. [Datasheet onsemi NJW21193G](#)

Источник питания от нуля вольт и выше с цифровым и ручным управлением

Михаил Шустов, г. Томск

Рассмотрена схема источника питания, имеющего цифровое и ручное управление, выходное напряжение которого регулируется от 0 до 10 В. Для управления уровнем выходного напряжения использован реверсивный счетчик импульсов.

Современные источники питания редко имеют возможность регулировки выходного напряжения от нуля вольт и выше. Так, например, при использовании регулируемых стабилизаторов напряжения, выполненных с использованием микросхем LM317 или LM7805, выходное напряжение не может быть ниже 1.25 или 5 В, соответственно. Рассмотренный в настоящей статье источник питания позволяет получить на выходе устройства плавно или ступенчато регулируемое напряжение в пределах от 0 до 10 В.

Генератор тактовых импульсов собран по почти традиционной схеме с использованием компаратора DA1.1 микросхемы LM339, Рисунок 1. Рабочая частота генератора определяется номиналами частотообразующих элемен-

тов R1, C1, в связи с чем при необходимости частоту следования импульсов можно индивидуально подобрать выбором номиналов этих элементов. Важнейший узел устройства, заимствованный из работы [1], содержит квазимостовое устройство на основе резистивного моста R4–R8, а также компаратор DA1.2, входы которого подключены к диагонали моста. Работа этих узлов описана ранее [2]: в среднем положении ручки потенциометра R5 генерация отсутствует. Точку срыва колебаний устанавливают подстроечным резистором R8.

При повороте ручки потенциометра R5 в любую сторону мост разбалансируется; частота генерации возрастает по мере разбаланса. В зависимости от положения ручки потенциометра R5 относительно точки

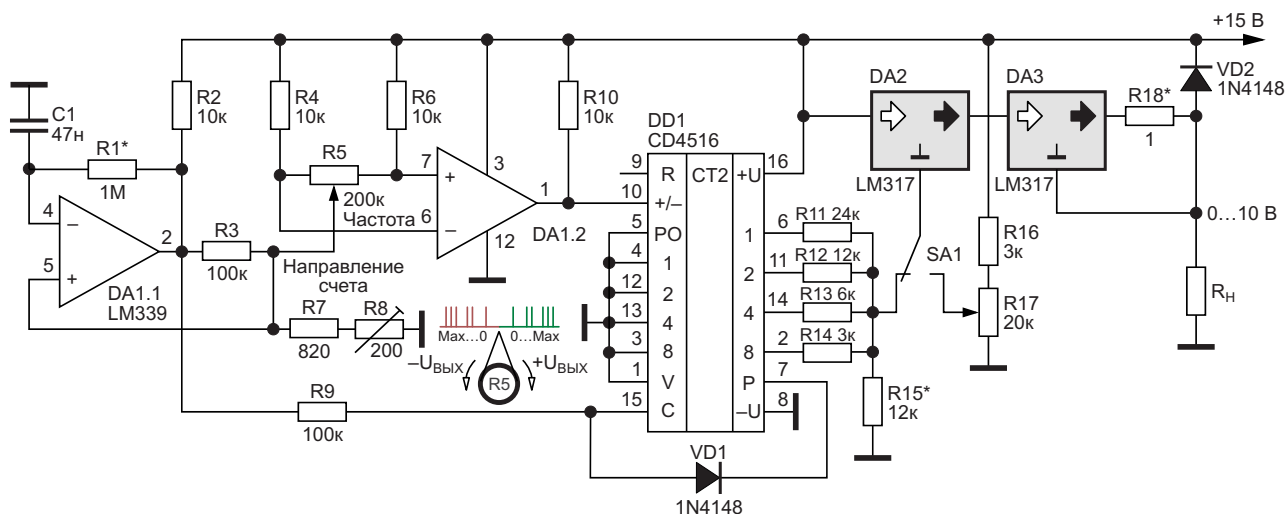


Рисунок 1. Источник регулируемого выходного напряжения в пределах от 0 до 10 В с цифровым и ручным управлением.

баланса происходит переключение уровня сигнала на выходе компаратора DA1.2. Уровень этого сигнала определяет направление счета реверсивного счетчика импульсов DD1 микросхемы CD4516. На счетный вход микросхемы CD4516 подается сигнал с выхода генератора тактовых импульсов. Цепочка R9, VD1 предотвращает циклическую работу счетчика DD1.

К выходам реверсивного счетчика подключена резистивная матрица R11–R15. Напряжение с резистора R15 подается на управляющий вход микросхемы интегрального стабилизатора напряжения DA2 LM317. При помощи переключателя SA1 регулировку выходного напряжения можно переключать с цифрового на ручное управление.

Микросхема DA3 LM317 выполняет двойную функцию. Во-первых, она ограничивает ток короткого замыкания через нагрузку; во-вторых, является гасителем избыточного напряжения 1.25 В, которое снималась бы с выхода микросхемы DA2 напрямую. Величина резистора R18 определяет максимальный ток ограничения $I_{\text{ВЫХ.МАХ}} [\text{А}] = \text{const} = 1.25/R18 [\text{Ом}]$, где $0.8 < R18 < 120 \text{ Ом}$.

Диод VD2 предназначен для исключения повреждения микросхем DA2 и DA3 при отключении источника питания в случае, если параллельно нагрузке включен электролитический конденсатор большой емкости.

В режиме цифрового управления выходное напряжение устройства можно ступенчато регулировать в ту или иную сторону поворотом ручки потенциометра. Недостатком устройства является то, что количество ступеней регулировки равно 16. С другой стороны это позволяет задавать каждый раз воспроизводимые уровни выходных напряжений. **РЛ**

Литература

1. Gergek F. Potentiometer and timer control up/down counter. Electronics. 1976. May 13. P. 94.
2. Шустов М.А. [Двухканальные частотные и ШИМ-регуляторы «Max–Min–Max» при переходе с канала на канал](#). РадиоЛоцман, 2025, 05-06, [стр. 72](#).

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4516B](#)
3. [Datasheet Fairchild LM317](#)

Двустороннее зеркало – то есть, токовое зеркало

Stephen Woodward

EDN

Классический набор, который вы увидите в большинстве винтажных детективных фильмов, – это комната для допросов с «двусторонним» зеркалом на одной из стен. Эта классная штука позволяет свидетелям видеть подозреваемых из другой комнаты, в то время как подозреваемые могут видеть только себя. В каком направлении работает двустороннее зеркало, определяется тем, на какой стороне больше света. Яркая сторона – зеркало подозреваемого. Темная сторона – окно свидетеля.

И какое же отношение это имеет к электронике?

Эта простая конструкция описывает двустороннее токовое зеркало, которое, по сомнительной аналогии с оптическим, может отражать или передавать, в зависимости от того, какая сторона – входная или выходная – более положительна. Оно состоит всего из двух биполярных транзисторов и одного диода и выделено желтым цветом на Рисунке 1 с изображением управляемого напряжением генератора треугольных импульсов на основе таймера 555.

Вот как это работает.

Давайте узел, к которому подключен диод D1, назовем входом, а узел с конденсатором

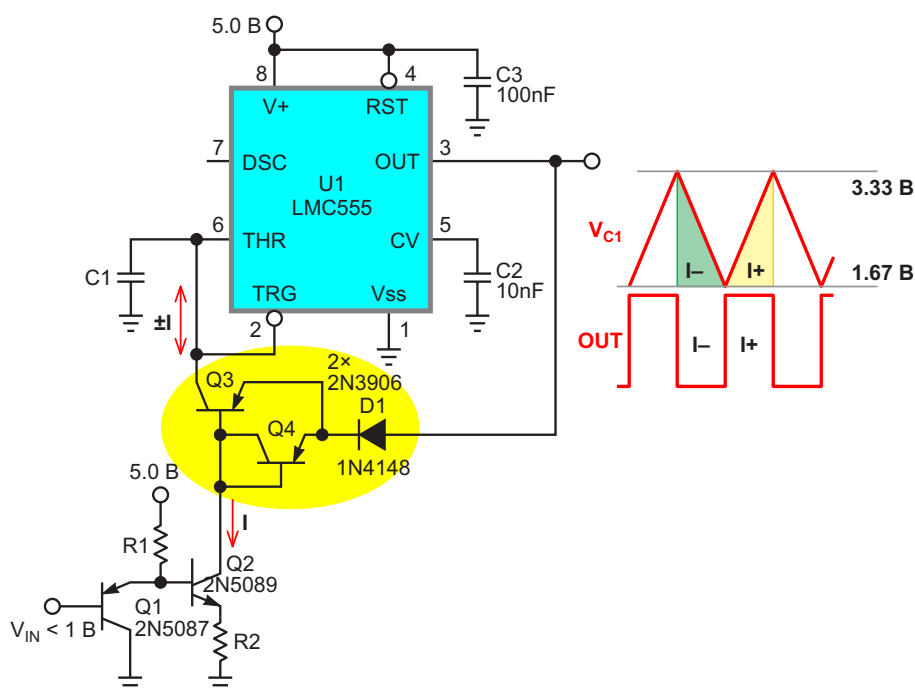


Рисунок 1. Элементы D1, Q3 и Q4 образуют двустороннее токовое зеркало. Оно пассивно проводит ток коллектора Q2 к конденсатору C1 через переход база-коллектор транзистора Q3, когда напряжение на выводе OUT отрицательно относительно C1, но становится активным инвертирующим источником тока с единичным усилением, когда напряжение OUT становится положительным и меняет полярность. (V_{C1} – напряжение на конденсаторе C1).

C1 – выходом. Когда напряжение на выводе OUT таймера U1 низкое, диод D1 и зеркало смещены в обратном направлении. В таких условиях коллекторному току I транзистора Q2 некуда идти, кроме как в прямосмещенный переход база-коллектор транзистора Q3, как показано на Рисунке 2. Это подключает Q2 к конденсатору C1, который линейно разряжается током I .

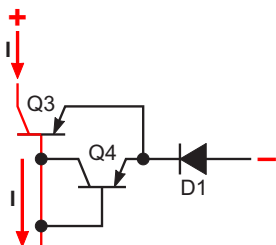


Рисунок 2. Когда напряжение на выходе OUT становится низким, транзистор Q4 выключается, а Q3 насыщается и пропускает отрицательный ток I в конденсатор C1. Чтобы транзистор Q2 не насыщался, поддерживайте напряжение V_{IN} ниже 1 В.

Когда напряжение на C1 опускается до напряжения запуска таймера U1 (1.33 В), выходное напряжение OUT становится высоким. Это меняет полярность напряжения на зеркале, смещая его в прямом направлении, в результате чего потенциалы эмиттеров Q3 и Q4 становятся положительными относительно конденсатора C1. Затем Q3 и Q4 берут на себя роль обычного активного токового зеркала с единичным усилением. Теперь они отражают инвертированную положительную версию тока I в конденсатор C1, делая наклон напряжения на нем положительным, как показано на Рисунке 3.

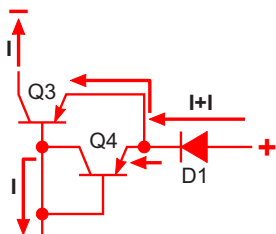


Рисунок 3. При высоком напряжении OUT зеркало становится активным и инвертирует I в положительный ток для зарядки конденсатора C1.

Когда конденсатор C1 заряжается до верхнего порога таймера U1 (3.67 В), напряже-

ние на выходе OUT снова становится низким, и начинается новый цикл колебаний, завершающийся выводом (теоретически) симметричного импульса в форме равнобедренного треугольника. Поддерживайте напряжение V_{IN} ниже 1 В.

Подробности, включая достоинства и недостатки классического двухтранзисторного токового зеркала, можно найти в многочисленных справочных материалах по проектированию электроники [1].

Конечно, можно также сделать комплементарную версию двухстороннего зеркала на п-р-п транзисторах. Если источник втекающего тока Q2 заменить источником вытекающего тока, он будет работать так же хорошо.

Возможно, вам интересно, для чего нужен диод D1? Когда напряжение на выходе OUT становится низким, эмиттеры обоих транзисторов смещены в обратном направлении, поэтому в любом случае ток через входной узел протекать не должен. Следовательно, D1 лишний, верно?

Ну, нет, это не так. Причина выражается термином «обратная бета». Оказывается, при обратном смещении перехода база-эмиттер биполярного транзистора и прямом смещении перехода база-коллектор возможно (и даже вероятно) протекание значительного тока от коллектора к эмиттеру. Соответствующий коэффициент передачи тока в этой перевернутой конфигурации всегда намного меньше, чем бета в обычном включении, но он все равно больше утечки, и определенно слишком значителен, чтобы его игнорировать. Диод D1 нам нужен.

Детективная история двухстороннего токового зеркала на этом заканчивается. Спасибо, что прочитали. Извините, если для вас эта новость старая. Для меня эта новость была новой, когда я обдумывал ее, и в ближайшем будущем я надеюсь показать для нее больше приложений. **ПЛ**

Ссылка

1. [The Current Mirror](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LMC555](#)
2. [Datasheet Central Semiconductor 2N5087](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor 2N5089](#)

Двустороннее токовое зеркало Уилсона

Stephen Woodward

EDN

Недавно я опубликовал статью, описывающую двунаправленное токовое зеркало, в котором используются всего два транзистора и диод: «Двустороннее зеркало – то есть, токовое зеркало» [1].

Эта схема хорошо работает в некоторых приложениях, например, в показанном в самой статье, но, тем не менее, она имеет ограничения из-за различных эффектов, приводящих к ошибкам, некоторые из которых описаны в [2].

Одним из наиболее важных факторов является «эффект Эрли», который проявляется в значительном нарушении баланса токов, когда падение напряжения на зеркале становится больше пары вольт. К счастью, способ устранения эффекта Эрли был придуман еще в 1967 году Джорджем Р. Уилсоном, инженером-разработчиком микросхем из компании Tektronix. Простое, но гениальное решение Уилсона заключалось в добавлении к базовому токовому зеркалу третьего транзистора – Q3 на Рисунке 1.

Благодаря транзистору Q3 разность падений напряжения на активных транзисторах токового зеркала Q1 и Q2 никогда не превышает одного напряжения база-эмиттер V_{BE} , что снижает ошибку от эффекта Эрли до менее чем 1%. На Рисунке 2 показан вариант базового двухстороннего токового зеркала с дополнительным транзистором Уилсона, повышающим точность.

Это преимущество используется в генераторе треугольных импульсов на Рисунке 3, позволяя достичь хорошей симметрии

импульсов, несмотря на то, что на зеркало может подаваться напряжение, достигающее 10 В.

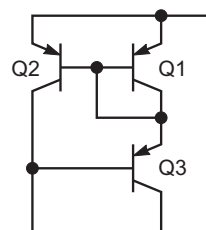


Рисунок 1. Зеркало Уилсона улучшает точность благодаря добавленному транзистору Q3, несмотря на эффект Эрли.

Зеркало Уилсона – лучший выбор для схемы на Рисунке 3, но не всегда это лучший вариант. Это связано с тем, что, когда зеркало активно, третий транзистор добавляет к минимальному падению напряжения дополнительное напряжение V_{BE} . В случае схемы на Рисунке 3 это не проблема, поскольку она работает от 15 В, но в схеме из предыдущей статьи [1] с ее генератором, питающимся от 5 В, это было бы проблемой. К счастью, по

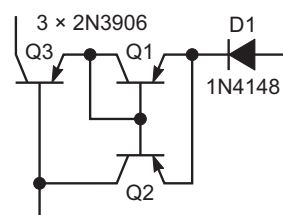


Рисунок 2. Двустороннее токовое зеркало с улучшением Уилсона.

Использование трехфазного выпрямления и снижения напряжения для однофазных автономных источников питания

JB Castro-Miguens, C Castro-Miguens, M Pérez Suárez, A Abal Pena

EDN

Некоторые промышленные приложения требуют питания маломощного DC/DC преобразователя от трехфазного источника с возможным межфазным напряжением 200 или 400 В. Кроме того, клемма нейтрального провода источника переменного тока может быть недоступна для подключения, что вынуждает использовать фазные линии, а значит, более высокое входное напряжение. В одной или двух фазах могут возникать неисправности, и в некоторых приложениях требуется, чтобы источник питания все равно продолжал работать. Чтобы решить эти проблемы, можно использовать неуправляемый выпрямитель и конденсатор для преобразования трехфазного переменного напряжения

в постоянное, но это напряжение может превышать максимальное входное напряжение, поддерживаемое стандартным преобразователем. Трудно найти DC/DC преобразователь для таких постоянных напряжений, которые обычно составляют 564 В или больше.

Схему на Рисунке 1 можно использовать для получения постоянного напряжения более низкого, чем заданное значение, установленное соотношением сопротивлений R_1 и R_3 . Для указанных на рисунке номиналов это значение составляет приблизительно 340 В пик-пик при линейном трехфазном напряжении 400 В с.к.з. или выше. Это значение можно получить от двух или трех фаз с нейтральным проводом или без него, а

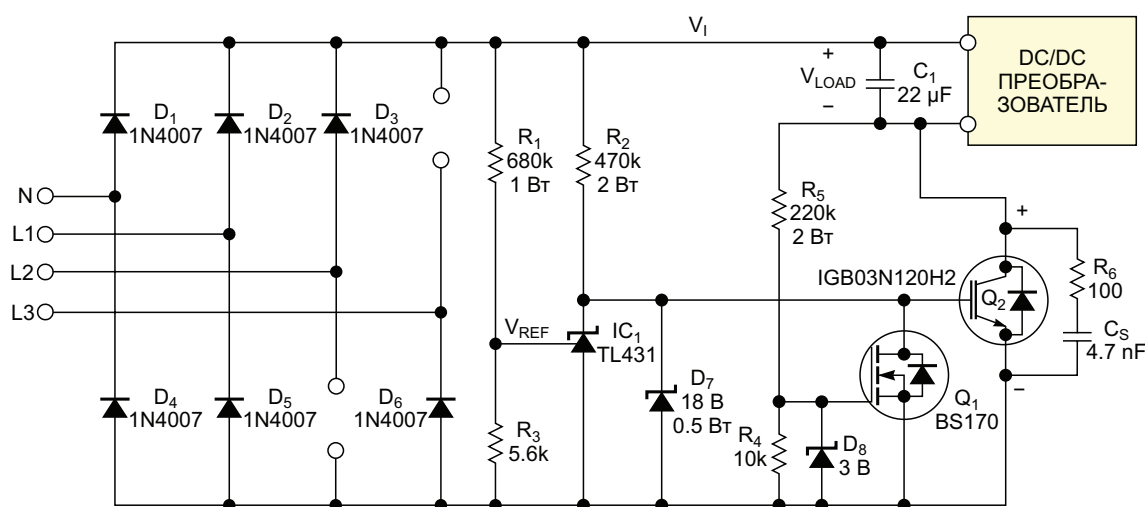


Рисунок 1. Для снижения напряжения до уровня, стандартного для автономных DC/DC преобразователей, в трехфазном выпрямителе используются коммутируемый IGBT и конденсатор.

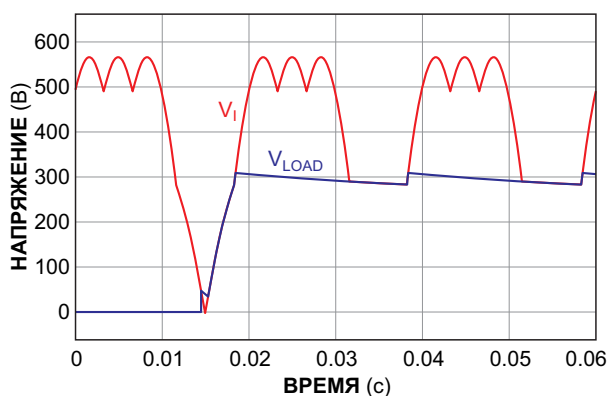


Рисунок 2. В этой схеме отсутствуют два диода, типичных для трехфазного выпрямительного моста, но имеется пара диодов в нейтральном проводе для получения на сглаживающем конденсаторе C_1 напряжений ниже 340 В и возможности и достижения 0 В при первоначальном запуске.

также от одной фазы с нейтральным проводом. В этой схеме отсутствуют два диода, типичных для трехфазного выпрямительного моста, но имеется пара диодов в нейтральном проводе для получения на сглаживающем конденсаторе C_1 напряжений ниже 340 В и возможности и достижения 0 В при первоначальном запуске (Рисунок 2). Если подключается нейтральный провод, его нужно соединить с двухдиодным плечом выпрямителя, чтобы обеспечить 0 В при запуске, однако фазные провода можно подключать произвольно.

Параллельный регулятор IC_1 работает как компаратор. После первоначального запуска, всякий раз, когда мгновенное выпрямленное напряжение V_I превышает 340 В, напряжение между опорным и анодным выводами IC_1 становится выше, чем его внутреннее опорное напряжение 2.495 В, что снижает напряжение между анодом и катодом примерно до 2 В и выключает транзистор Q_2 . Если выпрямленное напряжение ниже 340 В, микросхема IC_1 не проводит ток. Таким образом, транзистор Q_2 открывается смещением на резисторе R_2 , подключая сглаживающий конденсатор C_1 и DC/DC преобразователь к выпрямителю.

При включении, если конденсатор C_1 полностью разряжен, и мгновенное выпрямленное напряжение превышает примерно

50 В, MOSFET Q_1 открыт, удерживая биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT) Q_2 выключенным; зарядный ток в конденсатор не течет. Если мгновенное значение выпрямленного напряжения меньше напряжения на сглаживающем конденсаторе плюс 50 В, транзистор Q_1 выключается, а Q_2 открывается, подключая конденсатор и нагрузку к выпрямителю.

Обратите внимание, что, особенно при включении, напряжение коллектор-эмиттер транзистора Q_2 , равное $V_I - V_{LOAD}$, при его выключении возрастает до больших значений, поэтому резистор R_5 должен иметь как можно большее сопротивление и выдерживать мощность около 0.5 Вт. Увеличение сопротивления R_5 означает, что придется увеличить и сопротивление R_4 , что приведет к более медленному выключению транзистора Q_1 и, возможно, повлечет за собой сбой при запуске. Необходимо найти практический компромисс между элементами R_4 , R_5 и D_8 . Учитывая, что стабилитрон D_8 ограничивает максимальное напряжение на затворе Q_1 , его напряжение стабилизации должно быть как можно ближе к пороговому напряжению транзистора, чтобы его выключение падением напряжения на R_4 происходило максимально быстро. Хорошим выбором для Q_1 является BS170. Чтобы ограничить создаваемые помехи, можно между коллектором и эмиттером транзистора Q_2 включить снабберную цепочку, состоящую из элементов R_6 и C_S .

При фактическом напряжении нагрузки 340 В опорное напряжение регулятора IC_1 примерно на 0.5 В выше, чем на его катод, и входной транзистор начинает проводить ток через переход база-коллектор. Необходимо измерить это катодное напряжение при токе 45 мкА и напряжении 0.5 В, и учесть это значение при расчете новых значений сопротивлений R_1 и R_3 . Модель на Рисунке 2 не учитывает эту входную утечку, и переключение, по-видимому, происходит при напряжении 310 В. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes TL431](#)
2. [Datasheet Vishay BS170](#)
3. [Datasheet Infineon IGB03N120H2](#)

Еще одна простая схема нажал – включил, нажал – выключил

Jayapal Ramalingam

EDN

На Рисунке 1 представлена простая схема реализации функции нажал – включил, нажал – выключил с несколькими недорогими компонентами. В этой конструкции выход подключается к входу гаджета при однократном нажатии кнопки PB. При следующем нажатии выход отключается.

Это привлекательная альтернатива громоздким переключателям ВКЛ/ВЫКЛ для цепей постоянного тока. Работа схемы объясняется довольно просто. U1 – это счетчик.

При включении питания цепь R2/C2 сбрасывает счетчик в ноль. При кратковременном нажатии кнопки PB вырабатывается импульс, который формируется инверторами с триггером Шмидта U2 (А и С) и подается на счетный вход счетчика U1. Таким образом, уровень выхода младшего разряда Q1 счетчика U1

становится высоким, открывая MOSFET Q1. В этот момент на выходе появляется входное постоянное напряжение.

При повторном кратковременном нажатии кнопки PB формируется еще один импульс, который подсчитывается счетчиком U1. В результате на его выходе младшего разряда появляется низкий уровень, MOSFET Q1 перестает проводить ток, и выход отключается от входа. Это последовательность действий повторяется, подключая и отключая выход при каждом нажатии кнопки PB. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4024B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)
3. [Datasheet Vishay IRLZ44](#)

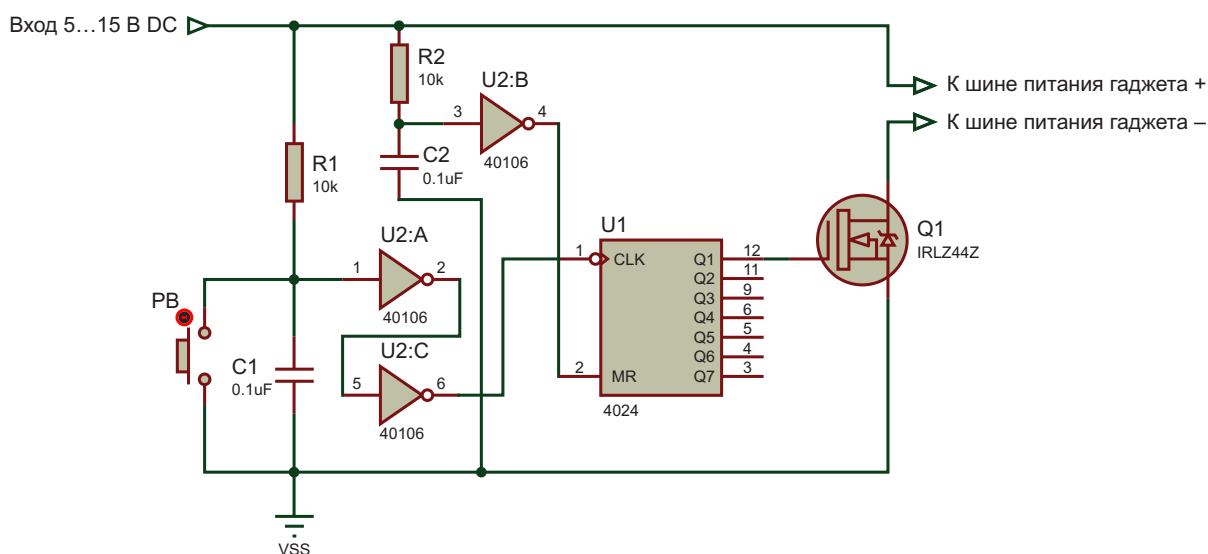


Рисунок 1. Схема включения-выключения постоянного напряжения. Гаджет подключается к выходным клеммам схемы. При наличии соответствующего радиатора для MOSFET Q1 выходной ток может достигать 50 А.

Пересмотрено: Для подключения ШИМ к импульсным регуляторам достаточно трех дискретных компонентов

Stephen Woodward

EDN

Типичная выходная цепь регулятора

Для программирования выходного напряжения многих микросхем регуляторов напряжения, как линейных, так и импульсных используется одна и та же базовая двухре-

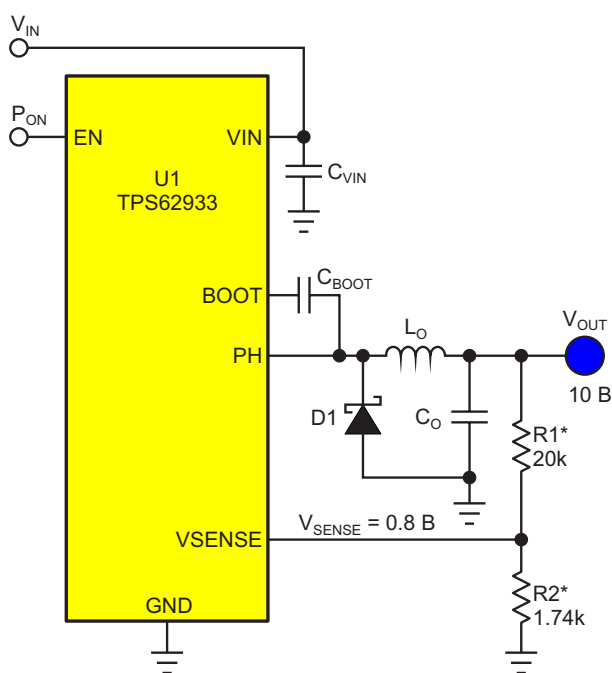


Рисунок 1. Типичная схема программирования выходного напряжения регулятора, в которой напряжение узла обратной связи V_{SENSE} и значение сопротивления $R1$ различаются в зависимости от типа.

зисторная цепочка. Рисунок 1 иллюстрирует этот факт на примере типичного импульсного (понижающего) регулятора, см. $R1$ и $R2$, где:

$$V_{OUT} = V_{SENSE} \left(\frac{R1}{R2} + 1 \right) = 0.8 \text{ В} \cdot (11.5 + 1) = 10 \text{ В}.$$

Количественно напряжение узла обратной связи V_{SENSE} варьируется от типа к типу, и рекомендуемые значения сопротивления $R1$ также могут различаться, но топология остается неизменной. В большинстве случаев она точно соответствует Рисунок 1. Такое единообразие де-факто полезно, если ваше приложение предполагает ШИМ-управление выходным напряжением V_{OUT} .

Трехкомпонентное решение для ШИМ-регулятора

На Рисунок 2 показано простое трехкомпонентное решение, которое позволяет реализовать вышеописанная топология. Обратите внимание, что коэффициент заполнения ШИМ (D) находится в диапазоне от 0 до 1, где:

$$V_{OUT} = V_{SENSE} \left(\frac{R1}{R2/D} + 1 \right) = D \cdot 11.5 \cdot 0.8 + 0.8 = D \cdot 9.2 + 0.8 \text{ В}.$$

Все, что требуется, чтобы ввести линейное ШИМ-управление в регулятор на Рисунок

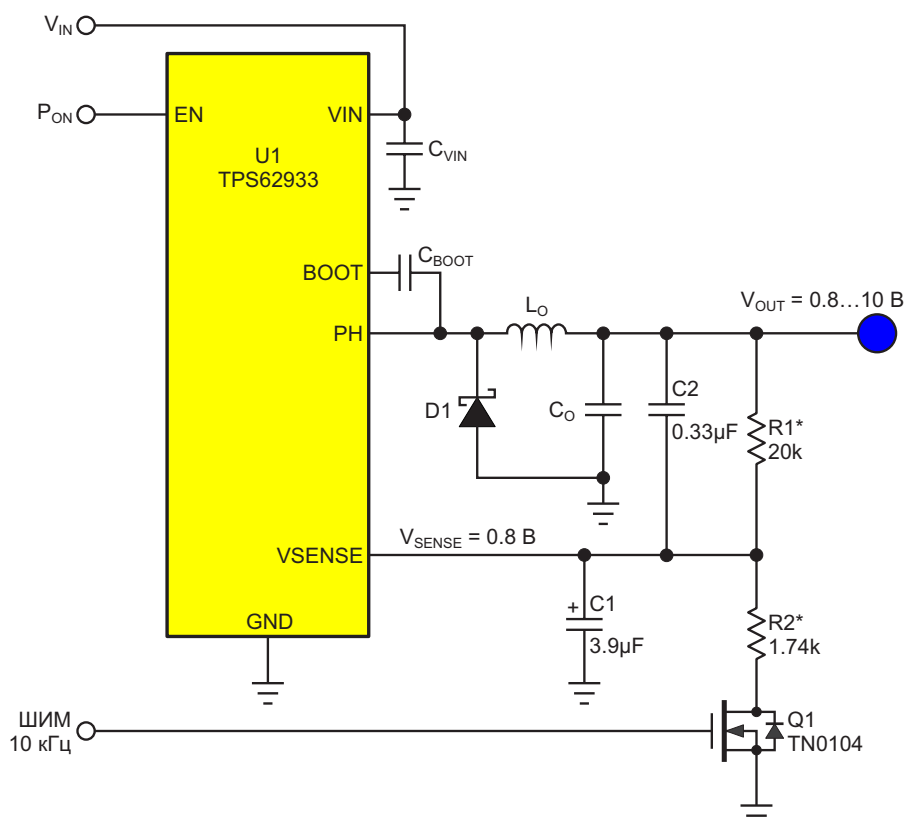


Рисунок 2. Схема линейного ШИМ-программирования регулятора состоит из трех компонентов.

ке 1, – это добавить три дискретных компонента: коммутатор ШИМ Q1 и конденсаторы фильтра пульсаций C1 и C2. Обратите внимание, что напряжение V_{OUT} будет равно

$$V_{SENSE} \left(\frac{C1}{C2} + 1 \right) = 10 \text{ В}$$

в течение примерно 6 мс во время включения питания, пока заряжаются конденсаторы C1 и C2, но это не страшно.

Емкость C2, необходимая для ослабления пульсаций ШИМ до уровня точности 1 LSB (0.4%), составляет

$$C2 = \frac{2(N-2)}{R1 \cdot F_{PWM}}$$

где

N – разрядность ШИМ,

F_{PWM} – частота ШИМ (на рисунке 10 кГц).

Затем, чтобы не нарушать рассчитанный коэффициент усиления контура регулирования микросхемы U1, что может привести к сни-

жению устойчивости, емкость конденсатора C1 выбирают в соответствии с соотношением

$$C1 = C2 \frac{R2}{R1}.$$

Это соотношение емкостей также обеспечивает защиту входа V_{SENSE} микросхемы U1, поскольку оно гарантирует, что даже внезапное замыкание выхода V_{OUT} на землю не приведет к появлению опасного отрицательного напряжения на выводе V_{SENSE} .

Такое сочетание постоянных времени дает время установления фильтра первого порядка до 8-битной точности $T8 = R1C2 \ln(256) = 37 \text{ мс}$. Подробнее об этом длинном числе чуть позже.

Замечательная особенность этой простой топологии заключается в том, что, в отличие от многих других схем цифрового управления питанием, для точности стабилизации важна только точность сопротивлений R1, R2 и внутреннего опорного напряжения регулятора. Поэтому точность не зависит от внешних источников напряжения, например, шин пита-

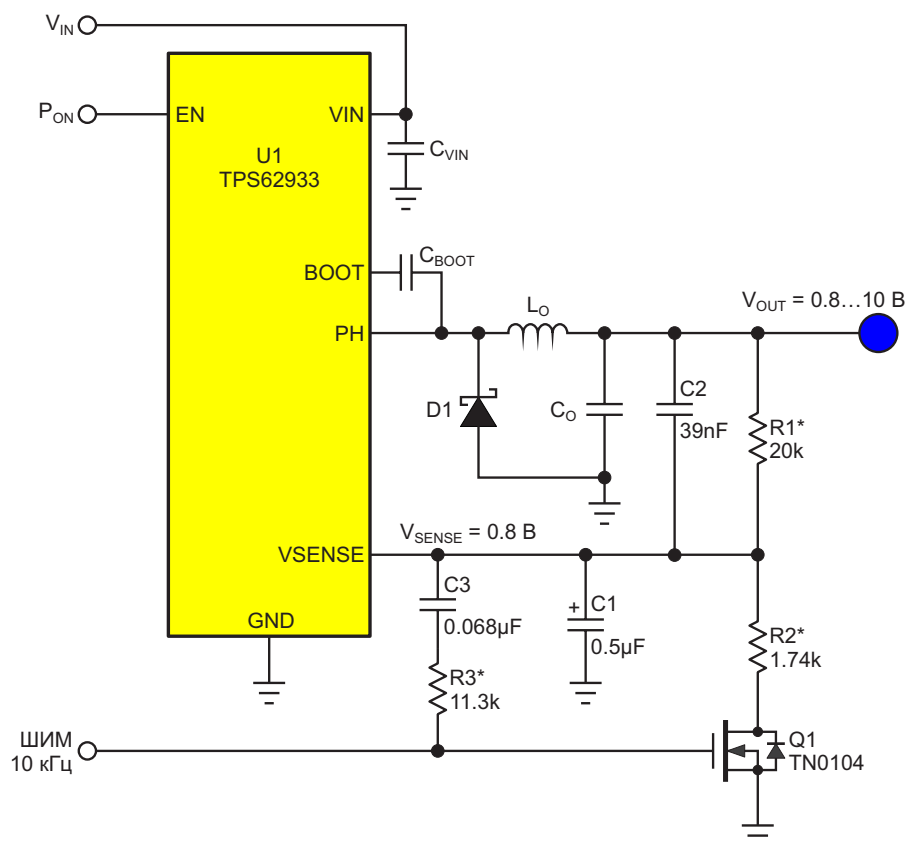


Рисунок 3. Добавьте элементы R3 и C3, чтобы получить аналоговое вычитание пульсаций [1], фильтрацию второго порядка и время установления 7 мс. Символ «*» обозначает точность 1% или лучше.

ния логики. Точность, измеряемая в процентах от V_{OUT} , также не зависит от D и остается равной точности V_{SENSE} (например, $\pm 1\%$) для всех выходных напряжений.

Уменьшение времени установления

Что, если время установления 37 мс слишком велико для вашего приложения? Что, если вы готовы потратиться еще на пару деталей, чтобы уменьшить его? Что тогда – показано на Рисунке 3.

Впервые описанный в статье «Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием» [1] экономный способ реализации фильтра пульсаций ШИМ второго порядка заключается в аналоговом вычитании переменной составляющей логической инверсии ШИМ-сигнала из результирующего постоянного напряжения. На Рисунке 3 показано, как это можно сделать, просто добавив элементы R3 и C3 к схеме на Рисунке 2. Обратите внимание, что соотношения импе-

дансов добавленных компонентов равны соотношению пиковых значений ШИМ-сигнала на затворе транзистора Q1 (5 В) и логического дополнения напряжения на его стоке (0.8 В), равному $5 \text{ В} / 0.8 \text{ В} = 6.5$. Вот почему $R3 = 6.5 \times R2$ и $C3 = C2 / 6.5$.

В заключение:

В этой статье пересматривается подход, описанный в более ранней статье «Для подключения ШИМ к импульсным регуляторам достаточно трех дискретных компонентов» [2]. [РЛ](#)

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Подавитель пульсаций ШИМ ЦАП с аналоговым вычитанием](#)
2. Stephen Woodward. [Для подключения ШИМ к импульсным регуляторам достаточно трех дискретных компонентов](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TPS62933](#)
2. [Datasheet Microchip TN0104](#)

Простые низковольтные зарядовые насосы

Rod Elliott

Введение

Эти сверхпростые проекты призваны обеспечить реализацию двух простых функций без использования трансформаторов или «эзотерических» деталей. Левая схема на Рисунке 1 – это простой умножитель напряжения с зарядовым насосом, который увеличивает напряжение питания в два раза, – по крайней мере, в теории. Реальность отличается, поскольку и в таймере 555, и в диодах Шоттки есть потери. Последние можно минимизировать, используя более сильноточные диоды, но небольшие потери все равно останутся.

Правая схема вырабатывает отрицательное напряжение, что часто бывает полезно или необходимо для проекта, где доступен только однополярный источник питания. Отрицательное напряжение немного ниже, чем положительное, опять же из-за потерь в микросхеме таймера и диодах Шоттки. Эти

потери неизбежны, и хотя их можно уменьшить, это делает сложной схему, которая должна быть простой. Специализированные микросхемы могут иметь удивительно сложные внутренние цепи, и пытаться воспроизвести их в дискретной схеме было бы неразумно.

Ни одна из схем не рассчитана на большой ток, и этот тип схемы чаще всего используется, когда требуется более высокое (или отрицательное) напряжение, но при токе лишь в несколько миллиампер. В основном схемы такого типа (по крайней мере, при использовании таймера 555) применяются там, где требуется ток не более 20 мА. Можно и больше, но напряжение будет сильно проседать при токе выше 30 мА или около того. Во многих случаях это не будет иметь значения. Если ожидаемый ток очень мал (меньше 5 мА), можно использовать микросхему 7555 – КМОП-версию таймера 555. Она может работать быстрее (до 500 кГц), но не может

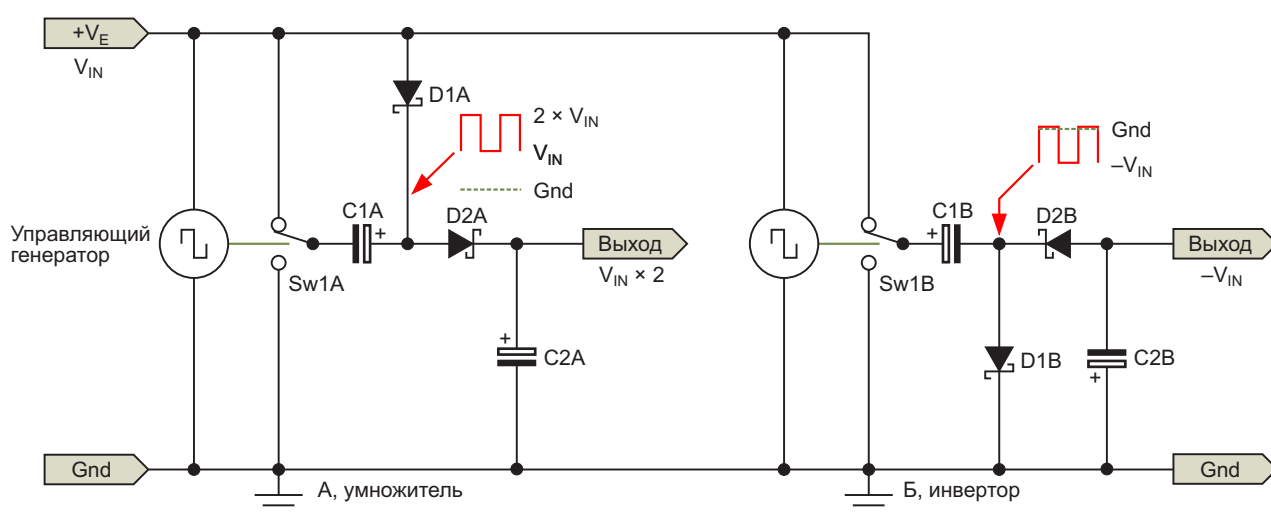


Рисунок 1. Принципы работы умножителя (А) и инвертора (Б).

отдавать большой ток, и это ее главное ограничение. В основном вы будете использовать «стандартный» таймер 555, который может отдавать большой ток (вытекающий и втекающий).

Предполагается, что показанные схемы работают при питании напряжением 12 В, но они будут работать и при 9 В (с дополнительными потерями), и при максимальном рекомендованном для микросхемы таймера 555 напряжении 15 В. Работа при 5 В теоретически возможна, но характеристики будут очень плохими. Обе схемы могут быть использованы в «каскадном» включении, так что можно получить источник +47 В путем «добавления» к источнику +35 В. То же самое возможно и для инвертора напряжения, но необходимо соблюдать особую осторожность, чтобы напряжение на выходе таймера 555 никогда не было ниже нуля. (Это может привести к защелкиванию микросхемы, и для ее повторного запуска потребуется последовательность выключения-включения питания).

Описание проекта

Принцип работы зарядового насоса довольно прост. Система коммутации попеременно переключает выход между положительным источником питания и землей, в идеале без падений напряжения из-за транзисторов или последовательных сопротивлений. Поскольку во всех микросхемах используются транзисторные коммутаторы, потери неизбежны. Специальные микросхемы заря-

довых насосов минимизируют эти потери, но устранить их невозможно. Принцип работы умножителя существенно отличается от принципа работы инвертора напряжения, однако в большинстве описаний их принято объединять. При любом исходном состоянии после установления условий, заданных начальной настройкой, напряжение на конденсаторе C1 (в обеих схемах) практически не меняется. Однако пульсации тока имеются, и они примерно в два раза больше выходного тока.

«Идеальные» коммутаторы переключаются управляющим генератором, и когда один контакт разомкнут, другой замкнут. Сначала рассмотрим схему умножителя (Рисунок 1, слева). Когда коммутатор замкнут на землю, конденсатор C1A заряжается током, текущим через диод D1A от источника питания на землю. Когда коммутатор меняет состояние, заряд на конденсаторе C1A увеличивает потенциал его положительного вывода до удвоенного входного напряжения ($2 \times V_{IN}$). Это удвоенное напряжение через диод D2A передается на конденсатор C2A. Если бы не было падения напряжения на диодах, выходное напряжение было бы ровно в два раза больше входного (постоянного) напряжения. Номинальное напряжение выходного конденсатора (C2A) должно соответствовать максимальному выходному напряжению. Также можно подключить отрицательный вывод C2A к шине +V_E; это встречается редко, но работает отлично и означает, что номинальное напряжение конденсатора не обязательно должно быть $2 \times +V_E$.

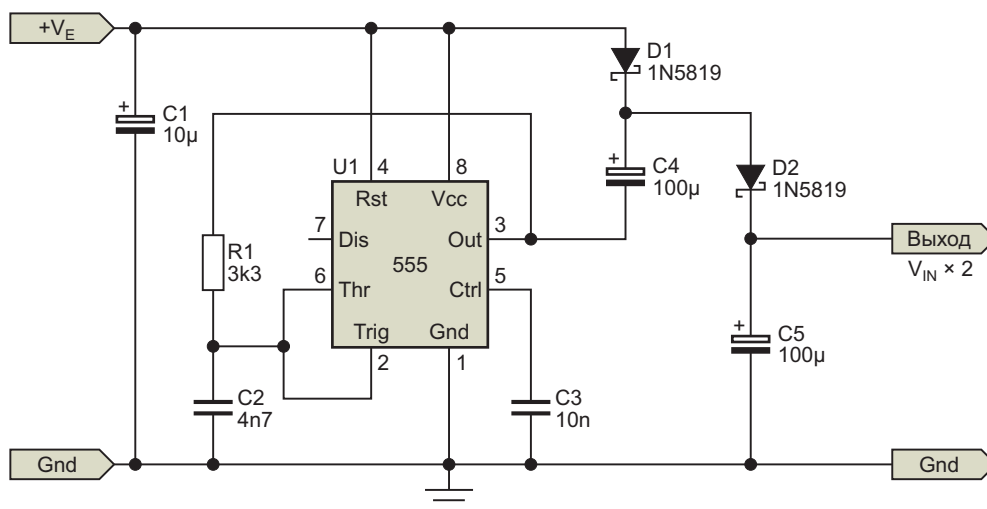


Рисунок 2. Умножитель: 12 В на входе, 24 В на выходе (номинальное значение).

Схема инвертора напряжения работает совсем по-другому (Рисунок 1, справа). Соединение C1B и D1B образует простой фиксатор напряжения, при этом входное напряжение изменяется от нуля до $+V_E$. Во времена аналогового телевидения эта схема была широко известна как «схема восстановления постоянной составляющей». Когда коммутатор подключен к шине $+V_E$, конденсатор C1B заряжается через диод D1B. Когда коммутатор подключается к земле, положительный вывод C1B заземляется, поэтому напряжение на его отрицательном выводе становится равным $-V_E$, и на конденсаторе C2B, соединенном с C1B через диод D2B, также появляется напряжение $-V_E$. Это отрицательный источник питания. Выпрямитель однополупериодный. Конденсатор C2B заряжается с частотой переключения.

Выходные пульсации определяется скоростью переключения, номиналами конденсаторов C1 и C2 и током нагрузки (Рисунок 2). Обычно C1 и C2 делаются равными, но часто бывает вполне допустимо, если емкость C1 меньше. Например, C1 может иметь емкость 33 мкФ, а C2 – 100 мкФ. Если они не равны, выходное напряжение немного уменьшается, а пульсации увеличиваются. 100 мкФ – хорошее «универсальное» значение, но если требуемый ток меньше 10 мА, емкости можно уменьшить. Однако я не рекомендую использовать емкость менее 33 мкФ, поскольку таймер 555 не любит высоких частот. Работа на частоте 30 кГц (или около) является разумным компромиссом.

В «идеальных» схемах, показанных на Рисунке 1, пульсации на выходе составляют около 5.4 мВ пик-пик для удвоителя (100 мкФ, 30 кГц) и 4.7 мВ пик-пик для инвертора (при тех же условиях). Это при выходном токе (очень приблизительно) 10 мА для обоих устройств. Если емкость увеличить в три раза, пульсации уменьшатся во столько же раз. Аналогично, если частота генератора уменьшается вдвое, пульсации удваиваются.

Ни одна из схем не рассчитана на большой ток, который в общем случае не должен превышать 10 мА или около того. Таймер 555 сконфигурирован как генератор с «минимальным количеством компонентов», что позволяет сэкономить резистор по сравнению с «обычным» автоколебательным генератором.

Номинальная частота выбрана равной около 32 кГц, чтобы гарантировать, что она находится вне слышимого диапазона. Если вы готовы потерять 4 В, от схем можно получить около 20 мА. Фактические выходные напряжения будут порядка -8 В или $+20$ В (для инвертора и умножителя, соответственно).

Я постарался максимально упростить схему. Использование диодов Шоттки обязательно, если вы боретесь за последнюю каплю напряжения, но в противном случае можно использовать диоды 1N4148. Эти схемы рассчитаны на небольшой ток, и хотя возможны более сильноточные варианты, они становятся неудобными. Существуют специализированные микросхемы, которые выполняют ту же задачу с меньшим количеством внешних компонентов, но некоторые из них на удивление дороги для такой простой вещи. Преобразователи напряжения TC7660(S) стоят недорого (менее 2 австралийских долларов за штуку), но они предназначены только для работы в режиме инвертора напряжения. Кроме того, диапазон их напряжений питания ограничен (10 В для 7660, 12 В для 7660S). Как и большинство этих микросхем, они не рассчитаны на большие токи. Многие из них выпускаются в корпусах SMD, а для некоторых используются наименее удобные для пользователя корпуса (безвыводные кристаллодержатели – LLCC), которые совершенно бесполезны для радиолюбительских проектов.

Инвертирующая схема на Рисунке 3 (при КПД 100%) обеспечит напряжение питания -12 В. Ограничением является сам таймер 555, поскольку он не может отдавать ток, достаточный для того, чтобы получить полный размах выходного сигнала 0-12 В под нагрузкой. Максимальное значение составляет около 10 В, а минимальное – 750 мВ (при выходном токе $+26$ мА и -36 мА). Диоды также снижают доступное напряжение, так как прямое напряжение имеют даже диоды Шоттки. Рекомендуется использовать диоды, показанные на схеме, поскольку они рассчитаны на относительно большой ток (1 А), хотя они 40-вольтовые и имеют более высокое прямое напряжение, чем 20-вольтовые 1N5157 и 30-вольтовые 1N5158.

Преимущество использования одной из самых распространенных из когда-либо

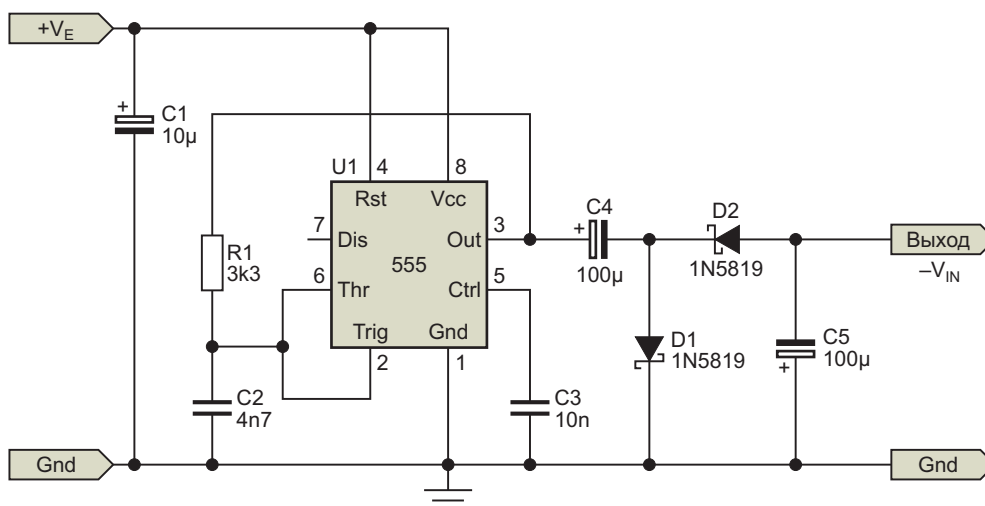


Рисунок 3. Инвертор: 12 В на входе, –12 В на выходе (номинальное значение).

выпускавшихся микросхем заключается в том, что вы можете достать их практически везде. Вы могли купить их 20 лет назад (на самом деле гораздо раньше), и все еще сможете достать через 20 лет. Этого не произойдет со многими специализированными устройствами, и некоторые из них могут быть сняты с производства уже завтра днем. Нет сомнений, что специализированные микросхемы могут отдавать большой ток, но даже 20 мА могут питать до двух удвоенных операционных усилителей NE5532, а для более малопотребляющих типов – гораздо больше.

Умножитель напряжения – это «истинный» зарядовый насос. Когда уровень напряжения на выходе таймера 555 низкий, конденсатор C4 заряжается от источника питания через диод D1. Когда напряжение на выходе повышается, потенциал положительного вывода C4 также становится высоким (в идеальном случае до +24 В), и его заряд через диод D2 передается в конденсатор C5. Это очень распространенная схема, и она используется почти в каждом когда-либо произведенном драйвере затвора MOSFET верхнего плеча. В этих схемах C4 называется бутстрепным конденсатором. Инвертирующий преобразователь – это простой однополупериодный удвоитель отрицательного напряжения. Почему это удвоитель? Среднеквадратичное напряжение, подаваемое на конденсатор C4, равно половине напряжения питания (так что при скважности 50% это будет 6 В), и чтобы получить –12 В, используется удвоитель напряжения.

Стало общепринятым называть этот класс схем зарядовым насосом, независимо от его реального принципа действия. Нет необходимости использовать альтернативные названия, поскольку, хотя они (на мой взгляд) более описательные, термин «зарядовый насос» настолько распространен, что было бы неразумно пытаться его изменить. Аналогично, было бы неразумно пытаться использовать любую из схем для больших токов, поскольку небольшие модули импульсных преобразователей можно приобрести за очень небольшие деньги, если вам нужно больше 20 мА или если вам требуется разумная стабилизация напряжения.

Обе схемы показаны с конденсаторами по 100 мкФ, но их емкости можно увеличить. Выходной конденсатор (C5) является наиболее критичным, так как он определяет пульсации выходного напряжения. Используя 100 мкФ, вы можете ожидать довольно низких пульсаций при нагрузке 10 мА. Емкость более 220 мкФ вряд ли даст большой выигрыш. Ожидайте, что при емкости 100 мкФ пульсации составят менее 1.5 мВ (3 мВ для инвертирующей схемы). Конденсатор большей емкости также увеличивает среднее выходное напряжение для данной нагрузки, что может быть полезно.

Версия автоколебательного мультивибратора на таймере 555 с «минимальным количеством компонентов» будет немного менять частоту при изменении нагрузки. В основном это не имеет никакого значения, и именно

поэтому я использовал его. Частота определяется формулой

$$f = \frac{0.72}{RC},$$

где R и C – времязадающие компоненты.

Она неточна и, как уже отмечалось, будет меняться в зависимости от нагрузки. В идеале периоды «высокого» и «низкого» уровней должны быть одинаковыми, но, как вы, вероятно, понимаете, это мало влияет на работу схемы. Простые схемы (по определению) просты, и нет смысла пытаться сделать их идеальными. Ничто, построенное на таймере 555, не является идеальным – это универсальное, утилитарное устройство. Да, с помощью 555-го таймера можно добиться довольно высокой точности, но в основном нас это не очень волнует. Если бы нам действительно нужна была высокая точность, мы бы использовали что-то другое.

Альтернатива

Существует альтернатива зарядовому насосу, и вполне вероятно, что она будет стоить дешевле, чем таймер 555 плюс вспомогательные компоненты. Модуль, изображенный на Рисунке 4, был куплен на eBay, насколько я помню; он стоил менее 4 австралийских долларов. Они выпускаются с разными входными и выходными напряжениями, так что вы можете инвертировать или повысить практически любое напряжение. Показанный на рисунке модуль рассчитан на 1 Вт, поэтому 12-вольтовая версия может обеспечить ток 83 мА. У всех используется одинако-



Рисунок 4. Дешевый (китайский) DC/DC преобразователь 12 В/12 В.

вая схема расположения выводов: вывод 1 – входная земля, вывод 2 – входное постоянное напряжение, вывод 3 – выходное отрицательное напряжение, а вывод 4 – выходное положительное напряжение.

Поскольку модули изолированы, вторичная обмотка может находиться под любым напряжением в пределах указанного в техническом описании диапазона. Несмотря на то, что большинство из них испытываются напряжением 1 кВ, разность напряжений обычно должна быть в пределах диапазона SELV (безопасное сверхнизкое напряжение), который составляет 42.4 В пик-пик (30 В переменного тока) или 60 В постоянного тока, хотя в разных странах он определяется по-разному. Я бы не стал превышать на изолирующем барьере постоянного напряжения порядка 150 В. Texas Instruments выпускает микросхему UCC12050DVE, содержащую внутренний трансформатор (похожая микросхема – UCC12051-Q1). Ее максимальное выходное напряжение ограничено значением примерно 5 В при токе 100 мА. Для нее требуется несколько внешних компонентов, но она рассчитана на рабочее напряжение изоляции 1.2 кВ и стоит около 12 австралийских долларов за штуку. Немногим любительским приложениям потребуется такой уровень изоляции, но очевидно, что потребность в этих устройствах существует (предсказуемо, только в корпусах SMD).

Подобные модули можно приобрести у всех крупных поставщиков, причем стоимость многих из них не превышает 5 австралийских долларов. Если вам нужно сделать что-то более авантюрное, вы можете поэкспериментировать, но эти небольшие (12 × 10 × 6 мм) изолированные DC/DC преобразователи часто оказываются гораздо более хорошим выбором и занимают намного меньше места на печатной плате, чем дискретные решения. Они предназначены для повышающего, понижающего или прямого преобразования, а их выходные напряжения обычно составляют 5, 12, 15 и 24 В. Среди производителей – AimТес, CUI, Mornsun, Murata, Recom и Traco Power, а также бесчисленное множество азиатских версий (часто без нанесенного на корпус названия).

Если вы покупаете их на eBay, будьте осторожны. Некоторые продавцы хотят 15 австра-

лийских долларов или больше за модуль, который должен стоить менее 3 австралийских долларов, а в некоторых случаях стоимость выше, чем у крупных поставщиков. Таким дистрибьюторам, как, например, Element14, Digikey, Mouser, RS и т.д., вы можете заплатить от 5 до 15 австралийских долларов или около того, при этом никакой видимой разницы, кроме цены, между модулями нет. Меня это озадачивает, но что есть, то есть. Ассортимент этих устройств постоянно расширяется, и я ожидаю, что они будут существовать еще долгое время, поскольку они очень удобны. Одним из недостатков является шум, поскольку они не особенно тихие. Однако простой выходной RC-фильтр избавит от большей части шума.

Обратите внимание, что в некоторых технических описаниях указано, что для минимизации шума требуется входной конденсатор (включенный между $+V_E$ и землей). В некоторых также указывается максимальная емкость, которую можно подключать параллельно выходу. Использование емкости большей рекомендуемого максимума может вызвать проблемы при запуске.

Выводы

Эти схемы показаны только в их простейшем виде. Несомненно, во многих случаях схема на основе 555-го таймера будет вполне нормальной, но маленькие модули типа того, который показан на Рисунке 4, — это очень трудный пример для подражания. Впрочем, они настолько просты в использовании, что все остальное не имеет значения.

Я предлагал эти модули в ряде других проектов и использовал их в различных конструкциях. Однако иногда нужно просто сделать что-то из того, что есть под рукой, и зарядовые насосы на таймере 555 идеально подходят для малых токов и там, где стабилизация напряжения просто не имеет значения. В частности, они находят применение для питания операционных усилителей, которым требуется два источника питания, когда доступен только один. Большинству операционных усилителей безразлично, что напряжения питания неодинаковы, и единственным недостатком является то, что ограничение выходного сигнала будет асимметричным. Если сигнал не ограничивается, то никаких проблем, кроме ограниченного тока питания, вообще нет.

Иногда вам просто нужна работающая схема, которая не требует деталей, отсутствующих в ваших запасах, и которую легко (и дешево) собрать на небольшом кусочке макетной платы. Такие схемы существуют уже давно, и хотя 555-й таймер не идеален, он работает, и вы можете достать его где угодно. Печатные платы для этих зарядовых насосов никогда не появятся по той простой причине, что при таком небольшом количестве деталей это было бы глупо. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes NE555](#)
2. [Datasheet Microchip TC7660](#)
3. [Datasheet Microchip TC7660S](#)
4. [Datasheet MORN SUN B1212S-1WR3](#)

Усилители мощности, которые генерируют колебания – преднамеренно. Часть 1 – Простое начало

Nick Cornford

EDN

Когда мощные аудиоусилители начинают генерировать, результатом часто бывает дым, возможно, с хорошо прожаренной печатной платой и гарниром из жаренного высокочастотного динамика. В этой статье, состоящей из двух частей, показаны некоторые интересные способы (неправильного) использования обычного усилителя мощности для получения преднамеренных колебаний различного качества.

Это устройство – TDA7052A, изящная 8-выводная микросхема с большим коэффициентом усиления, управляемым напряжением, способная через свои симметричные выходы отдавать до одного ватта или около того в нагрузку, включенную по мостовой схеме. TDA7056A – это 5-ваттная версия с лучшим теплоотводом. (Буква «А» в обозначении имеет принципиальное значение; у усилителя без этой буквы TDA7052 коэффициент усиления немного больше, но им нельзя управлять). TDA7052B – это усовершенствованное устройство с очень похожими харак-

теристиками, а TDA7056B – его 5-ваттный аналог. А теперь плохие новости: они больше не производятся. Хорошие новости: их можно легко найти в Интернете, а также есть второй поставщик этой микросхемы (или ее клона) – тайваньская Unisonic Technologies.

Песня сирены простой схемы

Для достижения наилучших результатов нам потребуется проверить некоторые вещи, которые не указаны в технических описаниях, но давайте сразу перейдем к чему-то более практичному: к рабочей схеме. На Рисунке 1 показано, как сбалансированные противофазные выходы помогают нам построить простой генератор, основанный на архитектуре интегратора с порогом.

У этой схемы всего три преимущества: она очень проста, достаточно эффективна и, при подключенном динамике, очень громкая. Помимо этого, у нее есть проблемы. Из-за нагруженного входа усилителя (номинально 20 кОм) и разброса уровней сигналов при раз-

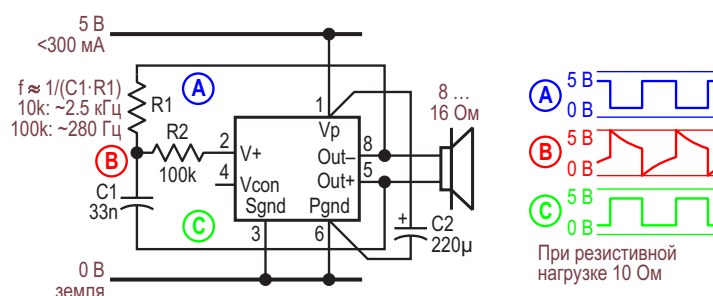


Рисунок 1. Минималистский мощный генератор с типичными формами сигналов.

личных нагрузках сложно точно рассчитать частоту. (Приведенные значения зависимости частоты от R1 являются измеренными). Резистор R2 необходим для снижения нагрузки на времязадающую цепь, но он должен обеспечивать усиление, достаточное для стабильной работы. (Последовательный конденсатор здесь оказался ненужным, так как из-за внутреннего смещения входной вывод с перегружен). Его эффективность обусловлена тем, что выходные каскады усилителя работают в режиме насыщения: при подключении к динамику сопротивлением 8 Ом корпус (DIL-8) без дополнительного теплоотвода нагревается примерно на 15 °С. Получающиеся прямоугольные импульсы несколько асимметричны, хотя и достаточно хороши для использования в качестве сигнала тревоги.

На Рисунке 1 показан 5-вольтовый источник питания. Повышение напряжения до 12 В привело только к одному изменению характеристик: выход стал очень-очень громким. И с нагрузкой 10 Ом он потреблял около ампера. И ему не помешал бы радиатор. И TDA7056A/B подошел бы лучше, чем 52-й.

Вход Vcon на выводе 4 не используется. Если оставить его висющим в воздухе, его потенциал будет плавать на уровне порядка 1.14 В, что дает устройству измеренное усиление около 25 дБ. Приближение его потенциала к земле блокирует работу, поэтому подключенный сюда MOSFET с открытым стоком может управлять включением/выключением. При высоком напряжении на этом входе будет обеспечено полное усиление, но со сдвигом частоты. Если это неважно (а в данном контексте, почему это должно быть важно?), отлично работает управление сигналом логического уровня через резистор 22 кОм. В выключенном состоянии устройство все равно потребляет 8-10 мА.

Подача на Vcon изменяющихся аналоговых сигналов частотой до нескольких десятков герц, может создавать интересные эффекты сирены, поскольку изменения усиления влияют на частоту колебаний. Но для настоящей сирены было бы лучше сгенерировать все внутри небольшого микроконтроллера и использовать H-мост из MOSFET (имеющих меньшие потери), чтобы подавать на динамик правильные прямоугольные импульсы. (Мы все слышали нечто подобное

на соседних улицах, хотя, надеюсь, не на своей собственной).

Если не считать причудливых звуковых эффектов, любой усилитель мощности с подходящей структурой входа, достаточным коэффициентом усиления и симметричным выходом должен хорошо работать в этой простейшей схеме.

Определение искажений

Вот вам и простота, и мощь. Теперь давайте рассмотрим некоторые тонкости устройства и посмотрим, как мы можем использовать их с пользой. Искажения будут критическими, но в техническом описании указано всего 0.3-1% под нагрузкой, что вряд ли можно назвать Hi-Fi. Если убрать нагрузку, то все будет выглядеть намного лучше. На Рисунке 2 показаны спектры выходного сиг-

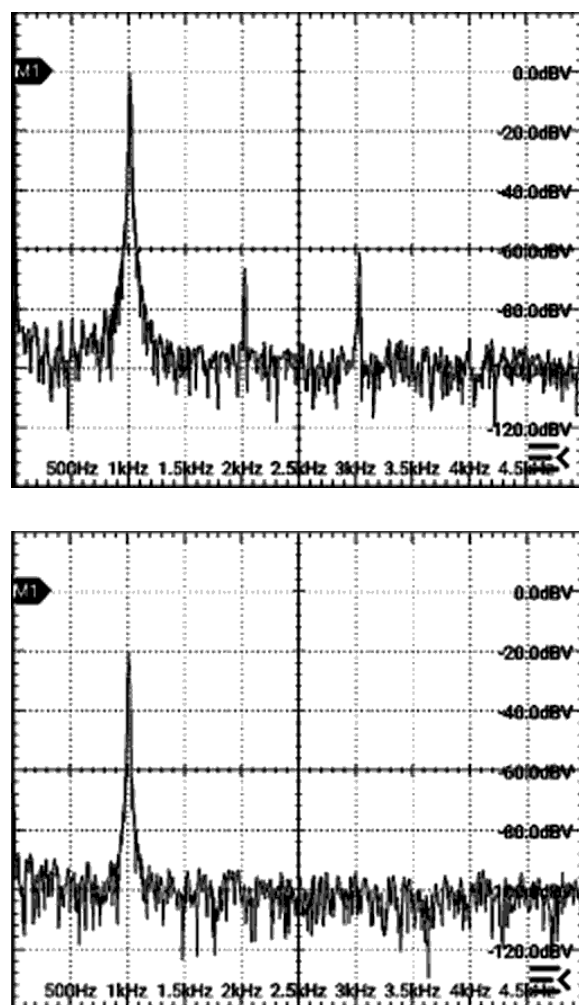


Рисунок 2. Выходные спектры TDA7052A для высоких и низких уровней выходного сигнала, полученные в идеальных условиях и без выходной нагрузки.

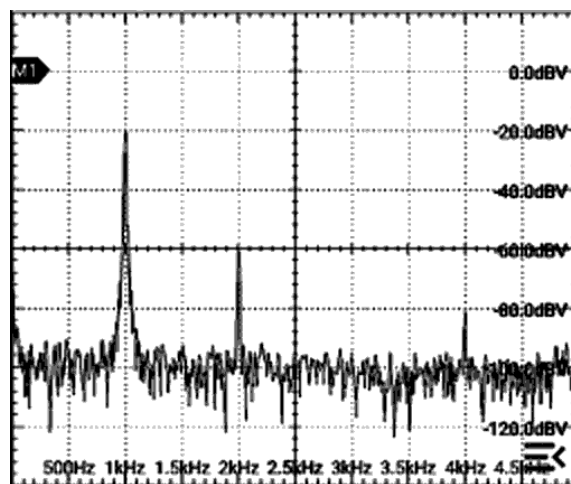
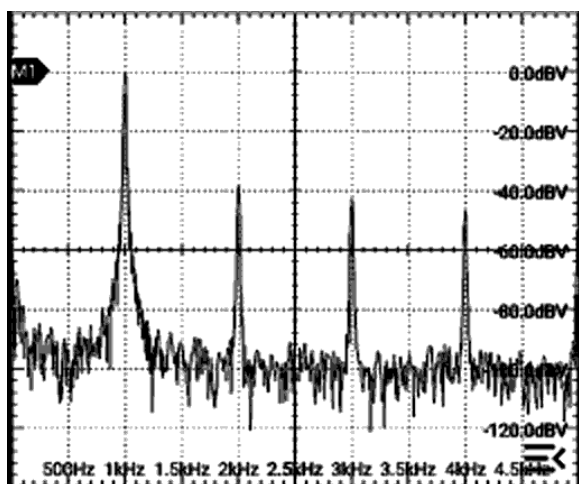


Рисунок 3. Спектры, аналогичные Рисунку 2, но с выходной нагрузкой 10 Ом.

нала ненагруженного усилителя, когда входной сигнал подавался от генератора со сверхнизкими искажениями [1], а его амплитуды были отрегулированы так, чтобы получить на выходе 0 дБн (2.83 В пик-пик) и –20 дБн при усилении устройства, зафиксированном на уровне около 25 дБ (вывод Vcon оставлен свободным, но шунтирован конденсатором).

Дальнейшие тесты с различными комбинациями входных уровней и усилений устройства показали, что искажения минимальны при максимальном усилении – или при самых небольших уменьшениях коэффициента усиления – и при самых низких уровнях сигнала. При выходных уровнях менее примерно 300 мВ пик-пик (приблизительно –18 дБн) и усилении более 10 дБ искажения оказываются погребенными под шумом.

Это без нагрузки. Подключите к выходам резистивную нагрузку 10 Ом, и результат будет таким, как на Рисунке 3.

Это выглядит примерно как –38 дБ THD (общих гармонических искажений) для каждой кривой, по сравнению с лучше чем –60 и –70 дБ для случаев отсутствия нагрузки. Все это подтверждает, что искажения возникают в основном из-за выходных каскадов, и то только когда они нагружены.

Работающий синусоидальный генератор на одной микросхеме...

Это означает, что у нас есть шанс создать мостовой аудиогенератор Вина на одной микросхеме, который даже мог бы напрямую управлять мощной нагрузкой, имея при этом

меньшие искажения, чем среднестатистический громкоговоритель. Давайте попробуем добавить частотно-избирательную цепь Вина и простую петлю регулирования усиления, в которой для определения и стабилизации рабочего уровня используются стабилитроны, как показано на Рисунке 4.

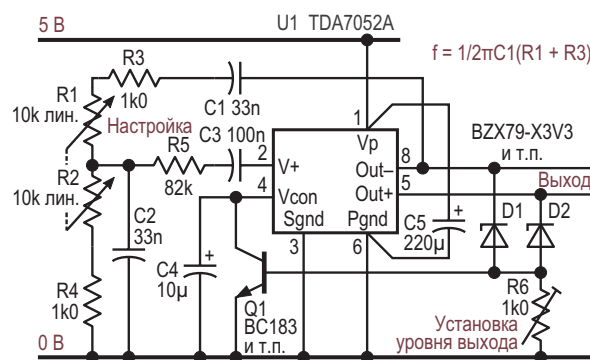


Рисунок 4. Простой контур стабилизации усиления помогает поддерживать постоянную амплитуду выходного сигнала в базовом мостовом генераторе Вина.

Цепь Вина – это резисторы R1-R4 с конденсаторами C1 и C2. Она вносит минимальные потери (примерно 10 дБ) и минимальный фазовый сдвиг (около 0°) на частоте, которая при добавлении достаточной положительной обратной связи определяется формулой

$$f = \frac{1}{2\pi C2(R2 + R4)}$$

Когда амплитуда достаточно велика, стабилитроны D1 и D2 начинают проводить ток

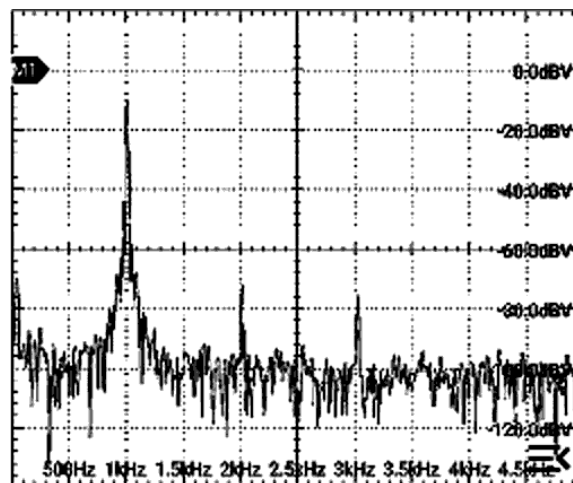
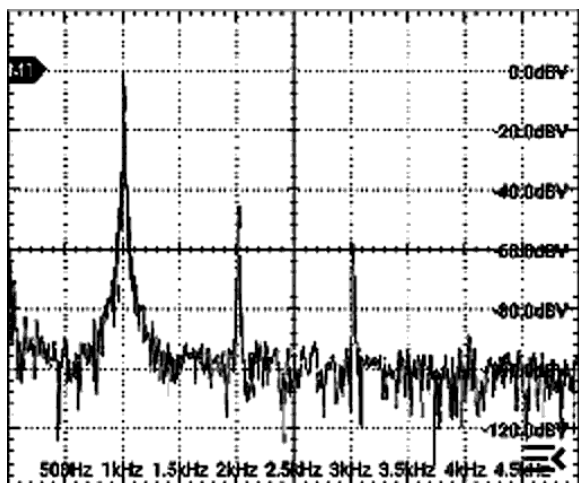


Рисунок 5. Спектры генератора на Рисунке 4 для выходных сигналов 0 и –10 дБВ в отсутствие нагрузки.

на пиках, постепенно включая транзистор Q1, тем самым понижая напряжение на выводе V_{сop} микросхемы U1 и, соответственно, уменьшая усиление настолько, чтобы поддерживать чистые колебания.

Конденсатор C3 сглаживает неизбежные пульсации и определяет постоянную времени контура управления. Резистор R5 минимизирует нагрузку усилителя U1 на цепь Вина, в то время как C3 блокирует постоянную составляющую, а R6 устанавливает уровень выходного сигнала. Спектры сигналов на ненагруженных выходах при уровнях 0 и –10 дБВ показаны на Рисунке 5.

...у которого есть проблемы

Хотя эти спектры полуприличны, с THD около –45 и –60 дБ (или с искажениями

порядка 0.1%), они справедливы только для данной температуры и без дополнительной нагрузки на выходе. Повышение температуры на 25 °С уменьшает амплитуду выходного сигнала вдвое — неудивительно, учитывая температурные коэффициенты диодов и транзистора. А эти 3.3-вольтовые стабилитроны имеют очень мягкие изгибы характеристик, особенно при низких рабочих токах, поэтому их правильнее рассматривать как нелинейные резисторы, а не точные пороговые датчики.

Добавление 10-омного нагрузочного резистора и подстройка R6 для регулировки уровней дает спектр на Рисунке 6.

THD теперь составляют примерно –30 дБ или 3%. Не впечатляет, но сопоставимо с искажениями многих динамиков, и даже хуже, чем

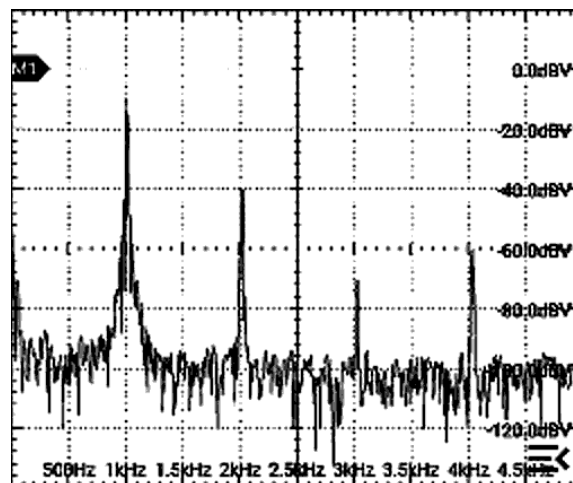
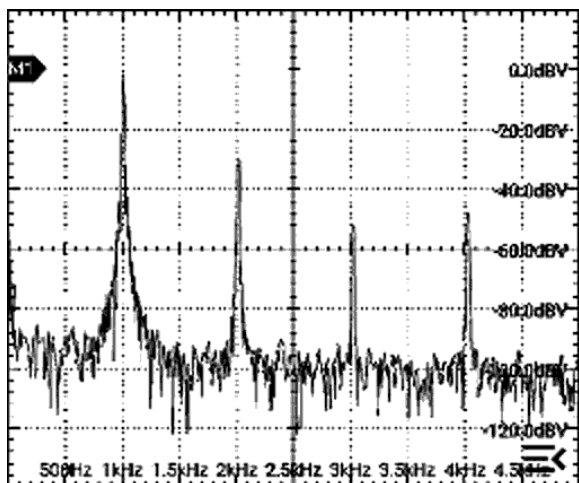
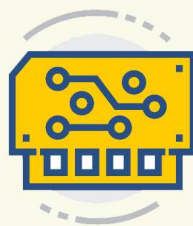


Рисунок 6. Спектры, аналогичные Рисунку 5, но с выходной нагрузкой 10 Ом.

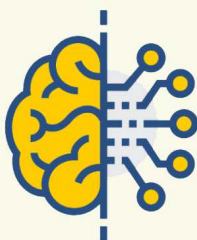
ДОСКА ОБЪЯВЛЕНИЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОНЩИКОВ



Радиодетали



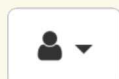
Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

значения, указанные в технических характеристиках для нагруженного устройства.

Итак, мы должны сделать вывод, что хотя создать на основе этого синусоидальный генератор на одной микросхеме и возможно, он не очень удобен в использовании, и дальнейшие настройки не сильно помогут. Нам нужно лучшее управление амплитудой, что означает добавление еще одной микросхемы, возможно, сдвоенного операционного усилителя, и это то, что мы сделаем в Части 2. **ПЛ**

Ссылка

1. Nick Cornford. [Генератор со сверхнизкими искажениями](#). Часть 2 – То, что надо

Материалы по теме

1. [Datasheet NXP TDA7052A](#)
2. [Datasheet NXP TDA7056A](#)
3. [Datasheet NXP TDA7056B](#)
4. [Datasheet CDIL BC183](#)
5. [Datasheet NXP BZX79](#)

Усилители мощности, которые генерируют колебания – преднамеренно. Часть 2 – Хитроумное заключение

Nick Cornford

EDN

В первой части этой статьи мы увидели, как использовать усилитель мощности TDA7052A (или аналогичный) для создания минималистского мощного генератора типа сирены, а также в различных рабочих условиях рассмотрели характеристики искажений этого устройства – простого, но полуприличного генератора на мосте Вина. Во второй части мы превратим эту полуприличность в нечто более респектабельное, сосредоточившись на минимизации искажений и игнорируя примитивную песню сирены. Мы также будем придерживаться 5-вольтового питания, хотя микросхема может работать с напряжением до 18 В. Новая схема показана на Рисунке 1.

Большинство изменений коснулись контура управления, но также было увеличено сопротивление входного резистора R5, поскольку

теперь нам доступно большее усиление, так как напряжение на выводе Vcon можно как увеличивать, так и просто притягивать к земле. Отметим, что последовательное соединение R5 и входного сопротивления микросхемы U1, номинально равного 20 кОм, слегка шунтирует цепочку R2-R4; это немного мешает работе. Добавление резистора 120 кОм параллельно R1 и R3 могло бы компенсировать это, но практическая разница будет ничтожной. Сопротивления половин сдвоенных потенциометров в любом случае никогда не совпадают, поэтому вполне допустимо, если сопротивление R1 будет меньше R2.

Подробное описание контура управления

Пиковые уровни выходного сигнала теперь определяются путем сравнения с

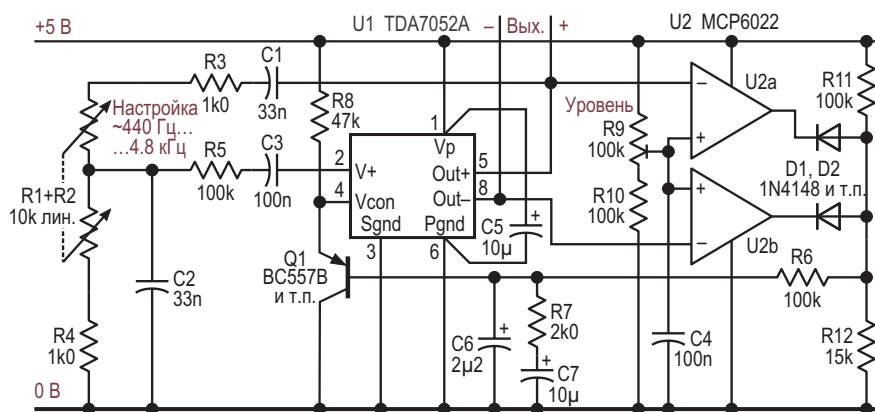


Рисунок 1. Добавление более точной схемы определения уровня позволяет значительно улучшить контроль амплитуды, а также уменьшить искажения.

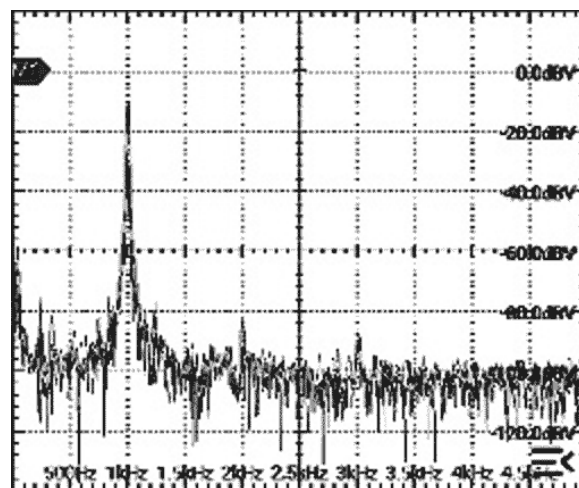
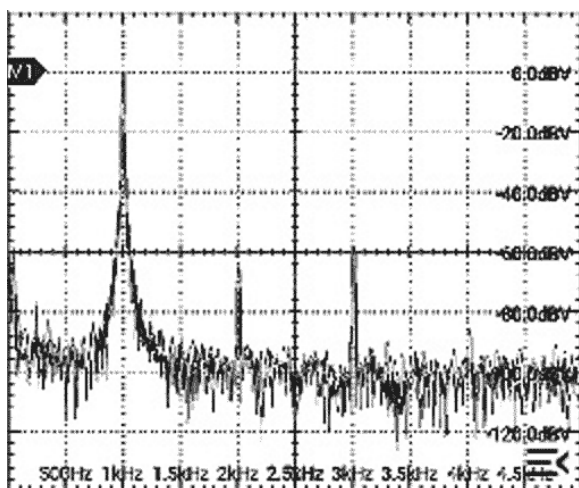


Рисунок 2. Спектры выходов сигналов 1 кГц при уровнях 0 дБВ и –10 дБВ показывают THD около –60 и –73 дБ, соответственно, то есть 0.1% и 0.02%.

опорным напряжением, задаваемым потенциометром R9 (или его движком) и резистором R10. (Будьте внимательны: сопротивления потенциометра R9 и постоянного резистора R10 должны совпадать, поэтому, возможно, потребуется подбор последнего). Потенциал точки соединения резисторов R11 и R12 находится на уровне примерно 650 мВ до тех пор, пока пиковая амплитуда не превысит опорное значение, когда диоды D1 или D2 на короткое время понизят его приблизительно до 450 мВ. Полученный поток ослабленных импульсов фильтруется элементами R6/C6 и R7/C7, а также сдвигается по уровню и буферизуется транзистором Q1 на выводе V_{con} микросхемы U1. U2 – это операционный усилитель MCP6022, который имеет низкое входное напряжение смещения и достаточно быстр, чтобы хорошо работать в качестве компаратора. Общая температурная стабильность хорошая, уровень выходного сигнала практически не меняется в диапазоне от 20 °С до приблизительно 50 °С.

Любые остаточные пульсации в контуре управления, подобном этому, будут вызывать искажения из-за модуляции сигнала. Они минимизируются опережающе-запаздывающим фильтром R6/C6 и C7/R7, который также контролирует время установления. Используемые номиналы компонентов оставляют контур несколько недодемпфированным на низких частотах, но являются хорошим компромиссом.

Спектры с ненагруженными выходами при уровнях сигналов 0 дБВ и –10 дБВ показаны на Рисунке 2.

Дальнейшее снижение выходных уровней не приводит к значительному уменьшению искажений, отчасти потому, что эта схема управления становится менее устойчивой. Любое смещение одного выхода относительно другого может привести к пропуску одной «фазы» импульсов, что приведет к увеличению искажения по второй гармонике, как следует из относительных уровней второй и третьей гармоник для двух уровней сигналов, показанных на Рисунке 2. Регулировка смещения усилителя мощности на удивление мало что меняет, поэтому она не реализована.

Попытка получить управляющее напряжение от более сложного двухполупериодного выпрямителя дала практически те же самые показатели искажений, поэтому мы останемся верными схеме на Рисунке 1, будем работать с сигналами –10 дБВ или немного ниже и смиримся с ее THD.

Несколько завершающих штрихов

Замена конденсаторов C1 и C2 на 3.3 нФ и 330 нФ дала ожидаемые характеристики на более высоких и низких частотах, хотя в нижней части диапазона искажения были на несколько децибел выше, а уровень был хуже контролируемым на самых высоких частотах. Все, что нужно, чтобы превратить это в

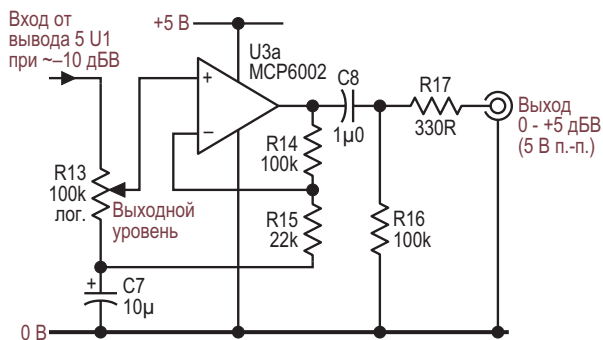


Рисунок 3. Простой выходной каскад может выдавать до +5 дБВ, что соответствует размаху от шины до шины при напряжении питания 5 В.

полезный комплект, – это выходной каскад, для которого хорошо подходит довольно обычная схема на Рисунке 3.

Дополнительный каскад практически не вносит искажений и оставляет запасной операционный усилитель (U3b), который можно использовать для инвертирования сигнала от U3a для получения противофазных выходов. Последний спектр, полученный при сигнале генератора –10 дБВ и размахе выходного сигнала около 5 В, показан на Рисунке 4. Это подтверждает, что общий THD равен –73 дБ, или 0.022%. Вряд ли это потрясающий показатель, но все же вполне приличный.

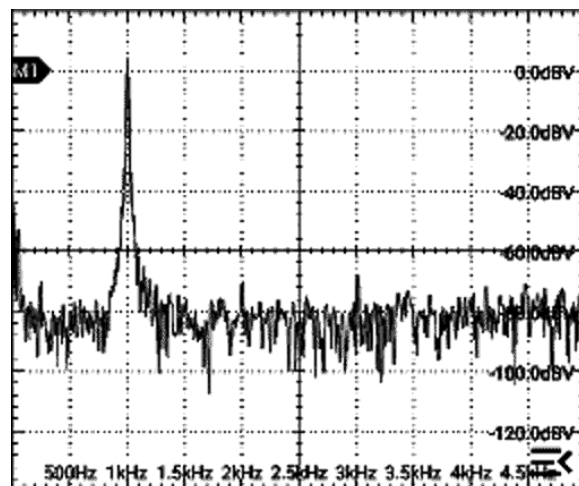


Рисунок 4. Спектр на выходного сигнала схемы на Рисунке 3 при выходном сигнале примерно +5 дБВ.

При изготовлении макета этой схемы не пострадал ни один высокочастотный динамик, хотя нагрузочный резистор 10 Ом, ¼ Вт начал дымиться. Резистор мощностью 1 Вт был бы полезнее, так как он только нагревался бы. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MCP6002](#)
2. [Datasheet Microchip MCP6022](#)
3. [Datasheet Fairchild BC557B](#)

Резистивный датчик температуры с двухпроводным интерфейсом

R Jayaraj

EDN

Проектирование аналоговых схем может оказаться разочаровывающим занятием, как отметил Ник Корнфорд в своей статье «Самодельный резистивный датчик температуры для цифрового мультиметра» [1]. После двухнедельных усилий я завершил разработку двухпроводного датчика температуры с передатчиком токовой петли 4-20 мА, основанного на платиновом резистивном датчике температуры (RTD), как показано на Рисунке 1.

В приложениях управления технологическими процессами для подключения датчика температуры в полевых условиях к диспетчерскому оборудованию, такому как распределенная система управления (PCU), программируемый логический контроллер (PLC) или индикатор, используется двухпроводная топология. Питание 24 В постоянного тока подается из диспетчерской, а потребляемый ток пропорционален температуре. Поскольку

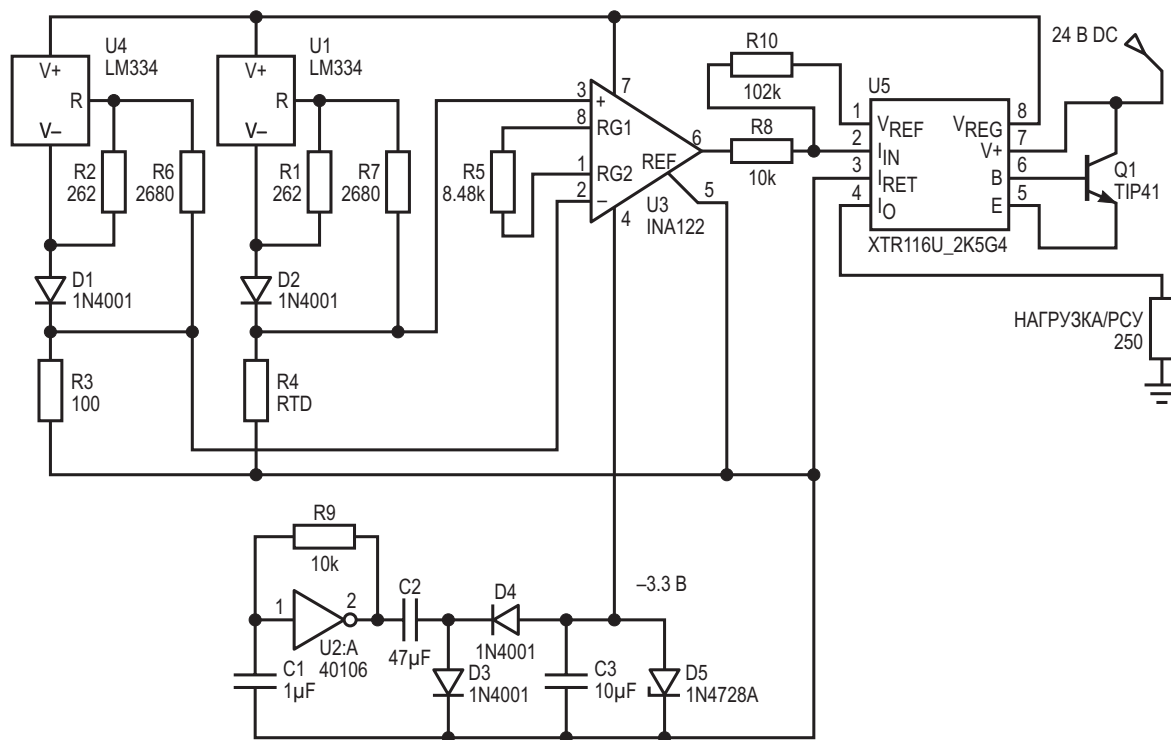


Рисунок 1. Двухпроводной передатчик с платиновым датчиком RTD R4. Резисторы R1 и R2 будут определять токи через соответствующие ветви; эти токи должны быть установлены равными 0.5 мА. Схема рассчитана на работу в диапазоне температур от 0 °C до 300 °C, причем сопротивление резистора R5 можно изменять для получения других диапазонов.

питание и сигнал передаются по одной и той же паре проводов, такое решение обеспечивает экономию кабеля.

В схеме на Рисунке 1 R4 – это RTD. Согласно таблице зависимости сопротивления платинового RTD от температуры (DIN EN 60751), сопротивление R4 равно 100 Ом при 0 °C и 212.2 Ом при 300 °C.

Эта схема рассчитана на диапазон от 0 °C до 300 °C, где ток нагрузки составит 4 мА для 0 °C и 20 мА для 300 °C (чтобы получить другие диапазоны, можно изменить сопротивление резистора R5). Ток пропорционален сопротивлению RTD, которое немного нелинейно по отношению к температуре. Заявленная точность этой схемы составляет $\pm 1\%$, что достаточно для многих приложений.

Чтобы избежать саморазогрева RTD, через него пропускается только 0.5 мА. Резисторы R1 и R2 должны быть подобраны так, чтобы ток в каждой ветви составлял по 0.5 мА. Микросхемы U1 и U4 подключены как источники тока с нулевым температурным коэффициентом. Разность между напряже-

ниями на RTD (R4) и на резисторе R3 усиливается инструментальным усилителем U3.

RTD при 300 °C (или R4 при 212.2 Ом) посылает через резистор R8 ток 160 мкА. Резистор R10 добавляет к этому току 40 мкА. Таким образом, на вход микросхемы передатчика U5 поступает ток 200 мкА.

Затем передатчик U5 усиливает этот ток на 100 до 20 мА и преобразует его в двухпроводной формат. Схема на инверторе U2 вырабатывает отрицательное напряжение -3.3 В для питания усилителя U3. Точные результаты были получены только при двуполярном питании усилителя U3. При 0 °C схема выдает на выходе (НАГРУЗКА) ток 4 мА. **РЛ**

Ссылка

1. Nick Cornford. [Самодельный резистивный датчик температуры для цифрового мультиметра](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments INA122](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM334](#)
3. [Datasheet Texas Instruments XTR116U](#)
4. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)

Схема управляет травлением микроигл

Stephen Woodward

EDN

При своем изобретении примерно четыре десятилетия назад СТМ (сканирующая туннельная микроскопия) произвела сенсацию, поскольку стала первой технологией, сделавшей получение изображений с разрешением в атомном масштабе рутинной процедурой. Важнейшим условием практического применения СТМ является наличие средств для воспроизводимого изготовления сверхострых наконечников зондов (игл) атомного

масштаба. Один из способов изготовления наконечников — травление их из коротких отрезков платиновой проволоки в ванне с хлоридно-кальциевым электролитом. При подаче переменного напряжения между электролитом и проволокой происходит химическая реакция, сопровождающаяся бурным шипением на поверхности жидкости. Эта реакция травит платину, в результате чего проволока сужается и, в конце концов, распа-

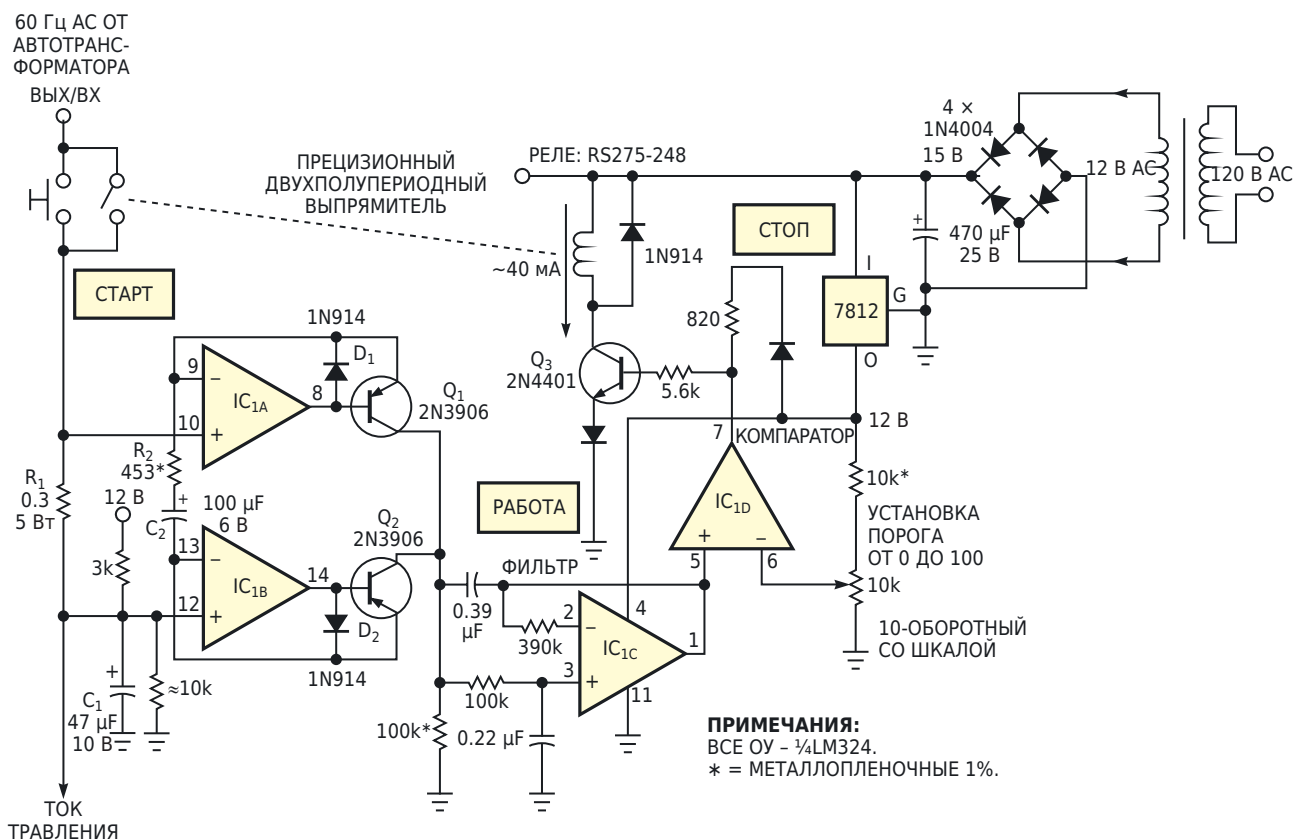


Рисунок 1. Эта схема управления травлением позволяет создавать сверхострые микроиглы, завершая процесс травления точно в нужное время.

дается на две части. Если ток травления отключается в течение миллисекунд после разрыва проволоки, то точка разделения остается сверхострой. Эта острая точка подходит для использования в качестве высококачественного наконечника для СТМ.

Однако для остроты наконечника необходимо быстрое прерывание тока, поскольку всего нескольких миллисекунд перетравливания достаточно, чтобы затупить и испортить наконечник. Схема на Рисунке 1 обеспечивает прецизионное завершение травления с помощью реле, которое отключает травление при резком падении тока травления, возникающем при разрыве провода. Точное измерение и двухполупериодное выпрямление тока травления имеют решающее значение для работы схемы; эта точность достигается за счет использования необычного выпрямителя с дифференциальным входом.

Прецизионное двухполупериодное выпрямление низкоуровневых сигналов переменного тока в постоянный ток является распространенной функцией обработки сигналов; эту функцию выполняют многие классические топологии выпрямителей. Однако точность типичных прецизионных выпрямителей зависит от точности подбора соотношений сопротивлений резисторов. Кроме того, точность этих стандартных схем ограничивают входные напряжения смещения операционного усилителя. Погрешность смещения обычно ограничивает диапазон измеряемых входных сигналов, который составляет не менее нескольких сотен милливольт.

Преобразователь в описанной здесь конструкции лишен этих недостатков и добавляет ряд новых и полезных функций. Дифференциальный сигнал переменного тока, подлежащий выпрямлению, поступает на неинвертирующие входы операционных усилителей IC_{1A} и IC_{1B} (Рисунок 1). Выпрямление происходит следующим образом. Рассмотрим такое изменение входного сигнала V_{IN}, при котором вход IC_{1A} становится более положительным, чем вход IC_{1B}. Усилитель IC_{1A} реагирует на это, открывая диод D₁ и, тем самым, заставляя резистор R₂ отслеживать входной сигнал. Усилитель IC_{1B} реагирует изменением выходного напряжения в сторо-

ну отрицательных значений, заставляя транзистор Q₂ открыться настолько, чтобы инвертирующий вход IC_{1A} и нижний по схеме вывод R₁ могли отслеживать сигнал на входе. Ток эмиттера Q₂ и, следовательно, ток коллектора в этом случае равны

$$I = \frac{V_{IN}}{R_2} = \frac{V_{R1}}{R_2}.$$

Транзистор Q₂ должен иметь большой коэффициент передачи тока альфа.

При входных сигналах противоположной полярности соответствующие роли усилителей меняются, при этом открываются диод D₂ и транзистор Q₁. Единственным фактором, ограничивающим симметрию выпрямления, является точность совпадения значений альфа Q₁ и Q₂, которая обычно не бывает хуже 0.3%. Таким образом, этот прецизионный выпрямитель уникален тем, что ни симметрия выпрямления, ни подавление синфазного сигнала, превышающее 60 дБ, не зависят от согласования резисторов. При этом конденсатор C₂ обеспечивает связь по переменному току, устраняя ошибки, обусловленные напряжением смещения. Работа остальных элементов контроллера травления проста. На усилителе IC_{1C} реализован двухполосный фильтр нижних частот Баттерворта с единичным усилением, обеспечивающий хорошее ослабление пульсаций без чрезмерной временной задержки. Травление начинается после нажатия кнопки СТАРТ. Затем компаратор тока травления IC_{1D} начинает управлять транзистором Q₃, чтобы поддерживать реле во включенном состоянии до тех пор, пока ток травления не упадет ниже уровня, заданного потенциометром УСТАНОВКА ПОРОГА. Тогда уровень напряжения на выходе IC_{1D} становится низким, и транзистор Q₃ выключается, размыкая реле и прекращая травление. В результате почти каждый раз получается исправный, атомарно острый сканирующий наконечник. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM324](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM7812](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor 2N4401](#)

Проектирование схемы синусоидального инвертора мощностью 1 кВт

R. V. Dhekale

electronicsforu.com

Инвертор обеспечивает резервное питание для работающих от сети приборов в случае отключения электроэнергии. Большинство доступных на рынке инверторов имеют сложную схему и не очень экономичны. Некоторые из них выдают на выходе прямоугольные импульсы, что нежелательно для индуктивных нагрузок.

Здесь мы разработали простую схему синусоидального инвертора, которая выдает квазисинусоидальное напряжение частотой 50 Гц, используя одну микросхему CD4047 и несколько дискретных компонентов, что делает ее очень недорогим решением.

Используемые компоненты

Перечень элементов схемы приведен в Таблице 1.

Схема синусоидального инвертора

Схема самодельного синусоидального инвертора с использованием микросхемы 4047 представлена на Рисунке 1.

Она состоит из мультивибратора CD4047 (IC1), MOSFET IRF250 (T1–T8), биполярных транзисторов и нескольких дискретных компонентов.

Микросхема CD4047 может работать в режимах ждущего и автоколебательного мультивибратора. Для инвертора требуется два выходных сигнала, сдвинутых по фазе на 180 градусов. Поэтому микросхема IC1 включена так, чтобы на двух ее выходных выводах 10 и 11 получить противофазные сигналы прямоугольной формы с частотой 50 Гц и

коэффициентом заполнения 50%. Частота колебаний задается подстроечным резистором VR1 и конденсатором C1.

Эти два сигнала поочередно управляют двумя банками MOSFET (БАНК-1 и БАНК-2).

Таблица 1. Перечень элементов схемы

Полупроводники	
IC1	Мультивибратор CD4047
SCR1	Тиристор 2P4M
T1-T8	MOSFET IRF250
T9-T11	Транзистор n-p-n BC548
ZD1	Стабилитрон 5.1 В, 1 Вт
ZD2-ZD5	Стабилитрон 5.1 В
D1-D6	Выпрямительный диод 1N4007
LED1, LED2	Светодиод 5 мм
Резисторы (все ¼ Вт, ±5% углеродные)	
R1	560 Ом
R2, R3	1.2 кОм
R4	100 Ом, 1 Вт
R5, R6, R8, R9, R11	1 кОм
R12	2.2 кОм
R7	220 Ом
R10	5.6 кОм
VR1	470 кОм подстроечный
VR2-VR4	10 кОм подстроечный
Конденсаторы	
C1	0.2 мкФ, 100 В керамический дисковый
C2, C3	100 мкФ, 35 В электролитический
C4	1000 мкФ, 35 В электролитический
C5-C7	0.47 мкФ, 600 В лавсановый
Прочие	
PZ1	Пьезоизлучатель
S1	Однополюсный выключатель
X1	Трансформатор: первичная обмотка 18-0-18 В, 40 А; вторичные 0-230 В-600 В, 0-12 В

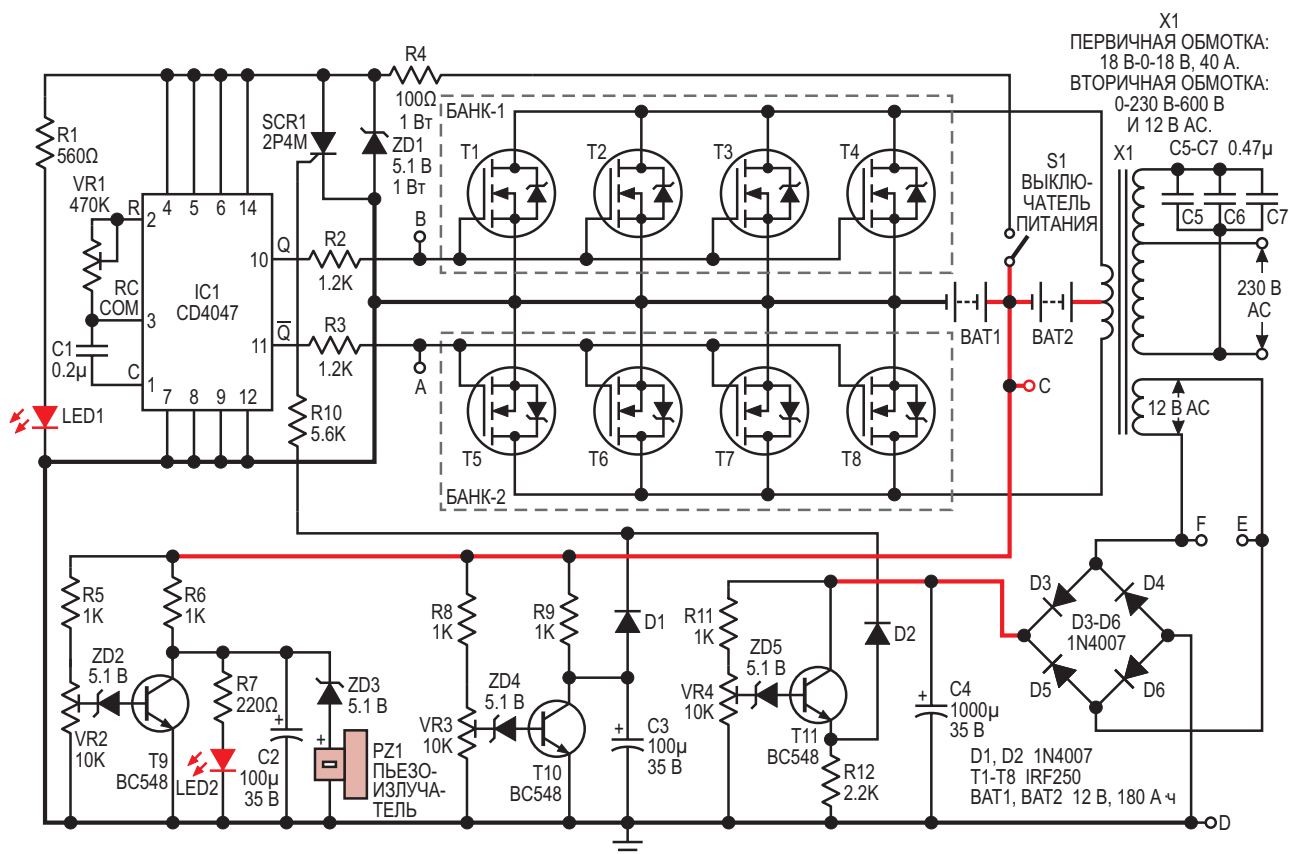


Рисунок 1. Схема синусоидального инвертора.

Когда уровень сигнала на выводе 10 микросхемы IC1 высокий, а на выводе 11 – низкий, MOSFET БАНКА-1 (T1–T4) проводят ток, в то время как MOSFET БАНКА-2 (T5–T8) остаются закрытыми.

Поэтому через первую половину первичной обмотки трансформатора инвертора X1 протекает большой ток, а на вторичной обмотке возникает переменное напряжение 230 В.

В течение следующего полупериода напряжение на выводе 10 микросхемы IC1 становится низким, а на выводе 11 – высоким. В результате MOSFET БАНКА-2 проводят ток, а MOSFET БАНКА-1 остаются закрытыми. Поэтому через вторую половину первичной обмотки протекает ток, а на вторичной обмотке возникает переменное напряжение 230 В.

Таким образом, на вторичной обмотке получается переменное выходное напряжение.

Выходное синусоидальное напряжение формируется с помощью параллельного резонансного контура, образованного вторичной обмоткой трансформатора и конден-

саторами C5–C7. Если правильная синусоида не получается, между затворами MOSFET каждого банка и землей следует включить конденсаторы емкостью 2.2 мкФ.

Контур настроен на резонансную частоту 50 Гц. Благодаря 50-процентному коэффициенту заполнения прямоугольных импульсов ток, потребляемый без нагрузки, составляет всего 500 мА. По мере увеличения нагрузки потребление тока растет.

Напряжение питания IC1, получаемое от внешней батареи, ограничено на уровне 5.1 В с помощью стабилитрона ZD1 и резистора R4.

Схема индикации низкого заряда батареи

Схема индикации низкого заряда батареи состоит из транзистора T9, потенциометра VR2, стабилитрона ZD2, резисторов R5, R6 и R7, светодиода LED2 и конденсатора C2 (Рисунок 2). При полной нагрузке (не более 1000 Вт), подключенной к выходу инвертора, на схему индикации низкого заряда батареи от BAT1 подается напряжение питания 12 В.

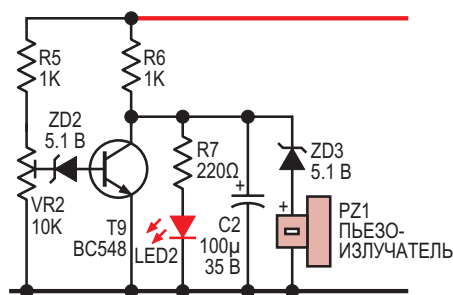


Рисунок 2. Схема индикации низкого заряда батареи.

При этом напряжение на нагрузке составляет 230 В AC. В этот момент отрегулируйте потенциометр VR2 таким образом, чтобы стабилитрон ZD2 и транзистор T9 открылись, и напряжение на коллекторе T9 понизилось до 0.7 В, чтобы светодиод LED2 оставался выключенным.

Если напряжение питания падает ниже 10.5 В, напряжение на нагрузке снижается с 230 В до 210 В.

При этом стабилитрон ZD2 и транзистор T9 перестают проводить ток, и, соответственно, напряжение на коллекторе увеличивается примерно до 10.5 вольт, а светодиод LED2 загорается, указывая на низкое напряжение батареи.

Одновременно пьезоизлучатель PZ1 издает звуковой сигнал, указывающий на низкий заряд батареи.

Схема отключения при низком заряде батареи

Многократный разряд батареи до нуля сокращает срок ее службы. Схема отключения при низком заряде батареи состоит из транзистора T10, потенциометра VR3, стаби-

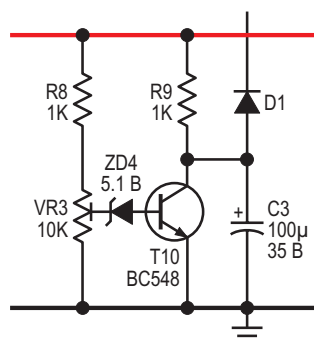


Рисунок 3. Схема отключения при разряде батареи.

литрона ZD4, резисторов R8 и R9, конденсатора C3 и диода D1 (Рисунок 3).

Отрегулируйте потенциометр VR3 таким образом, чтобы при напряжении на нагрузке выше 200 вольт стабилитрон ZD4 и транзистор T10 начали проводить ток. Напряжение коллектора T10 в этом случае составляет около 0.7 вольт, и, следовательно, тиристор (SCR1) будет закрытым.

Но если напряжение на нагрузке опустится ниже 200 вольт, стабилитрон ZD4 и транзистор T10 закроются, напряжение на коллекторе T10 увеличится, и тиристор откроется.

Как только тиристор начинает проводить ток, напряжение питания IC1 (CD4047) падает до 0.7 вольт, микросхема перестает генерировать импульсы, и инвертор автоматически выключается. В таком состоянии тиристор остается открытым.

Нижний порог отключения инвертора можно установить на уровне 170 вольт в расчете на ламповую подсветку, вентилятор и т.д. Тогда лампа и вентилятор не будут выключаться, пока напряжение не опустится ниже 170 вольт.

Схема отключения при отсутствии нагрузки

Если к выходу инвертора не подключена нагрузка, выходное напряжение составляет 270–290 вольт. Это напряжение воспринимается вторичной обмоткой 0–12 В трансформатора инвертора X1, которая подключена к цепи отключения при отсутствии нагрузки, состоящей из стабилитрона ZD5, транзистора T11, потенциометра VR4, резисторов R12 и R11 и конденсатора C4 (Рисунок 4).

При отсутствии нагрузки напряжение на обмотке 12 В также увеличивается. Это

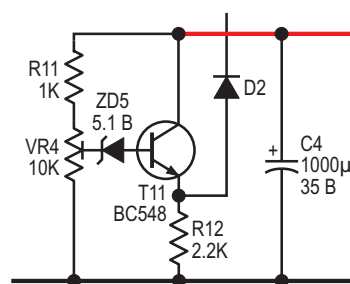


Рисунок 4. Схема отключения при отсутствии нагрузки.

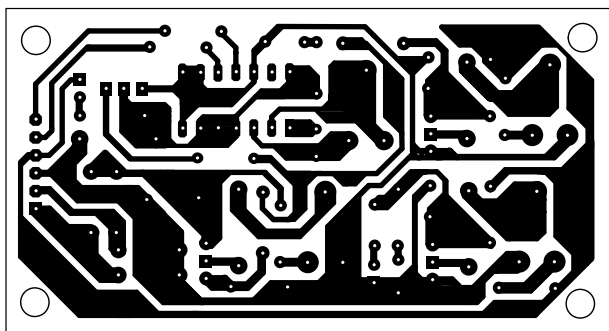


Рисунок 5. Печатная плата схемы синусоидального инвертора.

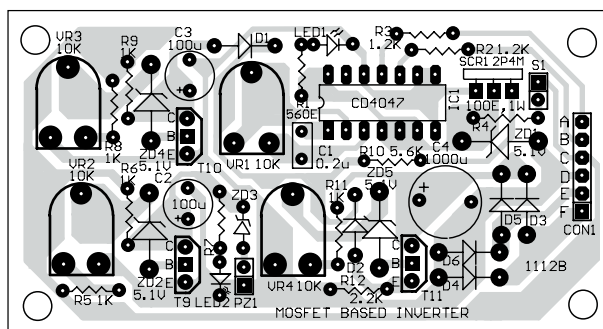


Рисунок 6. Размещение компонентов на печатной плате.

напряжение выпрямляется двухполупериодным мостовым выпрямителем, состоящим из диодов D3–D6, фильтруется конденсатором C4 и подается на транзистор T11.

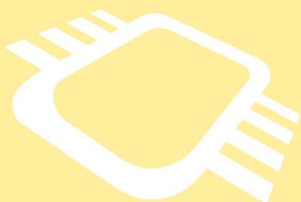
Отрегулируйте потенциометр VR4 таким образом, чтобы при повышении напряжения инвертора выше 250 вольт стабилитрон ZD5 и транзистор T11 начали проводить ток. Это увеличивает напряжение на эмиттере, из-за чего тиристор SCR1 срабатывает и выключа-

ет инвертор. При подключении надлежащей нагрузки инвертор включится автоматически.

Конструкция печатной платы синусоидального инвертора

Односторонняя печатная плата схемы синусоидального инвертора показана на Рисунках 5 и 6.

На печатной плате предусмотрен разъем CON1 для внешнего подключения банков

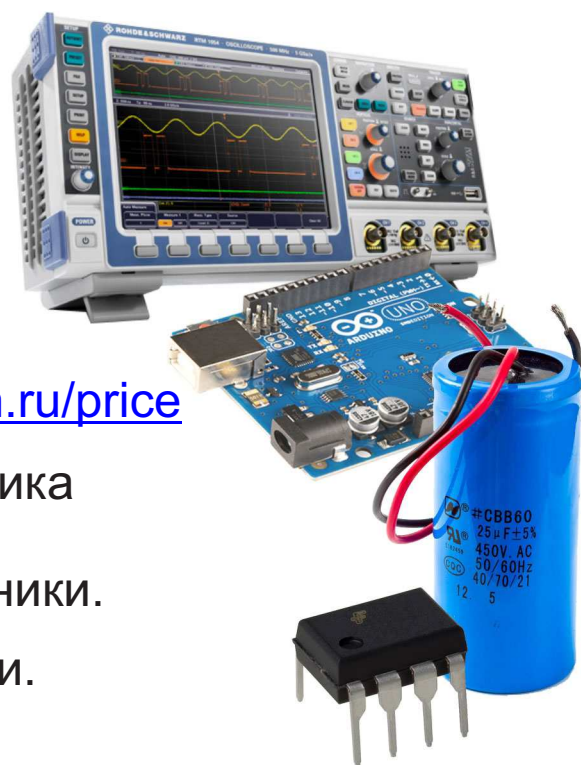


РадиоЛоцман.Цены

www.rlocman.ru/price

Подберите оптимального поставщика электронных компонентов, измерительной и электронной техники.

Цены, условия поставки и доставки.



Приглашаем дистрибьюторов электронных компонентов и приборов

MOSFET и трансформатора. Контакты разъема CON1 от А до F также обозначены на схеме.

Соберите схему на печатной плате, так как это экономит время и сводит к минимуму ошибки при монтаже. Тщательно установите компоненты и дважды проверьте, не допущены ли ошибки. MOSFET следует монтировать на радиаторы, используя слюдяные прокладки в качестве изоляторов между ними.

Подключите клемму питания 24 В непосредственно к среднему отводу первичной обмотки трансформатора, который выдер-

живает ток более 50 ампер при мощности 1000 Вт.

Величина тока зависит от приложенной нагрузки. Для включения и выключения инвертора нет необходимости устанавливать выключатель в силовую цепь. Инвертор можно включать и выключать с помощью слаботочного переключателя S1. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4047B](#)
2. [Datasheet ISC IRF250](#)
3. [Datasheet ISC 2P4M](#)

Простой ШИМ-интерфейс позволяет программировать напряжение регулятора $V_{OUT} < V_{SENSE}$

Stephen Woodward

EDN

Недавно я опубликовал статью, демонстрирующую несколько очень простых схем для ШИМ-программирования стандартных микросхем регуляторов, как линейных, так и импульсных, «Пересмотрено: Для подключения ШИМ к импульсным регуляторам достаточно трех дискретных компонентов» [1].

На Рисунке 1 показана одна из «повторно пересмотренных» топологий, где:

$R1$ – значение, рекомендованное в техническом описании микросхемы $U1$;

D – коэффициент заполнения импульсов ШИМ, принимающий значения от 0 до 1;

$$R2 = R1 \left(\frac{V_{OUT_MAX}}{V_{SENSE}} - 1 \right);$$

$$V_{OUT} = V_{SENSE} \left(\frac{R1}{R2/D} + 1 \right) = \\ = D(V_{OUT_MAX} - V_{SENSE}) + V_{SENSE};$$

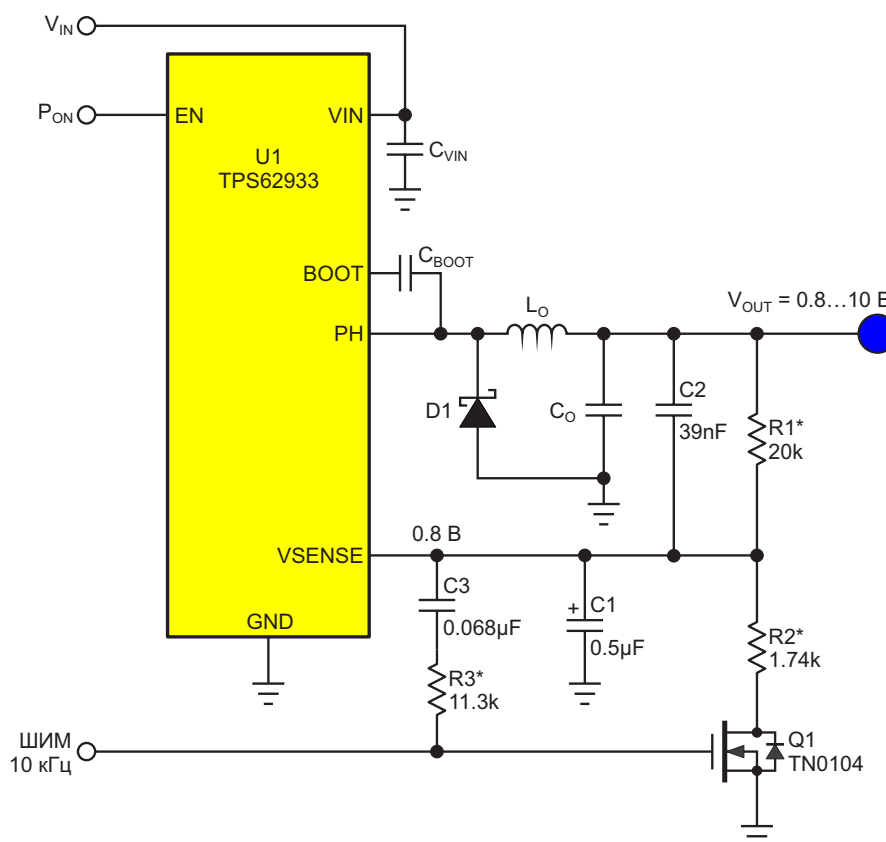


Рисунок 1. Пять дискретных компонентов составляют схему для линейного программирования регулятора с помощью ШИМ.

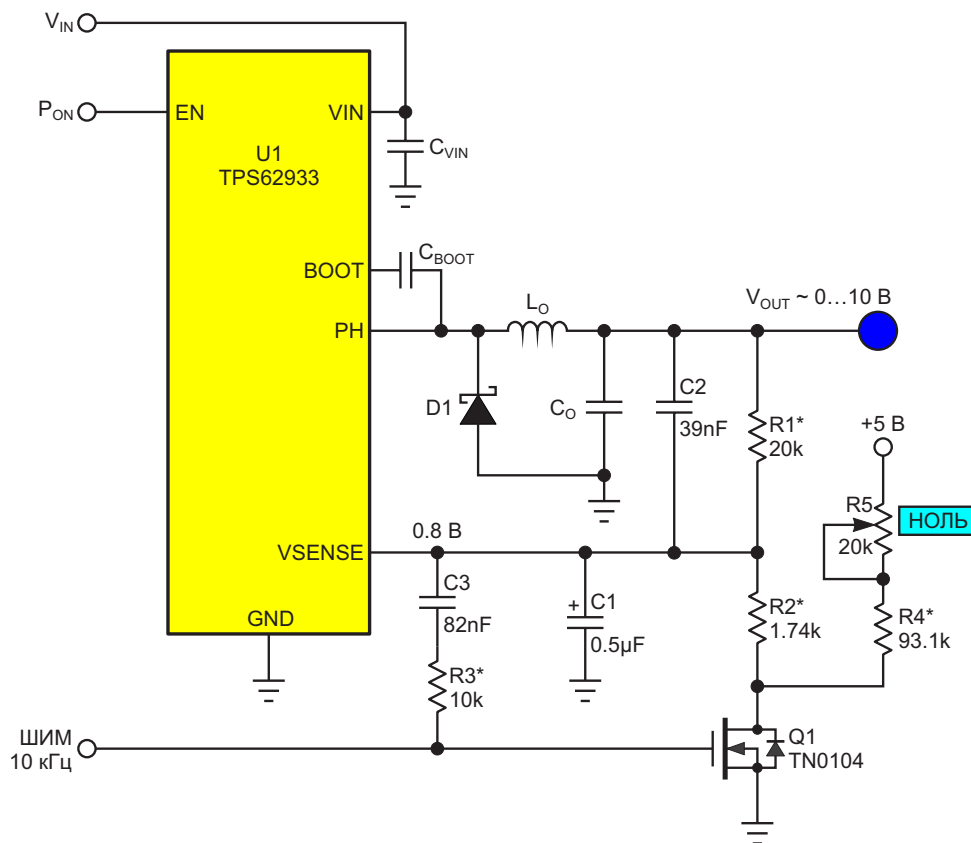


Рисунок 2. Чтобы сделать напряжение V_{OUT} программируемым вплоть до нуля вольт, добавьте резистор $R4$ и (опционально) потенциометр $R5$.

$$D = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{SENSE}} - 1 \right) \left(\frac{R2}{R1} \right) = \frac{V_{OUT} - V_{SENSE}}{V_{OUT_MAX} - V_{SENSE}}.$$

Для показанных на схеме номиналов компонентов

$$D = \frac{V_{OUT} - 0.8}{9.2}.$$

Принципиальным ограничением схемы на Рисунке 1 является невозможность запрограммировать $V_{OUT} < V_{SENSE}$. Минимальное значение – это $V_{OUT} = V_{SENSE}$ при $D = 0$.

Для большинства приложений это не представляет большой проблемы, если вообще представляет. Но иногда было бы полезно или, по крайней мере, удобно, чтобы при $D = 0$ напряжение V_{OUT} было равно нулю (или около того). На Рисунке 2 показана простая модификация, с помощью которой это можно сделать, где:

Сопротивления резисторов $R1$ и $R2$ выбраны такими же, как в схеме на Рисунке 1;

$$\left(R4 + \frac{R5}{2} \right) = \frac{5 \text{ В} - V_{SENSE}}{V_{SENSE}/R1} - R2;$$

$$R5 \approx \frac{R4}{5};$$

$$V_{OUT} = R1 \cdot D \cdot V_{SENSE} \left(\frac{1}{R2} + \frac{1}{R1} \right) = D V_{OUT_MAX};$$

$$D = \frac{V_{OUT}}{R1 \cdot D \cdot V_{SENSE} \left(\frac{1}{R2} + \frac{1}{R1} \right)} = \frac{V_{OUT}}{V_{OUT_MAX}}.$$

Для показанных на схеме номиналов компонентов

$$D = \frac{V_{OUT}}{10}.$$

Интересной особенностью топологии на Рисунке 1 является то, что, в отличие от некоторых других схем цифрового управления питанием, точность стабилизации определяется только точностью сопротивлений $R1$, $R2$

и собственного внутреннего источника опорного напряжения регулятора. Точность полностью не зависит от внешних опорных напряжений. Она остается равной точности R1, R2 и V_{SENSE} (например, $\pm 1\%$) для всех выходных напряжений.

К сожалению, как гласит древняя поговорка, когда что-то приобретается, что-то (как правило) теряется. Получив возможность устанавливать $V_{OUT} < V_{SENSE}$, схема на Рисунке 2 потеряла эту особенность, и для выходных напряжений, меньших полной шкалы, точность V_{OUT} становится в некоторой степени зависимой от шины +5 В. Вот тут-то и пригодится подстроечный резистор R5.

Расчетная формула

$$R4 + \frac{R5}{2} = \frac{5\text{ В} - V_{SENSE}}{V_{SENSE}/R1} - R2$$

делает значения, выбранные для пары сопротивлений R4, R5, зависимыми от точности напряжения шины 5 В. Они не могут быть точнее, чем это возможно. Это вызывает определенные сомнения в отношении выходных напряжений, особенно когда они приближаются к нулю. Включение в схему потенциометра R5 и установка с его помощью $V_{OUT} = 0$

при $D = 0$ делает настройки низких напряжений V_{OUT} точно программируемыми. Если это не является критическим фактором, то R5 можно исключить; просто сделайте

$$R4 = \frac{5\text{ В} - V_{SENSE}}{V_{SENSE}/R1} - R2.$$

Простота вычисления D для желаемого значения V_{OUT} также является ценной особенностью схемы на Рисунке 2.

В заключение: В этой статье пересматривается предыдущий подход, описанный в статье «Для подключения ШИМ к импульсным регуляторам достаточно трех дискретных компонентов» [2]. [РЛ](#)

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Пересмотрено: Для подключения ШИМ к импульсным регуляторам достаточно трех дискретных компонентов](#). РадиоЛоцман, 2025, 05-06, стр. 105.
2. Stephen Woodward. [Для подключения ШИМ к импульсным регуляторам достаточно трех дискретных компонентов](#).

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TPS62933](#)
2. [Datasheet Microchip TN0104](#)



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!