

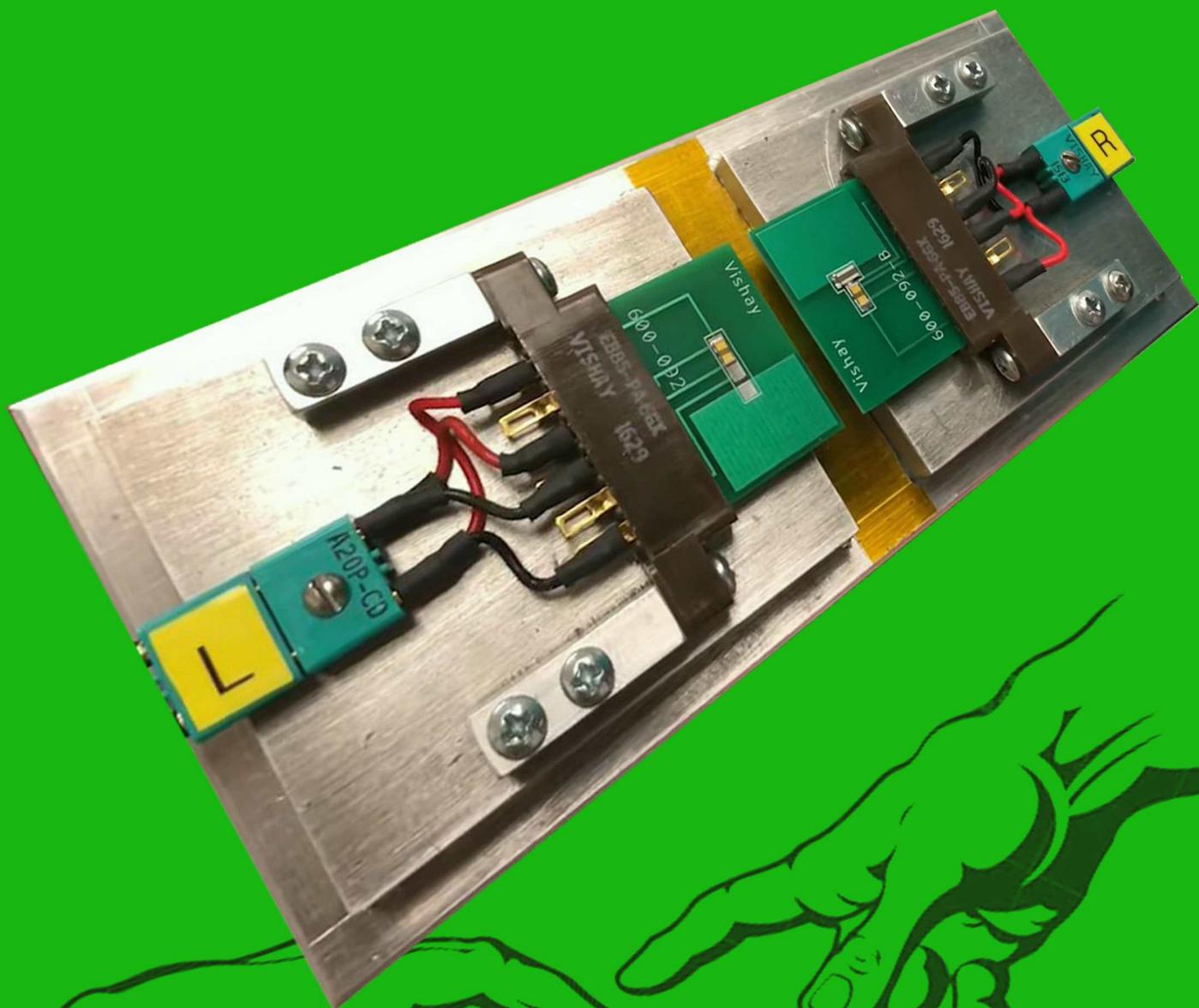
ЖУРНАЛ РАЗРАБОТЧИКОВ ЭЛЕКТРОНИКИ

WWW.RLOCMAN.RU



РАДИОЛОЦМАН

МАЙ-ИЮНЬ 2024 (132)



Что же делает
«тепловая перемычка»?



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!**





Май-Июнь 2024 (132)

Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

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

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

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

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:
www.rlocman.ru/magazine

Новости

- 4 «Росэлектроника» разработала самый миниатюрный компьютер на базе Эльбруса
- 4 Сделано на Микроне: три транзистора Trench MOSFET для силовой электроники сертифицированы МТПП
- 5 Время почтенного Z80 прошло – Zilog прекращает выпуск автономных процессоров семейства Z84C00
- 6 «Росэлектроника» начала поставку оборудования нового поколения для суперкомпьютеров
- 7 Автомобильный преддрайвер двигателя постоянного тока компании STMicroelectronics упрощает оптимизацию электромагнитных излучений и экономит энергию
- 8 АО «НИИЭТ» завершило испытания транзисторов для телевидения
- 9 В МГТУ заработал самый точный российский квантовый процессор

Статьи

- 12 О «правильной цветомузыке»
- 21 Как преодолеть ограничения повышающих преобразователей
- 24 Элегантность обратногоходового контроллера без специальной изолированной цепи обратной связи
- 26 Как создать двуполярный источник питания для автоматического тестового оборудования
- 32 Схема драйвера реле и соленоида удваивает напряжение питания для экономии энергии
- 34 Емкостные трансформаторы постоянного и переменного токов
- 40 И вообще, что же делает «тепловая перемычка»?
- 43 Фрэнк Дж. Спрэг – создатель двигателей, изменивших городской пейзаж
- 46 Краткая история импульсных источников питания
- 49 Измерительная схема с высоким подавлением синфазного сигнала
- 51 Как правильно заряжать литий-ионные и литий-полимерные аккумуляторы
- 54 Получение положительных результатов от NTC термисторов с помощью простого пассивного интерфейса

Схемы

- 56 УНЧ по схемотехнике НТАСН или назад к истокам
- 60 Смещение для высокочастотного полевого транзистора с р-п переходом
- 62 Портативный тепловой анемометр с компенсацией смещения горячего транзистора становится нечувствительным к спаду напряжения батареи
- 66 Один вывод микроконтроллера управляет двумя светодиодами с низким током покоя
- 68 Программируемые триггеры Шмитта с цифровым управлением
- 70 Генераторы ступенчатого напряжения
- 73 Простая схема преобразует 5 В в -10 В
- 74 Нелинейная подтяжка для многоскоростных шин I²C
- 80 Сильноточный низковольтный параллельный стабилизатор
- 82 Диммер-двухполюсник на основе микросхемы 222
- 85 Получите шины ±10 В, удвоив и инвертировав напряжение 5 В с помощью двух стандартных микросхем
- 88 Две батарейки AA плюс USB – и все ОК
- 90 Генератор чередующихся импульсов регулируемой ширины
- 92 Смещение полевого транзистора для приложений ШИМ с батарейным питанием
- 94 Пассивная схема ограничения пускового тока
- 96 Улучшение теплового датчика воздушного потока с помощью всего двух резисторов
- 99 Датчик пожара для системы охранной сигнализации
- 102 В солнечной системе постоянного освещения используется эффект противодействия солнечной панели
- 109 Низкочастотный аудиофильтр «кирпичная стена» не нуждается в настройке
- 112 Контроллер вентилятора охлаждения с использованием LM35 (без микроконтроллера)
- 124 Активная подтяжка шины I²C экономит энергию
- 116 Аналоговый компаратор распознает три соотношения сигналов
- 119 Генератор со сверхнизкими искажениями. Часть 1 – Как не надо делать
- 124 Генератор со сверхнизкими искажениями. Часть 2 – То, что надо
- 129 Дневная лампа с солнечным питанием с активным MPPT и без балластных резисторов
- 132 Дифференциальный усилитель измеряет высокие напряжения
- 134 Выключатель питания, управляемый RC-цепочкой и кнопкой без фиксации

«Росэлектроника» разработала самый миниатюрный компьютер на базе Эльбруса

Холдинг «Росэлектроника» Госкорпорации Ростех разработал новый одноплатный компьютер на базе двухъядерного процессора Эльбрус-2С3. Размеры устройства составляют всего 95 на 95 мм. В настоящее время это самое миниатюрное решение на базе процессора данного типа. Оригинальная российская архитектура Эльбрус-2С3 позволяет использовать его на объектах с повышенными требованиями к информационной безопасности. А широкий диапазон рабочих температур обеспечивает возможность применения в бортовых вычислителях авиационной техники.



Главной особенностью нового одноплатного компьютера MPC21, разработанного специалистами ИНЭУМ им. Брука Концерна «Автоматика» (входит в «Росэлектронику»), является то, что устройство работает на базе

полноценного двухъядерного процессора Эльбрус-2С3 с тактовой частотой не менее 1600 МГц. Процессор снабжен встроенным графическим ядром, что позволяет широко применять модуль в системах отображения информации. Распаянная оперативная память объемом до 8 ГБ способна обрабатывать большой объем данных.

MPC21 может комплектоваться интегрированным твердотельным накопителем объемом от 60 до 480 ГБ и теплораспределительной пластиной, обеспечивающей передачу выделяемого тепла на охлаждающие конструкции.

Модуль MPC21 выполнен в бескорпусном исполнении, имеет массу около 100 г без теплораспределительной пластины. Потребляемая мощность составляет не более 40 Вт. Устройство может работать при температуре окружающей среды от -40 до $+55$ °С, что позволит использовать его в бортовых вычислителях авиационной техники.

«MPC21 является полностью российской разработкой, способной заменить иностранные аналоги. Модуль прошел весь цикл испытаний и готов к серийному производству. В настоящее время это самое миниатюрное решение на базе процессора Эльбрус-2С3. Его массогабаритные характеристики значительно повышают вариативность его использования», – рассказал первый заместитель генерального директора ИНЭУМ им. Брука Игнат Бычков.

Сделано на Микроне: три транзистора Trench MOSFET для силовой электроники сертифицированы МТПП

Линейка изделий для систем управления Trench MOSFET Микрона, крупнейшего производителя российской микроэлектроники (входит в группу компаний «Элемент»), резидента ОЭЗ «Технополис Москва», успешно прошла сертификацию СТ-1. Экспертиза Московской торгово-промышленной палаты

подтверждает полную локализацию производства ЭКБ внутри страны и является необходимым условием включения в реестр российской промышленной продукции.

«По технологии Trench MOSFET в серийном производстве Микрона освоено уже 10 изделий силовой электроники и первые три сер-

тифицированы МТПП. Силовая электроника пользуется растущим спросом, мы планируем развивать данное направление», – сообщила Гульнара Хасьянова, генеральный директор АО «Микрон».

Линейка Trench MOSFET транзисторов 4N20, 3N20, MİK8205, которая успешно прошла сертификацию МТПП, предназначена для использования в автомобильной электронике в схемах управления антиблокировочными системами и подушками безопасности, в схемах защиты литий-ионных батарей, построении высокоэффективных силовых коммутаторов, понижающих стабилизаторов с синхронным выпрямлением и прочих силовых цепей.

Сертификация по форме СТ-1 – один из важных этапов включения в реестр отечественных производителей Минпромторга РФ и



поддержки российских производителей. Микрон производит более 800 типонаименований изделий, в том числе включенных в реестр российской промышленной продукции, которые позволяют заменить импортные аналоги.

Время почтенного Z80 прошло – Zilog прекращает выпуск автономных процессоров семейства Z84C00

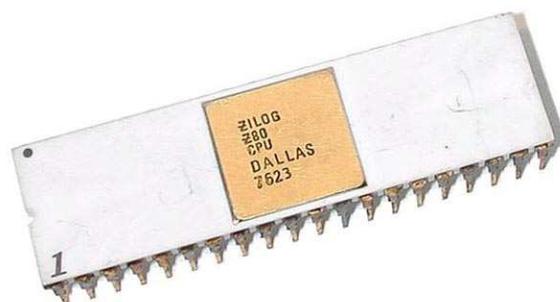
Gareth Halfacree

hackster.io

В то время как долгожитель Z80 продолжает существовать в формах Z180 и eZ80, дни автономных вариантов в корпусах DIP сочтены.

Компания Zilog объявила о прекращении производства моделей процессоров Z80 в корпусах DIP. Этот шаг может создать проблемы для энтузиастов старинных компьютеров, желающих создавать системы на базе Z80 или ремонтировать существующие машины с помощью новых компонентов.

В 1976 году Zilog выпустила оригинальный восьмибитный процессор Z80 в качестве своего первого продукта, разработанного бывшим инженером Intel и соучредителем компании Федерико Фаггином (Federico Faggin) и одним из первых сотрудников Масатоши Шимой (Masatoshi Shima). Z80, созданный с целью улучшения характеристик 8080 компании Intel и ориентированный на встраиваемые вычисления, быстро стал одним из самых популярных процессоров для микрокомпьютеров, на равных конкурируя с мик-



росхемой MOS Technology 6502, выпущенной годом ранее, которая использовалась в таких устройствах, как Sinclair ZX Spectrum, Tandy TRS-80 и аркадные автоматы Pac-Man от Namco.

Несмотря на то, что процессор Z80 – это конструкция своей эпохи, он по-прежнему популярен как в современных встраиваемых системах, так и в гаджетах энтузиастов, жаж-

The Battle of the 80's

Think of your next microcomputer as a weapon against horrendous inefficiencies, outrageous costs and antiquated speeds. We invite you to peruse this chart.

Features	8080A	Z80-CPU	Features	8080A	Z80-CPU
Power Supplies	+5, -5, +12	+5	Instructions	78	158*
Clock	24-12 Volt	10.5 Volt	OP Codes	264	690
Standard Clock Speed	500 ns	400 ns	Addressing Modes	7	11
Interface	Requires no other logic and includes dynamic RAM Refresh	3 modes, up to 85 factor	Working Registers	8	17
Interrupt	1 mode	3 modes, up to 85 factor	Throughput	Up to 5 times greater than the 8080A	
Non-maskable Interrupt	No	Yes	Program Memory Space	Generally 50% less than the 8080A	

*Including all of the 8080A instructions.



Announcing Zilog Z-80 microcomputer products. With the next generation, the battle is joined.

The Z-80: A new generation LSI component including CPU and I/O Controllers.
The Z-80: Full software support with emphasis on high-level languages.
The Z-80: A floppy disc-based development system with advanced real-time debug and instruction emulation capabilities.
The Z-80: Multiple licensing available now.

Your ammunition: A chip off a new block.

A single chip, 8-chamber processor arms you with a super-set of 158 instructions that include all of the 8080A's 78 instructions with 80% software compatibility. The new instructions include 3, 4, 6 and 16-bit operations. And that means less programming time, less paper and less end costs.

And you'll be in command of powerful innovations. Memory-to-memory or memory-to-I/O block transfers and searches, 16-bit arithmetic, 8 types of rotates, shift, bit manipulation and a region of addressing modes. Along with this entry you'll also get a complete instruction speed of 10 ns and all Z-80 circuits require only a single 5V power supply and a single phase 5V clock. And you should know that a family of Z-80 programmable circuits allow for direct interface to a wide range of both parallel and serial interface peripherals and even dynamic memories without other external logic.

With these features, the Z80-CPU generally requires approximately 50% less memory space for program storage.

yet provides up to 500% more throughput than the 8080A. Powerful ammunition at a surprisingly low cost and ready for immediate shipment.

Mighty weapons against an enemy entrenched: The Z-80 development system.

You'll be equipped with performance and versatility unmatched by any other microcomputer development system in the field. Thanks to a floppy disc operating system in alliance with a sophisticated Real-Time Debug Module.

- The Zilog battery includes:
- Z80-CPU Card
 - 64K Bytes of RAM Memory, expandable to 60K Bytes
 - 4K Bytes of ROM/RAM Monitor Software
 - Real-Time Debug Module and In-Circuit Emulation Module
 - Dual Floppy Disc System
 - Optional I/O Ports for other High-Speed Peripherals and also available
 - Complete Software Package including Z-80 Assembler, Editor, Disc Operating System, File Maintenance and Debug



On standby: User support.

All this is supported by a contingent of software including resident microcomputer software, time sharing programs, libraries and high-level languages such as PL/Z.

On standby: User support.

Zilog conducts a wide range of strategic meetings and design oriented workshops to provide the know-how required to implement the Z-80 Microcomputer Product line into your design. All hardware software and the development system are thoroughly explained with "hands-on" experience in the classroom. Your Zilog representative can provide you with further details on our user support program.



Reinforcements: A reserve of technological innovations.

The Zilog Z-80 brings to the battlefield new levels of performance and ease of programming not available in second generation systems. And while all the others busy themselves with out-taking the Z-80, we're busy on the next generation—continuing to demonstrate our stride to stay a generation ahead.

The Z-80's troops are the specialists who were directly responsible for the development of the most successful first and second generation microprocessors. Nowhere in the field is there a corps of seasoned veterans with such a distinguished record of victory.

Signal us for help. We'll dispatch appropriate assistance.



Zilog MICROCOMPUTERS
 170 Blue Street, Los Altos, California 94022
 (415) 945-5005; Telex 90-210-7905
 Circle 33 on reader service card
 AN AFFILIATE OF EXXON ENTERPRISES INC.

Zilog Z80, непрерывно выпускаемый с 1976 года, наконец-то подошел к концу своей жизни – по крайней мере, в виде автономного процессора.

дущих ностальгического возвращения к более простым временам, но, похоже, Zilog наконец-то объявляет об уходе, несмотря на то, что в свое время это был один из самых популярных процессоров вторых поставщиков.

В уведомлении об изменении, выпущенном материнской компанией Zilog – Littelfuse, – компания предупредила пользователей, что «наш производитель полупроводниковых пластин прекратит поддержку продукта Z80 и других линеек продуктов» с 14 июня 2024 года как даты последней покупки, после которой компоненты больше не будут доступны для заказа.

В уведомлении перечислены 13 компонентов Z80, все из семейства Z84C00, которые официально считаются закончившими жизненный цикл, включая компоненты, которые обычно используются для замены неисправных микросхем в старинных компьютерах или для создания вдохновленных ими современных машин на базе Z80. Однако прекращение производства, похоже, не распространяется на линейку встраиваемых ядер eZ80 – только на автономные процессоры.

Отдельное уведомление об изменении продукта подтверждает, что это коснется и новой базовой линейки Z180 с той же датой последнего заказа – 14 июня 2024 года.

«Росэлектроника» начала поставку оборудования нового поколения для суперкомпьютеров

Холдинг «Росэлектроника» начал поставки оборудования нового поколения для создания суперкомпьютеров. Оно стало более компактным по сравнению с предыдущими модификациями. Решение способно объединять

сервера в мощный вычислительный кластер для проведения сложных научных, инженерных и промышленных расчетов. Первыми заказчиками стали предприятия одной из крупнейших промышленных компаний России.



В состав оборудования входят высокопроизводительные серверы, 24-х портовые коммутаторы и адаптеры высокоскоростной сети «Ангара» нового поколения.

Сетевое оборудование «Ангара» обеспечивает объединение серверов в единый вычислительный кластер для проведения расчетов с высокоинтенсивным обменом информацией и сверхнизкими задержками передачи данных между узлами кластера. Новинку разработали

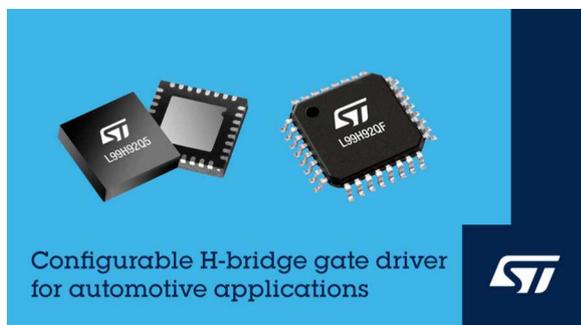
инженеры Научно-исследовательского центра электронной вычислительной техники (НИЦЭВТ, входит в холдинг «Росэлектроника» Госкорпорации Ростех).

«Мы произвели первые поставки нового поколения сетевого оборудования линейки «Ангара», разработка которого завершилась в 2023 году. Техника установлена на территории двух научно-исследовательских организаций. Устройства позволяют еще более эффективно выполнять задачи по созданию современных российских суперкомпьютеров для решения сложных научных задач. Сегодня именно от такого оборудования во многом зависит успех и скорость научных изысканий, а значит – и развитие отечественной промышленности», – отметил генеральный директор НИЦЭВТ Руслан Дзейтов.

НИЦЭВТ является разработчиком суперкомпьютерных технологий, средств вычислительной техники, электронных модулей и блоков.

Автомобильный преддрайвер двигателя постоянного тока компании STMicroelectronics упрощает оптимизацию электромагнитных излучений и экономит энергию

Автомобильный драйвер затворов L99H92 компании STMicroelectronics оснащен портом SPI для программирования и диагностики, зарядовым насосом, защитными функциями и двумя дополнительными токоизмерительными усилителями для мониторинга системы.



Микросхема L99H92, состоящая из двух драйверов верхнего плеча и двух драйверов нижнего плеча, может управлять одним H-мостом, питающим один реверсивный двигатель

постоянного тока, или двумя полумостами для двух нереверсивных двигателей. Типичные области применения высокоинтегрированного и легко настраиваемого драйвера включают электрические люки, стеклоподъемники, багажники с электроприводом, раздвижные двери и преднатяжители ремней безопасности.

Зарядовый насос обеспечивает правильную работу драйверов верхнего плеча при колебаниях напряжения аккумуляторной батареи автомобиля, позволяя выходам работать при напряжении питания всего 5.41 В. Выход зарядового насоса также доступен на внешнем выводе для управления MOSFET защиты от переплюсовки батареи.

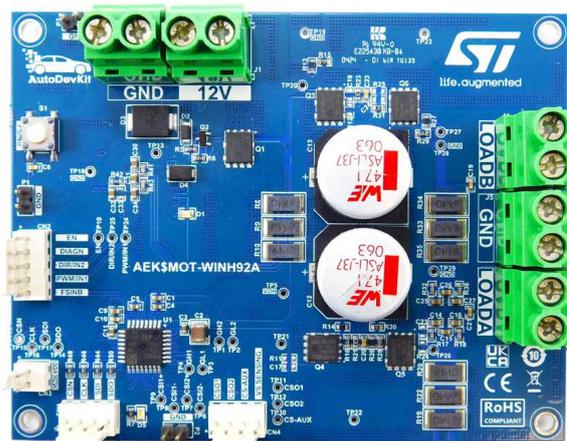
Токи управления затворами программируются через порт SPI, что позволяет управлять скоростью нарастания напряжения для минимизации электромагнитных излучений и тепловыделения. Программирование токов экономит до четырех внешних дискретных ком-

понентов на каждый MOSFET, которые обычно требуются для установки скорости нарастания тока в обычных драйверах. Максимальный выходной ток 170 мА дает разработчикам возможность использовать драйвер с широким спектром внешних MOSFET, включая мощные устройства с большой емкостью затвора.

Благодаря множеству функций защиты и диагностики системы L99H92 гарантирует высокую надежность и безопасность. Имеется защита от перегрузки по току с программируемым порогом, определяемым путем контроля тока стока MOSFET. Кроме того, защита от сквозных токов с программируемым мертвым временем обеспечивает безопасность и эффективность. Дополнительные функции защиты включают в себя раннее предупреждение и отключение при перегреве, защиту от повышенного и пониженного напряжения на входах аналогового и цифрового питания, а также обнаружение обрыва нагрузки и короткого замыкания на выходе в режиме диагностики в выключенном состоянии.

Безопасный вход может мгновенно отключить все MOSFET, а специальный диагностический вывод обеспечивает немедленное предупреждение о неисправности без ожидания периодической передачи данных по SPI.

Кроме того, для контроля состояния системы встроены два токоизмерительных усили-



Оценочная плата AEK-MOT-WIN92.

теля, позволяющих минимизировать стоимость материалов. Усилители, которые могут использоваться для измерения токов верхнего и нижнего плеча и промежуточных токов, имеют независимо программируемые коэффициенты усиления, низкое смещение и низкий температурный дрейф. Для снижения потребляемого тока неиспользуемые усилители можно отключать независимо друг от друга.

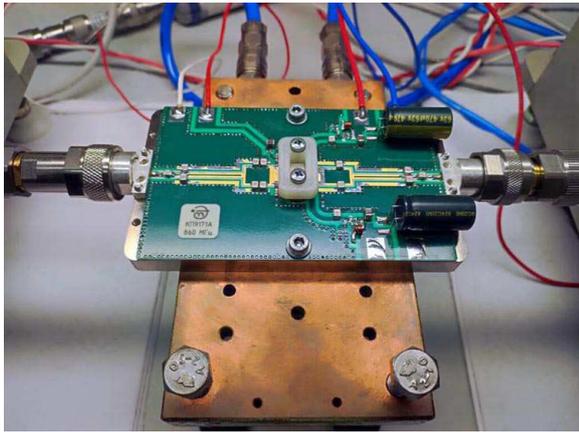
L99H92 уже производится в корпусах TQFP32 или QFN32 со смачиваемыми торцами выводов для облегчения оптического контроля. Цены начинаются от \$1.7062 за приборы в корпусе QFN32 и от \$1.7246 за приборы в корпусе TQFP32 при заказе от 1000 штук.

АО «НИИЭТ» завершило испытания транзисторов для телевидения

Научно-исследовательский институт электронной техники (входит в Группу «Элемент») являясь ведущим отечественным разработчиком мощных СВЧ-транзисторов, в частности, специализируется на разработке и производстве транзисторов для передатчиков эфирного вещания. Именно транзисторы АО «НИИЭТ» KT9155, KT9152, KT9174 обеспечили надежность и качество государственной системы аналогового телевизионного эфирного вещания нашей страны в 20 веке и начале 21 века.

В настоящее время, по прошествии более 30 лет, институт электронной техники реали-

зует проект по разработке первых отечественных транзисторов для цифрового эфирного телевизионного вещания. Специалисты предприятия успешно завершили испытания LDMOS-транзисторов КП9171А и КП9171БС. Изделия соответствуют требованиям технического задания и не уступают лучшим мировым аналогам. При этом, транзистор КП9171БС, являясь первым отечественным несимметричным транзистором, разработанным для применения в схемах Догерти, обеспечивает наилучшее сочетание линейности характеристик, выходной мощности и эффективности.



Разработанные транзисторные кристаллы изготавливаются на фабрике АО «Микрон». Технологи АО «НИИЭТ» и АО «Микрон», работая над усовершенствованием технологического процесса, фактически разработали новую LDMOS-технология, которая обеспечила высокую удельную выходную мощность и малые значения емкостей.

В настоящее время LDMOS-технология является доминирующей кремниевой технологией изготовления СВЧ-транзисторов, применяемых в таких областях, как сотовая связь, радиолокация, цифровое телевидение. Разработанные в АО «НИИЭТ» транзисторы предназначены для работы в усилителях телевизионных сигналов, кроме того, они могут применяться в системах радиолокации и навигации.

Мощные СВЧ LDMOS-транзисторы разработки АО «НИИЭТ» не имеют аналогов в нашей стране и способны удовлетворить специфические требования работы в передатчике сигнала стандартов DVB-T/ DVB-T2, при этом обеспечивая высокие значения коэффициента усиления по мощности и коэф-

фициента полезного действия в сочетании с высокой линейностью передаточной характеристики.

Потенциальным потребителям уже предоставлены тестовые образцы. Первые серийные поставки изделия запланированы на четвертый квартал этого года, в настоящее время принимаются заявки.

Работа по созданию мощных СВЧ LDMOS-транзисторов с улучшенной энергоэффективностью для передатчиков цифрового эфирного телевидения выполнялась при софинансировании из федерального бюджета в рамках программы субсидирования в соответствии с постановлением Правительства РФ от 24 июля 2021 года № 1252.

Основные параметры транзистора КП9171А: коэффициент усиления по мощности – не менее 20 дБ, коэффициент полезного действия стока – не менее 45%, коэффициент комбинационных составляющих третьего порядка – не более –30 дБ при выходной мощности в пике огибающей 140 Вт и напряжении питания 50 В на рабочей частоте 860 МГц. При этом транзистор обладает практически двукратным запасом по мощности 250 Вт.

Основные энергетические параметры транзистора КП9171БС: коэффициент усиления по мощности – не менее 18.6 дБ, коэффициент полезного действия стока – не менее 50%, значение параметра IMDshldr – не более –33 дБ при непрерывной выходной мощности 180 Вт и напряжении питания 50 В на рабочей частоте 550 МГц. При этом транзистор обеспечивает до 1 кВт пиковой импульсной мощности.

В МГТУ заработал самый точный российский квантовый процессор

- *НОЦ ФМН представляет 4-кубитный сверхпроводниковый процессор Snowdrop 4Q с рекордными параметрами*
- *Точность квантовых логических операций выше 99.1%*
- *Реализована серия квантовых алгоритмов для решения задач материаловедения*

В НОЦ Функциональные Микро/Наносистемы (НОЦ ФМН) — совместном центре МГТУ им. Н.Э. Баумана и ФГУП «ВНИИА им. Н.Л. Духова» — заработал первый российский высокоточный сверхпроводниковый квантовый процессор. Средняя точность однокубитных операций составила 99.76%,



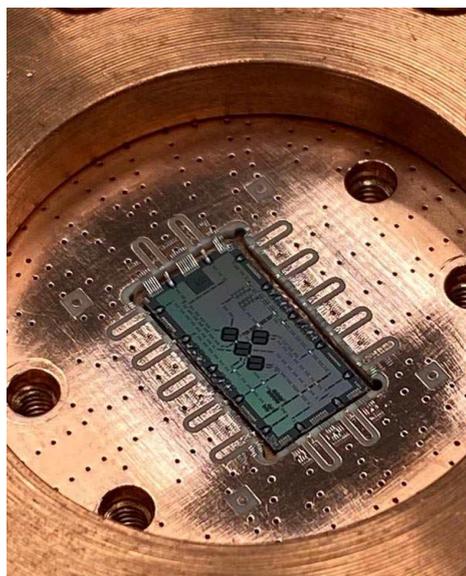
двухкубитных операций — 99.11%, точность считывания — 96.18%. Достигнутые параметры процессора позволили реализовать серию сложных алгоритмов. На квантовом сопроцессоре была смоделирована намагниченность цепочки спинов (модель Изинга в поперечном поле), решено уравнение теплопроводности и реализован алгоритм решения систем линейных уравнений, что прокладывает путь к дальнейшему практическому применению квантовых вычислителей.

Четырёхкубитный сверхпроводниковый квантовый процессор Snowdrop 4Q, созданный совместно ФГУП «ВНИИА» и Бауманкой, впервые продемонстрировал точность логических операций свыше 99.11%. Этот показатель стал рекордным для российских многокубитных систем при реализации ряда сложных квантовых алгоритмов. Созданный квантовый вычислитель включает десятки компонентов, среди которых чип квантового процессора, система считывания с параметрическими криоусилителями, блоки управляющей электроники и СВЧ-модули собственной разработки. Архитектура процессора основана на перестраиваемых по частоте кубитах-трансмонах с управляемой связью между кубитами. Чипы квантовой элементной базы изготовлены по серийной технологии НОЦ ФМН.

Точность – определяющий фактор

Сложные квантовые алгоритмы, нацеленные на решение полезных задач, чрезвычайно требовательны к точностям квантовых логических операций, а также к количеству кубитов, вступающих в состояние квантовой запутанности в ходе реализации квантовых операций.

«Лучшее испытание квантового процессора – это запустить на нём сложный алгоритм



с использованием всех имеющихся кубитов, что мы и сделали», – отмечает Никита Смирнов, ведущий разработчик квантовых процессоров НОЦ ФМН. – «Калибровка и полная характеристика квантовой системы – сложный процесс, и над ним мы работали последние три месяца. Точности логических операций, которых достиг наш чип архитектуры Snowdrop 4Q с высококогерентными кубитами (Scientific Reports volume 14, 7326 (2024)), позволили провести целую серию экспериментов, каждый из которых в перспективе направлен на решение практических задач ФГУП „ВНИИА“».

Первичная инициализация квантового процессора до штатной работы в составе суперкомпьютера – нетривиальная задача, довольно сложная процедура настройки и калибровки, которая может занимать длительное время и использовать алгоритмы машинного обучения для определения оптимальных параметров управляющих сигналов. На первом этапе команде необходимо охарактеризовать процессор, то есть измерить параметры качества кубитов. Сначала работают с каждым кубитом индивидуально: приводят в возбуждённое состояние и «снимают мерки»: время релаксации T_1 (время, за которое кубит переходит из возбуждённого в основное состояние) и время когерентности T_2 (время, в течение которого кубит сохраняет квантовую информацию). Время T_2 включает два типа: Рамзи (чувствительное ко всем видам шумов) и эхо (нечувствительное к низкочастотным шумам).

Далее следует итеративная и многоэтапная процедура калибровки однокубитных и двухкубитных квантовых логических операций – составляющих квантового алгоритма. При калибровке точности однокубитных операций сначала работают с каждым кубитом отдельно, приводя все соседние кубиты в состояние покоя. Но уже сразу после калибровки всех кубитов поодиночке, оптимизируют точность однокубитных операций при одновременной работе соседних кубитов. Именно так – одновременно – кубиты должны работать в практически полезных алгоритмах, и именно эту точность необходимо учитывать при сравнении квантовых процессоров. На следующем этапе оперируют парами кубитов для калибровки двухкубитных операций. В ходе калибровки оценивается точность однокубитных и двухкубитных операций, а также точность считывания. Только проведя полную характеристику системы можно сказать, насколько процессор готов к настоящей работе. На процессоре НОЦ ФМН среднее время релаксации кубитов (T_1) составило 47.7 микросекунд, время когерентности (T_2) – 32.5 микросекунды, при длительности однокубитных операций 40 наносекунд, двухкубитных операций (CZ) 110 наносекунд.

Команде алгоритмистов ФГУП «ВНИИА им. Н.Л. Духова» удалось провести на квантовом процессоре симуляцию динамики системы из четырёх спинов (модель Изинга в поперечном поле) для решения задач в области квантового магнетизма. В рамках эксперимента учёные опробовали собственный метод смягчения ошибок (error mitigation), основанный на нейросетевом обучении. В качестве бенчмаркинга реализованные алгоритмы были опробованы на 127-кубитных процессорах IBM в облачном доступе. По итогам сравнения, процессор Snowdrop 4Q показал сопоставимые по достоверности результаты алгоритмов (fidelity).

Помимо этого, на процессоре Snowdrop 4Q реализована оригинальная модификация сложного квантового алгоритма Харроу-Хассидима-Ллойда (HHL) из более 100 квантовых логических операций для численного решения системы линейных уравнений. Этот алгоритм особенно требователен к точности операций и считывания квантовых процессоров.

Квантовый сопроцессор для задач классической физики

В МГТУ им. Н.Э. Баумана и ВНИИА реализуется и разрабатывается ряд практически значимых квантовых алгоритмов, позволяющих значительно ускорить решение важных задач физического моделирования. Для этого, используется подход, в котором квантовый чип выступает в роли сопроцессора для классического компьютера. Именно квантовый сопроцессор выполняет наиболее трудную для традиционной микроэлектроники (архитектура x86) подзадачу при моделировании физического процесса. Так, в НОЦ ФМН был реализован вариационный квантовый алгоритм для решения уравнения теплопроводности, разработанный теоретиками ФГУП «ВНИИА» (Phys. Rev. A 107, 052422 (2023)). В таком алгоритме решение ищется в виде взвешенной суммы известного большого набора пробных функций. Алгоритм подбирает оптимальный набор весов, минимизируя функцию потерь на классическом компьютере, а сама функция потерь вычисляется на квантовом сопроцессоре. Данный подход позволяет достичь экспоненциального выигрыша в скорости вычислений и обладает низкой чувствительностью к ошибкам квантовых операций. Проведённый в НОЦ ФМН эксперимент продемонстрировал помехоустойчивость алгоритма: экспериментально полученная достоверность результатов (fidelity) всего алгоритма составила 98,8%, что близко к его теоретическому пределу при решении задачи на 8 пространственных узлах (3 кубита).

«Мы достигли знакового результата, к которому шли почти три года – от разработки эффективного квантового алгоритма до его запуска на квантовом «железе», – говорит Александр Андрияш, научный руководитель ФГУП «ВНИИА им. Н.Л. Духова». – «Убедились в том, что наш подход работает и, более того, прокладывает путь к созданию практически полезного вычислителя. В планах – дальнейшее улучшение уже серийных технологий изготовления квантовых устройств и увеличение количества кубитов с повышением точности квантовых операций».

О «правильной цветомузыке»

Михаил Басков

«Музыку нельзя назвать иначе, как сестрой живописи, потому что она является предметом слуха, второго чувства после зрения».

Леонардо да Винчи.

Аннотация

В статье рассматривается генезис цветомузыки, или светомузыки, что на взгляд автора правильнее.

Описывается опыт автора в использовании «терменвокса» в качестве устройства управления световым сопровождением музыкальных произведений.

В конце статьи приводятся размышления автора об использовании ИИ в анализе музыкальных произведений и синтезе управляющих воздействий для цветосветовых синтезаторов. Чтобы подчеркнуть субъективность взглядов автора на проблемы светомузыки, статья написана от первого лица.

Написать эту статью меня побудила недавняя публикация на нашем сайте о «правильной ЦМУ» [1]. Мы еще вернемся к этой публикации ниже, а сейчас мне хочется рассказать об истории светомузыки как феномена и форме искусства.

Светомузыка – это форма искусства, сочетающая визуальные и музыкальные элементы, чаще всего с использованием синхронизированных световых эффектов и музыкальных композиций. Построить хронологический ряд истории светомузыки помогла «Википедия».

Одним из первых связью звука и света заинтересовался физик Исаак Ньютон. Исследуя прохождение света через различные среды, он открыл цветовой спектр – раду – и присвоил каждой его части ноту из музыкальной гаммы. На Рисунке 1 показано представление Ньютона о связи между спектром радуги и нотами музыкальной гаммы.

В начале XIX века французский ученый, художник и музыкант Мишель-Эжен Шеврюль создал «Оптические поэмы», в которых сочетал световые эффекты с музыкой. Этот эксперимент сделал первые шаги в объединении звука и света в единое арт-произведение.

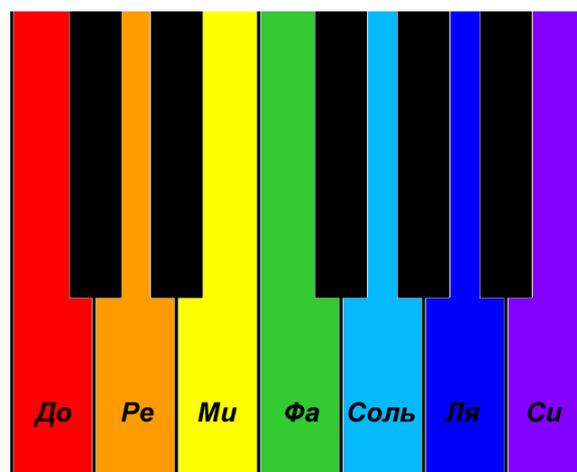


Рисунок 1. Зависимость цвета от ноты в музыкальной гамме, предложенная И. Ньютоном.

В истории науки Мишель-Эжен Шеврюль более известен как химик, но как каждый гений, имел многогранный талант, в том числе известен трактатом под названием «Принципы гармонии и контраста цветов». Эта публикация в дальнейшем привела к появлению теорий цвета, которые обеспечили научную основу для живописи импрессионистов и неоимпрессионистов. Кстати, это именно он является изобретателем «хроматического круга» положенного в основу системы RGB, которая широко используется в современной компьютерной графике.

Французский музыкант Луи-Бертран Кастель в середине XVIII века разрабатывал «окулярный клавесин» – инструмент, который переводил звук в цвет. Он распределил цвета от светло-зелёного до коричневого между нотами музыкальной гаммы.

В конце XIX века британский художник Александр Римингтон изобрёл световой орган. Инструмент представлял собой концертный орган, в котором имелись клавиши для управления цветом и разноцветные лампы. Свет попадал на специальный экран – и так зрители одновременно слышали музыку и видели «картину», которую запрограммировал Римингтон.

В начале XX столетия концепцией светомузыки заинтересовалось новое поколение композиторов и художников: Арнольд Шёнберг, Микалоус Чюрлёнис, Василий Кандинский и другие.

В России идеи светомузыки реализовывал композитор Александр Скрябин. В его симфонии «Прометей» написанной в 1910 году, впервые в истории музыки в тексте появилась отдельная строка «luse» (произносится как «ключе»), то есть «свет». Композитор записал нотами и музыкальную, и световую партитуры. Эта часть пьесы представляла собой партию для двух голосов и должна была визуализировать звук.

Для этого композитор предполагал использование специального устройства, которое должно было визуализировать музыкальные звуки в виде световых паттернов, однако полноценно реализовать его замысел тогда так и не удалось.

В тридцатых годах XX века последователь А. Римингтона Томас Уилфред создал световой орган «Clavilux», который мог проецировать сложные и абстрактные визуальные композиции, сопровождающие музыку. Эти ранние эксперименты заложили основу для прогресса светомузыкальных шоу.

Дальнейший рассказ о светомузыке удобнее разделить на четыре части, в общем случае являющиеся взаимопроникающими и взаимно обогащающими.

В первой части мы рассмотрим базисные основы светомузыки как психофизического феномена.

Во второй части светомузыка предстанет перед нами, как форма синтетического искусства. В этой части я расскажу о собственном опыте в этом жанре.

В третьей части обсудим пригодность примитивных конверторов звука в цвет для создания эстетических эффектов и коснемся реализации автоматических светомузыкальных устройств как средства декора и развлечения.

И в заключение, в четвертой части, мы совершим небольшой экскурс в ближайшее будущее и рассмотрим возможное применение ИИ для реализации новых форм аудиовизуального искусства.

Итак, начнем...

Часть первая. О «цветовом слухе» и науке синестетике

Возьмем два примера из показанных выше.

Исаак Ньютон предложил присвоить нотам музыкальной гаммы цвета радуги. Это построение является чисто механистическим, примерно так можно было бы связать лошадь и обеденный стол только на том основании, что они имеют четыре точки опоры.

Луи-Бертран Кастель, разработавший цветовой орган, присвоил значения цветов нотам совершенно иначе, поскольку руководствовался своим «видением» звучания ноты. Люди, подобные Кастелю, способные к синтетическому восприятию информации, называются «синестетами», а особенность мозга к такому восприятию – «синестетикой».

Впервые на эту особенность чувственного восприятия обратил внимание древнегреческий философ Аристотель, полагавший, что если ощущения «А» и «В» совпали по времени, то впоследствии одно будет непроизвольно вызывать в памяти другое.

У синестезии существует несколько научных определений, из которых мне ближе следующее: *«Синестезия – явление восприятия, когда при раздражении одного органа чувств наряду со специфическими для него ощущениями возникают и ощущения, соответствующие другому органу чувств».*

У синестезии ученые насчитывают около 70 форм, из которых нас в контексте этой статьи интересует только одна – «Музыкаль-

но-цветовая синестезия», которую иногда называют «цветной слух» – восприятие музыки в виде произвольно проявляющихся цветовых пятен, полос, волн...

Синестетами были композиторы Оливье Мессиа́н, Ференц Лист, Римский-Корсаков, джаз-музыкант Дюк Эллингтон и наш соотечественник Александр Скрябин.

На Рисунке 2 изображен цветовой ряд, соответствующий нотам в музыкальной гамме, предложенный А. Скрябиным.

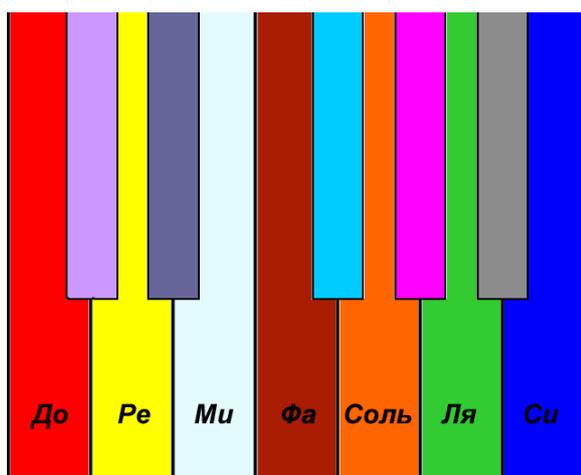


Рисунок 2. Зависимость цвета от ноты в музыкальной гамме, предложенная А. Скрябиным.

Мы видим, что никакого механистического порядка в этом цветовом ряду нет. Нам, людям не обладающим «цветным слухом», этот набор кажется какофонией; примерно такие звуки могло бы издать пианино, на клавиатуру которого уселся кот. Более того, другие синестеты не поддерживают этот набор. Для Бетховена, например звук «до» был черным, а общепризнанную радостной или бра-

вурной тональность «до мажор» он называл «грязной». Тут уж, действительно, «на слух, на цвет среди синестетов товарищей нет!».

Музыкально-цветовая синестезия, как и другие виды синестезии, являются объектами изучения современной науки.

Еще в XIX веке ученые выяснили, что синестезия связана с наследственностью, и факт этот подтверждают современные генетические исследования.

Изучая синестезию, ученые пытаются определить, какие генетические особенности лежат в основе творчества, воображения, абстрактного и метафорического мышления.

Чтобы выявить синестетов, нейропсихологи используют специальные тесты и измерения мозговой активности, в частности технологию МРТ. Техника фиксирует необычную активность мозга синестетов в определенных зонах при слушании музыки или созерцании цвета.

У обычных людей такой специфической мозговой активности нет.

Однако, это не означает, что у нас с вами отсутствует связь между звуком и цветом, она существует в виде приобретенного культурного кода. Так, например, изображенная на Рисунке 3 световая палитра, соответствующая высоте музыкального тона, также является механистической и в высшей степени условной, но с начала 60-х годов XX века стала практически стандартом для автоматических светомузыкальных устройств.

Пик популярности автоматических светомузыкальных устройств пришелся на период с 1960 года по 1980 год. У людей, которым в те годы было от 15 до 30 лет, выработалась устойчивая синестетическая связь, когда крас-



Рисунок 3. «Стандартная» привязка цвета к высоте звука.

ный цвет соответствует низким звукам, а голубой и синий цвет – высоким звукам. В более поздние периоды световые шоу, в частности лазерные, превратились в самостоятельные виды искусства, популярность автоматических светомузыкальных устройств стала снижаться и практически сошла на нет к началу 21 века. Соответственно, и такая индуцированная синестетическая связь между цветом и высотой звука встречается все реже.

Интересно, что сила света и громкость звука имеют прочную синестетическую связь. Громким звуком всегда соответствует яркий свет. Возможно, эта зависимость является генетически закрепленной связью между вспышкой молнии и последующим раскатом грома.

Идеи Скрябина и других синестетиков о гармоническом сочетании музыки, света, цвета и образов нашли множество последователей, которые не были синестетиками, но интуитивно чувствовали, что такие связи существуют и могут вызывать исключительно ценные эстетические переживания.

Исследования в этом направлении проводились как у нас, так и за рубежом.

Часть вторая. Светомузыка, как форма искусства

Стэнфордский университет проводил исследования, в рамках которых изучалось, как цвет и свет влияют на восприятие музыки. Были разработаны специальные устройства и методики, которые позволяли создавать визуальные эффекты, соответствующие музыкальным произведениям. Эти исследования позволили лучше понять взаимосвязь между музыкой и светом.

Компания Disney разработала инновационное шоу под названием «Fantasmic!», в котором использовались технологии виртуальной реальности и спецэффекты, дополняющие музыкальное исполнение. Зрители погружались в волшебный мир музыки и цвета, получая опыт многомерного восприятия.

Музыкально-визуальный арт-проект «СумаScore» предлагает уникальное сочетание музыки и визуального искусства с созерцанием форм, образованных звуковыми волнами на поверхности воды. Этот проект создает интригующую связь между звуком,

светом и формой и является, на мой взгляд, одним из лучших для демонстрации возможностей автоматических светомузыкальных устройств [2]. Проект продолжает развиваться, и рождаемые с помощью его методов эффекты можно создавать самостоятельно, скачав приложение для Android или iOS.

Уже упоминавшаяся выше симфония Скрябина «Прометей: Поэма о героизме» признана во всем мире революционным и новаторским явлением. Исполнение этого произведения Скрябина Симфоническим оркестром Университета Айовы под управлением Джеймса Диксона в 1975 году, безусловно, было значимым событием для поклонников музыки композитора. Это произведение полно эмоций и символов, отражающих творческое видение Скрябина. Музыкальная форма этой симфонии отличается необычными гармониями, драматическими моментами и эмоциональной глубиной.

Лондонский симфонический оркестр также проводил интересные эксперименты с использованием цвета в музыкальном исполнении. Одним из наиболее известных проектов был «The Universe of Sound», созданный в 2012 году. В рамках этого проекта оркестр представил новаторское шоу, комбинирующее музыку известных композиторов с запоминающимися визуальными эффектами. Такие проекты вносят свежий взгляд на традиционное исполнение и помогают укрепить связь между музыкой, технологиями и визуальным искусством.

В новой России также есть примеры исполнения музыкальных произведений со световым сопровождением. Например, исполнение симфонии Скрябина «Прометей» со световой партией в Санкт-Петербургской филармонии им. Д. Д. Шостаковича в 2016 году [2].

Из сказанного выше становится ясно, что светомузыкальное, или аудиовизуальное творчество является самостоятельным видом искусства.

Говоря о развитии аудиовизуального искусства в СССР, необходимо отметить деятельность СКБ «Прометей». «Прометей» был особенным проектом, реализованным в рамках Казанского авиационного института имени Н. А. Туполева. Это Специальное конструкторское бюро, руководимое профессором Булатом Галеевым, было создано для

разработки уникальных технических изобретений, одним из которых стала светомузыка.

Светомузыкальные установки «Прометей» стали отражением широкого интереса к синтезу искусств, который был популярен в СССР в 60-70-е годы. Основная идея состояла в том, чтобы преобразовывать музыкальные звуки в визуальные образы с использованием разноцветных световых эффектов, которые синхронизировались с музыкой. Эти установки использовались в театрах, на концертах, а также в кинотеатрах для создания уникальной атмосферы.

Особенностями цветомузыкальных установок «Прометей» была их способность создавать динамичные, изменяющиеся визуализации, которые могли варьироваться от простых цветных пятен до сложных абстрактных композиций. Эти устройства использовали различные технологии управления светом и формой образов, которые динамически управлялись в зависимости от амплитуды и частоты звуковых сигналов. Привнесение в визуализацию графических образов шло вразрез с устоявшимися взглядами.

В СССР господствовала идея подчинения световой партии музыкальной. Всякое размышление на тему равноправия и взаимодополнения этих двух начал встречалась «в штыки», как проявление идеологически чуждого абстрактного искусства. Поэтому визуальный ряд сводился обычно к чистому, бесформенному цвету. Музыка полагалась главным компонентом, а цвет – просто «добавкой» к ней. Причем считалось, что выбор цвета должен осуществляться обязательно на основе неких «научных закономерностей» – без участия человека, с помощью автоматики.

«Прометей» был одним из тех проектов, который свидетельствовал о стремлении советских инженеров и дизайнеров соединять науку, технологию и искусство в единое целое, что делало его значимым вкладом в культурное наследие той эпохи. Создание таких установок также способствовало распространению идеи о тесной связи между различными формами искусства и техники, что было весьма прогрессивно для своего времени.

Здесь я должен рассказать о собственных опытах работы со светомузыкой. Разработки СКБ «Прометей» поразили мое воображение,

и я начал экспериментировать с различными устройствами автоматизированного преобразования музыки в свет. В те поры я заканчивал музыкальное училище по классу фортепиано и имел собственное представление о музыкальных формах, читал умные книги, и для меня эксперименты со светомузыкой были естественным продолжением моих интересов в области музыки и электроники.

Довольно быстро я понял, что самые лучшие на то время (конец 70-х) автоматические электронные устройства не годятся для создания гармоничного единства музыки и света, как формы искусства. Исполнять световую партию должен был человек, а не автомат, как и представлял себе Скрябин. Исходя из этого, все внимание я сосредоточил на создании пульта управления светом и цветом, пользуясь которым «светомастер» мог бы создавать световые и цветовые образы, способные расширить эстетическое воздействие на слушателей.

Было испробовано множество вариантов ручного управления, завершившихся переделкой старенького ЭМИ «Юность», клавиатура которого была поделена на две зоны. Правая рука, нажимая клавиши, управляла цветом, а левая – интенсивностью этого света.

И да, это работало! Я стал привлекать для совместного светомузичирования свою сестру, закончившую музыкальную школу по классу скрипки. Мы стали устраивать домашние светомузыкальные концерты, на которые приглашали друзей, а родители – своих коллег по работе.

Здесь выяснились некоторые фундаментальные аспекты светомузыкального восприятия. В частности, световая партия в своей базе должна быть существенно менее подвижной, нежели музыкальная!

Мелькание света и цвета быстро утомляло зрителей и сводило на нет начальный «вау-эффект». Поэтому пришлось внести изменения в схему управления, когда быстрая музыкальная компонента поступала с микрофона и смешивалась с сигналом от пульта управления светом. Изменилась и сама техника управления светом и цветом; теперь уже от «светомастера» не требовалось следовать за ритмом и быстрыми пассажами музыканта. Главной его задачей становилось создание визуального «настроения» от исполняе-

мого произведения. Теперь множество клавиш управления становились ненужными.

Нужна была другая технология управления светом.

Идею подсказал товарищ отца, когда-то работавшего вместе с Львом Терменом – гениальным русским ученым и изобретателем, человеком с необычной и трагической судьбой. Идея заключалась в том, чтобы использовать изобретенный Терменом электромузыкальный инструмент «терменвокс» не для генерации звука, а для управления цветом и его яркостью.

Терменвокс уникален тем, что игра на нём не требует физического контакта с инструментом. Исполнитель управляет терменвоксом, перемещая руки в воздухе возле двух металлических антенн, каждая из которых контролирует один из аспектов звука: одна антенна отвечает за громкость, а другая – за высоту тона. По своей сути терменвокс – это емкостный датчик, подобный тем, что применяется в охранной сигнализации, так что собрать и отладить инструмент не составляло труда, так как схемотехника прибора столь же проста, сколь и гениальна.

А вот управлять светом при помощи «терменвокса» или в переделанном виде «терменлайтом» оказалось непросто. Я с этим не справился. Нелинейная зависимость выходного сигнала от положения рук исполнителя требует точного и устойчивого контроля движений. А вот у сестры это получилось. Игра на скрипке требует исключительно четкой координации движений и развитой мелкой моторики, что и позволило ей быстро приобрести нужные навыки управления инструментом.

Теперь оставалось совместить представления исполнителей о том, как должен «звучать» свет в том или ином музыкальном произведении, и надо сказать, что цветовое и световое видение у нас с сестрой иногда кардинально различалось, и надо было находить компромисс. Наконец все стало получаться вполне достойно, и я набрался наглости пригласить на домашний концерт нашего директора – добрейшего Илью Михайловича Фейнмана.

Он пришел, послушал, сделал несколько замечаний и под конец предложил организовать в училище маленький светомузыкальный концерт.

Предложение было неожиданным, я сгоряча согласился, а потом не раз пожалел об этом. Световая аппаратура не была рассчитана на большой зал, пришлось переделывать буквально все.

О мощных светодиодах в те годы даже не слышали. Поэтому надо было управлять мощными лампами, подбирать соответствующие светофильтры, не боящиеся высокой температуры. На эту роль лучше всего подошли бы театральные прожекторы, но они стоили «как крыло от Боинга». Поэтому были использованы светофильтры от железнодорожных светодорожек, имеющих чистый спектральный цвет. Соответственно, управление было модернизировано для RGB-синтеза цвета. При такой переделке я столкнулся с «эффектом Пуркинье» – при минимальном освещении в комнате и тихих звуках в басах красный свет пропадал вообще, а столь же тихие звуки в верхах вызвали повышенную яркость синих каналов. Пришлось провести несколько часов в технической библиотеке, пока я отыскал статью, в которой описывался этот эффект «ночного зрения», при котором максимальная чувствительность глаза сдвигается в синюю область. Пришлось вводить дополнительный блок коррекции с анализом общей освещенности в помещении.

Другая проблема заключалась в том, что увеличение мощности ламп сделало невозможными быстрые динамические световые оттенки из-за тепловой инерции спиралей, поэтому пришлось задействовать множество обычных 25-40-ваттных лампочек, для которых светофильтры надо было клеить самостоятельно из обломков цветных стекол. Внутри прожекторов «быстрого света» были вставлены вибраторы на основе реле, которые после определенного порога входного сигнала отклоняли оси прожекторов, имитируя игру света. Потом пришлось снабдить эти устройства демпферами, чтобы избежать резких перемещений световых пятен по экрану.

Когда установка была, наконец, собрана, выяснилось, что время ее работы не превышало нескольких минут, после чего температура кожухов мощных ламп поднималась до 150 градусов. Это был серьезный конструктивный просчет, и он не был обнаружен на этапе тестирования прототипа, так как прототип не включался на длительное время.

Надо было искать другие варианты.

Все московские радиолюбители версии «Old school» помнят радиомагазин «Пионер» на Тверской, где можно было купить более или менее современные радиодетали. В разделе неликвидов я обратил внимание на диапроектор – проектор диафильмов для детей. Стоил он фантастически дешево – около 5 рублей за штуку. Эврика!!! Я купил все 6 аппаратов, которые были в наличии.

Диапроектор использовал в качестве источника света 12-вольтовую лампочку от автомобиля и включался в сеть через трансформатор. Он содержал всю необходимую оптику, обеспечивающую равномерную засветку экрана 3 × 4 метра. Это было решением вопроса! Необходимые светофильтры имели размер кадра в диафильме, т. е. 24 × 36 мм, и были сразу же изготовлены из цветных стекол.

Два проектора были задействованы под красный свет, один под зеленый, а оставшиеся три – под синий свет. Маломощные проекторы, ответственные за быструю компоненту, были также переделаны на 12 В, что позволило уменьшить размер корпуса проектора и вынести в него выходной каскад схемы управления. Использование ШИМ-модуляции исключало перегрев управляющих транзисторов.

В общем, подготовка заняла полгода пайки и совместных ежедневных репетиций.

Для «концерта» я выбрал разноплановые произведения, технически несложные, но прекрасно подходящие для демонстрации возможностей светомузыки: «Лунный свет» Клода Дебюсси, ноктюрн «Грезы любви» Ференца Листа и «Адажио» Томмазо Альбини. О последнем произведении нужно сказать особо. Оно появилось в тот год ниоткуда. Ни один историк музыки не знал этого произведения, и его нот не было в печатном варианте, но по рукам студентов ходил рукописный нотный текст, написанный неизвестным энтузиастом. Сейчас это произведение очень популярно благодаря фантастическому по накалу эмоций исполнению Лары Фабиан.

...До сих пор я помню этот концерт. Никогда больше я не слышал в свой адрес столь горячих и искренних аплодисментов. Нас не отпускали со сцены и на бис мы сыграли «Ко-

лыбельную Клары» из оперы Гершвина «Порги и Бесс», знаменитую «Summertime». Сейчас я, конечно, понимаю, что это были аплодисменты не только в мой адрес.

Романтический силуэт девушки на шпильках и в короткой юбочке на фоне игры света и цвета являлся прекрасной иллюстрацией к тезису о единстве музыки, света и формы, и большую часть аплодисментов заслужила моя сестра.

...На этом, пожалуй, можно закончить вторую часть нашего разговора о светомузыке...

Часть третья. О «правильной» и «неправильной» светомузыке

Если читатель прочел первые две части, ему становится понятно, почему я решил написать эту статью после публикации о «правильном ЦМУ». Схемотехника устройства, описанного в работе [1], не вызывает вопросов. Само же устройство ничего общего, кроме заголовка статьи, с музыкой не имеет.

В СССР множество предприятий выпускали на рынок десятки моделей ЦМУ, имеющих общую технологическую основу сходную с устройством [1]. Это были трех-пятиканальные частотные анализаторы, на выходе которых находился тот или иной усилитель мощности. На мой взгляд, такая особенность схемы [1], как применение АРУ, является не только не «правильным», но и противоречит базовому принципу любых светомузыкальных устройств, в которых сила света ОБЯЗАНА соответствовать силе звука. Широкий динамический диапазон – это важная составляющая аудиовосприятия музыки.

В хороших концертных залах при исполнении классической музыки этот показатель доходит до 70-85 децибел. Для светомузыкальных систем динамический диапазон изменения света обуславливается особенностями зрения человека и составляет около 120 децибел. Это означает, что человек может воспринимать изменения яркости от очень тусклого света до очень яркого без ущерба для зрения. Т. е. мы видим, что диапазон изменения громкости звука музыки вполне совместим с возможностями человеческого зрения.

Уровень освещенности в концертных залах во время исполнения музыки с про-

странственным световым сопровождением может колебаться от 3 до 300 люкс в зависимости от конкретных условий. При тихих звуках в зале может наступить почти полная темнота, а при самых громких – те же 300 люкс.

Примечание. *Уровень освещенности 300 люкс примерно соответствует полному свету в концертном зале во время антракта (люстры, бра и т. д.).*

Если же для светового сопровождения выбрать проекцию на экран позади оркестра, то его освещенность должна примерно соответствовать освещенности экрана в кинотеатре, т. е. в среднем 40-75 люкс. Этот уровень освещенности является оптимальным для создания комфортного просмотра визуальной партии произведения, однако в отдельных эпизодах освещенность экрана может возрастать до 100-110 люкс. Если вернуться к эпизоду с концертом в училище, то измеренная самодельным фотометром освещенность при засветке экрана белым светом составляла около 60 люкс.

Исходя из сказанного выше, применение АРУ в автоматизированном конвертере звука в свет – это плохая идея!

Дизайнеры световых шоу очень хорошо понимают связь между громкостью звука и силой света. Правильная автоматизированная светомузыкальная система является синтезом цвета, света и формы, и в настоящее время применяется при разработке декоративных сооружений, например светомузыкальных фонтанов, где бесконечное разнообразие форм льющейся воды с напором, зависящим от громкости звука, «сливается в экстазе» с музыкой и светом.

Богатейший цветовой охват компьютерных дисплеев используется для создания аудиовизуальных графических образов для пользователей компьютеров. Впервые такая «фича» появилась у музыкального проигрывателя «Winamp». Ожившие математические формулы в пространстве света и цвета создают впечатляющие психоделические комбинации. Включаем запись «Still Got The Blues» Гарри Мура и наслаждаемся, впадая в легкий транс.

Кстати, в каждом компьютере с ОС Windows есть возможность использовать в медиаплеере светомузыкальные образы. Существует множество паттернов светового

сопровождения музыки, которые можно скачать из Интернета, если дефолтный набор не соответствует эстетическому восприятию пользователя.

Трансляция результатов работы таких программ на большие плазменные экраны в сочетании с лазерными пространственными эффектами прекрасно сочетается с клубной атмосферой. Гениальные братья Стругацкие, заглянув в будущее в своей повести «Хищные вещи века», очень хорошо описали клубную атмосферу, которая «там» называется «дрожкой», инициируемой т. н. «грёзогенераторами» и поочередным миганием красного, синего и зелёного цветов. В наших ночных клубах «дрожка» реализуется по тому же сценарию: световое воздействие, повторяющийся ритмичный звукоряд в сочетании с разного рода «энергетиками». Заметим, что повесть написана в 1964 году, когда в СССР начался бум примитивной трехцветной светомузыки...

Часть четвертая. Искусственный интеллект как «Мастер света»

И, наконец, поговорим о возможностях использования искусственного интеллекта (ИИ) в создании светового сопровождения музыки. Мы уже выяснили, что слияние световых эффектов с музыкой открывает уникальные возможности для создания соответствующей атмосферы и передачи эмоций.

ИИ уже сейчас может анализировать музыкальные произведения с высокой степенью точности. Технологии машинного обучения могут обрабатывать музыкальные композиции, выделяя различные элементы, такие как мелодия, ритм, гармония и динамика. Нейронные сети способны классифицировать и интерпретировать музыкальные жанры и стили, а также определять настроение и эмоциональный тон композиции. Это становится основой для создания соответствующих световых эффектов, что позволяет реализовать сложные световые сценарии, которые динамично реагируют на музыку, предоставляя зрителям уникальное аудиовизуальное зрелище.

Заглянем вместе в будущее светомузыкального искусства.

Способность ИИ к эмоциональному восприятию музыки – это следующий большой шаг в развитии этой технологии. С недавними

успехами в разработке эмоционального ИИ и аффективного вычисления^{*)}, нейросети могут начать не только анализировать эмоциональный контекст музыки, но и воспринимать его. Этот этап включает разработку моделей, которые способны интерпретировать человеческие эмоции и отвечать на них соответствующим образом.

Способность ИИ чувствовать и создавать контент на основе эмоционального восприятия может радикально изменить способы создания световых шоу. ИИ сможет не только реагировать на заданные параметры музыки, но и принимать во внимание реакцию аудитории, добавляя или меняя световые сцены для усиления желаемого эмоционального отклика.

Искусственный интеллект обладает огромным потенциалом в области светомузыкального искусства. В будущем, с развитием технологий эмоционального ИИ, мы сможем видеть ещё более тонкие и интерактивные формы такой синергии, когда светомузыкальный контент, генерируемый ИИ, будет адаптироваться к психофизическому состоянию человека для достижения гармонии его духовного мира.

Послесловие

В рамках небольшой статьи, к тому же построенной на субъективном восприятии автора, невозможно охватить обширный

пласт синтетического искусства, каким является светомузыка.

Но я надеюсь, что эта статья будет содействовать расширению мировоззрения читателей, и в случае обращения к светомузыкальному искусству обогатит их новым эстетическим опытом.

Упомянутое мной СКБ «Прометей» [3] проводило не просто разработку светотехнических устройств, но за многие десятилетия своего существования сформировало определенную философию синестетического восприятия. Ниже приводится ссылка на сайт СКБ «Прометей», где есть немало интересных статей о феномене синестетики и ссылки на работы отечественных и зарубежных исследователей.

Если читатель до сих пор был далек от светомузыкального искусства, предлагаю ему посмотреть запись исполнения симфонии Скрябина «Прометей» со световой партией в Санкт-Петербургской филармонии им. Д. Д. Шостаковича (2016) [4]. Художник по свету – Александр Кибиткин. **РЛ**

Ссылки

1. Игорь Кацай. [Классическая \(правильная\) ЦМУ с компрессором](#)
2. [Проект «Сумасcope»](#)
3. [Сайт СКБ «Прометей»](#)
4. [Запись исполнения симфонии Скрябина «Прометей»](#)

^{*)} *Аффективные вычисления – это машинный анализ эмоционального состояние людей и адаптация к ним своего поведения, давая соответствующую реакцию на эти эмоции.*

Как преодолеть ограничения повышающих преобразователей

Frederik Dostal

Аннотация

В этой статье будут объяснены ограничения, присущие повышающей топологии, и способы их преодоления. При проектировании и оценке повышающих преобразователей желаемое выходное напряжение иногда получить не удастся. Вместо этого напряжение оказывается ниже, чем хотелось бы.

Введение

Повышающие преобразователи используются для получения высокого выходного напряжения из низкого входного напряжения. Такое преобразование напряжения может быть легко выполнено с помощью импульсного регулятора с повышающей топологией. Однако коэффициент усиления по напряжению имеет естественный предел. Коэффициент усиления по напряжению – это отношение выходного напряжения к входному. Если напряжение 24 В вырабатывается из 12 В, усиление по напряжению равно 2.

В качестве примера рассмотрим промышленное приложение, в котором напряжение 300 В должно быть получено при выходном токе 160 мА из входного напряжения 24 В (Рисунок 1).

Коэффициент усиления по напряжению можно выразить через коэффициент заполнения D :

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

Основными параметрами повышающего преобразователя являются коэффициент заполнения и коэффициент усиления по

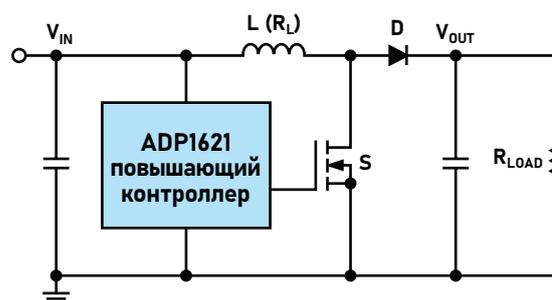


Рисунок 1. Схема повышающего преобразователя.

напряжению. Коэффициент заполнения является показателем того, сколько времени переключатель S находится во включенном состоянии в каждом цикле преобразования. Коэффициент усиления по напряжению показывает, во сколько раз выходное напряжение превышает входное.

Чтобы получить высокое напряжение, коэффициент заполнения увеличивается до значений, близких к 1, но никогда не достигает 1.

Если выбрать повышающий преобразователь с большим максимальным коэффициентом заполнения, то может показаться, что можно получить высокое выходное напряжение при низком напряжении питания. Однако это еще не все. Помимо ограничений коэффициента заполнения, необходимо также учитывать максимально возможный коэффициент усиления напряжения.

Усиление по напряжению характеризует максимально возможное выходное напряжение повышающего преобразователя по отношению к доступному входному напряжению. Это ограничение повышающего преобразователя можно представить следующим обра-

зом: при повышении вся энергия, передаваемая от входной стороны к выходной, сначала должна быть временно сохранена. Во время включенного состояния, то есть когда переключатель S на Рисунке 1 замкнут, энергия временно сохраняется в дросселе L. В это время диод D на Рисунке 1 блокирует прохождение тока.

Во время выключенного состояния временно накопленная энергия забирается из дросселя L. И заряд, и разряд дросселя должны подчиняться правилам индуктивности. Ток в каждом случае определяется значением индуктивности дросселя и соответствующей разностью напряжений на выводах дросселя. Напряжение на дросселе можно описать просто как V_{IN} во время заряда и V_{OUT} минус V_{IN} во время выключенного состояния.

При высоком коэффициенте усиления по напряжению времени выключенного состояния может оказаться недостаточно для извлечения временно накопленной энергии из дросселя. Это значит, что упрощенная формула (1), описывающая коэффициент заполнения, не учитывает это ограничение. Формула для максимального коэффициента усиления напряжения может быть получена только в том случае, если также учитывается постоянное сопротивление (DCR) дросселя R_L и сопротивление нагрузки R_{LOAD} . См. формулу (2):

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1-D} \cdot \frac{1}{1 - \frac{R_L}{(1-D)^2 \times R_{LOAD}}} \quad (2)$$

Таким образом, соотношение между R_L и R_{LOAD} влияет на соотношение между возможными входным и выходным напряжениями и, следовательно, на коэффициент усиления по напряжению повышающего преобразователя. Это усиление напряжения можно проиллюстрировать графиком. На Рисунке 2 показан пример с входным напряжением 24 В и выходным напряжением 300 В при токе 160 мА для сопротивления нагрузки 1.8 кОм и для DCR, то есть сопротивления R_L , равного 3 Ом.

В этом примере из Рисунка 2 видно, что, согласно формуле (2), можно достичь коэффициента усиления по напряжению примерно 12.5. Однако при снижении сопротивления

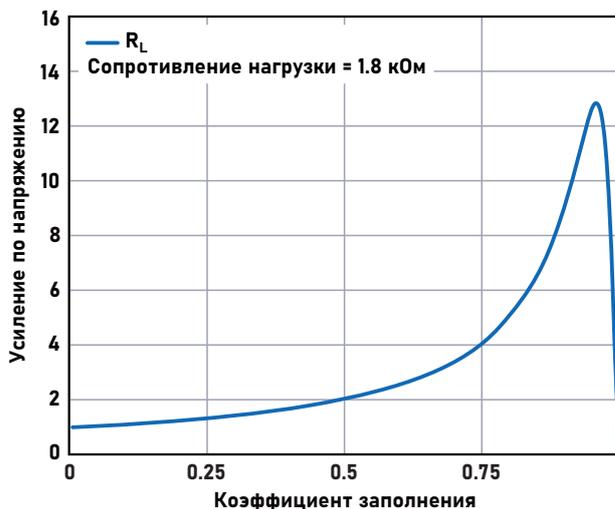


Рисунок 2. Возможное усиление по напряжению, когда сопротивление нагрузки в 600 раз больше DCR (R_L) дросселя.

нагрузки, то есть при увеличении выходного тока, или при увеличении DCR (R_L) дросселя, то есть при уменьшении его размера, получить требуемое усиление по напряжению будет уже невозможно.

На Рисунке 3 показана зависимость усиления по напряжению от коэффициента заполнения при соотношении сопротивлений нагрузки и дросселя, равном 300. Сопротивление R_L здесь было выбрано равным 6 Ом, а сопротивление нагрузки – 1.8 кОм.

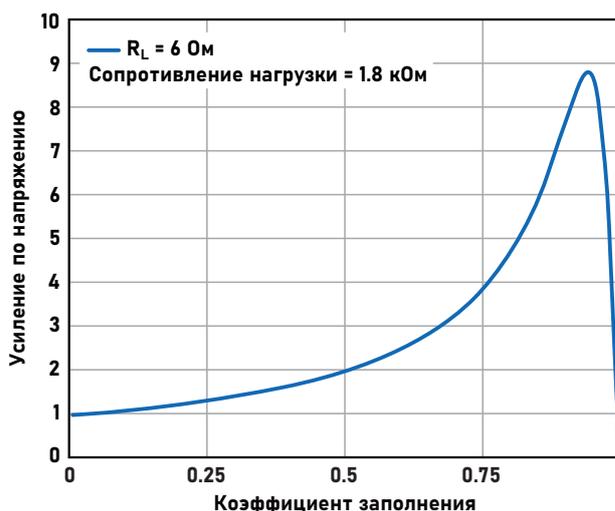


Рисунок 3. Возможное усиление по напряжению, когда сопротивление нагрузки в 300 раз больше DCR дросселя.

Из Рисунка 3 видно, что максимальный коэффициент усиления по напряжению в

этом случае составляет всего 9. Таким образом, преобразование входного напряжения 24 В в 300 В невозможно. Выбранное значение DCR, или сопротивление R_L дросселя слишком велико.

В заключение следует отметить, что при проектировании схемы с повышающей топологией всегда необходимо учитывать максимально возможное усиление по напряжению.

Примечательно, что оно зависит от сопротивления нагрузки, то есть выходного тока, и от DCR дросселя. Если окажется, что получение требуемого усиления по напряжению невозможно, можно выбрать дроссель большего размера с меньшим DCR. [PL](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADP1621](#)



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

Элегантность обратноходового контроллера без специальной изолированной цепи обратной связи

Frederik Dostal

На Рисунке 1 показана архитектура традиционного изолированного обратноходового преобразователя. Такие преобразователи часто встречаются в устройствах класса мощности до 60 Вт. Напряжение питания преобразуется в выходное напряжение с помощью коммутатора первичной обмотки и трансформатора с заданным отношением числа витков обмоток. Информация о выходном напряжении передается по цепи обратной связи на генератор ШИМ первичной стороны, чтобы поддерживать это выходное напряжение как можно более стабильным. Если выходное напряжение больше или меньше требуемого, коэффициент заполнения генератора ШИМ изменяется.

Такой способ реализации обратной связи стоит денег, занимает много места на плате и

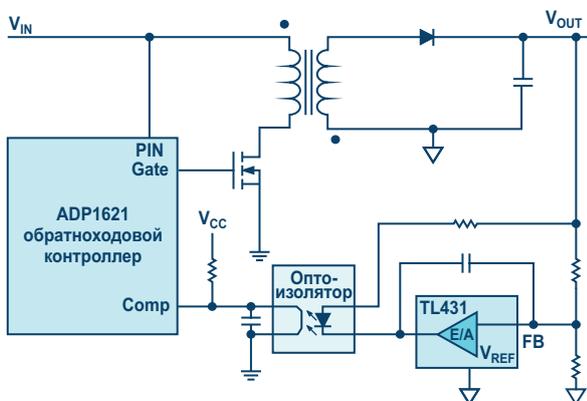


Рисунок 1. Обычный обратноходовой контроллер с обратной связью на основе оптоизолятора.

определяет максимальное напряжение изоляции схемы наряду с напряжением изоляции трансформатора. Оптоизоляторы обычно стареют, меняют свои свойства с течением времени и, как правило, не рассчитаны на температуры выше 85 °С.

Помимо оптоизолятора, для получения информации о состоянии выходного напряжения можно использовать третью обмотку трансформатора. На этом может основываться стабилизация выходного напряжения. Однако дополнительная обмотка трансформатора делает его более дорогим, а стабилизация выходного напряжения не отличается особой точностью.

Лучшей альтернативой является устройство, способное заменить оптоизолятор и модуль управления оптопарой на вторичной стороне. Для этого выпускается микросхема ADuM3190 со встроенной изоляцией по технологии iCoupler, которая передает сигналы обратной связи посредством индуктивной связи, то есть без оптопары – через гальваническую развязку.

Однако помимо этих есть еще один вариант. Особенно элегантным решением является полный отказ от дискретного пути обратной связи. На Рисунке 2 показан обратноходовой преобразователь без дискретного пути сигнала обратной связи. Для этого подходит микросхема преобразователя LT8300, показанная на Рисунке 2, которая распознает, нужно ли и каким образом регулировать коэф-

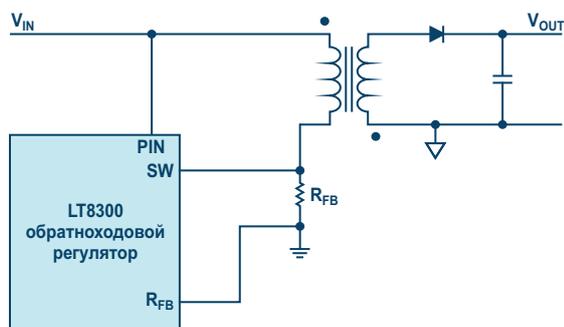


Рисунок 2. Обратногоходовой контроллер без дискретных цепей обратной связи, но со стабилизацией на первичной обмотке трансформатора.

фициент заполнения генератора ШИМ с помощью напряжения, отраженного от вторичной обмотки к первичной. Преимущество этого решения заключается в том, что не требуется оптоизолятор или другая цепь обратной связи. Это может сэкономить деньги и площадь платы. Теперь полностью исключается какое-либо влияние цепи обратной связи на ограничение максимального напряжения изоляции. Если используемый трансформатор рассчитан на определенное напряжение изоляции, вся схема может работать до этого максимального напряжения изоляции.

Эта концепция основана на регулировании в режиме граничной проводимости. Здесь в каждом цикле ток вторичной обмотки падает до нуля ампер. Затем выходное напряжение, отраженное обратно на первичную обмотку трансформатора, можно измерить и использовать для регулирования на первичной стороне.

Возможность использования схемы такого типа без дискретной обратной связи в конкретном случае сильно зависит от требуемой точности стабилизации выходного напряжения. Оно может быть лучше, чем $\pm 1\%$, но, в

зависимости от приложения, отклонение может быть и больше.

Выходное напряжение можно рассчитать по следующей формуле:

$$V_{\text{OUT}} = 100 \text{ мкА} \times \left(\frac{R_{\text{FB}}}{N_{\text{PS}}} \right) - V_{\text{F}}$$

Резистор R_{FB} показан на Рисунке 2. С его помощью можно регулировать выходное напряжение. N_{PS} – это отношение числа витков обмоток используемого трансформатора, а V_{F} – падение напряжения на диоде обратного хода вторичной стороны. При высоких значениях выходного напряжения, например 12 В или 24 В, абсолютное влияние V_{F} незначительно. При установленном выходном напряжении 3.3 В или даже ниже влияние температуры на выходное напряжение довольно велико. Некоторые не требующие оптоизоляторов микросхемы имеют встроенную температурную коррекцию, компенсирующую различные падения напряжения на выпрямительных диодах при разных температурах.

Также для правильной работы схемы стабилизации обычно необходима минимальная выходная нагрузка. Для микросхемы LT8300 она составляет примерно 0.5% от максимально возможной нагрузки.

Заключение

Обратноходовые контроллеры без дискретных цепей обратной связи, но с управлением по первичной обмотке трансформатора, упрощают конструкцию, позволяя исключить ненадежные оптоизоляторы, являющиеся источниками ошибок. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT8300](#)

Как создать двуполярный источник питания для автоматического тестового оборудования

Jhun Rennel Sanchez, Anthony Serquiña

Analog Dialogue

Аннотация

В этой статье подробно описан метод создания источника двуполярного питания для тестируемого устройства (device power supply, DPS) на основе одного двунаправленного источника питания. В традиционном методе питания устройств используются два двунаправленных источника питания (обеспечивающих втекающий и вытекающий токи), – один для положительной шины, а другой для отрицательной шины. Такая конструкция громоздка и дорога.

Введение

DPS используются в составе автоматического испытательного оборудования (automatic test equipment, ATE) и других измерительных приборов. ATE – это компьютеризированное оборудование, автоматизирующее традиционное ручное электронное тестовое оборудование для оценки функциональности, качества, характеристик и стресс-тестов. Для этих ATE требуется четырехквadrантный режим работы DPS. DPS – это четырехквadrантный источник питания, который может отдавать и поглощать ток при положительном или отрицательном напряжении. Чтобы иметь возможность использования DPS в более сильноточных приложениях, решение

объединяет несколько устройств DPS для увеличения их допустимого тока. Поскольку DPS может как потреблять, так и отдавать ток, источник питания для него должен обладать такими же возможностями. Шина с двумя выходными напряжениями разработана для того, чтобы сократить количество необходимых двунаправленных источников питания до одного при сохранении возможности обеспечения DPS как втекающим, так и вытекающим током. Создать двунаправленный положительный источник питания несложно, поскольку существует множество доступных интегральных схем, которые могут отдавать и принимать ток. Проблема заключается в том, что отрицательный источник питания также должен отдавать и поглощать ток, как того требует тестируемое устройство (device under test, DUT). Одним из решений является использование микросхемы двунаправленного понижающего преобразователя, которую можно сконфигурировать для работы в качестве инвертирующего повышающе-понижающего преобразователя. Примером может служить микросхема LTC3871, которую можно использовать как для положительной, так и для отрицательной шины, поскольку она представляет собой двунаправленный понижающий или повышающий контроллер.

Разработка инвертирующего повышающе-понижающего преобразователя с использованием понижающей микросхемы

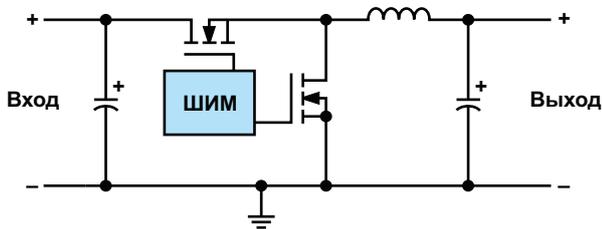


Рисунок 1. Понижающий преобразователь.

На Рисунке 1 показана упрощенная принципиальная схема понижающего преобразователя. Он принимает положительное входное напряжение и выдает положительное выходное напряжение меньшей величины. На Рисунке 2 показан инвертирующий повышающе-понижающий преобразователь, который принимает положительное входное напряжение и выдает отрицательное выходное напряжение с меньшим или бóльшим абсолютным значением. Как видно из Рисунка 3, понижающую топологию можно преобразовать в инвертирующую повышающе-понижающую топологию, выполнив следующее:

- Сделать выход положительного напряжения понижающего преобразователя землей системы.

- Преобразовать системную землю понижающего преобразователя в узел отрицательного выходного напряжения.
- Подать входное напряжение между V_{IN} и выходом положительного напряжения понижающего преобразователя.

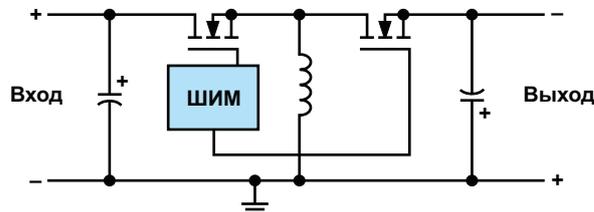


Рисунок 2. Инвертирующий повышающе-понижающий преобразователь.

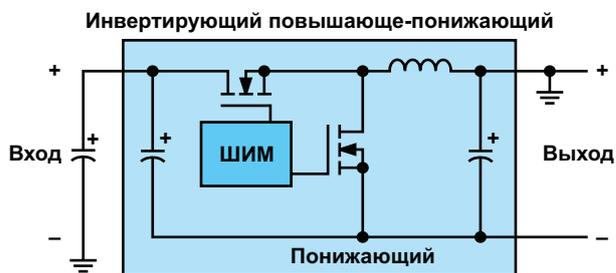


Рисунок 3. Превращение понижающего преобразователя в инвертирующую понижающе-повышающую конфигурацию.

На Рисунке 4 показана упрощенная схема преобразования, позволяющего использовать понижающую микросхему в инвертирующей повышающе-понижающей конфигурации.

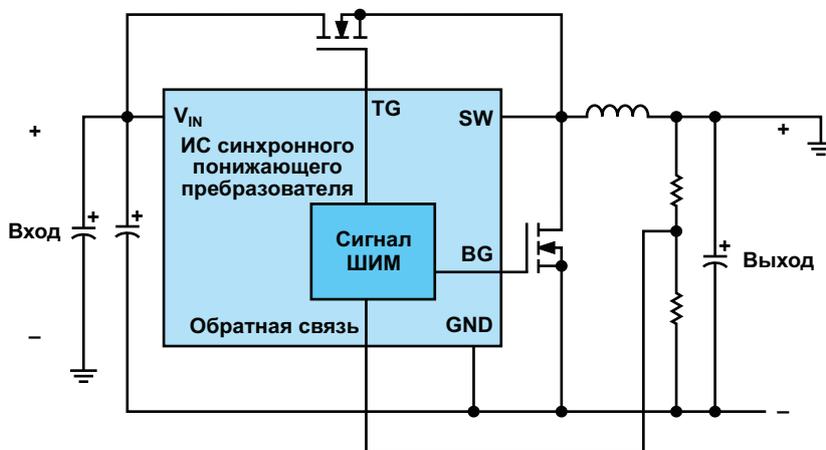


Рисунок 4. Микросхема понижающего преобразователя, используемая в инвертирующей понижающе-повышающей топологии.

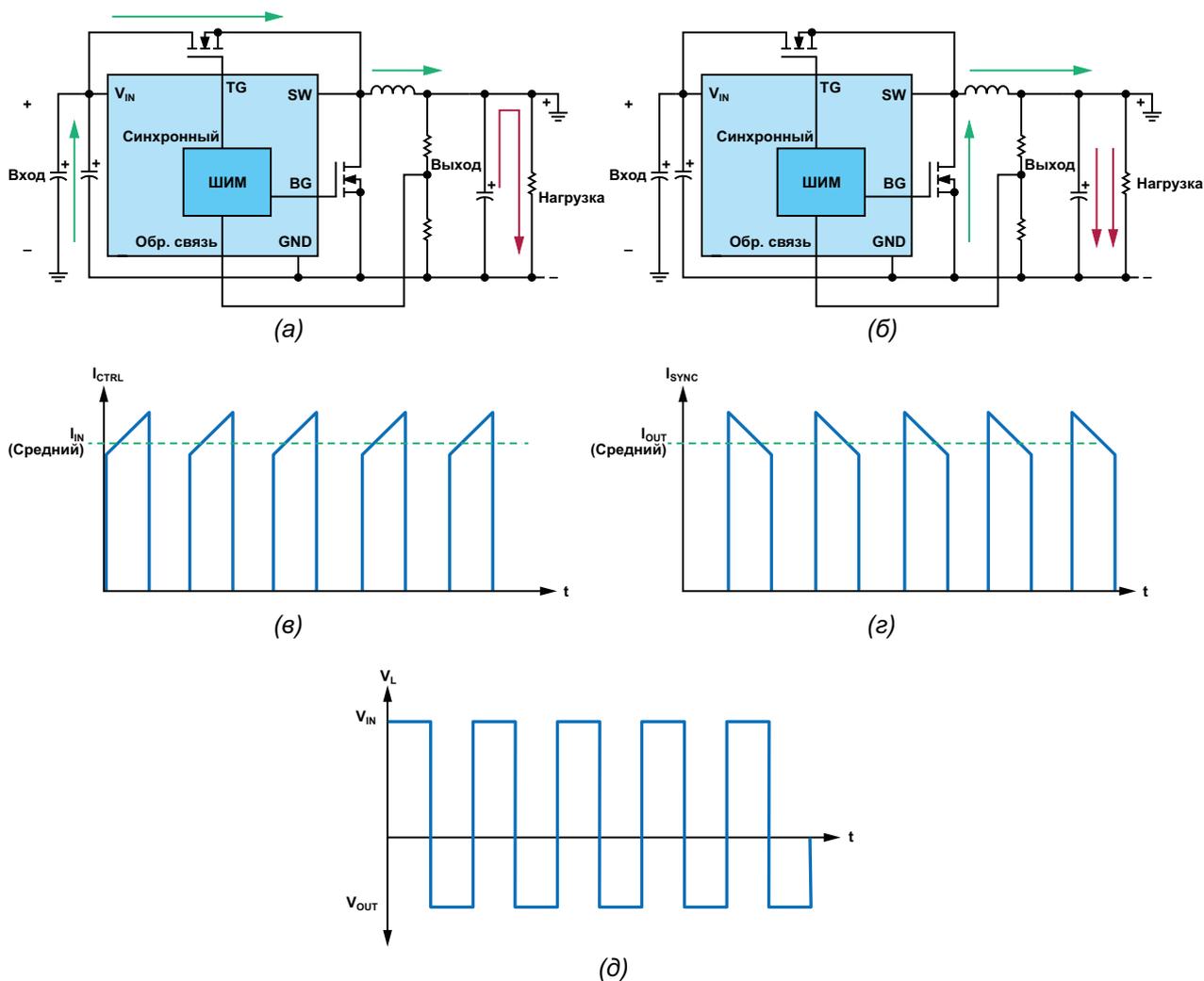


Рисунок 5. (а) – Ток во время включения, (б) – ток во время выключения, (в) – ток через верхний управляющий MOSFET (I_{CTRL}), (г) – ток через нижний MOSFET синхронного выпрямителя (I_{SYNC}) и (д) – напряжение на дросселе.

Как работает интегральная схема понижающего преобразователя в измененном включении

Режим вытекающего тока

На Рисунке 5 показаны формы напряжений инвертирующего повышающе-понижающего преобразователя и токи в режиме вытекающего тока. На Рисунке 5а показан ток, протекающий через преобразователь, когда управляющий MOSFET включен. На Рисунке 5в показан ток, протекающий через управляющий MOSFET, среднее значение которого является входным током. В течение этого времени дроссель начинает накапливать энергию, увеличивая ток, пока выходной кон-

денсатор питает нагрузку. В этот период напряжение на дросселе равно входному напряжению.

Когда управляющий MOSFET выключен, MOSFET синхронного выпрямителя включается, и через него протекает ток, показанный на Рисунке 5б. Выходной ток представляет собой средний ток синхронного MOSFET, а напряжение на дросселе равно выходному напряжению. Поскольку в это время дроссель питает нагрузку и конденсатор, его ток начинает падать. Это будет повторяться в каждом цикле переключения.

Обратная связь преобразователя управляет широтно-импульсным модулятором (ШИМ) для стабилизации выходного напряжения на требуемом уровне, который задает-

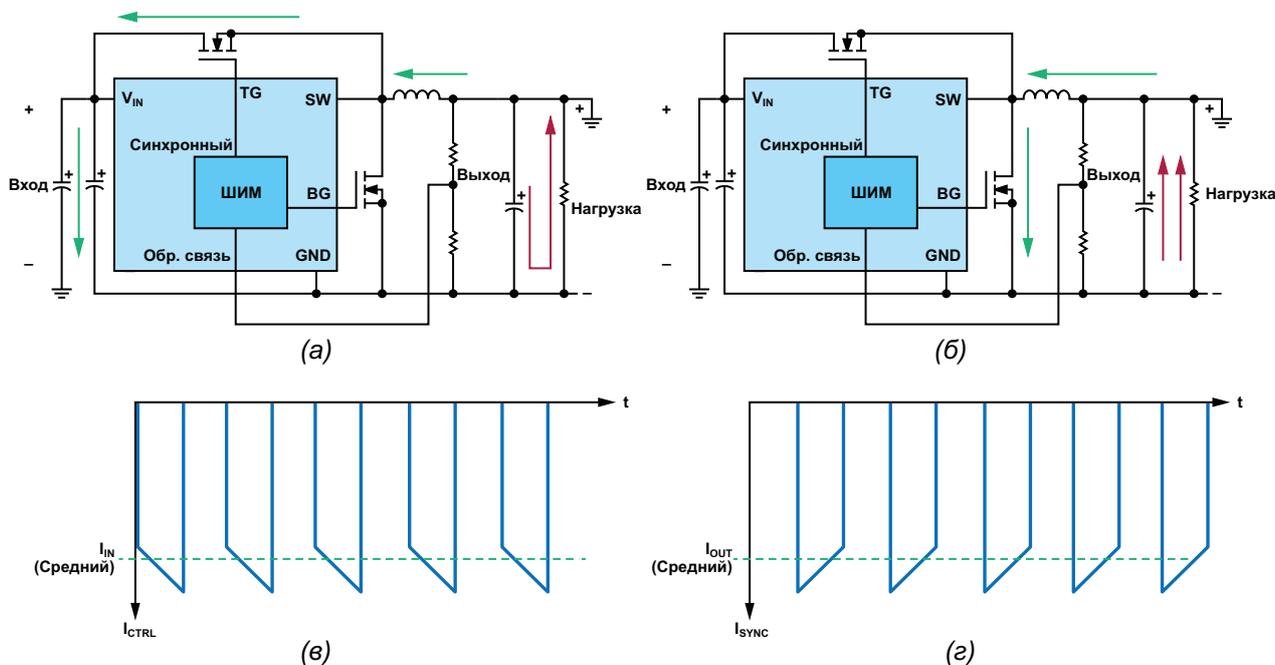


Рисунок 6. (а) – Ток во время включения, (б) – ток во время выключения, (в) – ток через верхний управляющий MOSFET (I_{CTRL}) и (г) – ток через нижний MOSFET синхронного выпрямителя (I_{SYNC}).

ся резисторами делителя напряжения. Зависимость между выходным и входным напряжением показывает формула (1).

$$D = \frac{|V_{OUT}|}{|V_{OUT}| + \eta + V_{IN}}, \quad (1)$$

где

- V_{OUT} – выходное напряжение,
- V_{IN} – входное напряжение,
- D – коэффициент заполнения,
- η – КПД системы.

Выходное напряжение больше входного, когда коэффициент заполнения превышает 50%, и меньше входного напряжения, когда коэффициент заполнения меньше 50%.

Режим втекающего тока

Когда преобразователь начинает потреблять ток, ток течет от выхода к входу, как показано на Рисунках 6а и 6б. Токи, протекающие через управляющий MOSFET и MOSFET синхронного выпрямителя, показаны на Рисунках 6в и 6г, соответственно. Поскольку преобразователь потребляет ток, через оба MOSFET протекает отрицательный ток. В следующем разделе показан отрицательный ток дросселя во время потребления тока.

Результаты испытаний

На Рисунке 7 показана реальная тестовая установка для проверки возможностей схемы источник–приемник и приемник–источник тока. На Рисунке 8 показана блок-схема установки. Двухнаправленный источник постоянного тока служит источником питания V_{POS} и находится в режиме стабилизации напряжения (CV). Другой источник постоянного тока подключен к выходу V_{NEG} . Этот источник постоянного тока контролирует величину тока, поступающего в систему. Последовательно с этим источником подключен блокировочный диод, чтобы гарантировать, что ток не потечет в него, когда преобразователь



Рисунок 7. Установка для проверки втекающего/вытекающего тока.

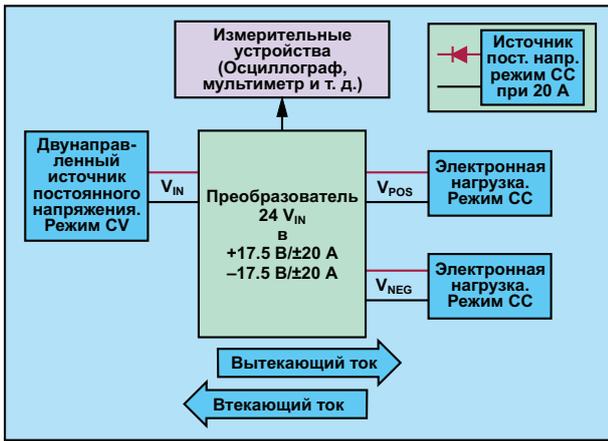


Рисунок 8. Блок-схема тестовой установки.

выдает ток. Электронная нагрузка используется в качестве начальной нагрузки, чтобы

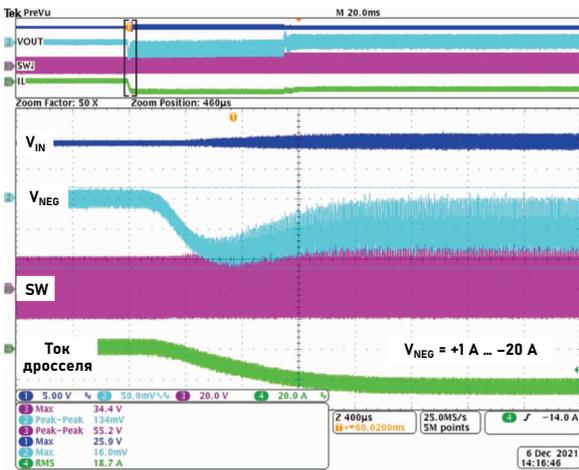


Рисунок 9. Напряжение V_{NEG} при переходе от вытекающего тока к втекающему (от +1 А к -20 А).

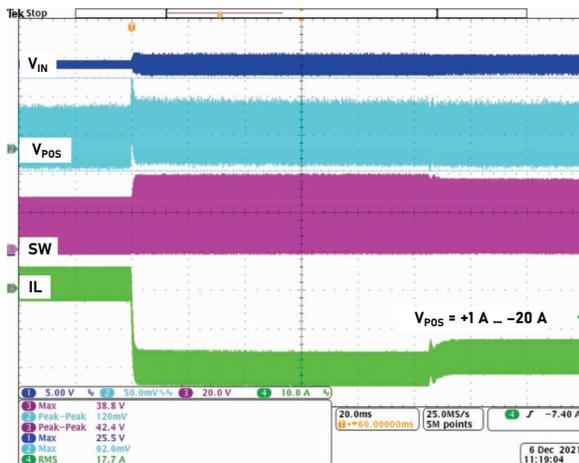


Рисунок 10. Напряжение V_{POS} при переходе от вытекающего тока к втекающему (от +1 А к -20 А).

показать, что система способна переходить от отдачи тока к поглощению и наоборот.

Снятые осциллограммы показаны на Рисунке 9. При включении источника постоянного тока шина V_{NEG} начинает потреблять ток. Как видно из осциллограммы тока дросселя, в нем происходит смена направления тока от положительного к отрицательному. Когда вывод V_{NEG} потребляет ток, в этом состоянии петля обратной связи системы разомкнута, и вытекающий-втекающий ток контролируется внешним источником, работающим в режиме стабилизации тока (СС). Это также справедливо для V_{POS} на Рисунке 10. Когда источник постоянного тока, подключенный к его выходу, включается, шина V_{POS} начинает потреблять ток.

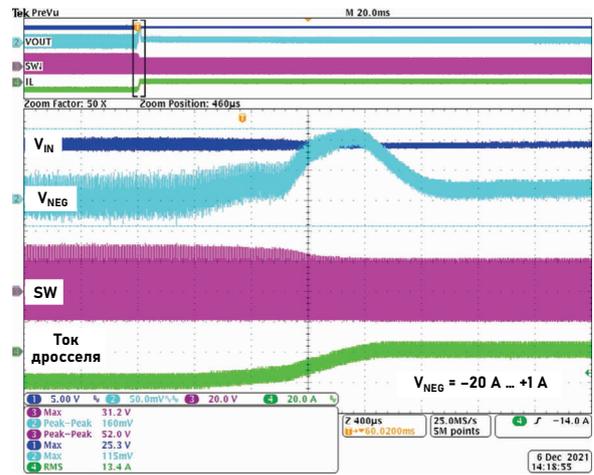


Рисунок 11. Напряжение V_{NEG} при переходе от втекающего тока к вытекающему (от -20 А к +1 А).

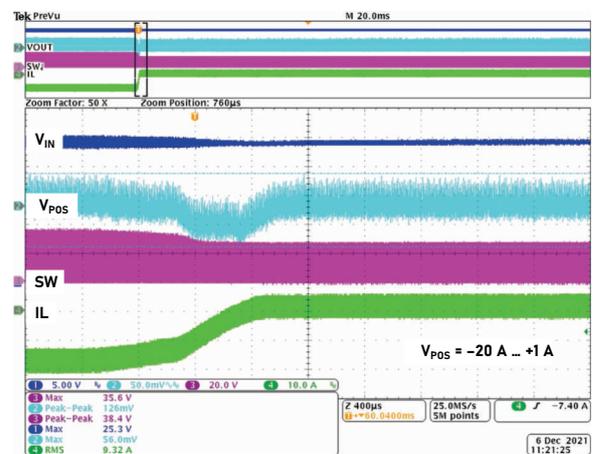


Рисунок 12. Напряжение V_{POS} при переходе от втекающего тока к вытекающему (от -20 А к +1 А).

Осциллограммы, показанные на Рисунке 11, иллюстрируют переход от втекающего тока к вытекающему. Как видно из осциллограммы тока дросселя, его направление меняется от отрицательного к положительному. Это указывает на возврат к режиму источника тока после снятия постоянного напряжения, подаваемого на V_{NEG} . Это также справедливо для шины V_{POS} , показанной на Рисунке 12.

Заключение

Источник двуполярного питания сокращает количество необходимого оборудования, так как он уже поддерживает режим двунаправленного тока как по шине V_{POS} , так и по V_{NEG} . Она также более эффективна, поскольку ток, протекающий по одной шине, используется для питания другой шины, уменьшая ток, забираемый от основного источника пита-

ния. Дополнительным преимуществом преобразователя является то, что он обеспечивает более широкий выбор микросхем, используемых при разработке двунаправленного инвертирующего понижающе-повышающего преобразователя. **ПЛ**

Ссылки

1. Kessler, Matthew. "[AN-1083 \(Rev. A\): Designing an Inverting Buck Boost Using the ADP2300 and ADP2301 Switching Regulators.](#)" Analog Devices, Inc., 2010.
2. Yang, Ricky. "[AN-1168 \(Rev. 0\): Designing an Inverting Power Supply Using the ADP2384/ADP2386 Synchronous Step-Down DC-to-DC Regulators.](#)" Analog Devices, Inc., 2012.

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LTC3871](#)

Схема драйвера реле и соленоида удваивает напряжение питания для экономии энергии

Stephen Woodward

EDN

Общепризнанно, что после срабатывания реле и соленоидов для их надежного удержания требуется только половина напряжения на катушке и, следовательно, только четверть мощности катушки. Следовательно, любой драйвер соленоида или реле, который постоянно подает полное начальное напряжение срабатывания только для удержания, расточительно тратит в четыре раза больше энергии, чем требуется для работы.

Самое простое и дешевое (частичное) решение этой проблемы показано на Рисунке 1.

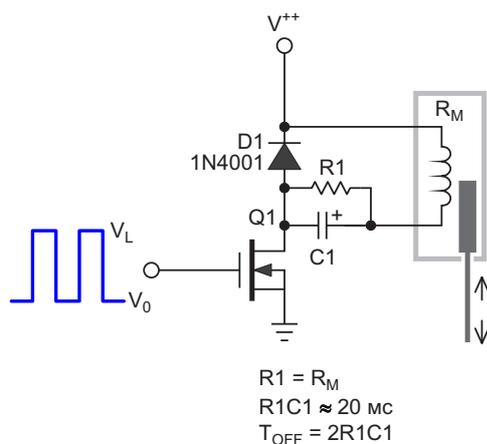


Рисунок 1. Базовая схема драйвера, в которой конденсатор C1 обеспечивает срабатывание, резистор R1 уменьшает поддерживающий ток вдвое, а затем C1 разряжается через R1 в течение времени T_{OFF} .

Но, как это часто бывает с «простым и дешевым», решению на Рисунке 1 присущи некоторые издержки и сложности.

Хотя резистор R1 успешно снижает поддерживающий ток вдвое, при этом он рассеивает столько же энергии, сколько и катушка. Следовательно, общая поддерживающая мощность составляет $\frac{1}{2}$, а не $\frac{1}{4}$ от мощности срабатывания, поэтому фактически реализуется только половина теоретической экономии мощности.

Когда драйвер выключен, перед следующим импульсом включения необходимо установить длительную задержку восстановления, чтобы дать конденсатору C1 достаточно времени для разряда через резистор R1. В противном случае следующий управляющий импульс будет иметь недостаточную амплитуду и может не сработать. Этот эффект усугубляется тем, что во время срабатывания конденсатор C1 заряжается через параллельную комбинацию R1 и R_M , но во время T_{OFF} выключенного состояния он разряжается только через R1. Из-за этого восстановление занимает в два раза больше времени, чем срабатывание.

На Рисунке 2 представлено более эффективное, хотя и менее простое и дешевое решение, которое и является предметом данной статьи.

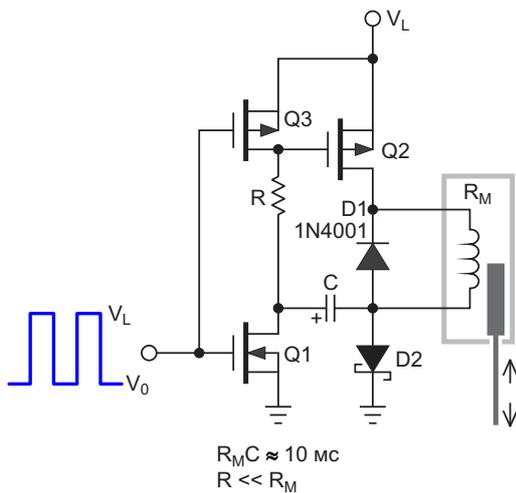


Рисунок 2. Транзисторы Q1 и Q2 во взаимодействии с конденсатором C удваивают напряжение V_L , обеспечивая срабатывание, Q2 и D2 обеспечивают поддержание, затем Q3 быстро разряжает C через резистор R, чтобы восстановиться для следующего цикла.

Активация начинается с положительного импульса на входе, включающего транзистор Q1, который подтягивает нижний конец катушки к напряжению $-V_L$ и включает транзистор Q2, подтягивающий верхний конец катушки к напряжению $+V_L$. Таким образом, к катушке оказывается приложенным напряжение $2V_L$, обеспечивающее надежное срабатывание. Когда зарядка конденсатора C завершается, диод Шоттки D2 забирает себе функцию пропускания тока у транзистора Q1. Это снижает поддерживающее напряжение до $\frac{1}{2}$ напряжения срабатывания и, следовательно, уменьшает поддерживающую мощность до $\frac{1}{4}$.

В конце цикла, когда входной сигнал возвращается к уровню V_0 , включается транзистор Q3, инициируя быстрый разряд конденсатора C через D2 и R. На самом деле, восстановление можно легко организовать так,

чтобы оно занимало меньше времени, чем требуется для отключения реле или соленоида. Тогда не будет необходимости в явной межцикловой задержке, и время восстановления фактически будет равно нулю!

Мораль: вы получаете то, за что платите!

Но что произойдет, если даже удвоенного напряжения логической шины V_L все равно будет недостаточно для управления катушкой, и потребуется шина питания с более высоким напряжением?

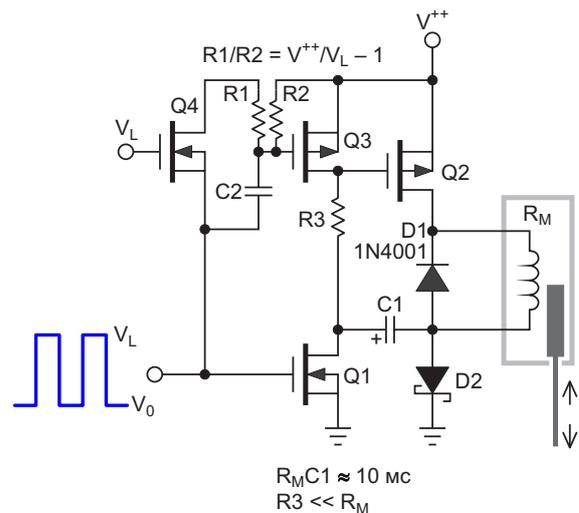


Рисунок 3. Для выполнения условия $V^{++} > V_L$ добавлена цепь сдвига уровня на элементах Q4, R1 и R2.

На Рисунке 3 эта проблема решена с помощью некоторых хитростей, описанных в более ранней статье [1]. [РЛ](#)

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Управление КМОП двухтактными каскадами с помощью логических сигналов, связи по переменному току и заземленных затворов](#)

Емкостные трансформаторы постоянного и переменного токов

Михаил Шустов, г. Томск

Описаны устройство и принцип работы обратимых емкостных трансформаторов постоянного и переменного токов с гальванической развязкой. Преобразование уровней напряжения происходит за счет периодического последовательного или параллельного включения изначально одинаково заряженных конденсаторов. Приведены примеры использования электронных маломощных и механических высоковольтных обратимых преобразователей напряжения. Емкостные трансформаторы также могут быть использованы для усиления или преобразования сигналов низких и ультранизких частот.

Первые повышающие преобразователи напряжения на основе переключаемых конденсаторов появились на свет свыше 100 лет назад. Это умножители напряжения Грайнчера (1913, 1919 г.), Шенкеля – Вилларда (1919 г.), Кокрофта – Уолтона (1932 г.), Диксона (1976 г.) и ряд других [1].

Емкостные умножители напряжения использовались при детектировании радиосигналов, питания светодиодов от субвольтовых источников напряжения, питания высоковольтных устройств: кинескопов, фотоэлектронных умножителей, ускорителей заряженных частиц. Все эти устройства

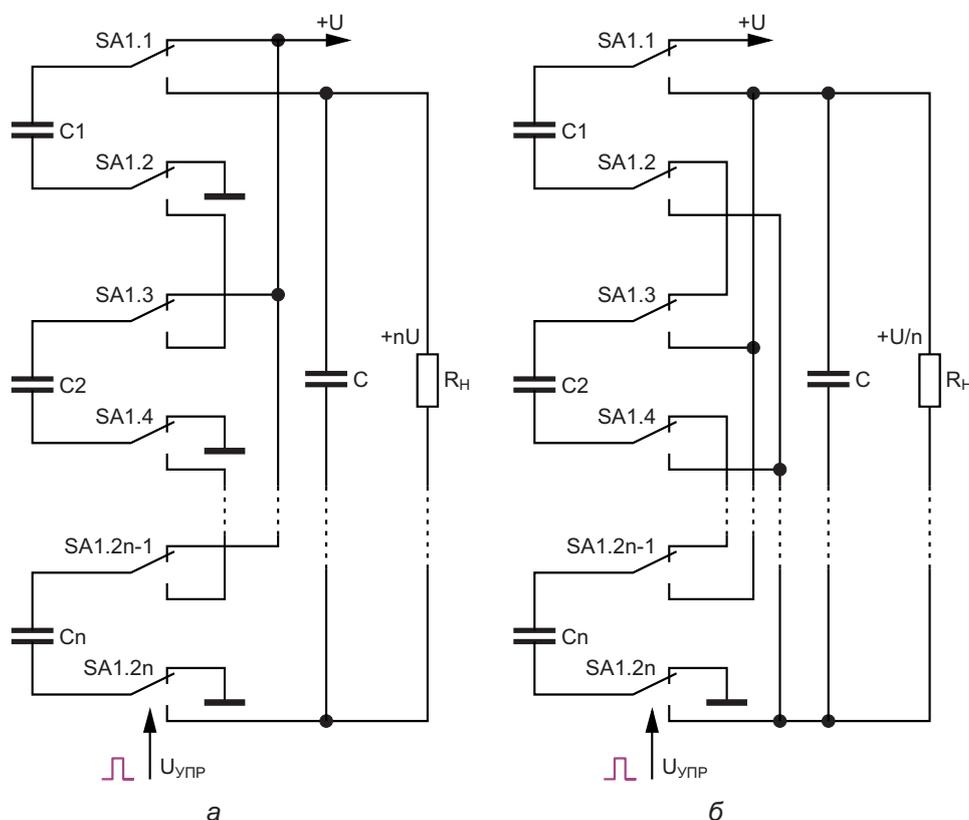


Рисунок 1. Емкостные целочисленные: а) умножители и б) делители напряжения.

не имели гальванической развязки от источников питания [2, 3].

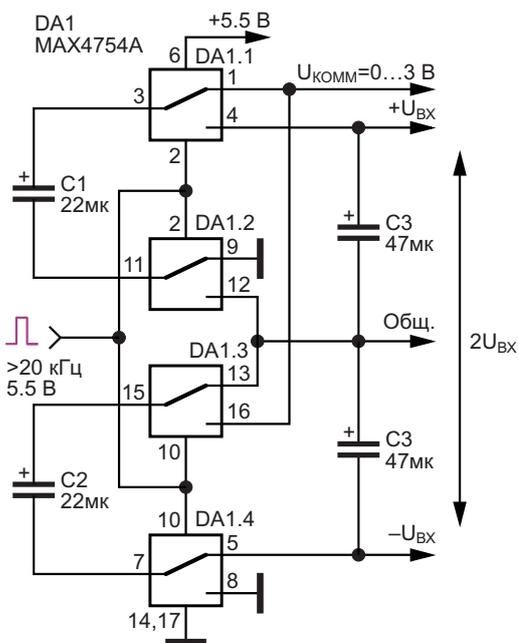
С развитием полупроводниковой техники стали доступны микросхемы, имеющие коммутирующие каналы, гальванически развязанные от источников питания и управляющих сигналов [4–6]. К таковым, например, относятся ныне существенно устаревшие КМОП-микросхемы CD4051 (К561КП2), CD4052 (К561КП1), CD4053 (К561КП5), CD4066 (К561КТ3) и ряд других. Такие микросхемы работали до напряжений источника питания порядка 15 В, однако, за счёт высокого переходного сопротивления коммутирующих ключей (100...150 Ом) не позволяли пропускать через них ток более 10 мА [7–9].

Следующее поколение микросхем, предназначенных для коммутации токов, например, ICL7660S (КР1168ЕП1), LT1026, LT1054, LTC1144, LTC1911, MAX619, MAX662A, MAX828, MAX829, MAX868 и др., имело сопротивление ключей на порядок ниже.

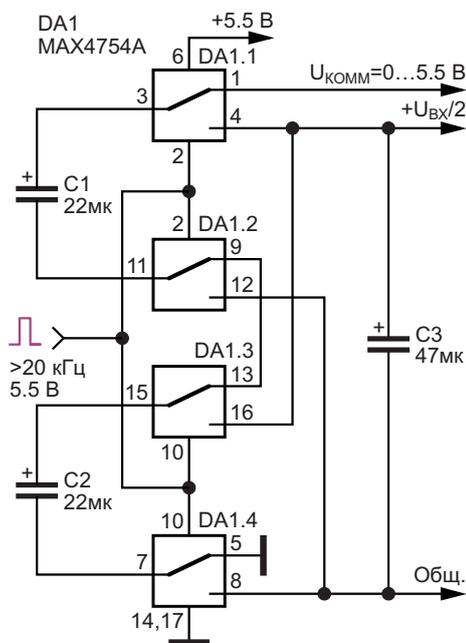
Современные микросхемы, например, ADG820, ADG839, ADG841, ADG842, ADG849, ADG884, MAX4684, MAX4685, MAX4714, MAX4754 и др., имеют сопротивление ключей менее 1 Ом.

С обзорами по преобразователям напряжения с использованием коммутируемых конденсаторов можно ознакомиться в работах [9–13].

Принцип работы емкостных преобразователей с гальванической развязкой (Рисунок 1а – умножители, и Рисунок 1б – делители напряжения) следующий. Последовательное или параллельное включение изначально одинаково заряженных конденсаторов позволяет умножить напряжение на цепочке кон-



а



б

Рисунок 2. Емкостные целочисленные: а) умножители и б) делители напряжения на микросхеме MAX4754.

денсаторов, либо, напротив, понизить его пропорционально количеству конденсаторов. Как и в случае с классическим трансформатором, во сколько раз удастся повысить или понизить напряжение, во сколько же раз понижается или повышается максимальный ток на выходе устройства.

В Таблице 1 приведена теоретическая зависимость выходного напряжения и тока

Таблица 1. Зависимость выходного напряжения и тока емкостных умножителей и делителей напряжения от количества коммутируемых конденсаторов*)

Количество конденсаторов	Умножитель напряжения		Делитель напряжения	
	$U_{\text{ВЫХ}}$	$I_{\text{ВЫХ}}$	$U_{\text{ВЫХ}}$	$I_{\text{ВЫХ}}$
1	U	I	U	I
2	$2U$	$0.5I$	$0.5U$	$2I$
3	$3U$	$0.33I$	$0.33U$	$3I$
4	$4U$	$0.25I$	$0.25U$	$4I$
...
n	nU	$1/n I$	U/n	nI

*) Без нагрузки и учета потерь.

емкостных умножителей и делителей напряжения от количества коммутируемых конденсаторов. Из таблицы следует, что во сколько раз возрастает напряжение на выходе преобразователя, во сколько же раз снижается максимальный ток нагрузки устройства.

Поскольку процесс переключения конденсаторов происходит с малыми потерями энергии, КПД подобных преобразователей весьма близко приближается к 100%. Таким образом, преобразователи напряжения на основе коммутируемых конденсаторов являются своеобразными аналогами традиционных трансформаторов, однако в отличие от последних позволяют обратимо трансформировать как постоянные, так и переменные токи и напряжения.

На Рисунках 2а и 2б показаны практические электрические схемы емкостных умножителей и делителей напряжения с использованием микросхемы DA1 MAX4754A.

Микросхема MAX4754 по основному назначению предназначена для коммутации громкоговорителей в бытовой аппаратуре. Она содержит аналоговые переключатели с низким сопротивлением ключей (0.5 Ом) и работает от одного источника питания напряжением от +1.8 до +5.5 В при потребляемом токе единицы мкА. MAX4754 является коммутатором типа DPDT (Double Pole, Double Throw – два полюса, два направления), который имеет два логических управляющих входа (выводы 2 и 10), каждый из которых управляет двумя переключателями SPDT (Single Pole, Double Throw – один полюс, два направления). Вывод 17 микросхемы MAX4754 представляет собой металлизированную подложку микросхемы.

Умножитель напряжения, Рисунок 2а, при подаче для заряда «летающих» конденсаторов С1 и С2 входного напряжения в пределах от 0 до +3 В позволяет иметь на суммирующем выходе удвоенное напряжение в пределах от 0 до 6 В, либо на отдельных выходах по 0...3 В.

Управляющий сигнал подается на микросхему от внешнего генератора прямоугольных импульсов с частотой выше 20 кГц. Явным недостатком такого умножителя напряжения является то, что на выходе устройства проблематично получить напряжение выше 6 В. Обусловлено это недокументированной осо-

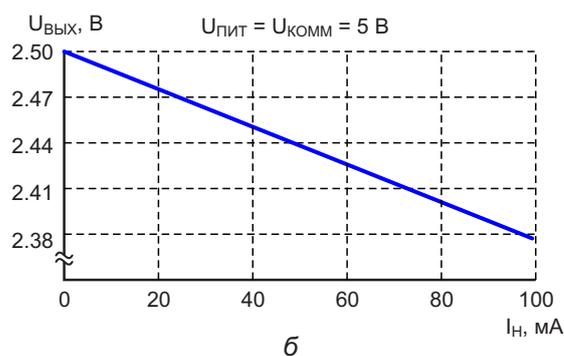
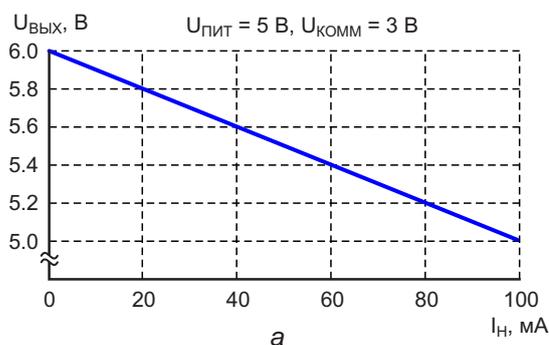


Рисунок 3. Зависимость выходного напряжения от тока нагрузки для: а) умножителя и б) делителя напряжения на микросхеме MAX4754.

бенностью построения микросхемы, имеющей элементы диодной защиты каналов коммутации, что не позволяет иметь на выводах коммутатора напряжение свыше 6 В.

Емкостной делитель напряжения, Рисунок 2б, работает по описанному ранее принципу. Для зарядки конденсаторов С1 и С2 можно использовать регулируемое напряжение в пределах от 0 до +5.5 В, выходное напряжение делится пополам. Зависимость выходного напряжения от тока нагрузки в пределах от 0 до 100 мА для умножителя и делителя напряжения на Рисунках 2а и 2б показана на Рисунках 3а и 3б, соответственно. Для умножителя выходное напряжение при токе нагрузки 100 мА падает с 6 В холостого хода до примерно 5 В или на 16.7%. Для делителя при напряжении холостого хода 2.5 В и токе нагрузки 100 мА выходное напряжение просаживается до 2.36 В или на 5.6%.

Как уже отмечалось ранее, емкостные целочисленные умножители и делители напряжения являются обратимыми, Рисунок 4. Так, например, при «обратной» подаче регулируемого напряжения в пределах от 0 до +6 В, Рисунок 4а, с выхода устройства (де-

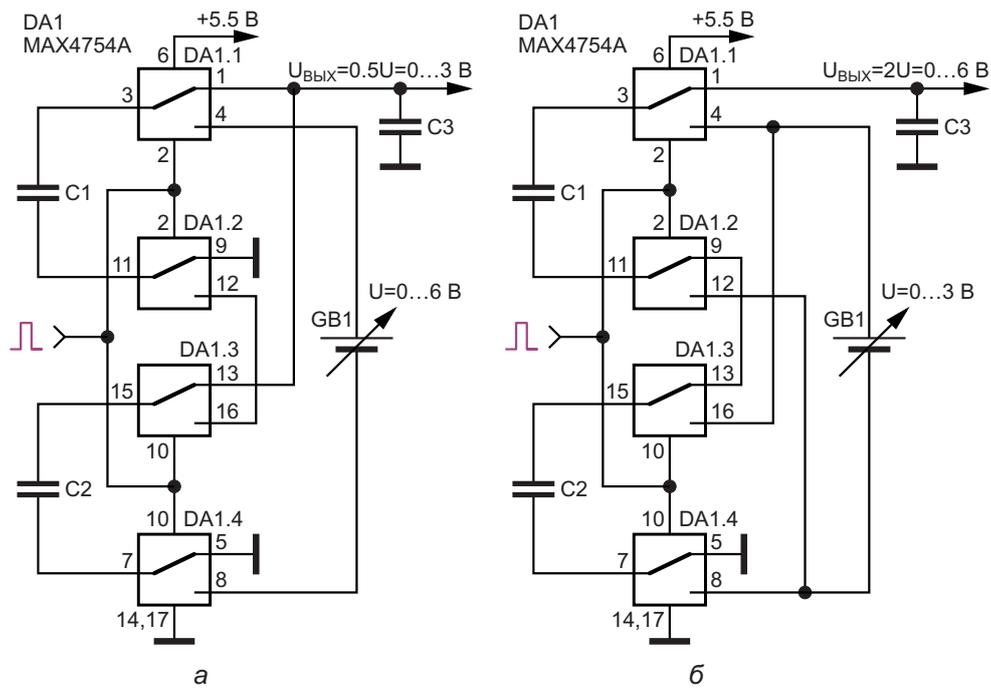


Рисунок 4. Емкостные целочисленные: а) делители и б) умножители напряжения на микросхеме MAX4754.

лителя напряжения) будет сниматься синхронно изменяющееся напряжение от 0 до +3 В. Для устройства на Рисунке 4б (умножитель напряжения) на выходе будет присутствовать удвоенное напряжение от 0 до +6 В. Таким образом, емкостные преобразователи напряжения по праву можно именовать трансформаторами постоянного тока.

Однако емкостные преобразователи напряжения могут трансформировать не только постоянный ток. При использовании в качестве источников входных напряжений ($U_{КОММ}$), Рисунок 2, или GB1, Рисунок 4, сигналов низких и ультранизких частот синусоидальной, пилообразной, прямоугольной или любой иной формы, изменяющихся от нуля до обозначенных на Рисунках 2 и 4 пределов, на выходах преобразователей будут наблюдаться умноженные или поделенные по амплитуде в n раз сигналы с минимальными искажениями (коэффициент нелинейных искажений синусоидальных сигналов частотой 1 кГц порядка 1...2%), Рисунок 5.

Условием получения минимальных искажений является наличие на выходах преобразователей фильтров, отсекающих частоты управляющих сигналов, которые должны минимум на порядок быть выше частоты преобразуемых сигналов.

Общими и пока мало устранимыми недостатками всех преобразователей напряжения с гальванической развязкой, выполненных на микросхемах, является весьма низкий уровень напряжений питания и, соответственно, преобразования, малые токи нагрузки, редкая

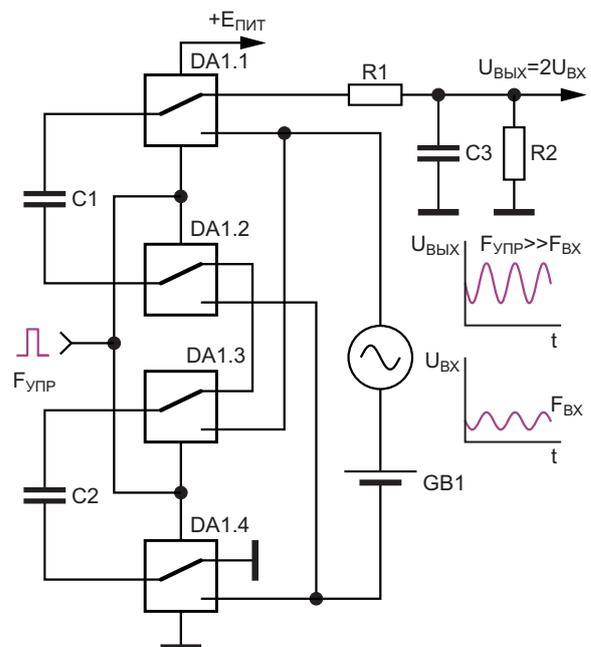


Рисунок 5. Усилитель низких и ультранизких частот на основе емкостного трансформатора.

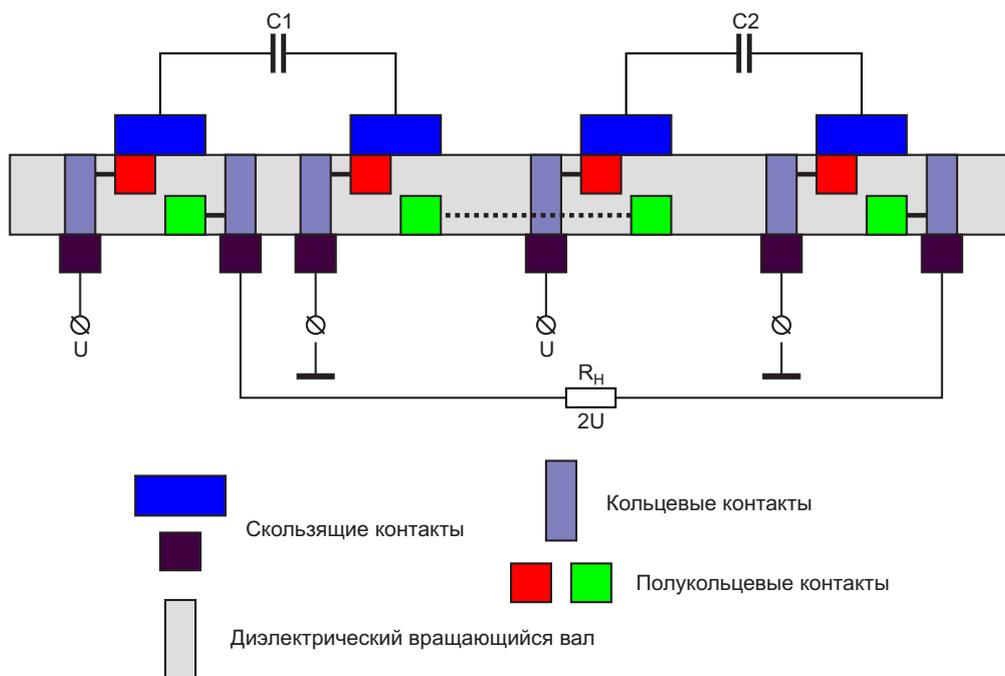


Рисунок 6. Конструкция высоковольтного обратимого умножителя/делителя напряжения на механически коммутируемых конденсаторах.

возможность преобразования сигналов разной полярности. Остается надеяться, что дальнейшее развитие аналоговых коммутаторов позволит существенно улучшить их свойства.

Разумеется, для коммутации более высоких мощностей могут быть использованы и такие переключающие устройства, как реле, но работать они смогут лишь на малых частотах переключения и имеют низкую надежность и долговечность.

Вопросы техники получения и преобразования высоких напряжений рассмотрены в работах [14–17]. Многие из таких конструкций предполагают использование коммутируемых конденсаторов.

Для создания емкостных трансформаторов высокого напряжения на основе описанных выше принципов представляется перспективным использование обратимого умножителя/делителя напряжения на механически коммутируемых конденсаторах, Рисунок 6.

Коммутатор, Рисунок 6, содержит диэлектрический вал, приводимый во вращение электродвигателем. На валу расположены кольцевые и полукольцевые контактные группы, к которым в соответствии с Рисунком 1а или 1б периодически подключаются комму-

тируемые конденсаторы, а также подаются и снимаются входное и выходное напряжения.

Устройство является обратимым, т. е. его можно использовать как для повышения, так и для понижения напряжения постоянного тока в n раз по количеству задействованных конденсаторов. Для обеспечения защиты от пробоя контактные группы могут быть разнесены в пространстве и даже установлены на удаленных валах, синхронно вращаемых с основным валом.

Стоит отметить, что рабочее напряжение конденсаторов преобразователя в n раз ниже максимально возможного напряжения, подаваемого или снимаемого с коммутатора. Напомним, что ранее известные умножители напряжения на диодно-емкостных цепочках или на конденсаторах с электрическими разрядниками зачастую должны были иметь конденсаторы, рассчитанные на значительное напряжение. **РП**

Литература

1. Шустов М.А. История электричества. Москва; Берлин: Директ-Медиа, 2019. 567 с.
2. Шустов М.А. Основы силовой электроники. СПб.: Наука и Техника, 2017. 336 с.; 2019. 336 с. (Второе изд.).

3. Шустов М.А. Силовая электроника в электропитании и освещении. СПб.: Наука и Техника, 2024. 560 с.
4. Starzyk J.A., Jan Y.-W., Qiu F. A DC-DC charge pump design based on voltage doublers. IEEE Transactions on Circuits and Systems. 2001. Part I. Vol. 48. № 3. P. 350–359.
5. Козенков Д. DC/DC-конверторы MAXIM. Компоненты и технологии. 2003. № 4. С. 64–67.
6. Gregoire B.R. A Compact Switched-Capacitor Regulated Charge Pump Power Supply. IEEE Journal of Solid-State Circuits. 2006. Vol. 41. № 8. P. 1944–1953.
7. Шустов М.А. Мультиплексорный преобразователь напряжения с гальванически развязанными выходами. Радиоаматор. 2002. № 11. С. 21.
8. Шустов М.А. Мультиплексорный преобразователь напряжения. Радиомир. 2003. № 4. С. 17.
9. Шустов М.А. Практическая схемотехника. Преобразователи напряжения. М.: Altex-A, 2002. Кн. 3. 184 с.; М.: Додэка-XXI–Altex, 2007. 192 с. (II изд.).
10. Гейтенко Е.Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет. М.: Солон-Пресс, 2016. 448 с.
11. Дабуров Е. Конденсаторные преобразователи напряжения. Электронные компоненты. 2020. № 3. С. 40–43.
12. Janabi A., Wang B. Switched-capacitor voltage boost converter for electric and hybrid electric vehicle drives. IEEE Transactions on Power Electronics. 2020. Vol. 35. № 6. P. 5615–5624.
13. Wai-Shan Ng V., Sanders S.R. [Switched Capacitor DC-DC Converter: Superior where the Buck Converter has Dominated.](#)
14. Шустов М.А., Протасевич Е.Т. Электроразрядная фотография. Томск: Изд-во Томск. политехн. ун-та, 1999. 244 с.
15. Шустов М.А., Протасевич Е.Т. Теория и практика газоразрядной фотографии. Томск: Изд-во Томск. политехн. ун-та, 2001. 252 с.
16. Шустов М.А. Схемотехника генераторов высокого напряжения. Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2003. № 2. С. 27–33.
17. Шустов М.А. Генераторы высокого напряжения и их применение. Радиоаматор-Электрик. 2003. № 3. С. 2–6.

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4754](#)

И вообще, что же делает «тепловая перемычка»?

Bill Schweber

EDN

Меня всегда интересовали простые на вид компоненты, которые решают четко определенные, ясные и ограниченные задачи. Один из примеров столярных изделий, с которым я столкнулся и которым пользовался много лет назад, формально известен как шуруп-шпилька (Рисунок 1).

На одном конце имеется шурупная резьба, а на другом – крепежный винт для гайки или резьбового соединения. Это механический «интерфейс» между деревянным элементом, например ножкой стола, и металлическим крепежным кронштейном.

Существует даже специализированная версия с обратной (левой) резьбой со стороны крепежного винта, используемая для подвешивания строительной проводки или металлических конструкций к дереву. Эти шурупы-шпильки с левой резьбой решают тонкую проблему, когда при постоянном вращении узла стандартный крепеж с правой резьбой откручивается, в то время как крепеж с левой резьбой остается надежно закрепленным на месте.



Рисунок 1. Схема шурупа-шпильки (вверху) показывает, что он соединяет деревянный элемент мебели с металлической фурнитурой (внизу).



Рисунок 2. Три радиатора, которые я собрал за эти годы: радиатор с «крыльями», надеваемый на транзистор в металлическом корпусе ТО-5 (левый); радиатор, разработанный для Intel Pentium II конца 1990-х годов (средний); большой радиатор для модуля силового преобразователя (правый).

Конечно, умными могут быть и электрические компоненты. Учитывая, сколько лет я «кручусь» вокруг электронных компонентов, схем и систем, мне казалось, что я в некоторой степени знаком или, по крайней мере, осведомлен почти обо всех из них, особенно о тех, которые связаны с контролем и отводом тепла. Я давно питаю слабость к радиаторам (Рисунок 2), а также к тепловым трубкам (да, знаю, что это звучит странно). Они делают одно дело, делают его хорошо, они надежны, не дают сбоев и не требуют программирования, инициализации, внимания или периодических обновлений.

Представьте мое удивление, когда я увидел пресс-релиз [1] компании Stackpole Electronics (SEI), посвященный компоненту, название и назначение которого были для меня новыми: «чип резистор – тепловая перемычка для поверхностного монтажа», или просто «тепловая перемычка» (Рисунок 3). Слово «резистор» определенно привело меня в замешательство, поэтому я перешел к таблице технических характеристик [2], но обнаружил, что в ней есть все факты, касающиеся номиналов, размеров и так далее, но нет «рассказа» о применении.



Рисунок 3. Тепловая перемычка очень проста и не дает никаких намеков на ее назначение.

Следующим шагом стал быстрый поиск в Google и, что неудивительно, я нашел несколько страниц со ссылками на верхнюю одежду – тепловые перемычки, предназначенные для того, чтобы согреть вас в прохладную, но не холодную погоду. В конце концов, я добрался до страницы технических ссылок, когда увидел это объяснение, данное другим поставщиком компонентов (Vishay), в котором было четко сказано следующее:

«тепловая перемычка позволяет подключать мощные устройства к радиаторам без заземления или иного электрического соединения устройств».

Ну вот, теперь все стало понятно, или, по крайней мере, начало становится понятным.

В тепловой перемычке используется подложка из нитрида алюминия (AlN) с высокой теплопроводностью, обеспечивающая низкое (не нулевое) тепловое сопротивление пути для отвода тепловой энергии (тепла) от ее источника к ближайшему радиатору того или иного типа. В то же время она обеспечивает высокое сопротивление изоляции между своими электрическими выводами.

Эта перемычка является тепловым аналогом резистора с нулевым сопротивлением. Как следует из названия, устройство с нулевым сопротивлением выглядит как обычный резистор, но на самом деле представляет собой короткое замыкание. Оно используется в качестве перемычки для машинной установки, которое решает проблемы, связанные с разводкой печатных плат (особенно односторонних), а также в качестве заполнителя, когда плата имеет несколько конфигураций, или для скрытия особенностей схемы путем маскировки некоторых деталей.

Я все еще не был уверен в том, как на самом деле использовать этот компонент, но в видеоролике о применении [3] от Vishay показана его работа в качестве крошечного мостика от резистора как источника тепла к близлежащему полигону печатной платы, выполняющему роль теплоотвода (Рисунок 4).

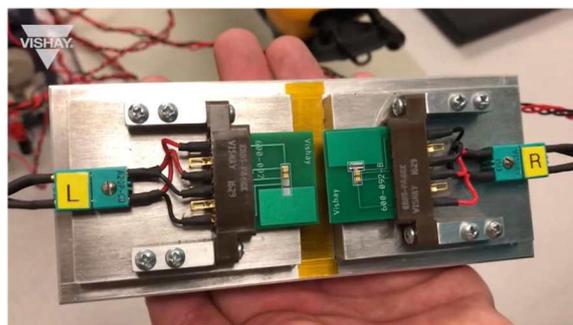


Рисунок 4. Тестовое устройство содержит одноваттный резистор без теплоотвода с левой стороны и такой же резистор, но с тепловой перемычкой и медным полигоном в качестве теплоотвода с правой стороны.



Рисунок 5. Разница температур между резисторами слева и справа составляла около 40 °С.

С помощью тепловизора Fluke на видео было показано, что резистор без тепловой перемычки имел температуру около 140 °С (Рисунок 5), тогда как резистор с перемычкой и теплоотводом небольшой площади имел температуру 100 °С, что составило значительную разницу в 40 °С. (Разумеется, разница также зависит от размера соответствующего полигона печатной платы, выступающего в качестве теплоотвода).

Эта тепловая перемычка является эффективным способом решения определенного класса проблем. На первый взгляд кажется, что перемычка проста, как и выполняемая ею функция, но это не так. Для того чтобы сделать ее и наладить серийный выпуск, требуются инженеры, специалисты по производству, эксперты по материалам и люди, владеющие множеством других дисциплин.

Случалось ли вам находить маленький, неприметный пассивный или активный электрический или механический компонент, который прост и умен, и в то же время решает неприятную проблему? Помог ли он «спасти положение» и решить проблему, из-за которой вы теряли сон? **РЛ**

Ссылки

1. [TMJ Thermal Jumpers Help Lower Temperatures for High Power Supplies](#)
2. [TMJ Series Surface Mount Thermal Jumper Chip Resistor](#)
3. [ThermaWick Thermal Jumper Demo](#)

Фрэнк Дж. Спрэг – создатель двигателей, изменивших городской пейзаж

Robert Keim

All About Circuits

Передвижение по разрастающимся городам начала двадцатого века было бы совсем другим, если бы не электромеханические железнодорожные и лифтовые системы, разработанные Фрэнком Спрэгом.

Классическая планировка современного мегаполиса – ядро из небоскребов, окруженное многими квадратными милями плотно застроенных деловых и жилых кварталов, – это то, что мы склонны воспринимать как должное. Однако такая схема предполагает наличие технологий, которые эффективно и надежно перемещают человеческие тела в трехмерных городских пространствах. В эпоху, когда города расширялись в плоскости x – y , а здания удлинялись по оси z , амбициозный и блестящий инженер по имени Фрэнк Дж. Спрэг (Frank J. Sprague) разработал горизонтальные и вертикальные транспортные решения, необходимые современному обществу (Рисунок 1).

Динамоэлектрическая машина

Хотя его считают инженером-электриком, работа Спрэга в значительной степени была связана с электромеханической составляющей электрики. Его долгую и очень продуктивную карьеру предпринимателя, изобретателя и новатора сложно описать несколькими словами, но основной линией его истории, несомненно, является электродвигатель.

Спрэг родился в 1857 году, учился в средней школе Друри в Массачусетсе и проявлял

способности к математике. Затем он учился в Военно-морской академии США в Аннаполисе и, окончив ее в 1878 году, поступил на службу мичманом в военно-морской флот; его служба на флоте давала возможность экспериментировать с электрооборудованием и посещать технологические выставки в



Рисунок 1. Фрэнк Дж. Спрэг в то время, когда он был президентом Американского института инженеров-электриков.

Европе. В 1881 году, служа на корабле Richmond, Спрэг изобрел инверсионную динамо-машину, которую он назвал «динамо-электрической машиной», и с тех пор его жизнь была посвящена неустанному поиску электромеханических инноваций (Рисунок 2).

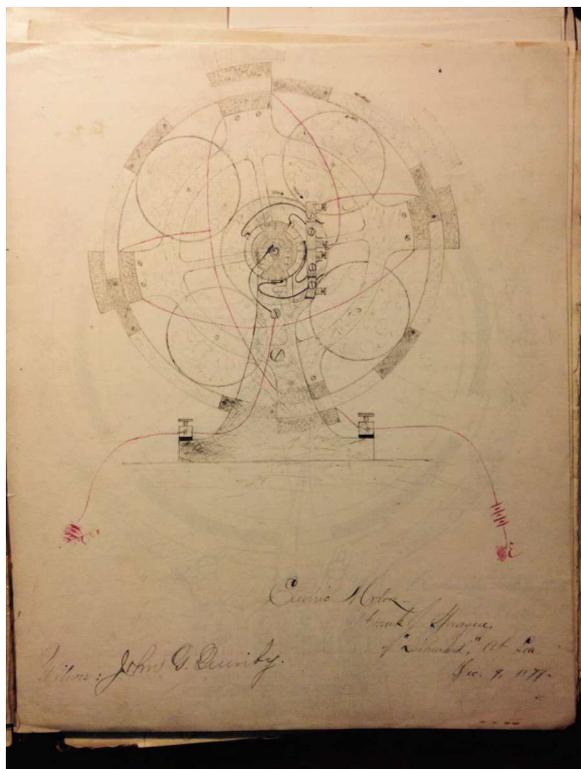


Рисунок 2. Рисунок электрического двигателя из записной книжки самого Спрэга.

После ухода из военно-морского флота Спрэг узнал больше об электродвигателях, работая в компании Edison. Его активный дисциплинированный ум накапливал идеи для изобретений и, в соответствии с амбициозным предпринимательским духом конца девятнадцатого века, Спрэг бросил работу в корпорации и открыл собственное дело. Компания Sprague Electric Railway and Motor продала множество небольших двигателей для различных видов промышленного и бытового оборудования, но самым заметным ее достижением стала новаторская технология электрических железных дорог, которая превратила инженерный стартап Sprague в международную историю успеха.

Лошади ушли, пришли моторы

В середине девятнадцатого века городской общественный транспорт приводился в

движение лошадьми. Однако переход от четвероногих к электродвигателям был более плавным, чем вы могли подумать, поскольку в попытке сделать конный транспорт более эффективным во многих городах уже были проложены рельсы на дорогах. Таким образом, рельсы уже были на месте, ожидая технологических инноваций, которые позволили Спрэгу превзойти своих предшественников и предложить действительно осуществимую систему электрических железных дорог.

Инновационные разработки Спрэга распространились на системы управления, подвеску, тормозные устройства и трансмиссию. Среди его различных усовершенствований электромеханических устройств и железнодорожного оборудования, пожалуй, самым значительным был самоуправяемый электродвигатель, то есть двигатель, который мог поддерживать постоянную скорость вращения при изменении нагрузки. (Я не специалист ни по моторам, ни по трамваям, но, учитывая постоянный вход и выход пассажиров, могу представить, что без этой функции поездка была бы довольно некомфортной). Кроме того, если вы думали (как и я), что рекуперативное торможение – это относительно новая технология, на самом деле Спрэг изобрел его в 1880-х годах; однако в его случае транспортными средствами были скромные трамваи (Рисунок 3), а не роскошные Tesla, и в них не использовались батареи.

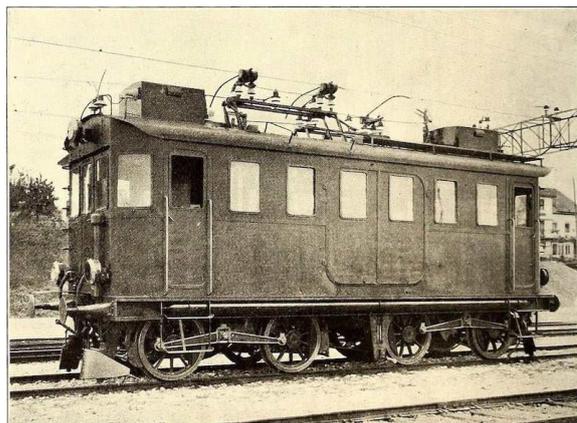


Рисунок 3. Электрический трамвай 1880-х годов, движущийся по рельсам и питающийся от воздушных линий.

В дополнение к усовершенствованиям, достигнутым инженером Фрэнком Спрэгом, бизнесмен Фрэнк Спрэг опубликовал нес-

олько соображений, защищающих и рекламирующих его систему. Он отметил, что электроэнергия устранит санитарные проблемы и обесценивание недвижимости, связанные с постоянно растущим поголовьем лошадей, тянущих трамваи, утверждая, что с помощью электричества «сохраняются здоровье и комфорт всего населения». Здесь есть банальная, но забавная ирония – после того, как во время разработки первой системы электрического трамвая в Ричмонде, штат Вирджиния, произошел отказ двигателя, понадобилась упряжка мулов, чтобы оттащить вышедший из строя агрегат обратно в мастерскую.

При создании первой городской транспортной системы, работающей на электричестве, Спрэг столкнулся с серьезными техническими проблемами, но благодаря его упорству и опыту они решались одна за другой. Движение электрических трамваев в Ричмонде было запущено в 1888 году, и с тех пор технология Спрэга быстро распространилась по всем Соединенным Штатам и даже в Европе. В статье историка Майкла Роббинса приводятся некоторые впечатляющие подробности:

К 1 июля 1890 года в Соединенных Штатах было электрифицировано 914 миль [уличных железных дорог] – в два раза больше, чем паровых, и более чем в три раза больше длины кабельных линий. В течение трех лет 200 трамвайных систем были переоборудованы или находились в процессе модернизации, 50 процентов из них были созданы компанией Спрэга, более 90 процентов – на основе его патентов. К концу 1893 года

было электрифицировано 60 процентов всех путей, а через десять лет – 98 процентов.

Он заключает, что «демонстрация в Ричмонде оказалась поворотным моментом, какие редко происходят в истории технологий».

Героический изобретатель

В 1890 году Спрэг продал свою компанию Sprague Electric Railway and Motor и занялся изучением возможностей перемещения в вертикальном измерении. Он использовал свой обширный опыт в области электрических двигателей для разработки электрической замены паровых и гидравлических лифтов, и уже через несколько лет компания Sprague Electric Elevator поставила сотни единиц оборудования.

В 1895 году Спрэг продал свой лифтовый бизнес и вернулся к горизонтальному транспорту, работая над электрическими системами для метро и железнодорожного транспорта. Во время Первой мировой войны он служил техническим советником военно-морского флота, а умер в 1934 году после долгой жизни, наполненной инновациями и амбициозным предпринимательством.

Изобретательство было образом жизни Фрэнка Спрэга – фундаментальным аспектом его личности. По словам историка Марка Галлимора, впоследствии Спрэг рассматривал свои инженерные начинания как «легендарные технологические приключения» и хотел, чтобы его запомнили как «героического изобретателя». **ПЛ**

Краткая история импульсных источников питания

Cabe Atwell

Electronic Design

Высокоэффективные импульсные источники питания стали основным компонентом многих современных электронных систем. Каково их происхождение и как они развивались на протяжении десятилетий?



Импульсные источники питания встречаются в электронике повсеместно. Они обеспечивают постоянное напряжение, которое питает наши компьютеры, мобильные телефоны, зарядные устройства, бытовую технику и множество других электронных устройств. Независимо от того, какие электронные устройства находятся под рукой, им необходим надежный источник питания. Источники энергии могут быть разными: аккумуляторы, розетки переменного тока или солнце.

Во всех этих случаях напряжение источника питания должно быть преобразовано в стабильное и пригодное для использования напряжение, чтобы соответствовать требованиям конкретной схемы. Например, номинальное напряжение типичной щелочной батарейки AA составляет 1.5 В, которое постоянно падает по мере уменьшения ее заряда. Из-за этого питаемые схемы нуждаются в эффективных средствах поддержания постоянного входного напряжения. Вот тут-то и приходят на помощь импульсные источники питания.

Преобразование напряжения: линейный или импульсный источник питания?

Есть два основных варианта преобразования нестабильного более высокого входного напряжения в более низкое стабильное выходное напряжение. Один из них – линейный источник питания, а другой – импульсный источник питания.

Основным преимуществом линейных источников питания является простота их проектирования, а дополнительным – хорошая фильтрация питания. Однако они обычно требуют больших емкостей на входе и выходе и могут тратить впустую много энергии. А избыточное постоянное напряжение обычно рассеивается в виде тепла. Это также может создавать тепловые проблемы, для решения которых обычно требуются радиаторы или вентиляторы, помогающие отводить нежелательное тепло.

С другой стороны, в импульсных источниках питания используются транзисторы, которые могут переключаться тысячи раз в секунду для преобразования более высокого постоянного напряжения в более низкое постоянное напряжение. Хотя схемы импульсных источников питания сложнее и могут создавать электромагнитные помехи (ЭМП), для них требуются конденсаторы меньшего размера и они имеют более высокий КПД. Можно ожидать, что КПД импульсного источника пита-

ния будет выше 80%, а в большинстве конструкций КПД превышает 90% (Рисунок 1).

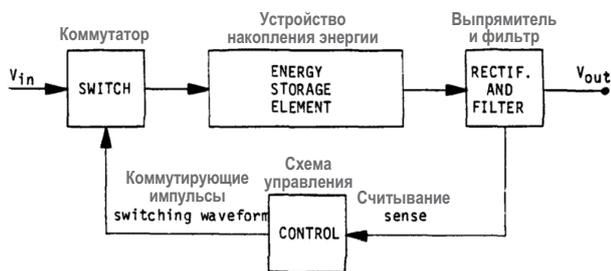


Рисунок 1. Базовая блок-схема импульсного источника питания. (Архив документов ВМС США [1]).

Генезис импульсного источника питания

Теория импульсных источников питания существует с самых ранних времен. Однако практическое применение эта идея получила только в 1950-х годах после изобретения кремниевого транзистора.

Значительное развитие импульсных источников питания произошло в конце 1950-х годов: General Electric опубликовала проект в 1959 году, а Pioneer Magnetics начала предлагать свои решения. Однако в то время транзисторы стоили очень дорого. Это исключало использование транзисторных источников питания во многих потребительских приложениях и зарезервировало их исключительно для приложений с самыми большими бюджетами.

Например, NASA и аэрокосмическая промышленность начали использовать импульсные источники питания в своих приложениях в 1960-х годах. Это было обусловлено небольшими размерами схем и их высоким КПД. Только спустя десятилетие их стоимость снизится настолько, что транзисторные источники питания смогут найти свое применение в потребительских устройствах.

Революция в области импульсных источников питания началась в 1970-х годах

В конце 1960-х годов импульсные источники питания начали появляться в продуктах, доступных для населения, но настоящая «революция» началась в 1970-х годах. На-

пример, в 1966 году компания Tektronix включила импульсный источник питания в портативный осциллограф, а в 1967 году RO Associates представила 20-килогерцовую импульсную схему, которая считается первым коммерчески успешным импульсным источником питания.

Как бы то ни было, в начале 1970-х годов Hewlett-Packard, IBM и RCA начали интегрировать переключательные схемы в свои компьютеры. Примерно в то же время от импульсных схем начали питаться цветные телевизоры. В 70-е годы в популярных журналах по электронике, таких как Electronic Design, Electronics World и Computer Design, стали появляться статьи на эту тему. К ним относится обложка журнала Electronic Design 1976 года с надписью «Внезапно переключаться стало легче» (Рисунок 2).

Все достижения того времени были также побочным продуктом эволюции транзисторной технологии. Транзисторы становились

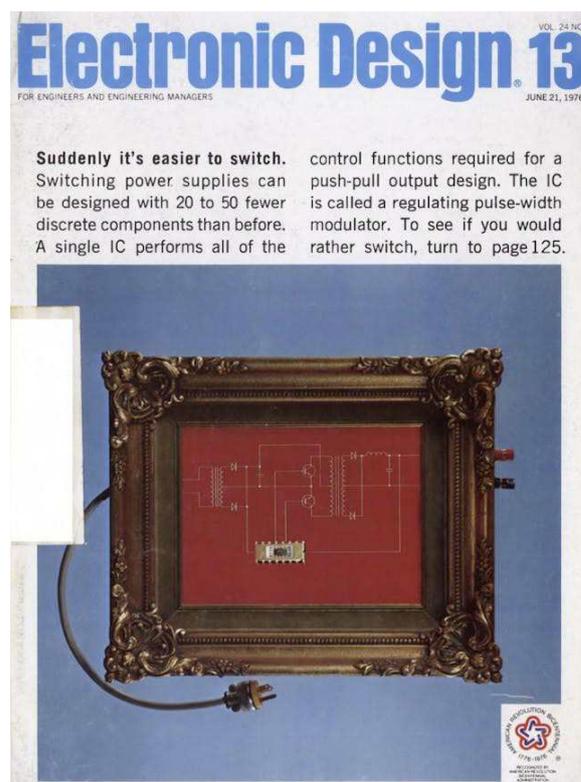


Рисунок 2. В этой статье, заголовок которой вынесен на обложку журнала Electronic Design, рассказывается о появлении импульсного источника питания. Electronic Design выпускался в объеме 200 страниц каждые две недели. (Более подробную информацию можно найти на сайте История мирового радио [2]).

все дешевле, быстрее и могли работать при более высоких напряжениях. Неожиданно импульсные схемы стали способны работать на более высоких частотах, что улучшило КПД, размеры и тепловыделение.

Любой новый и первоначально вызывающий ажиотаж источник питания, разработанный в то время, очень скоро исчезал с рынка, на котором появлялись более компактные, эффективные и в целом более производительные конструкции. Поскольку цены на транзисторы начали снижаться, производство этих источников питания обходилось дешевле, что позволяло технологии начать внедряться в повседневные потребительские товары.

Появление стандартов и спецификаций для источников питания

В 1990-х годах стали появляться стандарты на источники питания. Некоторые из них касались форм-факторов, а другие были больше ориентированы на электрические характеристики устройств.

Например, в 1995 году Intel разработала спецификацию блока питания ATX для компьютеров. Этот стандарт преобладает и сегодня – компьютерные блоки питания обычно имеют размеры 150 × 86 × 140 мм. Кроме того, они обеспечивают такие выходные напряжения, как 3.3, 12 и ±5 В. Дополнительные технические характеристики включают допуск по напряжению питания (обычно ±5%) и пульсации напряжения (Таблица 1).

Другой пример стандарта, который появился в 1990-х годах и существует до сих пор, касается электромагнитной совместимости. Действительно, схемы с ключевыми транзисторами могут создавать большое количество электромагнитных помех. Это не было про-

Таблица 1. Спецификации стандарта ATX версии 2.2. (Документ спецификации ATX [3])

Шина питания	Допуск
+5 В	±5%
-5 В (если используется)	±10%
+12 В	±5%
-12 В	±10%
+3.3 В	±5%
+5 В для ждущего режима	±5%

блемой до тех пор, пока электроника не стала получать все большее распространение в обществе. Такое электромагнитное излучение, создаваемое импульсной схемой, может создавать помехи для других электронных устройств.

В конце концов, Евросоюз принял закон, помогающий контролировать уровень электромагнитных помех, которые может излучать устройство. Вопросы электромагнитной совместимости и сегодня являются ключевым фактором, причем гораздо более строгим, чем в 90-е годы.

В целом, импульсные источники питания являются ключевой частью многих современных электронных систем. Их технология постоянно развивается, что позволяет повышать КПД, уменьшать размеры, увеличивать мощность, снижать пульсации, повышать стабильность и уменьшать электромагнитные излучения. По мере того как электроника продолжает развиваться, становится компактнее и эффективнее, будут развиваться и импульсные источники питания. **РЛ**

Ссылки

1. [U.S. Navy document archive](#)
2. [World Radio History](#)
3. [ATX Specification document](#)

Измерительная схема с высоким подавлением синфазного сигнала

Moshe Gerstenhaber, Chau Tran

Electronic Design

Современные измерительные системы часто питаются от одного источника 5 В, однако их входные сигналы могут иметь большие синфазные составляющие, превышающие напряжение питания на десятки или сотни вольт. Кроме того, если на вход преобразователя подается не дифференциальный сигнал, шум на выводе опорного напряжения аналого-цифрового преобразователя (АЦП) неотличим от реального сигнала.

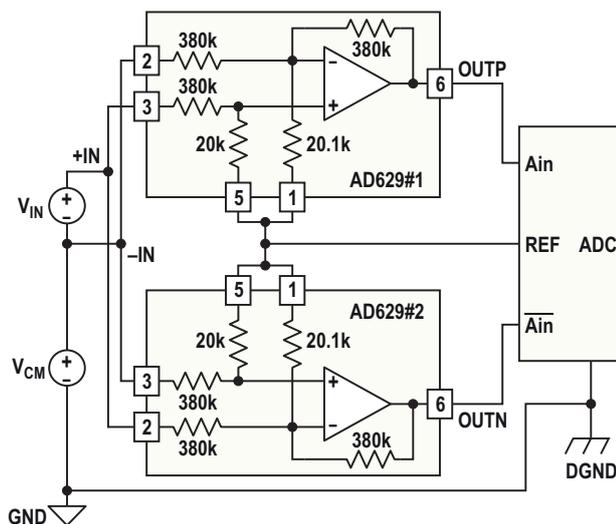


Рисунок 1. Эта схема, основанная на двух усилителях с однополярным питанием и АЦП, может измерять слабые сигналы в присутствии высоких синфазных напряжений.

Схема на Рисунке 1 решает обе эти проблемы. Она имеет дифференциальные

входы и дифференциальный выход и обеспечивает коэффициент усиления, равный 2. Уровень выходного синфазного напряжения устанавливается опорным напряжением АЦП. Усилитель состоит из двух вычитателей, каждый из которых рассчитан на высокое синфазное напряжение. Эти вычитатели включены так, что неинвертирующий вход одного соединяется с инвертирующим входом другого, и наоборот. Их опорные выходы соединены вместе и подключены к выводу опорного напряжения АЦП.

По мере увеличения входного сигнала напряжение на выходе OUP увеличивается,

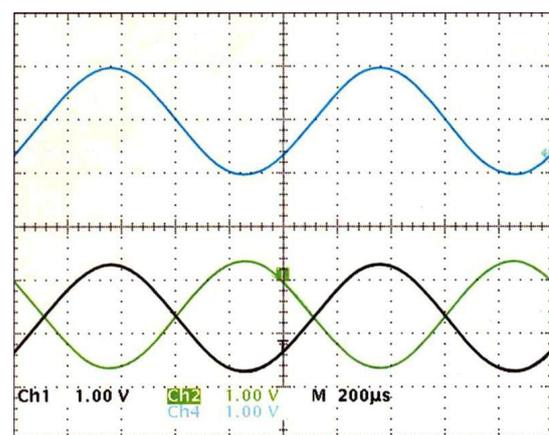


Рисунок 2. Эти осциллограммы показывают работу схемы с одним источником питания 5 В. Верхняя кривая – это входной сигнал 1 кГц, 2 В пик-пик, а нижняя – два противофазных выходных сигнала, из которых создается сигнал 4 В пик-пик, центрированный относительно уровня 2.5 В.

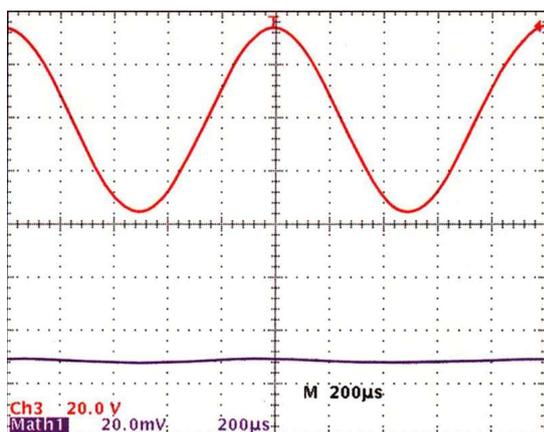


Рисунок 3. При напряжении питания 5 В и синфазном сигнале 1 кГц, 60 В пик-пик (верхняя осциллограмма) выход схемы (нижняя осциллограмма) иллюстрирует высокое подавление синфазных сигналов.

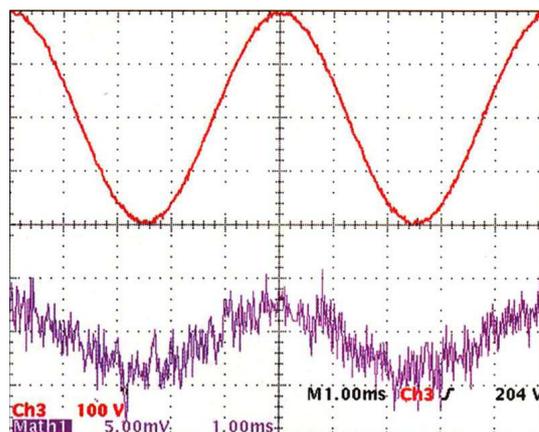


Рисунок 4. При использовании источника питания ± 15 В схема подавляет синфазный сигнал 400 В пик-пик (верхняя осциллограмма) до значения 10 мВ пик-пик (нижняя осциллограмма).

а на выходе OUTN уменьшается. Уровни обоих выходов остаются симметричными относительно синфазного уровня, задаваемого опорным напряжением АЦП.

Рисунок 2 иллюстрирует работу схемы с одним источником питания 5 В. Вверху показан входной сигнал частотой 1 кГц и размахом 2 В. Внизу изображены два противофазных выходных сигнала, создающих сигнал 4 В пик-пик, центрированный относительно опорного напряжения 2.5 В.

Рисунок 3 демонстрирует способность системы подавлять синфазный сигнал частотой 1 кГц и размахом 60 В. Верхняя осцилло-

грамма показывает синфазный входной сигнал, а нижняя – выходной сигнал.

Для более высоковольтных синфазных сигналов можно использовать источники питания с большим напряжением, например ± 15 В. Из Рисунка 4 видно, что система может подавить синфазный сигнал 400 В пик-пик (верхняя осциллограмма) с остаточной погрешностью менее 10 мВ пик-пик, показанной на нижней осциллограмме. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD629](#)

Как правильно заряжать литий-ионные и литий-полимерные аккумуляторы

Hesam Moshiri

Powerelectronicsnews

Разработчики электроники должны знать идеальный метод зарядки, поскольку он увеличивает срок службы аккумулятора и улучшает его характеристики.

Литий-ионные и литий-полимерные аккумуляторы в настоящее время широко используются в портативных электронных устройствах, требующих частой зарядки. Эффективный метод зарядки увеличивает срок службы аккумулятора и улучшает его характеристики. Поэтому разработчики электроники должны знать об идеальной процедуре зарядки при создании устройств с аккумуляторным питанием, которые должны соответствовать промышленным требованиям.

Литий-ионные аккумуляторы

Литий – самый легкий из существующих металлов. Он обладает наибольшим электрохимическим потенциалом и обеспечивает наибольшую плотность энергии для своего веса. Литий по своей природе нестабилен, особенно во время зарядки. Поэтому исследователи сосредоточились на неметаллических литиевых аккумуляторах, в которых используются ионы лития. Плотность энергии литий-ионного аккумулятора несколько меньше, чем металлического лития, однако литий-ионный аккумулятор безопасен при соблюдении определенных мер предосторожности (при зарядке и разрядке). Первой компанией, которая выпустила на рынок литий-ионные аккумуляторы, стала Sony Corporation в 1991 году. Вскоре за Sony последовали и другие производители. На Рисунке 1 показано фото литий-ионных аккумуляторов.



Рисунок 1. Литий-ионный аккумулятор.

Литий-полимерные (Li-Pol) аккумуляторы

Отличие литий-полимерных аккумуляторов от обычных заключается в типе используемого электролита. В оригинальной конструкции Li-Pol аккумуляторов используется твердый полимерный электролит. Этот электролит действует как пластиковая пленка, которая обеспечивает ионный обмен, но блокирует электричество. Недостатками Li-Pol аккумуляторов обычно являются высокое внутреннее сопротивление и слабая устойчивость к большим броскам тока (хотя эта проблема была решена в некоторых дорогих Li-Pol аккумуляторах большой емкости), однако они имеют лучшие показатели безопасности и могут иметь небольшую толщину. Это дела-

ет их идеальными для тонких портативных устройств, таких как сотовые телефоны и планшеты. На Рисунке 2 показан литий-полимерный аккумулятор.

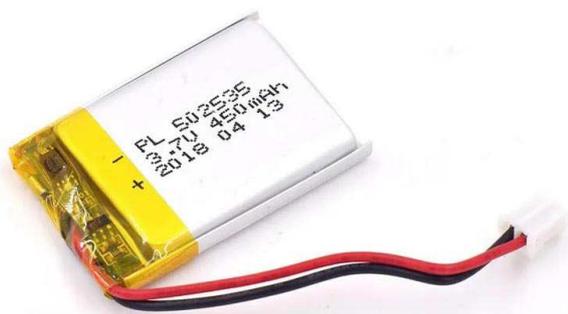


Рисунок 2. Литий-полимерный (Li-Pol) аккумулятор.

Как заряжать литий-ионные и литий-полимерные аккумуляторы

Что касается правил зарядки, то литий-ионные и литий-полимерные аккумуляторы не так уж сильно отличаются друг от друга. На Рисунке 3 показан полный цикл зарядки. Полный процесс зарядки состоит из 3 этапов: PRE Charge (предварительная зарядка), CC (constant current, постоянный ток) и CV (constant voltage, постоянное напряжение).

Предварительная зарядка (PRE)

Этот этап относится к состоянию, когда начальное напряжение литиевого аккумулятора ниже 2.8 В. Как правило, напряжение литиевого аккумулятора (любого типа) не должно опускаться ниже 3.2 В, иначе аккумуля-

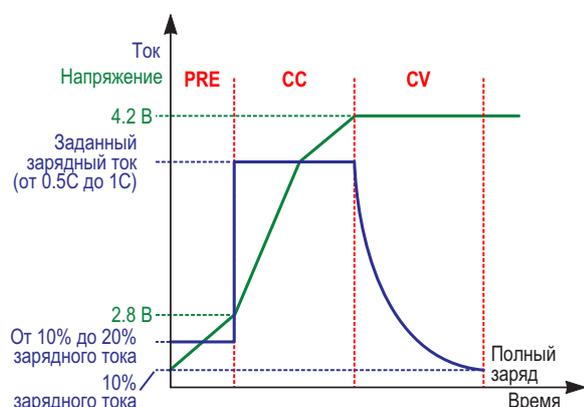


Рисунок 3. Кривая зарядки литиевого аккумулятора.

лятор мертв и нуждается в «оздоровлении». Вы наверняка сталкивались с ситуацией, когда аккумуляторы долгое время не использовались (например, в цифровой камере) и их напряжение упало ниже 3.2 В. Вы не можете включить устройство или нормально зарядить аккумуляторы.

Этап предварительной зарядки очень важен, так как если процесс зарядки начнется с этапа CC, в разряженный аккумулятор будет подан большой ток, и это еще больше повредит аккумулятор и сократит срок его службы. Поэтому процесс зарядки разряженного аккумулятора следует начинать с тока, равного 10-20% от его номинальной емкости. Например, если емкость разряженного аккумулятора составляет 2200 мА·ч, а вы планируете заряжать его током 0.5C (1100 мА), то для этапа предварительной зарядки необходимо установить зарядный ток 220 мА или даже ниже. Этап предварительной зарядки реализован во всех профессиональных зарядных устройствах. Вот как можно вернуть аккумулятор к жизни!

Постоянный ток (CC)

Если напряжение аккумулятора выше 2.8 В (или достигнуто после этапа предварительной зарядки), его можно заряжать постоянным током от 0.5C до 1C.

Зарядный ток аккумулятора указывается в техническом описании. Обычно его значение находится в диапазоне от 0.5C до 1C. Некоторые производители аккумуляторов допускают более высокие зарядные токи для ускорения зарядки, но если вы не уверены или не имеете доступа к техническому описанию, заряжайте аккумулятор током 0.5C. Например, если номинальная емкость вашего аккумулятора равна 2200 мА·ч, вы должны ограничить ток зарядки до 1100 мА.

Постоянное напряжение (CV)

Как видно из Рисунка 3, после того, как напряжение аккумулятора достигает 4.20 В (или 4.10 В для некоторых типах аккумуляторов), потребление тока уменьшается и кривые напряжения и тока переходят в этап CV. Напряжение 4.20 В является критическим значением и должно быть выдержано с точностью не менее 1%; в противном случае аккумулятор будет поврежден или взорвется!

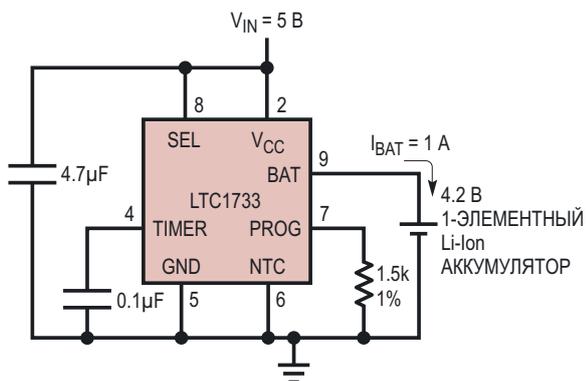


Рисунок 4. Принципиальная схема устройства зарядки 1-элементного аккумулятора током 1 А на основе микросхемы LTC1733.

На этапе CV напряжение остается постоянным (4.2 В), но ток уменьшается, пока не достигнет 10% от зарядного тока. Например, если вы начнете процесс зарядки током 1100 мА (0.5С для аккумулятора 2200 мА·ч), зарядку следует прекратить при пороговом значении тока 110 мА, которое свидетельствует о полном заряде аккумулятора. Многие дешевые зарядные устройства пропускают этап CV и просто отключают ток, когда напряжение аккумулятора достигает 4.2 В, но хорошее зарядное устройство должно проходить этап CV.

Как заряжать литиевые аккумуляторы

Теперь вы теоретически знаете, как заряжать литиевые аккумуляторы. Но как реализовать эти концепции на практике? У вас есть два варианта: разработать свое зарядное устройство на основе микроконтроллера и импульсного или линейного источника питания или использовать специальную микросхему зарядного устройства для литиевых аккумуляторов. Я расскажу о зарядном устройстве на специальной микросхеме, потому что его легко собрать и обслуживать. Кроме того, вы можете встроить одну из таких микросхем в свой продукт/плату и питать схему от выхода зарядного устройства. Хорошая новость заключается в том, что обратный ток, потребляемый этими зарядными микросхемами, невелик и не разряжает аккумулятор.

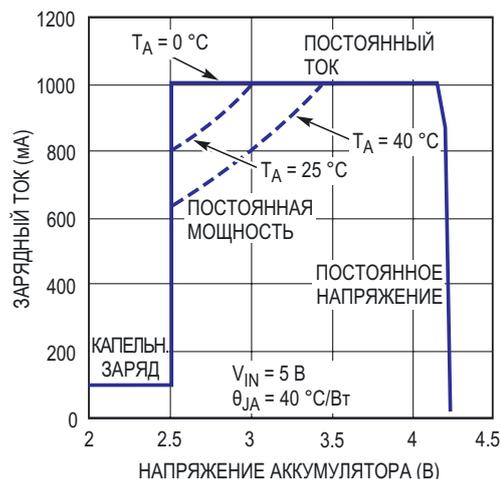


Рисунок 5. Ток зарядки при разных напряжениях аккумулятора.

На рынке представлено множество микросхем для зарядки литиевых элементов. Хорошим выбором может быть LTC1733. Это автономное линейное устройство зарядки 1-элементного литиевого аккумулятора. Оно может обеспечить максимальный зарядный ток 1.5 А. Кроме того, оно измеряет напряжение зарядки с точностью 1%. На Рисунке 4 показана базовая принципиальная схема, позволяющая использовать LT1733 с небольшим количеством внешних компонентов.

Изменяя сопротивление резистора, подтягивающего вывод PROG к земле, можно установить желаемый зарядный ток I_{CHARGE} . Сопротивление резистора R_{PROG} можно рассчитать по следующей формуле:

$$R_{PROG}(\text{Ом}) = \frac{1500}{I_{CHARGE}(\text{А})}$$

На Рисунке 5 показан ток зарядки при разных напряжениях аккумулятора. При рассчитанном сопротивлении резистора на входе PROG (1.5 кОм) зарядный ток для этапа CV составляет примерно 1 А. Этап предварительной зарядки называется «капельным зарядом» и выполняется током около 100 мА (если напряжение аккумулятора ниже 2.5 В). **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LTC1733](#)

Получение положительных результатов от NTC термисторов с помощью простого пассивного интерфейса

Stephen Woodward

EDN

Учитывая их низкую стоимость, небольшие размеры, прочную конструкцию, точность, универсальность и чувствительность, неудивительно, что термисторы с отрицательным температурным коэффициентом (NTC) являются одними из самых популярных доступных датчиков температуры. Однако функция их температурного отклика крайне нелинейна (буквально экспоненциальна), что делает возбуждение, оцифровку и обработку сигнала интересными конструкторскими задачами.

В техническом описании типичного NTC термистора (например, Molex 2152723605) термоэлектрические свойства описываются четырьмя параметрами (пункты с 1 по 5 ниже),

показанными на Рисунке 1 (цифры взяты из описания 2152723605):

1. T_0 – номинальная/калибровочная температура ($25\text{ }^\circ\text{C} = 298.15\text{ K}$).
2. R_0 – сопротивление при температуре T_0 – $10\text{ k}\Omega \pm 1\%$.
3. $\beta = 3892\text{ K}$.
4. Коэффициент рассеяния (саморазогрев) – $1.5\text{ мВт}/^\circ\text{C}$.

Тогда сопротивление термистора R_T как функция температуры T в Кельвинах прогнозируется следующим образом:

$$5. R_T = R_0 e^{\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)}$$

Применяя классический принцип «не усложняй», мы увидим на Рисунке 1 кандидата на простейшую схему для получения сигнала от термистора, а также некоторые базовые формулы для выделения значения температуры из его выходного сигнала и параметров 1, 2 и 3 из списка сверху.

Помимо (очень не критичной) емкости C_X и самого термистора, единственным компонентом на Рисунке 1 остается резистор R_X . Как лучше всего выбрать его сопротивление?

Интуиция подсказывает, а математика подтверждает, что оптимальный (по крайней мере, почти оптимальный) выбор – это сделать R_X равным сопротивлению термистора в середине диапазона измерения температуры, требуемого приложением. Тогда при упомянутой температуре в средней точке

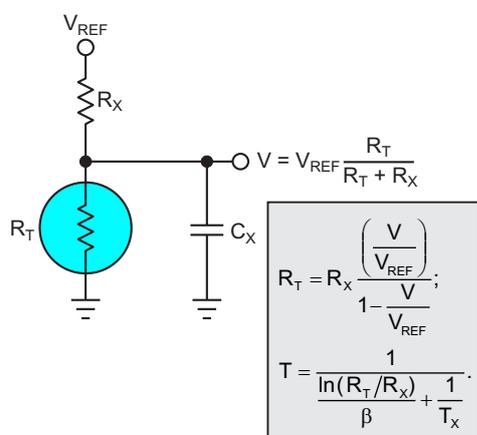


Рисунок 1. Базовая схема пассивного возбуждения термистора: емкость C_X , предназначенная для подавления шумов, возможно равна 100 нФ ; R_X – резистор возбуждения.

(назовем ее T_x) на выходе будет напряжение $V = V_{REF}/2$ и, таким образом, разрешение АЦП будет симметрично распределено по диапазону измерений. Формула в пункте 5 подсказывает, как этого добиться.

Предположим, что мы выбрали диапазон измерений от 0°C до 100°C , тогда $T_x = 50^\circ\text{C} = 323.15\text{ K}$, и арифметика пункта 5 подсказывает нам (при использовании чисел из описания термистора Molex):

$$R_x = R_0 e^{\beta \left(\frac{1}{T_x} - \frac{1}{T_0} \right)}$$

$$R_x = 10000 \cdot e^{3892 \left(\frac{1}{323.15} - \frac{1}{298.15} \right)}$$

$R_x = 3643\text{ Ом}$ (ближайшее стандартное значение в ряду 1% – 3650 Ом).

Теперь, если нам удобно выбрать $V_{REF} = 5\text{ В}$ как для входа R_x , так и для входа опорного напряжения АЦП (поскольку это логотрическое измерение, абсолютное значение V_{REF} относительно неважно), мы можем установить:

$$X = \frac{\text{ADC}}{2^N} = \frac{V}{V_{REF}}$$

(Здесь ADC – код АЦП). Тогда

$$T = \frac{1}{\ln \left(\frac{X}{\beta(1-X)} \right) + \frac{1}{T_x}}$$

$$^\circ\text{C} = \frac{1}{\ln \left(\frac{X}{3892(1-X)} \right) + 0.003095} - 273.15.$$

И дело сделано!

Или нет? А как же коэффициент рассеяния (саморазогрева) $1.5\text{ мВт}/^\circ\text{C}$?

Очевидно, что мы не хотим, чтобы саморазогрев термистора существенно мешал измерению температуры. Разумный предел погрешности саморазогрева может составлять полградуса, и в случае коэффициента $1.5\text{ мВт}/^\circ\text{C}$ для термистора 2152723803 это потребовало бы ограничить максимальное рассеяние значением не более

$$P_{\text{MAX}} = \frac{1.5\text{ мВт}}{2} = 0.75\text{ мВт}.$$

Рассеяние достигает максимума

$$\frac{V_{\text{REF}}^2}{4R_x}$$

когда $R_T = R_x$, и при $V_{REF} = 5\text{ В}$ составляет

$$P_{\text{MAX}} = \frac{V_{\text{REF}}^2}{4R_x} = \frac{25}{4 \cdot 3650} = 1.7\text{ мВт} = 1.1^\circ\text{C}.$$

Ничего себе! Это более чем в два раза превышает приемлемую максимальную погрешность саморазогрева. Что же делать? Не волнуйтесь, решение предлагает Рисунок 2.

Снова обращаемся к числам из описания термистора 2152723605 и сохраняем $V_{DD} = 5\text{ В}$:

$$R_{VDD} = \frac{25}{4 \cdot (0.75\text{ мВт})} - 3650,$$

$$R_{VDD} = 8333 - 3650 = 4.7\text{ кОм},$$

$$P_{\text{MAX}} = 0.749\text{ мВт},$$

$$2.8\text{ В} < V_{REF} < 5\text{ В}.$$

Обратите внимание, что если математика Рисунка 2 дает нулевое или отрицательное значение R_{VDD} , то резистор R_{VDD} не требуется, и оригинальная схема на Рисунке 1 будет работать просто отлично.

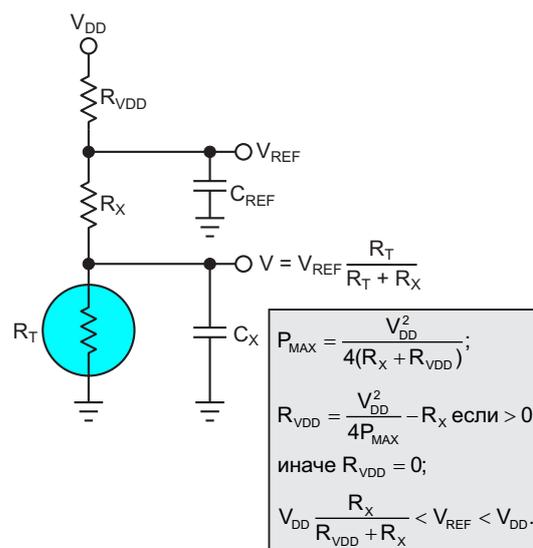


Рисунок 2. Резистор R_{VDD} ограничивает максимальный саморазогрев термистора до значения P_{MAX} .

Хотя V_{REF} будет меняться в зависимости от R_T и, следовательно, от температуры, монолитные АЦП с внешним опорным напряжением обычно очень толерантны к изменениям V_{REF} в пределах указанного диапазона и, несмотря на эти изменения, будут выполнять точные логотрические преобразования.

А вот теперь дело сделано! Нам просто нужно было продолжать мыслить позитивно. **ПЛ**

УНЧ по схемотехнике НІТАСНІ или назад к истокам

Игорь Кацай

В последнее время всё большую популярность приобретают старые и хорошо забытые схемы аудио усилителей. Многие считают, что именно они обладают по-настоящему хорошим и чистым звучанием. Конечно, это относится не ко всем подряд «старым» схемам. Однако некоторые из них сделаны настолько просто и надёжно, что до сих пор популярны среди радиолюбителей. Некоторые из этих схем, по мнению меломанов, и звучат по-особенному красиво. В полной

мере это относится и к усилителю НІТАСНІ выпуска 1970-х годов с выходным каскадом на полевых транзисторах, работающем в классе АВ с немного увеличенным током покоя. Особо отмечают хорошие мягкие низкие частоты данного УНЧ. Звучание – это, конечно, сугубо субъективная «субстанция», но уже то, что данная схема постоянно совершенствуется, переделывается и используется радиолюбителями уже около 50 лет, говорит о многом.

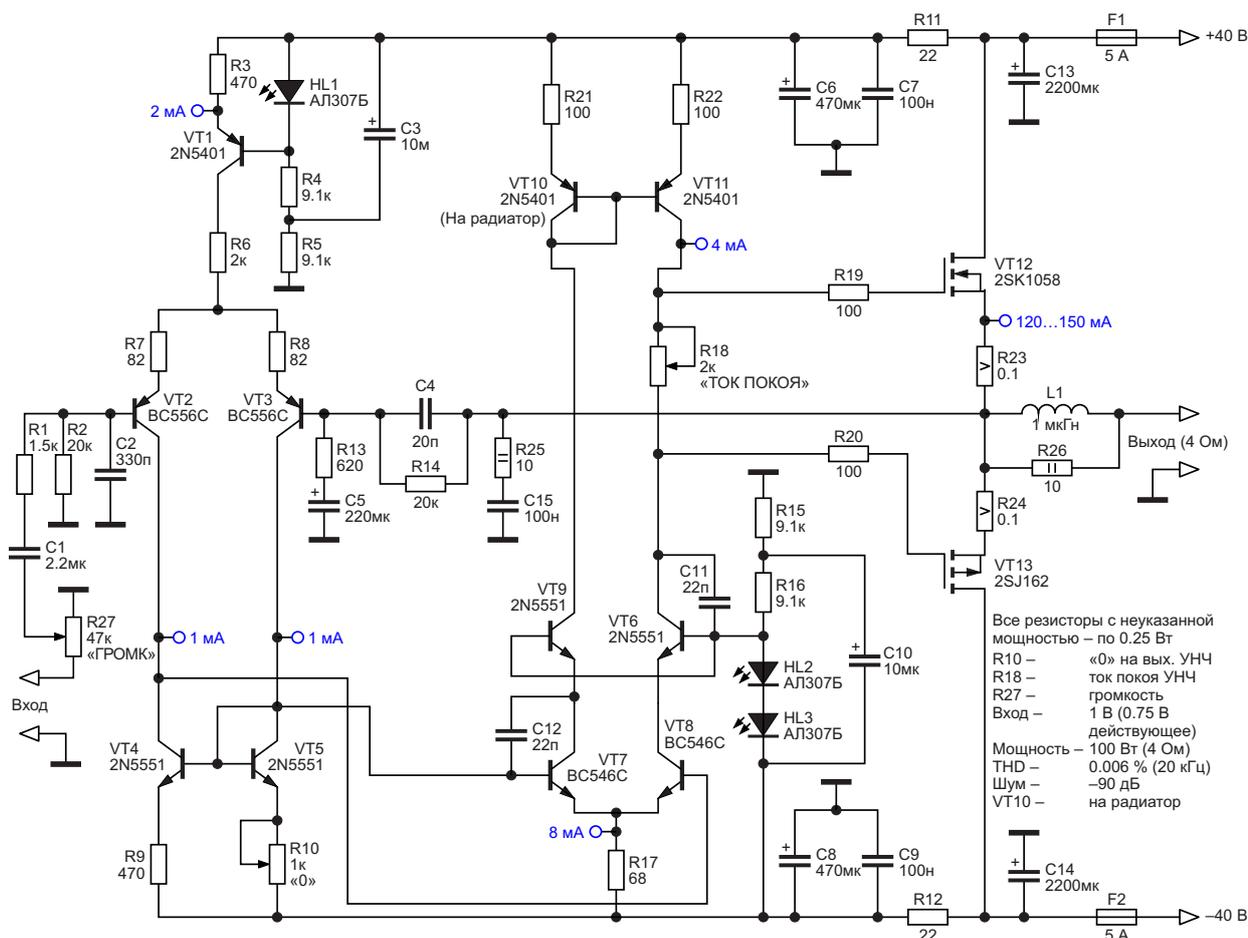


Рисунок 1. Принципиальная схема УНЧ.

Сама по себе эта схема японских разработчиков проста, надёжна и стабильна, но в настоящее время при попытке её повторения появляются некоторые сложности. Это связано с тем, что в оригинале используются специфические детали, которые сейчас либо не выпускаются, либо купить их довольно трудно, дорого, и есть очень большой риск приобрести подделку, которая если и будет работать, то всё равно ни о каком качестве не будет и речи. (Имеются в виду выходная пара японских «латералов» 2SK134/2SJ49, а также хорошо подобранные высоковольтные дифференциальные сборки с высоким коэффициентом усиления на основе транзисторов 2SA872/2SD756). К сожалению, простая замена этих деталей на более-менее подходящие современные аналоги ухудшает качество усилителя. Поэтому в предлагаемой на Рисунке 1 схеме УНЧ была произведена не простая замена на аналоги, а некоторая доработка, позволяющая этим «аналогам» обеспечить характеристики не хуже оригинала. В целом же параметры получившегося УНЧ (представленные в Таблице 1) стали даже несколько лучше, чем у оригинала, сохранив при этом хорошее звучание. Правда, ценой этого стало небольшое усложнение оригинальной схемы, хотя собственно звуковой тракт увеличился лишь на один транзистор, включённый по схеме с общей базой.

Таблица 1. Параметры УНЧ, основанного на схемотехнике HITACHI		
Номинальная выходная мощность (при питании ± 40 В)	100 Вт (4 Ом); 50 Вт (8 Ом)	
Чувствительность	1 В (0.75 В действующее)	
Уровень шума	-90 дБ	
Полоса пропускания по уровню	-3 дБ	8 Гц...300 кГц
	0 дБ	16 Гц...50 кГц
Гармонические искажения на частоте	1 кГц	0.001%
	20 кГц	0.006%
	50 кГц	0.033%

Спектральный анализ показывает примерно одинаковый уровень второй и третьей гармоники в спектре усилителя. Уровень последующих гармоник заметно ниже. Ток покоя выходных транзисторов можно увеличить в 1.5 раза. При этом параметры УНЧ немного улучшатся, правда и греться он будет сильнее. (Обратите внимание, некоторые симуля-

торы некорректно оценивают уровень постоянного напряжения на выходе. На самом деле оно держится на уровне $\pm 3...5$ мВ).

Данная схема многократно макетировалась и показала хорошую повторяемость. Её данные в полосе до 20 кГц получены при измерениях макета под нагрузкой с помощью звуковой карты и измерительной программы RMAA6.4.5, а данные в полосе выше 20 кГц – это только данные симулятора. (Использовался симулятор Multisim14.01. Его данные вполне сопоставимы с изменениями в «железе»).

Усилитель обладает хорошей линейностью (практически полностью линейный до 50 кГц) и хорошим быстродействием.

Конструкция и детали.

В качестве входной части я использовал дифференциальный каскад (VT2, VT3) на транзисторах BC556C с высоким коэффициентом усиления, но невысоким допустимым напряжением. Для выхода на нужный режим и снижения искажений, вносимых дифференциальным каскадом, пришлось запитать его маломощным источником стабильного тока 2 мА на высоковольтном транзисторе (VT1) со своим источником опорного напряжения на красном светодиоде HL1, а также ввести в схему резисторы R7 и R8, которые выравнивают характеристики транзисторов и ещё снижают искажения. Для выравнивания токов плеч дифференциального каскада (и дополнительного снижения искажений) он был нагружен (тоже в отличие от оригинала) на токовое зеркало (VT4, VT5), выполненное тоже на высоковольтных транзисторах. В качестве усилителя напряжения используется дифференциальный каскад с двойным каскадом (VT7, VT8 и VT6, VT9), также нагруженный на симметричное (в отличие от оригинала) токовое зеркало (VT10, VT11). Причину введения в схему токового зеркала я уже описал, а каскод введён по двум причинам: повышение «высоковольтности» и значительное увеличение быстродействия. В таком виде усилитель обеспечивает параметры даже немного лучше оригинала (хороший звук и 0.006...0.007% искажений на 20 кГц против 0.04...0.05% у оригинала).

Схема сохраняет работоспособность при снижении питания до ± 25 В, естественно, с соответствующей потерей мощности. При

повышении питания повышается и выходная мощность. При этом, чтобы не перегрузить выходные транзисторы при работе на нагрузку 4 Ом по максимально допустимой мощности для этого типа приборов, можно дублировать выходной каскад. Добавляются только полевые транзисторы со своими резисторами в затворах и истоках. Подключаются параллельно существующим. Больше никаких изменений делать не надо. (При этом надо подобрать вновь введённый и существующий транзисторы по одинаковому напряжению отсечки и увеличить номиналы резисторов R23 и R24 до 0.2...0.33 Ом). Однако следует отметить, что увеличение номиналов этих резисторов может привести к небольшому росту искажений.

Для «нейтрализации» небольшой индуктивной составляющей выходного сопротивления УНЧ на выходе установлена катушка L1. Она наматывается прямо на резисторе R26 одножильным лакированным медным проводом диаметром 0.8 мм в один слой и содержит 13 витков. Её концы припаиваются к выводам резистора. Можно разместить её на плате, но лучше припаять прямо к выходному разъёму.

Резисторы R23, R24 – мощностью по 5 Вт, R25 и R26 – 2 Вт, а остальные – по 0.25 Вт. Конденсаторы C1, C2, C5 – на 25 В, остальные – на напряжение не менее питающего. Светодиоды – красные АЛ307Б.

Для питания усилителя подойдёт трансформатор со средней точкой во вторичной обмотке и обычный выпрямитель, рассчитанные на соответствующую мощность с небольшим запасом. Конденсаторы фильтра должны быть не менее 12,000...15,000 мкФ в каждом плече на каждый канал. Параллельно электролитическим конденсаторам надо установить плёночные или керамические конденсаторы по 100...150 нФ (по одному в каждом плече). Каждый канал должен иметь свой предохранитель.

Регулятор громкости R27 может быть номиналом 22...51 кОм. Потенциометры R10 и R18 желательно выбрать многооборотные хорошего качества.

Все транзисторы ВС, применённые в схеме, должны быть именно с литерой «С» в конце, так как только они имеют высокий коэффициент усиления по току.

УНЧ будет хорошо работать и без подбора деталей, но для достижения лучших результатов необходимо попарно подобрать транзисторы по коэффициенту усиления: VT2 и VT3, VT7 и VT8, VT9 и VT6. Остальные можно и не подбирать, но если есть возможность, то можно подобрать VT4 и VT5, VT10 и VT11. При наличии простого тестера со слотом для проверки транзисторов эта процедура занимает несколько минут, но даёт ощутимые результаты.

Резисторы в цепях затвора полевых транзисторов (R19, R20) надо установить в непосредственной близости к соответствующим выводам транзисторов или припаять прямо к ним.

Выходные транзисторы 2SK1058/2SJ162 можно заменить на 2SK1057 (1056)/ 2SJ161 (160), соответственно, или использовать другие «латералы». При их отсутствии можно использовать вертикальные MOSFET IRFP140/IRFP9140 без каких-либо изменений схемы. При использовании последних выходная мощность УНЧ возрастёт до 120 Вт, но и искажения на 20 кГц вырастут до 0.009...0.01%, причём в основном за счёт третьей гармоники.

Обратите внимание, вместо «латералов» часто попадаются перемаркированные подделки с неправильным расположением выводов.

Термостабилизация и настройка

Выходные транзисторы устанавливаются на радиатор площадью 1600...2000 см² через слюдяные изоляторы, смазанные термопастой с обеих сторон. Транзистор VT10 также смазывается термопастой и плотно вставляется в радиатор в предварительно просверленное отверстие соответствующего диаметра в непосредственной близости от выходных транзисторов.

Цепочка Цобеля R25, C15 предотвращает возможное самовозбуждение УНЧ. При необходимости можно вдвое уменьшить сопротивление резистора и вдвое увеличить ёмкость конденсатора.

Усилитель к самовозбуждению не склонен, но многое, как известно, зависит от монтажа. Например, известны случаи, когда в самовозбуждении «виноваты» проволочные

истоковые резисторы со спиральной намоткой. В этом случае их просто надо заменить на другие, например, угольные МЛТ, соединив несколько штук соответствующего номинала и мощности.

Ёмкость С4 устраняет незначительный выброс на нижней «полке» меандра. При возникновении самовозбуждения её номинал можно немного увеличить, а если генерации нет – уменьшить или вообще исключить. Отключение С4 расширит полосу пропускания.

Ёмкость С11 устраняет незначительный выброс на верхней «полке» синусоиды в режиме жёсткого ограничения на ВЧ. При необходимости её номинал можно увеличить вплоть до 10 раз. Всё зависит от типа применяемых полевых транзисторов. Иногда лучший эффект даёт соединение верхнего вывода ёмкости С11 с коллектором VT9, а не VT6.

Ёмкости С3 и С10 подавляют НЧ фон. При необходимости их можно увеличить в 5...10 раз.

Перед первым включением надо установить потенциометр R10 в среднее положение, а R18 – в положение минимального сопротивления. Затем без подключения нагрузки и с установленным в «0» регулятором громкости R27 подаётся питание. Резис-

тором R10 устанавливается «ноль» на выходе усилителя, затем резистором R18 устанавливается ток покоя около 100...150 мА.

Измерять ток покоя удобно по падению напряжения на соответствующем пятиваттном резисторе. Например, если на резисторе R23 (0.1 Ом) падает 10 мВ (0.010 В), значит, ток покоя составляет 100 мА (0.1 А).

После прогрева радиаторов усилителя надо ещё раз повторить настройку. Первую подачу питания на УНЧ во избежание порчи деталей при каких-либо ошибках советую делать через лампу накаливания, как это описано в [1]. И рекомендовал бы дополнить УНЧ устройством защиты акустики [2]. **РЛ**

Ссылки

1. Игорь Кацай. [Универсальный параллельный УНЧ с коррекцией искажений](#)
2. Игорь Кацай. [Универсальный блок защиты акустических систем](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor 2N5401](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor 2N5551](#)
3. [Datasheet Renesas 2SJ162](#)
4. [Datasheet Renesas 2SK1058](#)
5. [Datasheet Fairchild BC546C](#)

Смещение для высокочастотного полевого транзистора с р-п переходом

Peter Demchenko

EDN

Полевые транзисторы с р-п переходом обычно требуют подачи на затвор некоторого обратного напряжения смещения.

В приложениях ВЧ и СВЧ это смещение часто обеспечивается с помощью напряжения, падающего на истоковом резисторе R_S (Рисунок 1).

Помимо очевидной неэффективности, у такого подхода есть и другие недостатки:

- Ток стока имеет статистический разброс, поэтому для получения заданного значения тока требуется некоторая настройка схемы.
- Ток стока может зависеть от колебаний температуры или мощности.
- Чтобы добиться приемлемо низкого импеданса источника, необходимо использовать несколько конденсаторов C_S .
- Для поддержания того же запаса по мощности требуется более высокое напряжение питания.
- Отсутствие прямого контакта с плоскостью заземления означает ухудшение охлаждения транзистора, что крайне важно для силовых приложений.

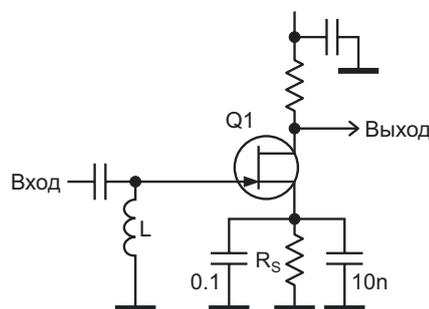


Рисунок 1. Для работы полевого транзистора с р-п переходом обычно требуется некоторое обратное смещение затвора, которое в ВЧ/СВЧ приложениях часто обеспечивается с помощью напряжения, падающего на резисторе R_S .

Схема на Рисунке 2 свободна от всего этого. Она состоит из контура управления, который вырабатывает управляющее напряжение отрицательной полярности для n-канального полевого транзистора с р-п переходом.

В схеме использован самодельный оптрон, сделанный из двух инфракрасных светодиодов IR333C (диаметр 5 мм). Два таких светодиода размещаются встречно в подходящей трубке из ПВХ длиной порядка 12 мм – вот и все. Одно такое устройство

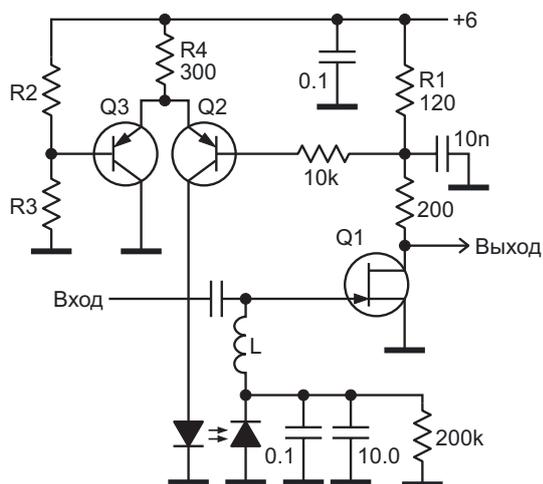


Рисунок 2. Контур управления, вырабатывающий управляющее напряжение отрицательной полярности для усилителя на *n*-канальном полевом транзисторе с *p-n* переходом в ВЧ- и СВЧ приложениях.

выдает 0.81 В при токе светодиода менее 4 мА, что вполне достаточно для такого HEMT-транзистора, как, например, FHX35LG.

Конечно, если требуется более высокое напряжение, несколько таких устройств можно просто соединить каскадно.

Основное усиление в контуре обеспечивает сам полевой транзистор. Его значение составляет примерно $g_m \times R_1$, где g_m – крутизна транзистора Q1.

Транзисторная пара Q2 и Q3 сравнивает падения напряжения на резисторах R1 и R2, делая их равными. Следовательно, изменяя соотношение сопротивлений R2 и R3, можно установить нужную рабочую точку:

$$I_D = V_{DD} \frac{R_2}{(R_2 + R_3) \cdot R_1}$$

Как мы видим, ток стока (I_D) по-прежнему зависит от напряжения питания (V_{DD}). Чтобы избежать этой зависимости, можно заменить резистор R2 стабилитроном с напряжением стабилизации V_Z , тогда:

$$I_D = \frac{V_Z}{R_1} \cdot \text{ПЛ}$$

Материалы по теме

1. [Datasheet Everlight IR333C](#)
2. [Datasheet Eudyna Devices FHX35LG](#)

Портативный тепловой анемометр с компенсацией смещения горячего транзистора становится нечувствительным к спаду напряжения батареи

Stephen Woodward

EDN

Работа всех тепловых анемометров основана на определении скорости потока путем измерений теплового сопротивления Z между нагретым датчиком и окружающим воздухом:

$$Z = \frac{T}{P}, \quad (1)$$

где

P – мощность, рассеиваемая датчиком,

T – разность температур между датчиком и окружающей средой.

Для этого существуют две основные схемы.

1. Мощность P поддерживается постоянной, и измеряется результирующая разность температур T .
2. Температура T поддерживается постоянной, и измеряется необходимая для этого мощность P .

Пример схемы с поддержанием постоянной мощности можно найти в статье «Нелинейности измерителя скорости воздушного потока и ПНЧ компенсируют друг друга» [1]...

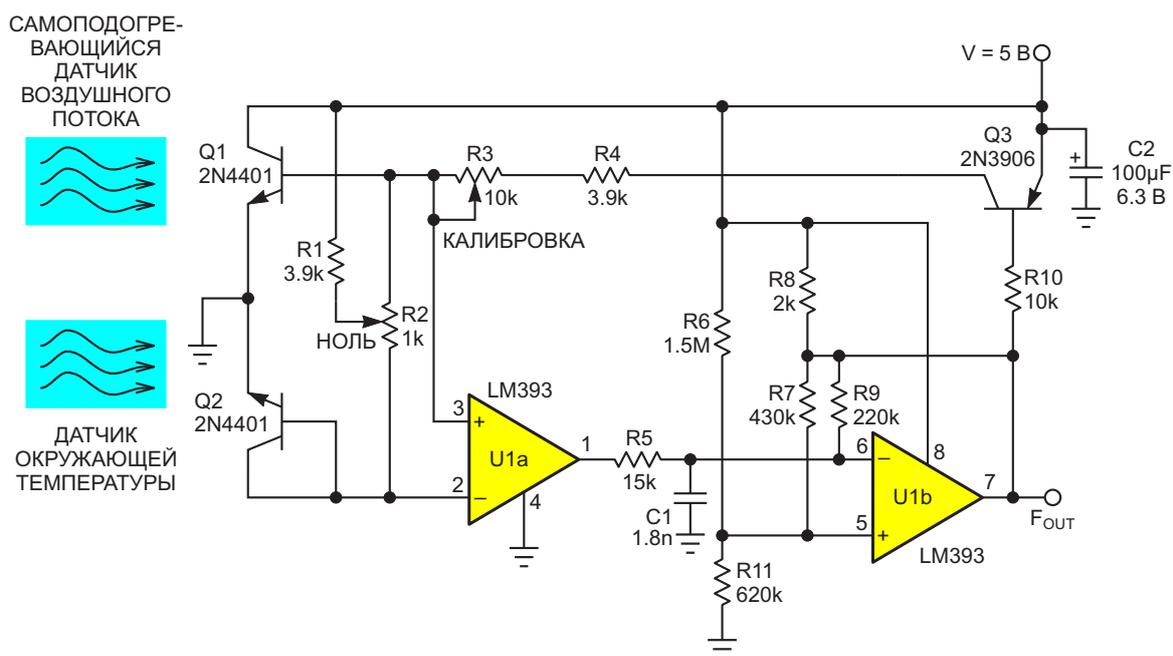


Рисунок 1. Анемометр с поддержанием постоянной температуры с прямым преобразованием мощности в частоту.

...а примеры схем с поддержанием постоянной температуры – в статье «Линеаризованный портативный анемометр с термостатированной парой Дарлингтона» [2]...

...и на Рисунке 1.

Анемометр на Рисунке 1 необычен тем, что в нем транзистор датчика находится непосредственно в контуре ПМЧ (преобразователя мощности в частоту).

Чтобы понять, как работает схема на Рисунке 1, рассмотрим случай нулевой скорости воздушного потока. С помощью подстроечного резистора R2 (НОЛЬ) устанавливаются базовые токи покоя транзистора Q1 и опорного транзистора Q2. При правильной настройке повышение температуры Q1 (приблизительно до 50 °С) в неподвижном воздухе, вызванное рассеиванием мощности коллектора, снижает напряжение база-эмиттер транзистора Q1 (примерно на 2 мВ/°С) до уровня, равного или немного меньшего, чем у транзистора Q2. В этом случае напряжение на неинвертирующем входе компаратора U1a немного менее положительно, чем на инвертирующем входе. Поэтому на выходе устанавливается низкий уровень, удерживающий конденсатор C1 в разряженном состоянии и сбрасывающий мультивибратор U1b, уровень выхода которого становится высоким.

Это условие выполняет две функции: принудительно устанавливает $F_{OUT} = 0$ и удерживает транзистор Q3 выключенным.

Теперь давайте немного обдуем воздухом транзистор Q1. В результате большего

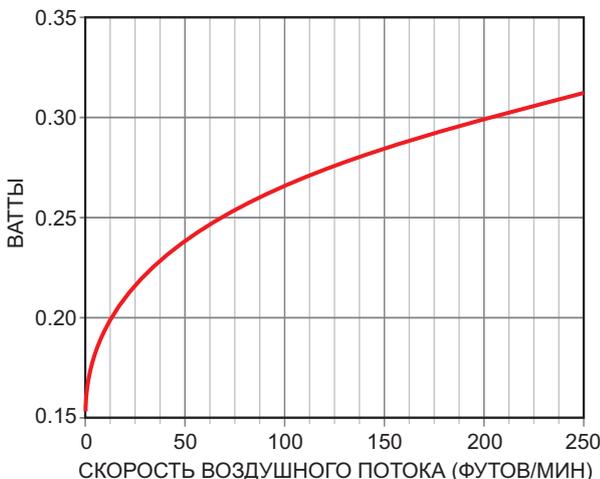


Рисунок 2. Мощность, потребляемая транзистором Q1 в зависимости от потока воздуха, обычно составляет скромные 200-350 мВт.

охлаждения температура транзистора Q1 снижается, из-за чего его напряжение база-эмиттер увеличивается по сравнению с транзистором Q2. Это приводит к обратному соотношению напряжений на входах компаратора U1a, который перестает удерживать конденсатор C1 в состоянии сброса. После этого конденсатор C1 заряжается через резистор R9 и включает транзистор Q3, подающий импульс длительностью $t = 700$ мкс в базу транзистора Q1 через подстроечный резистор R3 (КАЛИБРОВКА).

Результирующий импульс тока, проходящего через коллектор транзистора Q1, описывается формулой (2), где h_{FE} обозначает коэффициент передачи тока транзистора Q1 в схеме с общим эмиттером, а $R_{CAL} = R3 + R4$:

$$I_C = h_{FE} I_B = h_{FE} \frac{V}{R_{CAL}}. \quad (2)$$

Это приводит к выделению некоторого количества тепла на переходе транзистора Q1:

$$\begin{aligned} t \cdot P &= t \cdot I_C V = t \cdot I_B h_{FE} V = t \cdot \frac{V}{R_{CAL}} h_{FE} V = \\ &= t \cdot h_{FE} \frac{V^2}{R_{CAL}}, \end{aligned} \quad (3)$$

которое стремится повысить температуру Q1 до значения, достаточного для восстановления исходного баланса напряжения при нулевом потоке с напряжением датчика окружающей среды Q2. Пока Q1 не нагреется до этой температуры, мультивибратор U1b продолжает генерировать импульсы, периодически включая транзистор Q3 и перекачивая тепло в Q1.

Таким образом, образуется контур обратной связи, который поддерживает постоянную разность температур между транзисторами Q1 и Q2. В результате средняя выходная частота мультивибратора U1b пропорциональна дополнительной мощности, необходимой для нагрева Q1. Максимальная выходная частота для показанных на Рисунке 1 номиналов компонентов составляет 1 кГц. Соответствующая регулировка потенциометра R3 позволяет установить практически любое желаемое значение полной шкалы воздушных потоков. Температурное отслеживание напряжений база-эмиттер транзисторов

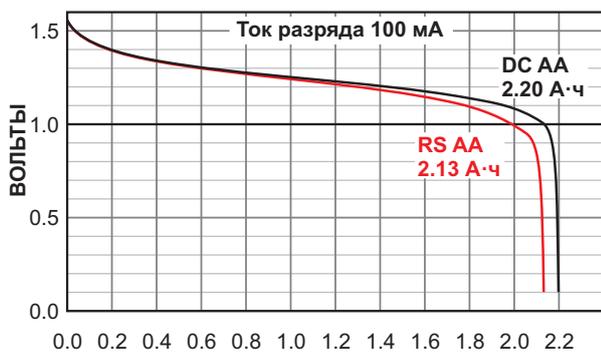


Рисунок 3. Типичные кривые разряда элементов AA с нежелательным спадом напряжения батареи на 20 % во время разряда, который приводит к снижению точности калибровки анемометра.

Q1 и Q2 обеспечивает хорошую компенсацию изменений температуры окружающей среды.

Прямое подключение транзистора Q1 к шине питания обеспечивает хороший КПД (более 90%) использования мощности, поэтому, хотя потребляемая мощность (по определению!) зависит от воздушного потока, как показано на Рисунке 2, обычно она невелика и составляет от 200 до 350 мВт.

На самом деле, потребляемая мощность достаточно мала, чтобы работа от батарей с дешевым мультиметром для считывания частоты выглядела привлекательно. Недорогой стек из четырех щелочных батареек AA обещал десятки часов непрерывной работы, что могло равняться сотням измерений скорости воздуха. Однако, как видно из Рисунка 3, схема с непосредственным питанием от батареи, показанная на Рисунке 1, не будет работать очень хорошо из-за 20-процентного спада напряжения батареи во время разряда.

Результирующее ухудшение точности калибровки анемометра будет огромным, особенно с учетом формулы (4):

$$t \cdot P = t \cdot I_C V = t \cdot I_B h_{FE} V = t \cdot \frac{V}{R_{CAL}} h_{FE} V = t \cdot h_{FE} \frac{V^2}{R_{CAL}}, \quad (4)$$

которая показывает квадратичную зависимость нагрева транзистора Q1 от напряжения питания!

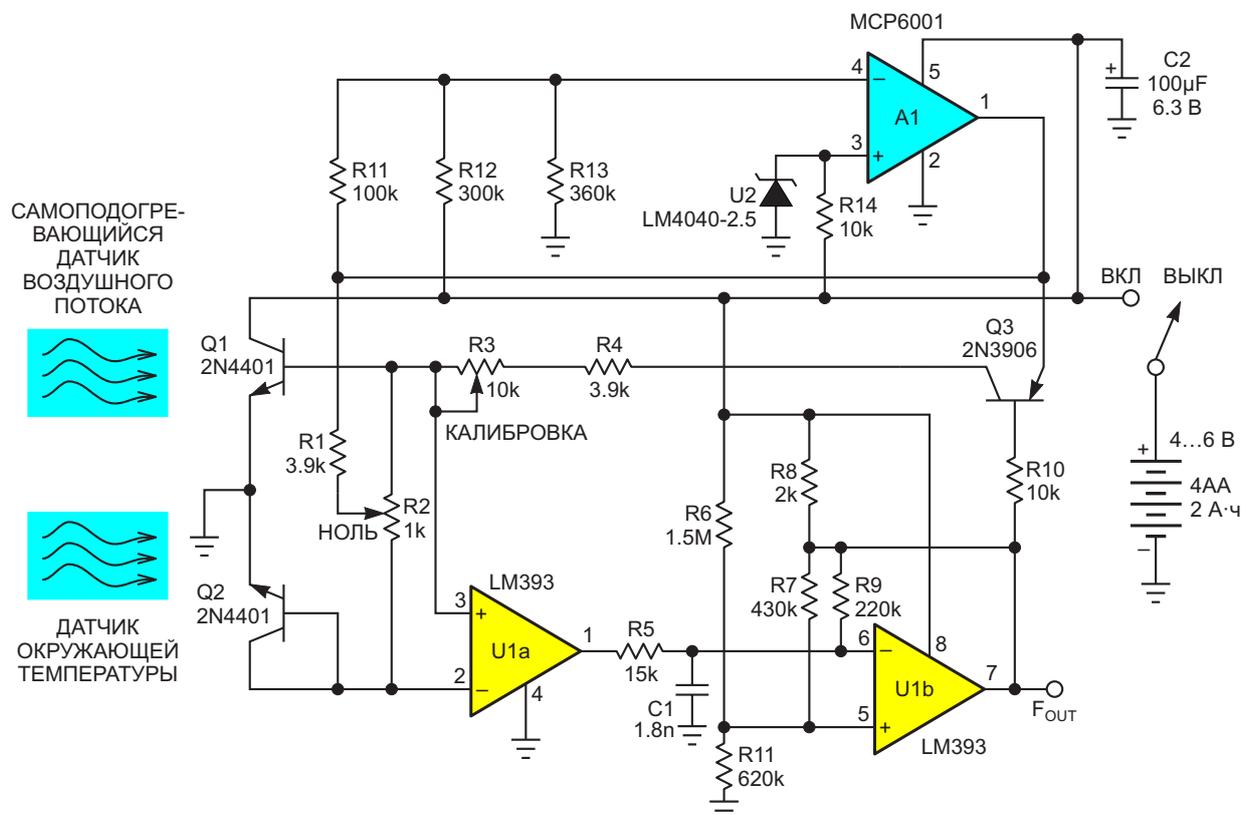


Рисунок 4. Анемометр на Рисунке 1, модифицированный с помощью элементов U2, A1 и R11-14 для компенсации токов смещения транзисторов Q1 и Q2, позволяет (в основном) свести на нет влияние спада напряжения батареи.

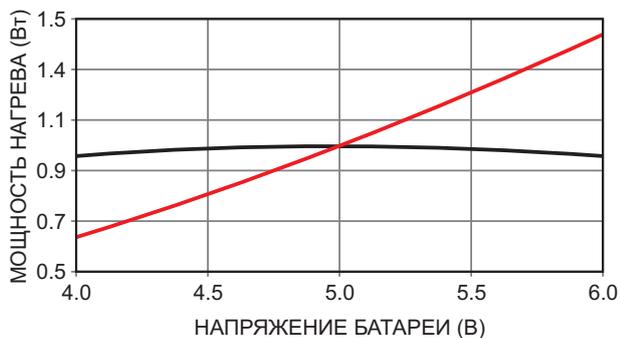


Рисунок 5. Зависимость нагрева от напряжения батареи (в диапазоне 5 ± 1 В) при наличии компенсации (черная кривая) и без нее (красная кривая).

Между тем, казалось бы, очевидное решение – стабилизация напряжения питания – тоже не слишком привлекательно из-за влияния на сложность, КПД и стоимость. К счастью, на Рисунке 4 показано альтернативное простое, дешевое и эффективное решение: компенсация базового смещения.

На Рисунке 5 представлена результирующая кривая мощности при использовании компенсации (черная кривая) в сравнении с тем, что получилось бы без нее (красная кривая): улучшение более чем на порядок!

Не идеально, но, пожалуй, достаточно хорошо. [РЛ](#)

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Нелинейности измерителя скорости воздушного потока и ПНЧ компенсируют друг друга](#)
2. Stephen Woodward. [Линеаризованный портативный анемометр с термостатированной парой Дарлингтона](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM393](#)
2. [Datasheet Microchip LM4040](#)
3. [Datasheet Microchip MCP6001](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor 2N4401](#)

Один вывод микроконтроллера управляет двумя светодиодами с низким током покоя

Antonio Muñoz, Arturo Mediano

EDN

Основой этой статьи послужила схема, в которой для независимого управления двумя светодиодами используются три резистора и вход/выход общего назначения (I/O) микроконтроллера, работающий либо как высокоимпедансный вход, либо как выход [1]. Идея показалась хорошей, прежде всего потому, что решала проблему отсутствия свободных выводов микроконтроллера и была проста в реализации. К сожалению, эту схему нельзя использовать в конструкциях с батарейным питанием, поскольку ее ток утечки составляет порядка 2 мА даже при выключенных

обоих светодиодах. В предлагаемой статье эта схема модифицирована; в ней по-прежнему используется один вывод I/O для управления двумя светодиодами, однако ток потребления стал низким (Рисунок 1). Хотя в схеме используется пара диодов и резистор, цена и количество компонентов невелики.

В основе работы обеих схем лежит нелинейная характеристика диода, при которой с ростом приложенного к нему напряжения ток растет экспоненциально. Для описания работы предположим, что вывод микроконтроллера сконфигурирован входом и имеет высокий

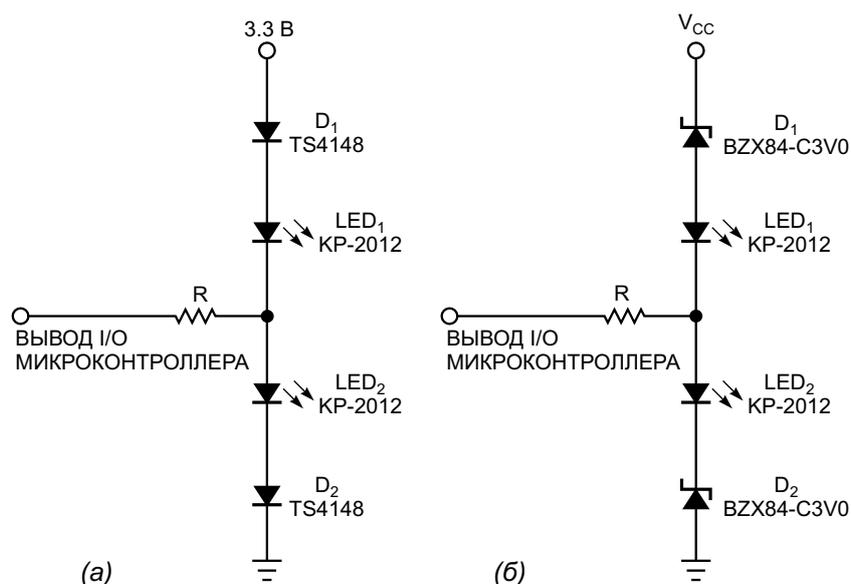


Рисунок 1. В этих простых схемах для включения светодиодов необходимо напряжение примерно 1.5 В (а) или более 5 В (б). Схемы позволяют микроконтроллеру с батарейным питанием управлять двумя светодиодами с помощью лишь одного входа/выхода общего назначения.

импеданс. Предположим, что в первой схеме для включения светодиодов требуется напряжение примерно 1.5 В, а падение напряжения на малосигнальном диоде составляет примерно 0.6 В (Рисунок 1а). Таким образом, для включения обоих светодиодов теоретически необходимо 4.2 В. На практике светодиоды начинают слабо светиться примерно при 4 В при токе 80 мкА и полностью включаются при 4.4 В и токе 1 мА. При напряжении 3.3 В ток утечки составляет всего 2.41 мкА. Номинальное напряжение для этой схемы может быть немного ниже 3.3 В, но в этом случае следует использовать диоды Шоттки.

Вторая схема предназначена для напряжений питания более 5 В (Рисунок 1б). При использовании компонентов, показанных на Рисунке 1б, светодиоды начинают светиться при напряжении 7 В при токе 74 мкА и полностью загораются при напряжении 8.5 В и токе 1 мА, оставаясь полностью выключенными при напряжении 5 В и токе 1.53 мкА. Чтобы включить светодиоды, необходимо сконфигурировать вывод I/O микроконтроллера как выход; «лог. 1» включит нижний светодиод, а «лог. 0» – верхний. Если должны светиться оба светодиода, программа может циклически переключать вывод порта между единицей и нулем с частотой более 50 Гц. Для расчета номинала резистора

используйте следующие формулы для Рисунка 1а:

$$R = \frac{3.3 \text{ В} - V_D - V_{LED}}{I_{LED}}$$

и для Рисунка 1б:

$$R = \frac{V_{CC} - V_Z - V_{LED}}{I_{LED}},$$

где

I_{LED} – требуемый ток зажженного светодиода,
 V_D – напряжение на диоде при протекании через него тока I_{LED} ,

V_Z – напряжение стабилизации стабилитрона,
 V_{LED} – прямое напряжение на светодиоде при протекании через него тока I_{LED} .

Чтобы избежать чрезмерного потребления тока, в качестве I/O следует использовать вывод с аналоговым входом или с триггером Шмитта. [РЛ](#)

Ссылка

1. Spehro Pefhany. [Один вывод микроконтроллера управляет двумя светодиодами](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Nexperia BZX84](#)
2. [Datasheet Kingbright KP-2012](#)

Программируемые триггеры Шмитта с цифровым управлением

Chuck Wojslaw

Electronic Design

Схема на Рисунке 1 представляет собой версию программируемого триггера Шмитта или компаратора с гистерезисом с однополярным питанием. Эту функцию выполняют компаратор и потенциометр с цифровым управлением DPP1 (digitally programmable potentiometer, DPP). Нижний (V_{LL}) и верхний (V_{UL}) пределы гистерезисной характеристики являются функцией относительной установки движка потенциометра и определяются как:

$$V_{LL} = (1 - p) \cdot 2.5 \text{ В}$$

и

$$V_{UL} = 2.5 \text{ В} + (p) \cdot 2.5 \text{ В},$$

где p — безразмерное число от 0 до 1, обозначающее относительное положение движка

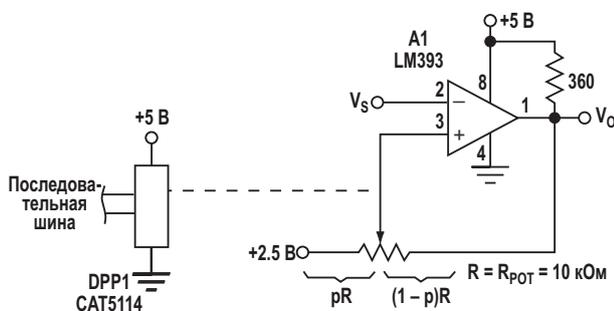


Рисунок 1. Потенциометр с цифровым программированием позволяет настроить верхний и нижний пределы гистерезиса триггера Шмитта, хотя эти пределы не программируются независимо.

потенциометра между одним его концом (0) и другим (1).

Уровень нижнего предела характеристики можно запрограммировать от 0 до 2.5 В, а верхнего — от 2.5 до 5 В. Передаточная характеристика схемы (зависимость V_O от V_S) иллюстрирует петлю гистерезиса, а также нижний и верхний пределы (Рисунок 2). Эти пределы комплементарны, то есть их значения в сумме составляют 5 В. Таким образом, они не могут быть запрограммированы независимо.

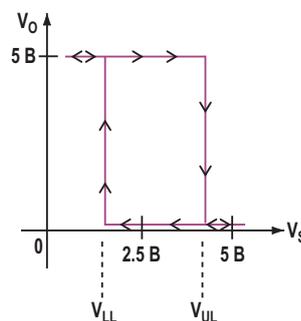


Рисунок 2. Передаточная характеристика схемы на Рисунке 1 иллюстрирует петлю гистерезиса, а также нижний и верхний пределы.

Добавив перенаправляющие диоды D1 и D2, а также второй потенциометр, программировать нижний и верхний пределы харак-

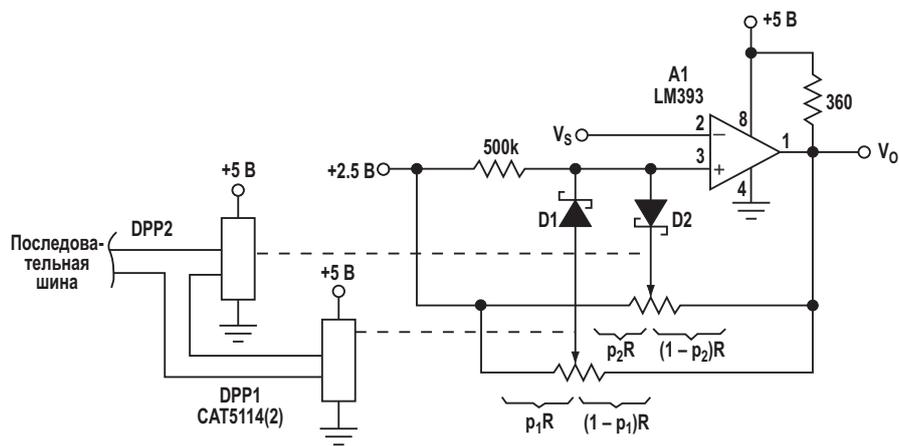


Рисунок 3. Добавление перенаправляющих диодов $D1$ и $D2$ и второго потенциометра позволяет программировать нижний и верхний пределы независимо.

теристики можно будет независимо (Рисунок 3). Для этой схемы:

$$V_{LL} = (1 - p_2) \cdot 2.5 \text{ В}$$

и

$$V_{UL} = 2.5 \text{ В} + (p_1) \cdot 2.5 \text{ В}.$$

32-позиционные цифровые потенциометры CAT5114 позволяют программировать

нижний предел в диапазоне от 0 до 2.5 В с шагом 81 мВ. Верхний предел может быть независимо запрограммирован в диапазоне от 2.5 до 5 В с тем же разрешением. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor CAT5114](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM393](#)

Генераторы ступенчатого напряжения

Михаил Шустов, г. Томск

Представлено несколько схем генераторов ступенчатого напряжения, выполненных с использованием различных схемотехнических решений.

Генераторы ступенчатых напряжений используют в измерительной технике для анализа характеристик и поведения электронных приборов при дозированном ступенчатом повышении входного напряжения. Также такие генераторы могут быть использованы в качестве аналого-цифровых преобразователей и в ряде иных устройств.

Простейшая схема генератора ступенчатого напряжения может быть создана с использованием двух операционных усилителей микросхемы LM324, Рисунок 1. Формально, без использования выходной цепочки L1, C2, устройство представляет собой тривиальный генератор прямоугольных биполярных импульсов, однако наличие LC-цепочки, подключенной к выходу устройства, превращает его в генератор биполярных импульсов ступенчатого напряжения.

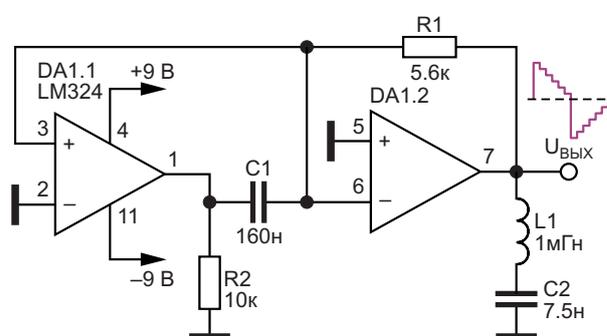


Рисунок 1. Генератор импульсов ступенчатого напряжения на двух операционных усилителях.

На Рисунке 2 показана схема генератора ступенчатого напряжения более сложного построения. В основе работы генератора использован принцип получения ступенчатого напряжения, изложенный в работе [1].

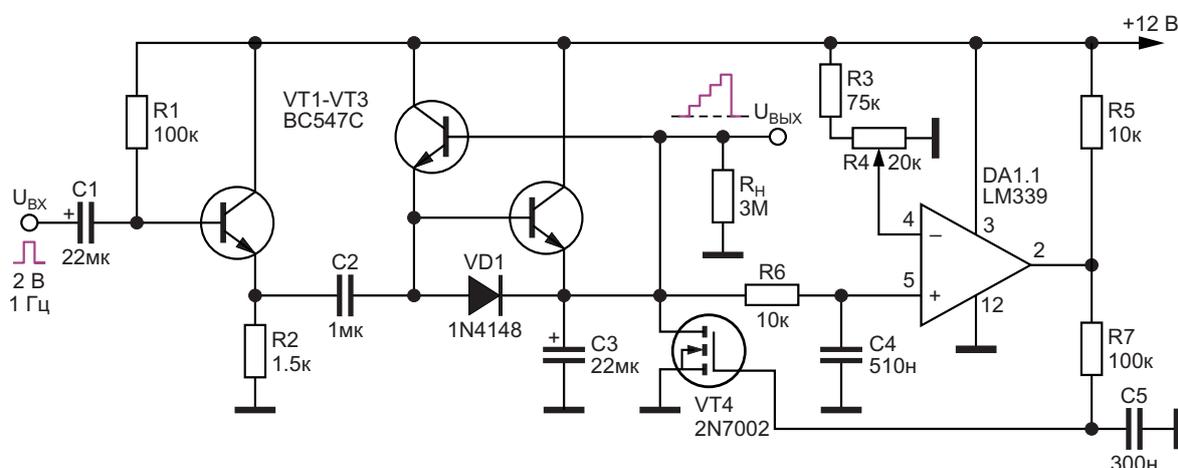


Рисунок 2. Генератор импульсов ступенчатого напряжения с регулируемым количеством выходных ступенек.

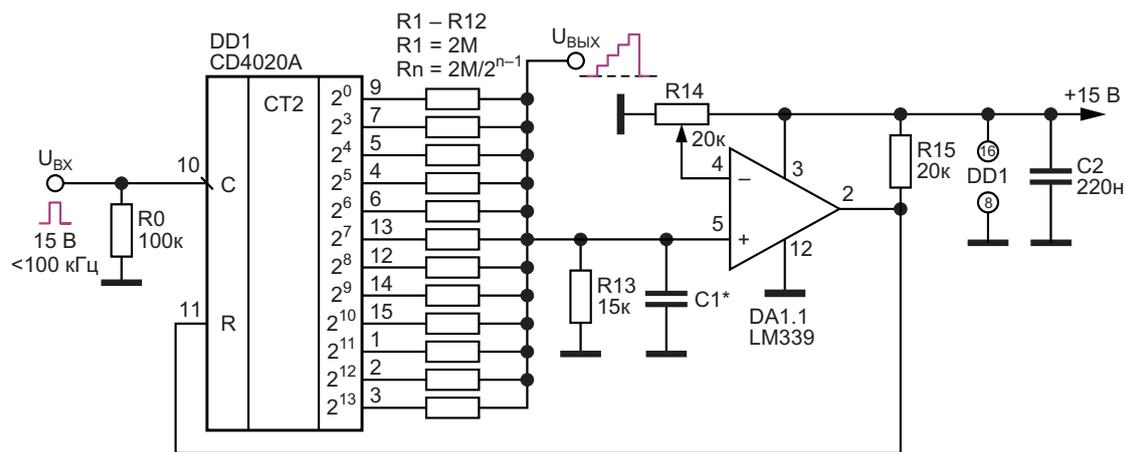


Рисунок 3. Генератор импульсов ступенчатого напряжения с регулируемым количеством выходных ступенек до 16384.

В отличие от первоисточника, схема дополнена устройством сброса заряда накопительного конденсатора, а также регулятором количества ступенек выходного сигнала.

На вход устройства подаются импульсы прямоугольной формы напряжением 2 В и частотой 1 Гц. Первый каскад представляет собой эмиттерный повторитель на транзисторе VT1 BC547C. На транзисторах VT2 и VT3 BC547C выполнен генератор нарастающих во времени ступенек [1]. На компараторе DA1.1 микросхемы LM339 и транзисторе VT4 2N7002 выполнена схема сброса накопленного на конденсаторе C3 заряда для циклического повторения сигналов во времени. Для этого сигнал с конденсатора C3 через цепочку R6, C4 подаётся на один из входов компаратора DA1.1, а на второй его вход подаётся напряжение сравнения, снимаемое с потенциометра R4.

При достижении напряжением на обкладках конденсатора C4 уровня напряжения, снимаемого с движка потенциометра R4, происходит кратковременное переключение компаратора. На его выходе формируется уровень высокого напряжения, который через цепочку R7, C5 поступает на затвор транзистора VT4 2N7002. Транзистор открывается и мгновенно разряжает конденсатор C3, обеспечивая тем самым начало нового цикла ступенчатой зарядки конденсатора C3. Ток через транзистор VT4 при разряде конденсатора C3 не превышает предельно допустимых значений для повреждения транзистора. Регулировка потенциометра R4 позволяет получить на выходе устройства

заданное количество ступенек (от 1 до 7) в выходном сигнале.

Более совершенными в плане формирования значительно большего количества ступенек в выходном сигнале являются схемы генераторов ступенек, представленные на Рисунках 3 и 4. На Рисунке 3 показан генератор ступенчатого напряжения, выполненный на микросхеме DD1 CD4020A. Отечественный аналог этой микросхемы – К561ИЕ16. Микросхема содержит 14-разрядный асинхронный счётчик пульсаций и позволяет получить на выходах 16384 двоичных отсчётов. Разумеется, такое количество ступенек является во многих случаях избыточным, поэтому путём последовательного отключения выходов этой микросхемы можно ограничить число ступенек кратно двум, т. е. в 2, 4, 8, 16 и т. д. раз.

Как и в предыдущем случае для завершения цикла построения заданного количества ступенек используется компаратор DA1.1 микросхемы LM339, работающий по принципу, описанному выше. Регулировкой потенциометра R14 можно задавать количество ступенек выходного сигнала. Выходной сигнал с компаратора сбрасывает микросхему счётчика в исходное состояние и позволяет тем самым начать новый цикл роста числа ступенек. Разумеется, при помощи всего одного, даже десятиоборотного, потенциометра невозможно точно установить требуемое количество ступенек сигнала. В этой связи для более точной регулировки количества ступенек можно использовать схему растяжки напряжения сравнения [2].

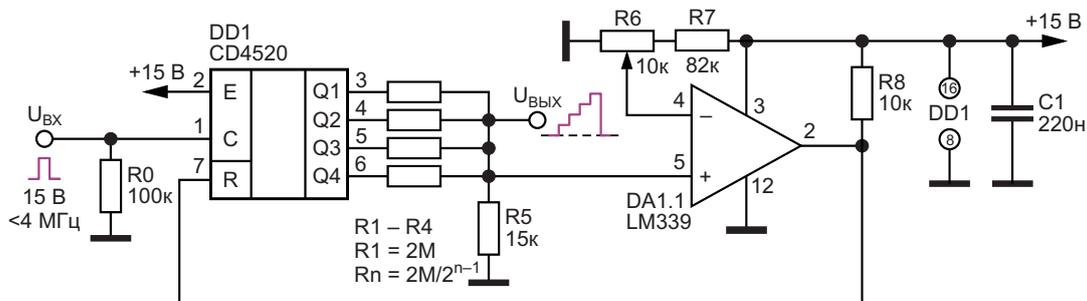


Рисунок 4. Генератор импульсов ступенчатого напряжения с регулируемым количеством выходных ступенек от 1 до 16.

Значения сопротивлений выходной резистивной матрицы $R1$ – $R12$ вычисляются по формуле $R_n = R1/2^{n-1}$, где n – количество задействованных разрядов счетчика импульсов. Так, например, при $R1 = 2\text{ МОм}$ ($n = 1$), $R2 = 1\text{ МОм}$ ($n = 2$), $R3 = 500\text{ кОм}$ ($n = 3$), $R4 = 250\text{ кОм}$ ($n = 4$) и т. д.

Вместо микросхемы DD1 CD4020 с уменьшением максимального количества выходных ступенек до 4096 можно использовать микросхему аналогичного назначения CD4040 с количеством выходных разрядов 12. Сама схема при этом остаётся без изменения. Конденсатор $C1$ необходим для сглаживания переходных процессов при переключении выходных сигналов микросхемы счётчика. Емкость конденсатора $C1$ подбирается экспериментально таким образом, чтобы ступеньки не имели завала и, в то же время, не наблюдались проскоки иглообразных импульсов выходного напряжения.

На Рисунке 4 показана схема более простого формирователя ступенчатого напряжения с максимальным числом ступенек 16. В устройстве использован счётчик импульсов на микросхеме DD1 CD4520; количество ступенек можно задавать регулировкой потенциометра $R6$ от 1 до 16. [РЛ](#)

Литература

1. Staircase Generator. 101 Electronics Projects. 1978. P. 39.
2. Shustov M.A. [Frequency divider from 1 to 4096 in increments of 1](#). EDN. October 19, 2023.

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip 2N7002](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM324](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)
4. [Datasheet Texas Instruments CD4020B](#)
5. [Datasheet Texas Instruments CD4040B](#)
6. [Datasheet Texas Instruments CD4520B](#)

Простая схема преобразует 5 В в -10 В

Ken Yang

EDN

Типичный зарядовый насос на коммутируемых конденсаторах не требует дросселей, прост в проектировании и может удваивать положительное напряжение или преобразовывать положительное напряжение в эквивалентное отрицательное. Однако в некоторых приложениях доступен только положительный источник питания, а система питания должна вырабатывать отрицательное напряжение большей величины, чем напряжение положительной шины. Схема на Рисунке 1 одновременно инвертирует входное напряжение и удваивает полученное отрицательное выходное напряжение.

Обычно инвертор напряжения MAX889T (IC₁) преобразует положительное входное напряжение в отрицательное выходное напряжение, абсолютная величина которого меньше входного напряжения. Но в этой схеме диоды Шоттки D₁ и D₂ и конденсаторы C₄ и C₅ помогают получить более высокое выходное напряжение. Номинальное выходное напряжение схемы равно

$$V_{OUT} = -(2 \times V_{IN} - 2V_D - I_{OUT} \times R_O),$$

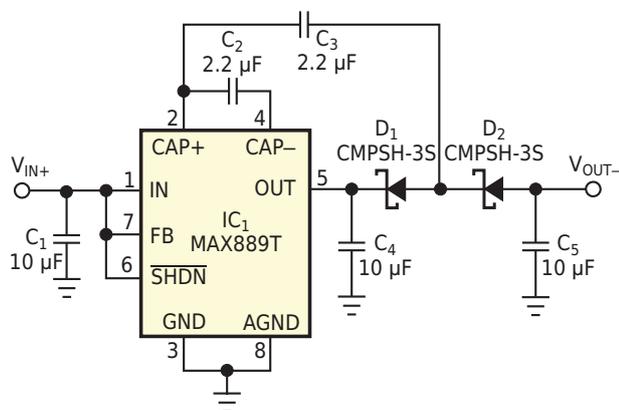


Рисунок 1. Этот инвертор на коммутируемых конденсаторах вырабатывает -10 В из 5 В.

где

V_{IN} – входное напряжение,

V_D – прямое падение напряжения диода,

I_{OUT} – выходной ток,

R_O – выходное напряжение микросхемы IC₁ на холостом ходу.

При токе нагрузки 300 мкА выходное напряжение схемы составляет -10 В. Паразитные индуктивности конденсаторов и дорожек печатной платы вызывают выбросы напряжения, которые заряжают выходные конденсаторы, обеспечивая без нагрузки напряжение более -11 В (Рисунок 2). **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices MAX889](#)
2. [Datasheet MCC CMPSH-3S](#)

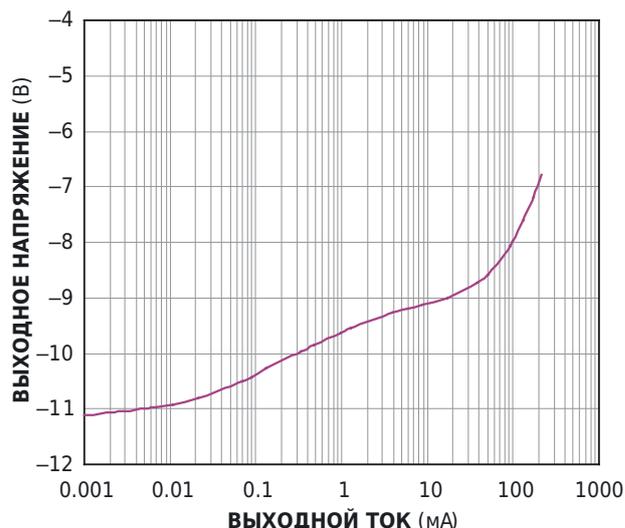


Рисунок 2. При легких нагрузках схема на Рисунке 1 выдает напряжение более -10 В; при больших токах величина отрицательного выходного напряжения превышает положительное входное напряжение 5 В.

Нелинейная подтяжка для многоскоростных шин I²C

Christopher Paul

EDN

I²C – это популярная двунаправленная последовательная шина связи с линиями тактирования и данных. Драйверы обеих линий состоят из привязанного к земле n-канального MOSFET с открытым стоком и подтягивающего резистора, подключенного к источнику питания напряжением от 1.8 до 5 В. Сопротивление подтягивающего резистора должно быть достаточно низким, чтобы удовлетворять определенным временным требованиям при наличии значительной емкости шины, но достаточно большим, чтобы удивительно слабый ток активного драйвера (на котором должно падать менее 0.4 В при токе 3 мА в стандартном режиме и менее 0.6 В при токе 6 мА в высокоскорос-

тном режиме) не был превышен и были соблюдены требования к низким логическим уровням. Выполнить оба требования может быть непросто.

На рисунке 44 в разделе 7.24 «Спецификации шины I²C и руководства пользователя» [1] представлен метод улучшения (Рисунок 1).

Аналоговый переключатель активируется только при повышенных напряжениях шины, подключая дополнительный резистор параллельно стандартному резистору подтяжки. Это сокращает время нарастания без увеличения достижимого низкого логического уровня драйвера. Но когда драйвер активирован, степень улучшения ограничивается наличием дополнительного резистора при повышенных напряжениях – дополнительная подтяжка слишком мала, и допустимый ток драйвера будет превышен, а требуемый низкий логический уровень не будет достигнут. Лучшим подходом было бы подключение дополнительного резистора только при нарастании сигнала, то есть когда драйвер выключен. Тогда драйверу не придется бороться с дополнительной подтяжкой, которую, соответственно, можно сделать очень маленькой. Этот подход использован в следующей схеме.

На Рисунке 2 пороги компараторов U1 и U2 установлены такими, чтобы компараторы переключались при низких и высоких логических уровнях типичной шины I²C с напряжением 1.8 В.

Когда драйвер выключается и выдает сигнал «новый» с низкого логического уровня, этот сигнал нарастает, пересекая нижний

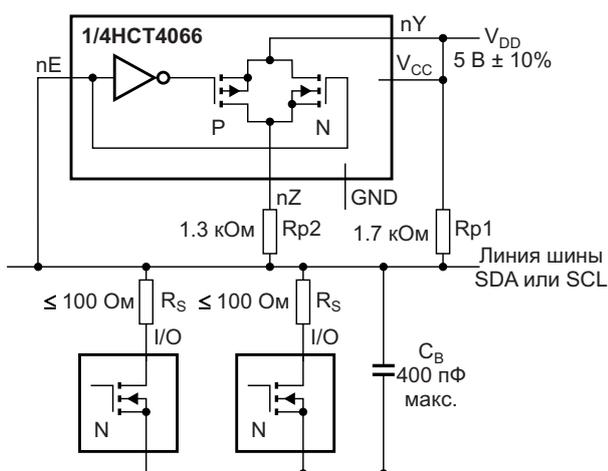


Рисунок 1. Схема с коммутируемой подтяжкой, в которой аналоговый переключатель активируется только при высоком напряжении шины, подключая дополнительный резистор параллельно стандартной подтяжке.

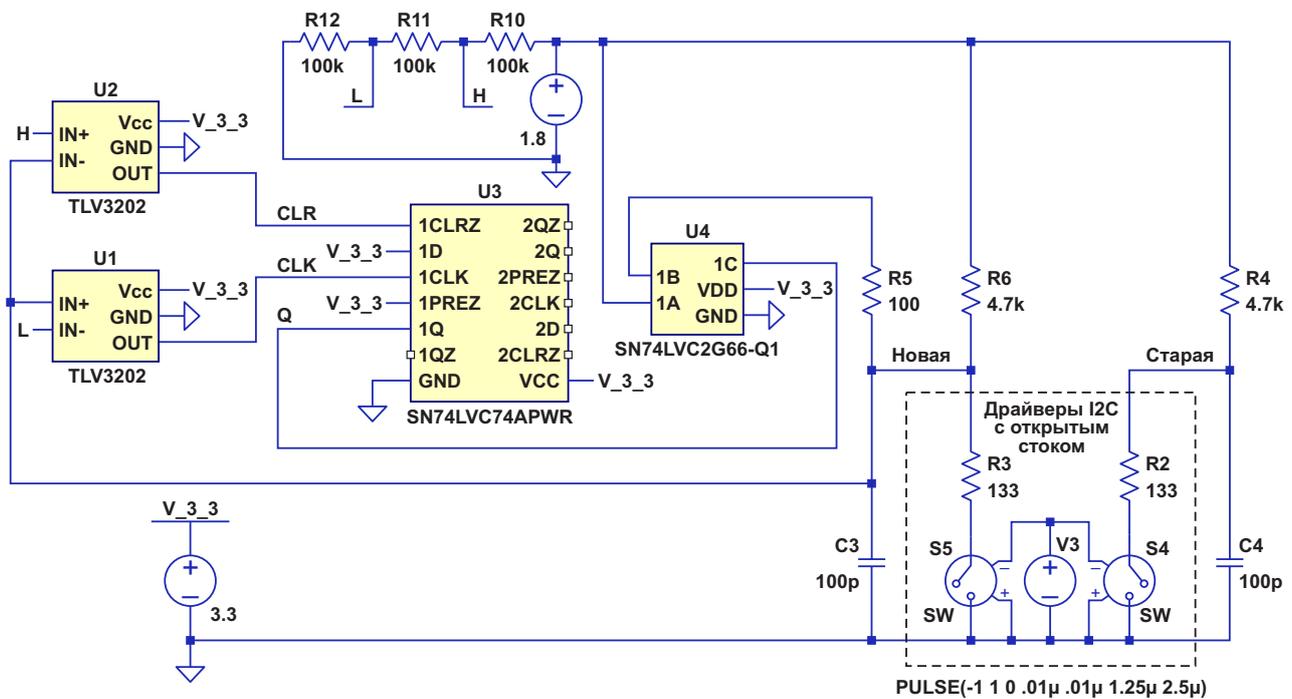


Рисунок 2. Схема смоделированных драйверов I²C, подтягивающих резисторов и емкостей шин без подключения («старая») и с подключением («новая») к автономной нелинейной цепи подтяжки.

порог. Положительный перепад выходного напряжения компаратора U1 с приемлемой задержкой распространения переключает выход 1Q D-триггера U3 в высокий логический уровень. Это активирует аналоговый ком-

мутатор U4, который подключает R5 параллельно стандартному резистору подтяжки R6 и значительно сокращает время нарастания. Когда сигнал достигает высокого логического уровня, уровень выхода компаратора U2 становится низким, выключая коммутатор U4 и отключая резистор R5. (В данном случае задержка распространения приветствуется. Задержка в U2 дает сигналу время достичь уровня 1.8 В благодаря более продолжительной подтяжке). Теперь схема готова к следующей активации драйвера, которая произойдет без необходимости борьбы с R5. До момента активации схема потребляет незначительный ток. На Рисунке 3 показано уменьшенное время нарастания «новой» схемы по сравнению со «старой» при одинаковой емкости шины и одинаковой стандартной подтяжке. 100 пФ – это всего лишь 25% от максимального значения, допустимого для работы I²C.

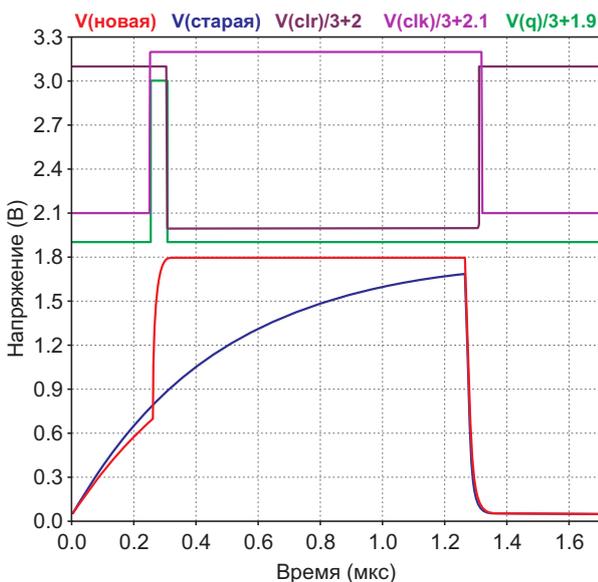


Рисунок 3. Сравнение характеристик стандартных («старых») и улучшенных («новых») сигналов шины I²C. Сигналы CLR, CLK и Q, изменяющиеся от земли до +3.3 В, для наглядности показаны масштабированными.

Хотя 1.8 В является популярным напряжением шины (особенно для микросхем интеллектуальных батарей), мне не удалось найти достаточно быстрых компараторов с достаточно низким потреблением тока, которые могли бы питаться от этого напряжения.

К счастью, в системах с шинами 1.8 В обычно доступно и напряжение 3.3 В, а аналоговый переключатель прекрасно подходит для преодоления различия между двумя напряжениями питания. Если шина работает при напряжении 3.3 В, аналоговый переключатель можно заменить р-п-р транзистором, эмиттер которого подключен к питанию шины, а база управляется через резистор 3.3 кОм. В маловероятном случае 5-вольтовой шины 5 В можно подключить к эмиттеру р-п-р транзис-

тора, но для замены U3 придется найти D-триггер с питанием 5 В. **РЛ**

Ссылка

1. [UM10204 I²C-bus specification and user manual](#).

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74LVC2G66](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74LVC74APWR](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TLV3202](#)

Сильноточный низковольтный параллельный стабилизатор

Robert N. Buono

Electronic Design

В этой статье описывается сильноточный (до 8 А) низковольтный параллельный стабилизатор, построенный на основе микросхемы низковольтного регулируемого прецизионного параллельного регулятора TLV431. Особое внимание было уделено реализации этого стабилизатора в виде «двухполюсного» схемного блока, что значительно повысило универсальность конструкции. Схемный блок может быть встроен в любое приложение, где будет использоваться мощный стабилитрон. Однако эта схема обладает гораздо большей точностью и более широким диапазоном рабочих токов, чем такой стабилитрон.

Описаны два варианта схемы для разных требуемых диапазонов напряжений. Для стабилизации напряжений в диапазоне от 1.75 В до 6 В можно использовать схему, показанную на Рисунке 1, для напряжений от 1.24 В до 1.75 В необходимо использовать схему на Рисунке 2.

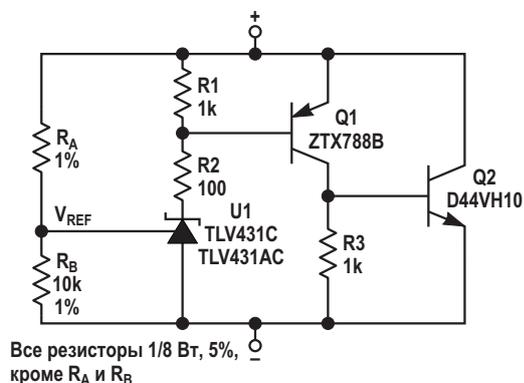


Рисунок 1. Этот сильноточный параллельный стабилизатор предназначен для приложений, требующих напряжения в диапазоне от 1.75 В до 6 В.

В обеих схемах используются лучшие характеристики параллельного стабилизатора TLV431 – очень низкие уровни рабочего тока смещения (максимум 80 мкА) и точное опорное напряжение (1.24 В). Эти две особенности позволяют схемам точно стабилизировать напряжение в широком диапазоне токов. Схема, показанная на Рисунке 1, обеспечивает точную стабилизацию при токах всего от 200 мкА до 8 А. Это соответствует динамическому диапазону 91.8 дБ. Схема, изображенная на Рисунке 2, обеспечивает стабилизацию при токах от 1 мА (при напряжении 1.24 В) до 8 А (динамический диапазон 78 дБ).

Схемы можно использовать везде, где требуется функция мощного стабилитрона. Некоторые типичные области применения:

1. Сильноточный (до 8 А) прецизионный параллельный стабилизатор («мощный стабилитрон»).
2. Источник точного напряжения +3.3 В/8 А, получаемого из стабилизированного напряжения +5 В.
3. Точный сильноточный ограничитель напряжения для защиты источников питания от перенапряжения.

Причиной двух разных схемных реализаций (Рисунки 1 и 2) является требование к напряжению катода микросхемы TLV431. При протекании тока через микросхему напряжение на выводе катода может достигать 6 В, но не должно опускаться ниже опорного вывода (1.24 В) более чем на 200 мВ. Для диапазона входных напряжений от 1.75 В до 6 В, реализованных в схеме на Рисунке 1, напряжение на катоде может опускаться только до уровня $V_{SH} - V_{BE}$ (здесь V_{SH} – напряже-

ние на схеме стабилизатора, V_{BE} – напряжение база-эмиттер транзистора). Так для $V_{SH} = 1.75$ В и $V_{SH} = 0.6$ В напряжение катода V_{CAT} будет равно 1.15 В, что находится в пределах его рабочих напряжений.

Схема на Рисунке 1 работает следующим образом. При напряжениях ниже напряжения стабилизации схема будет потреблять только ток смещения микросхемы TLV431. Напряжение, падающее на резисторе R1 из-за этого тока смещения, будет недостаточным для включения Q1. Таким образом, транзисторы Q1 и Q2 будут выключены. Как только напряжение стабилизатора увеличится до уровня, где V_{REF} достигнет 1.24 В (определяется резистивным делителем, состоящим из R_A и R_B), TLV431 начнет пропускать ток через свой катодный вывод. Этот ток включит транзистор Q1, который, в свою очередь, включит Q2. В результате коллекторные токи обоих этих транзисторов управляются микросхемой U1. Общий ток I_{SH} стабилизатора равен

$$(I_{SH}) = I_{CAT} + I_{CQ1} + I_{CQ2},$$

где

I_{CAT} – катодный ток TLV431,

I_{CQ1} – ток коллектора транзистора Q1,

I_{CQ2} – ток коллектора транзистора Q2.

Также

$$I_{SH} = I_{CAT} (\beta_{Q1})(\beta_{Q2}),$$

где

β_{Q1} – коэффициент передачи тока транзистора Q1,

β_{Q2} – коэффициент передачи тока транзистора Q2,

Большое значение β транзистора Q1 (не менее 400) делает использование транзистора Дарлингтона ненужным. Это также позволяет работать с более низким напряжением, поскольку исключается дополнительное падение напряжения база-эмиттер, характерное для пары Дарлингтона.

При напряжении стабилизатора менее 1.75 В следует использовать схему, показанную на Рисунке 2. Эта схема позволяет точно регулировать напряжения стабилизатора вплоть до опорного напряжения 1.24 В при токе от 1 мА до 8 А. Основное различие между двумя схемами заключается в том, что токовое зеркало, состоящее из транзисторов Q1 и Q2, позволяет полностью управлять транзисторами Q3 и

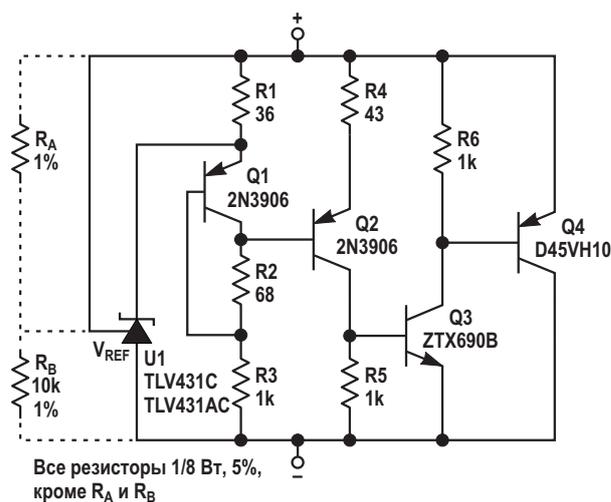


Рисунок 2. Когда напряжение находится в диапазоне от 1.24 В до 1.75 В, эта схема становится обязательной.

Q4 при диапазоне изменения катодного напряжения всего 150 мВ. Таким образом, при регулировании напряжения 1.24 В напряжение на катоде TLV431 опускается всего на 150 мВ ниже опорного напряжения.

Схема работает следующим образом. При напряжении стабилизатора ниже заданного значения ток смещения будет течь через элементы Q1, R1, R2 и R3. Протекая через резистор R2, этот ток создает на нем падение напряжения, которое удерживает транзистор Q2 в выключенном состоянии. Это, в свою очередь, выключает транзисторы Q3 и Q4. Когда напряжение на стабилизаторе станет достаточно высоким, и V_{REF} достигнет 1.24 В (определяется резистивным делителем R_A и R_B), микросхема U1 начнет потреблять катодный ток.

Этот катодный ток создает падение напряжения на резисторе R1, снижая напряжение на эмиттере транзистора Q1. Напряжения на базе и коллекторе Q1 будут отслеживать напряжение эмиттера. Когда напряжение на коллекторе Q1 станет достаточно низким, оно начнет открывать транзистор Q2. Тогда транзисторы Q3 и Q4 будут управляться так же, как управлялись транзисторы Q1 и Q2 на Рисунке 1. (Обратите внимание: транзисторы Q3 и Q4 на Рисунке 2 являются комплементарными к Q1 и Q2 на Рисунке 1). Для поддержания протекания через стабилизатор тока 8 А достаточно падения напряжения 150 мВ на резисторе R1. Транзисторы Q2 на Рисунке 1 и Q4 на Рисунке 2 должны иметь теплоот-

вод, соответствующий уровню рассеиваемой ими мощности, который определяется формулой $P_D = I_{SH} \times V_{SH}$. 

Ссылка

1. "Single IC in TO-220 Case Converts 5-V Rail to 3.3 V," electronic design, December 17, 1992, p. 37.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TLV431](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor D44VH10](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor D45VH10](#)
4. [Datasheet Diodes ZTX690B](#)
5. [Datasheet Diodes ZTX788B](#)

Диммер-двухполюсник на основе микросхемы 222

Михаил Шустов, г. Томск

Представлена схема двухполюсного устройства, позволяющего плавно регулировать мощность, выделяемую в сетевой нагрузке. В устройстве использована описанная в предыдущих публикациях микросхема 222, предназначенная для генерации прямоугольных импульсов с независимым широтно-импульсным управлением. Величину мощности, выделяемой в нагрузке, можно плавно регулировать от 1 до 99%. Питание микросхемы 222 производится от генератора стабильного тока и простейшего стабилизатора напряжения в паузах включения/отключения нагрузки.

Для регулирования мощности, выделяемой в нагрузке при её сетевом питании, ранее было предложено использовать микросхему LMC555, которая отличается малой мощностью потребления и питается током, протекающим через нагрузку в паузах между включением и отключением нагрузки от источника сетевого питания [1].

На Рисунке 1 представлена схема подобного назначения, выполненная с использованием описанной в предшествующих публикациях микросхемы 222 [2, 3], а также отличающаяся использованием иной элементной базы. Питание устройство получает от сети переменного тока 230 В 50 Гц. На выходе

выпрямителя VD2–VD5 DF1510S формируется выпрямленный сигнал, который через резистор R6 подаётся на параметрический стабилизатор напряжения на стабилитроне VD1 с напряжением стабилизации 15 В. Это напряжение используется для питания микросхемы 222.

Микросхема 222^{*)} представляет собой аналог микросхемы 555, но имеет всего шесть выводов и позволяет получить широтно-импульсный модулированный сигнал на выходе, причем ширина импульсов и частота их следования регулируются независимо друг от друга [2, 3]. Частоту генерации (1 кГц) определяют резистор R1 и конденсатор C1.

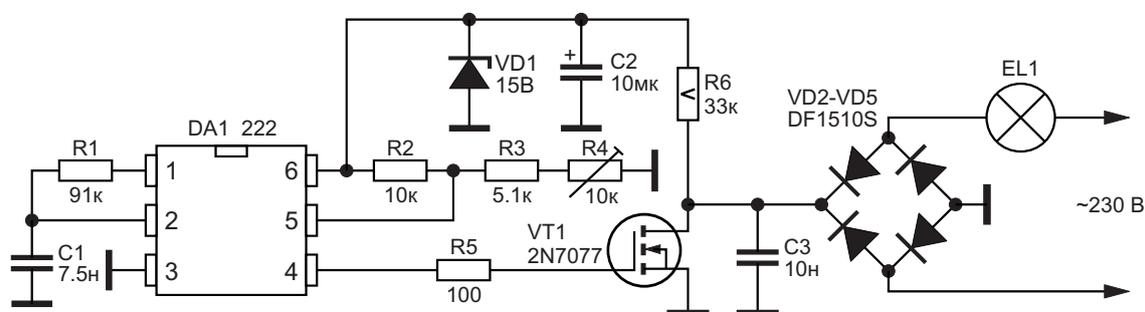


Рисунок 1. Диммер-двухполюсник на основе микросхемы 222.

^{*)} Микросхема 222 – это предложенная М.А. Шустовым более простая альтернатива таймеру 555, оптимизированная для генерации сигналов ШИМ [2]. Производство микросхемы не начиналось. (Ред.)

Выходной сигнал прямоугольной формы с выхода генератора (вывод 4) через резистор R5 подаётся на затвор транзистора полевого транзистора VT1 2N7077. Ширину выходного сигнала или коэффициент заполнения импульса можно плавно регулировать потенциометром R4 в пределах от 1 до 99%. Таким образом, при подаче на затвор транзистора VT1 управляющего сигнала происходит дозированное включение и отключение нагрузки, в данном случае лампы накаливания EL1 и, соответственно, регулирование выделяемой в нагрузку мощности. В качестве нагрузки устройства также может быть использован нагревательный элемент, либо цепочка светодиодов, что позволяет плавно регулировать яркость их свечения.

Максимальный ток нагрузки устройства определяется свойствами транзистора VT1 2N7077 и составляет 15 А.

Литература



1. Shustov M.A., Shustov A.M. 2-Terminal Dimmer controls LEDs, lamps and heaters. Elektor. 2017. Vol. 43. № 4 (July-August) (484). P. 14–17.
2. Шустов М.А. [Микросхема 222 – альтернатива 555. ШИМ-генератор с независимой регулировкой частоты](#)
3. Шустов М.А. Цифровая схемотехника от азов до создания практических устройств. СПб.: Наука и Техника, 2024. 560 с.

Материалы по теме

1. [Datasheet ISC 2N7077](#)
2. [Datasheet Diodes DF1510S](#)

Получите шины ± 10 В, удвоив и инвертировав напряжение 5 В с помощью двух стандартных микросхем

Stephen Woodward

EDN

Объединение в одной конструкции аналоговых схем и цифровой логики часто требует добавление одной или двух дополнительных шин питания. Превосходный коэффициент подавления помех от источника питания прецизионных операционных усилителей (обычно много больше 100 дБ) делает их неприхотливыми к колебаниям напряжения шины питания. Это упрощает схему источника питания и облегчает задачу проектирования, делая его несложным и недорогим.

Вот вариация на тему популярного преобразователя напряжения на основе зарядового насоса с плавающим конденсатором, в которой используются преимущества невосприимчивости операционного усилителя к далеко не идеальной стабилизации напряжения. Преобразователь сначала удваивает, а затем инвертирует напряжение 5 В для формирования номинально симметричных положительных и отрицательных 10-вольтовых шин, каждая из которых может легко отдавать ток в несколько миллиампер. Весь преобразователь состоит из двух недорогих 20-вольтовых КМОП микросхем строенных двухпозиционных переключателей CD4053В на основе транзисторов с металлическими затворами, а также всего восьми пассивных компонентов. Схема показана на Рисунке 1.

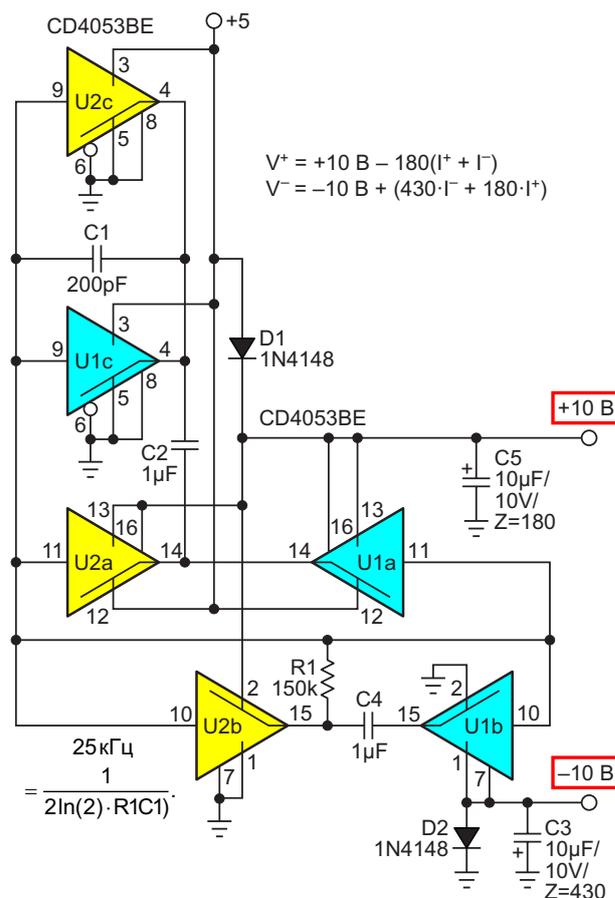


Рисунок 1. Мультивибратор (U2b) с частотой 25 кГц тактирует переключатели плавающего конденсатора, которые сначала удваивают напряжение 5 В до +10 В (параллельные U1a, U1c и U2a, U2c), а затем инвертируют его до -10 В (U1b и U2b).

Включенные параллельно переключатели U1с и U2с, работающие на частоте $F_{PUMP} = 25$ кГц, попеременно соединяют верхний конец «плавающего» конденсатора C2 с землей и шиной +5 В, тогда как U1а и U2а синхронно переключают его нижний конец между +5 В и +10 В, образуя емкостный зарядовый насос, удваивающий напряжение. Подключение шины 10 В, получившейся на выводах 13 элементов U1 и U2, к выводам 16 элементов U1 и U2 реализует первую упомянутую выше «вольтодобавку», при которой переключатели подают 10 В сами на себя. Диод D1 запускает работу преобразователя при включении питания, первоначально обеспечивая его напряжением около +5 В, пока не заработает зарядовый насос, после чего D1 смещается в обратном направлении и отключается.

Попарное объединение переключателей зарядового насоса U1а, U2а и U1с, U2с позволяет вдвое снизить эффективное выходное сопротивление выхода +10 В до значения порядка 180 Ом. Это важно, поскольку выход +10 В питает не только внешнюю нагрузку, но и внутренний инвертор напряжения U1b, U2b (подробнее об этом позже). Кроме того, эти КМОП переключатели с металлическими затворами с относительно высоким сопротивлением во включенном состоянии нуждаются в любой помощи, которую они могут получить. В результате получается довольно жесткое выходное напряжение +10 В, которое падает с увеличением тока нагрузки со скоростью 180 мВ/мА в соответствии с этим выражением:

$$V^+ = 10 \text{ В} - 180(I^+ + \Gamma),$$

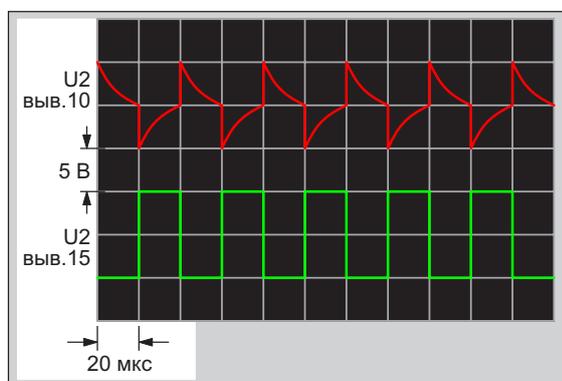


Рисунок 2. Осциллограммы 25-килогерцовых сигналов мультивибратора размахом 10 В.

где

I^+ – выходной ток нагрузки шины +10 В,

Γ – выходной ток нагрузки шины –10 В.

Тактовая частота зарядового насоса 25 кГц обеспечивается «объединенным» генератором, состоящим из переключателя U2b, управляемого положительной обратной связью. От элемента U2с через конденсатор C1 и отрицательную обратную связь через резистор R1, генерируя:

$$F_{PUMP} = \frac{1}{2\ln(2) \cdot R1C1}.$$

Рабочая частота насоса будет несколько меняться в зависимости от разброса номиналов компонентов и нагрузки на выходы 10 В, но поскольку тактовая частота не является критичной, любое влияние на характеристики насоса будет незначительным.

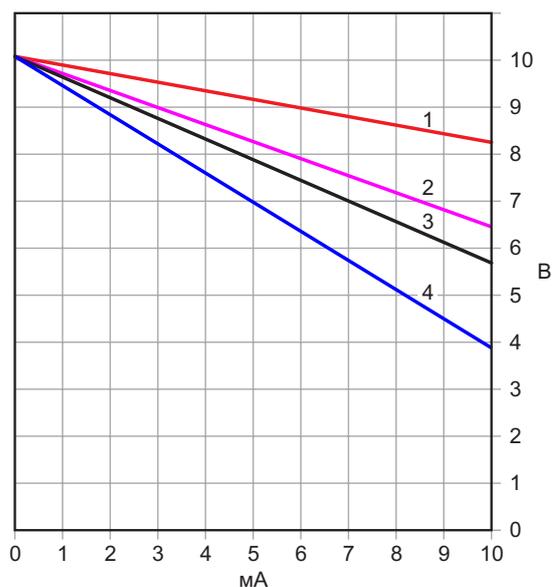


Рисунок 3. Выходные напряжения при четырех сценариях нагрузки:

(1) Выход +10 В при изменении его тока нагрузки от 0 до 10 мА и ненагруженном выходе –10 В;

(2) Выход +10 В при одинаково изменяющихся токах нагрузки выходов +10 В и –10 В от 0 до 10 мА;

(3) Выход –10 В при изменении его тока нагрузки от 0 до 10 мА и ненагруженном выходе +10 В;

(4) Выход –10 В при одинаково изменяющихся токах нагрузки выходов +10 В и –10 В от 0 до 10 мА;

Полученные осциллограммы сигналов генератора показаны на Рисунке 2.

Инвертирование напряжения +10 В для получения –10 В осуществляется с помощью элементов U1b и U2b, переключающих конденсатор С4 между +10 В и землей с левой стороны и землей и –10 В справа. Подключение к выводу 7 обеспечивает вторую «вольтодобавку». Диод D2 делает напряжение вывода 7 достаточно близким к земле, чтобы переключатели начали работать при включении питания, пока не заработает зарядовый насос.

В результате получается напряжение отрицательной шины, которое реагирует на

нагрузку в соответствии со следующим выражением:

$$V^- = -10 \text{ В} + (430 \cdot \Gamma + 180 \cdot I^+),$$

где

I^+ – выходной ток нагрузки шины +10 В,

Γ – выходной ток нагрузки шины –10 В.

Зависимость двух выходных напряжений от нагрузки графически представлена на Рисунке 3. 

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4053BE](#)

Две батарейки АА плюс USB – и все ОК

Nick Cornford

EDN

Хотя в настоящее время внутренний перезаряжаемый литиевый аккумулятор обычно является лучшим решением для портативного комплекта, все же бывают случаи, когда использование сменных элементов с возможностью внешнего питания, возможно, от источника USB, является более подходящим. В этой статье показаны способы оптимизации.

Обычный способ объединения источников питания – это их параллельное включение с последовательным диодом для каждого. Это нормально, если напряжения совпадают и можно смириться с некоторой потерей эффективной емкости батареи из-за падения напряжения на диодах. Предположим, что рассматриваемый комплект представляет собой что-то маленькое, портативное или

карманное, может быть, на микроконтроллере PIC, с батареей из двух элементов АА, возможностью питания от внешнего источника 5 В и повышающим преобразователем, обеспечивающим напряжение 3.3 В для внутренней шины питания. Использование здесь простых перенаправляющих диодов привело бы к несоответствию напряжения внешнего источника питания и потере 10 или 20% емкости батареи.

Гораздо лучший способ реализации показан на Рисунке 1. Внешнее напряжение предварительно стабилизируется, чтобы избежать несоответствия, а активное переключение минимизирует потери емкости батареи. Я использовал эту схему как в единичных, так и в серийных продуктах, и всегда с хорошим эффектом.

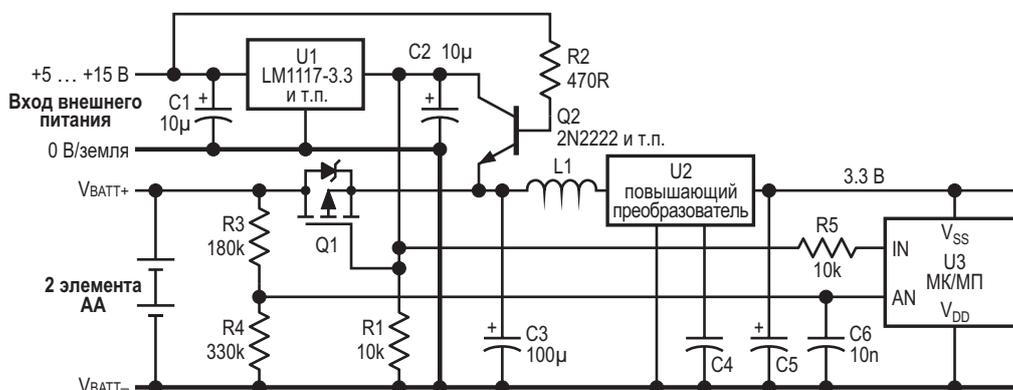


Рисунок 1. Предварительная стабилизация напряжения внешнего источника питания сочетается с последовательным подключением батареи, практически не добавляющим потерь, что максимально увеличивает срок ее службы.

Батарейное питание контролируется ключом Q1, который представляет собой р-канальный MOSFET в инверсном включении. Регулятор U1 любое входное напряжение снижает до 3.3 В. В отсутствие внешнего питания напряжение затвора MOSFET Q1 более отрицательно, чем напряжение его истока, поэтому он надежно включен, и на конденсатор C3 подается (почти) полное напряжение батареи для питания повышающего преобразователя. Диод перехода эмиттер-база транзистора Q2 останавливает любой ток, текущий обратно в U1. За исключением внутреннего диода сток-исток или паразитного диода, MOSFET почти симметричны по своим основным характеристикам, что позволяет использовать их в инверсном включении.

При наличии внешнего питания затвор Q1 будет смещен до напряжения 3.3 В, которое выключит MOSFET и эффективно отсоединит от батареи. Теперь транзистор Q2 переходит в режим насыщения, подключая выходное напряжение 3.3 В регулятора U1, за вычетом прямого напряжения насыщения Q2, равного 100–200 мВ, к повышающему преобразователю. (Показанный на рисунке транзистор 2N2222 имеет более низкое напряжение насыщения, чем многие другие типы). Обратите внимание, что базовый ток транзистора Q2 не теряется впустую, а просто добавляется к питанию повышающего преобразователя. Использование диода для изоляции преобразователя U1 привело бы к большому падению напряжения, что могло бы вызвать проблемы: новые высококачественные марганцево-щелочные элементы типоразмера

AA могут иметь напряжение холостого хода, значительно превышающее 1.6 В, и если напряжение на C3 будет намного меньше 3 В, они могут разрядиться через паразитный диод MOSFET. Предлагаемое решение позволяет избежать подобных проблем.

MOSFET в инверсном включении уже много лет используются для защиты от переплюсовки батарей, и, конечно, такая защита принципиально необходима этим схемам. Паразитный диод также создает вторичный путь для тока батареи, если транзистор Q1 открыт не полностью, например, в течение нескольких микросекунд после отключения внешнего питания.

В схеме на Рисунке 1 в качестве регулятора U1 может использоваться микросхема LM1117-3.3 или аналогичная, но многие более современные регуляторы позволяют реализовать лучшее решение, поскольку их выходы в отсутствие питания представляют собой обрывы и не позволяют обратному току течь с выходов на землю. Эта реализация показана на Рисунке 2.

Теперь выход регулятора можно напрямую подключить к конденсатору C3 и к повышающему преобразователю. Некоторые устройства также имеют внутренний коммутатор, который полностью изолирует выход, и тогда диод D1 из схемы можно исключить. Подобные регуляторы в принципе могут напрямую подключаться к оконечной шине 3.3 В, но на самом деле это может усложнить ситуацию, поскольку в этом случае повышающий преобразователь также должен быть защищен от обратного напряжения и, воз-

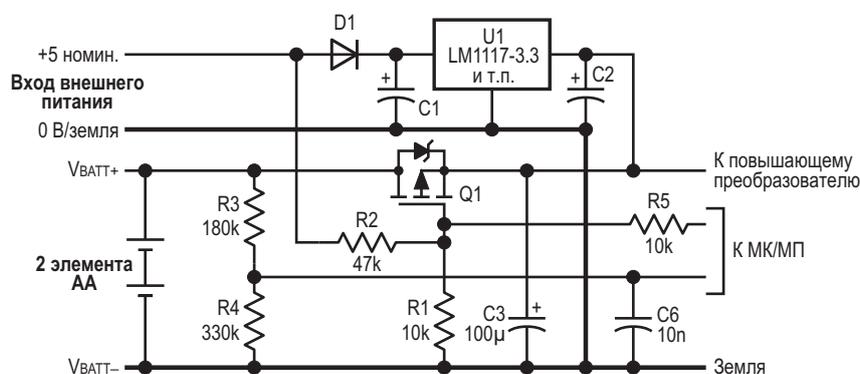


Рисунок 2. Использование регуляторов более современных конструкций означает, что транзистор Q2 больше не нужен.

можно, его самого нужно будет отключать. Резистор R2 теперь используется для отключения транзистора Q1 при наличии внешнего питания.

Если предположить, что в комплекте используется микроконтроллер, можно будет легко контролировать работу блока питания. Резистор R5, включенный исключительно для безопасности, позволяет микроконтроллеру проверять наличие внешнего питания, а резисторы R3 и R4 – точно измерять напряжение батареи. Их номиналы, рассчитанные в предположении, что будет использоваться 8-битное аналого-цифровое преобразование с опорным напряжением 3.3 В, дают разрешение 10 мВ/отсчет, или 5 мВ на элемент. Размещение их непосредственно параллельно батарее нагружает ее током порядка 5–6 мкА, что приведет к разряду типичных элементов примерно за 50 лет; мы можем с этим смириться. Соотношение сопротивлений резисторов выбрано с точностью, близкой к 1%.

Для многих компонентов номиналы не указаны, поскольку они будут зависеть от выбранного вами регулятора и повышающего преобразователя. С микросхемой LM1117-3.3 схема на Рисунке 1 может работать с входным напряжением до 15 В, хотя версия в корпусе ТО-220 довольно заметно нагревается при токах нагрузки, приближающихся к 80 мА (практический предел ее мощности без отвода тепла – примерно 1 Вт).

В схеме на Рисунке 2 я также использовал микросхему MCP1824T-3302 компании Microchip, питающую повышающий преобразователь Maxim MAX1674, и транзистор IRLML6402 в качестве Q1, который должен иметь низкое сопротивление в открытом состоянии. Подойдут и многие другие, более современные устройства, и у вас наверняка есть свои предпочтения.

Хотя вход внешнего питания показан незащищенным, возможно, вы захотите снабдить его некоторыми цепями фильтрации и защиты, например, самовосстанавливающимся предохранителем и подходящим стабилитроном или супресором. Аналогично, не указаны типы разъемов, но USB и цилиндрические разъемы питания в устройстве использовались.

Хотя на схеме показаны компоненты для номинальных напряжений источников питания 3 В/5 В, она может использоваться и при более высоких напряжениях с учетом ограничений по напряжению затвор-исток из-за наличия на входе MOSFET защитных диодов, напряжение пробоя которых может составлять от 6 В до 20 В, поэтому ознакомьтесь с техническим описанием вашего устройства. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM1117](#)
2. [Datasheet Maxim MAX1674](#)
3. [Datasheet Microchip MCP1824](#)
4. [Datasheet Infineon IRLML6402](#)

Генератор чередующихся импульсов регулируемой ширины

Михаил Шустов, г. Томск

Приведена схема генератора импульсов, имеющего два выхода, на которых сигналы одновременно регулируемой ширины появляются поочередно и не перекрываются во времени. Генератор может быть использован, например, для коммутации мостовых схем управления работой электродвигателей, а также в составе преобразователей напряжения.

Для обеспечения надежной работы преобразователей напряжения, управления работой электродвигателей и ряда других устройств зачастую используют электронные схемы, позволяющие поочередно переключать силовые коммутирующие приборы с регулируемой шириной управляющего импульса. В основном такие устройства избыточно сложны, не обеспечивают раздельное регулирование частоты и длительности генерируемых импульсов, допускают перекрытие импульсов во времени, что влечет за собой протекание сквозных токов через элементы коммутации и их повреждение.

На Рисунке 1 представлена схема несложного в повторении генератора чередующихся во времени импульсов регулируемой ширины. Генератор импульсов прямоугольной формы с регулируемой шириной импульсов выполнен на базе псевдомикросхемы 222*), строе-ние которой, принцип работы и многочисленные примеры использования приведены в работах [1, 2]. Впрочем, вместо этой микросхемы в генераторе прямоугольных импульсов можно использовать и иные, более привычные микросхемы или устройства, позволяющие плавно регулировать ширину генерируемых импульсов. Однако большинство таких

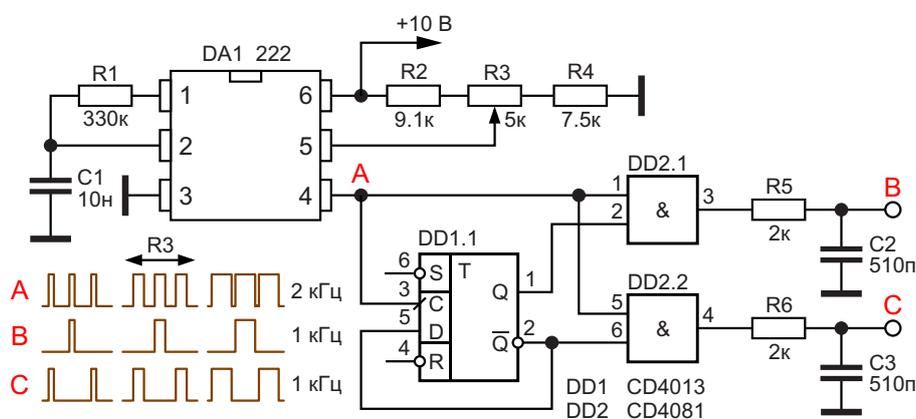


Рисунок 1. Генератор чередующихся импульсов регулируемой ширины.

*) Микросхема 222 – это предложенная М.А. Шустовым более простая альтернатива таймеру 555, оптимизированная для генерации сигналов ШИМ [1]. Производство микросхемы не начиналось. (Ред.)

генераторов не способны осуществлять независимую регулировку частоты следования импульсов и их коэффициент заполнения.

Рабочая частота генератора импульсов, Рисунок 1, равна 2 кГц, хотя, при желании, генератор может работать в довольно широком диапазоне частот за счет регулировки величины сопротивления R1 (потенциометра), а также выбора емкости конденсатора С1. Ширина импульсов, получаемых на выходе генератора (точка А), задается регулировкой потенциометра R3. Напряжение на движке этого потенциометра при напряжении питания устройства 10 В может меняться в пределах от 3.47 до 5.79 В, что обеспечивает изменение ширины выходных импульсов от 2 до 98%. Границы регулировки ширины импульсов при необходимости можно задавать выбором номиналов резистивного делителя R2–R4.

К выходу генератора подключен делитель частоты, выполненный на D-триггере DD1.1 микросхемы CD4013. Одновременно к выходу генератора (точка А) подключены входы элементов «2И» DD2.1 и DD2.2 микросхемы CD4081. Вторые входы этих логических элементов подключены к выходам D-триггера. Таким образом, на выходах элементов DD2.1 и DD2.2 микросхемы CD4081 могут появляться только сигналы, совпадающие по времени.

Так, на выход В могут проходить только нечетные, а на выход С – только четные импульсы частотой 1 кГц, которые не могут перекрываться во времени во всем диапазоне регулировки длительности импульсов.

RC-цепочки R5C2 и R6C3 предназначены для подавления иглообразных импульсов, которые могли бы поступать на выход устройства за счет неидеальности процессов коммутации логических элементов.

Напряжение питания устройства может варьироваться в пределах от 5 до 15 В (от 3 до 18 В) в зависимости от свойств конкретных разновидностей КМОП-микросхем. Величина напряжения питания сказывается только на амплитуде выходных импульсов. **РЛ**

Литература

1. Шустов М.А. [Микросхема 222 – альтернатива 555. ШИМ-генератор с независимой регулировкой частоты.](#)
2. Шустов М.А. Цифровая схемотехника от азов до создания практических устройств. СПб.: Наука и Техника, 2024. 560 с.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4013B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4081B](#)

Смещение полевого транзистора для приложений ШИМ с батарейным питанием

Steve Franks

EDN

Многие приложения с ШИМ (широтно-импульсной модуляцией), такие как аудиоусилители класса D, требуют симметричной схемы управления. Показанная на Рисунке 1 классическая КМОП-пара, состоящая из n- и p-канальных полевых транзисторов с соединенными затворами и истоками, обеспечивает низкоомный путь к положительному или отрицательному источнику питания и может напрямую управлять n-канальным полевым транзистором с логическим уровнем порога. Прямое соединение КМОП-пары с логическим драйвером хорошо работает в системах ШИМ, в которых управляемые устройства подключены к тому же напряжению, что и

логические схемы. Однако повышение напряжения питания выходных полевых транзисторов при управлении затворами от более низковольтной логики приводит к тому, что p-канальный прибор остается в состоянии проводимости из-за разницы между напряжениями питания.

Чтобы выключить транзистор, напряжение затвора p-канального полевого транзистора усилителя должно достигать напряжения положительной шины питания. Драйверы на основе комплементарной КМОП логики не могут выдерживать высокое положительное напряжение питания усилителя, а альтернативы, такие как использование коммерческих

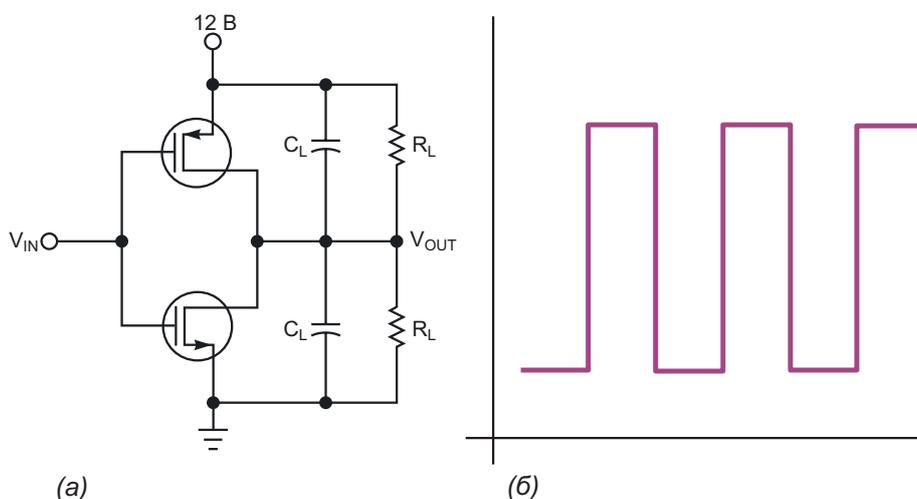


Рисунок 1. Классическая КМОП пара (а) формирует чистые выходные импульсы с быстрыми переходами между включенными и выключенными состояниями (б).

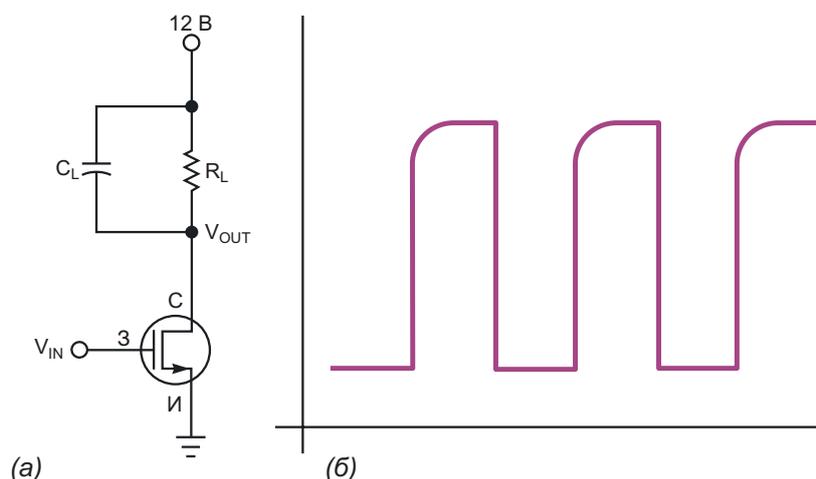


Рисунок 2. Выходные импульсы драйвера на *n*-канальном полевом транзисторе (а) при выключении имеют экспоненциальные нарастающие фронты (б).

драйверов полевых транзисторов и схем сдвига уровня на операционных усилителях, увеличивают стоимость и сложность. Для управления затвором *p*-канального полевого транзистора усилителя можно добавить внешний высоковольтный *n*-канальный полевой транзистор (Рисунок 2). Однако емкостная нагрузка делает характеристику нарастания управляющих импульсов экспоненциальной и в течение длительного времени оставляет *p*-канальный полевой транзистор в линейной рабочей области, ограничивая, таким образом, частоту переключения и вызывая значительные потери мощности в каскадированных полевых транзисторах.

Современные системы ШИМ могут работать на относительно высоких частотах переключения и, как показано на Рисунке 3, позволяют использовать разделительный конденсатор C_B между выходом логического драйвера и затвором выходного *p*-канального полевого транзистора. Резистивный делитель R_1 и R_2 подает на затвор выходного транзистора постоянное смещение, равное разности между напряжением питания выходного каскада и половиной напряжения питания логики. Например, в ШИМ аудиоусилителя класса D с напряжением питания 12 В, управляемом от микроконтроллера с напряжением питания 5 В, затвор *p*-канального полевого

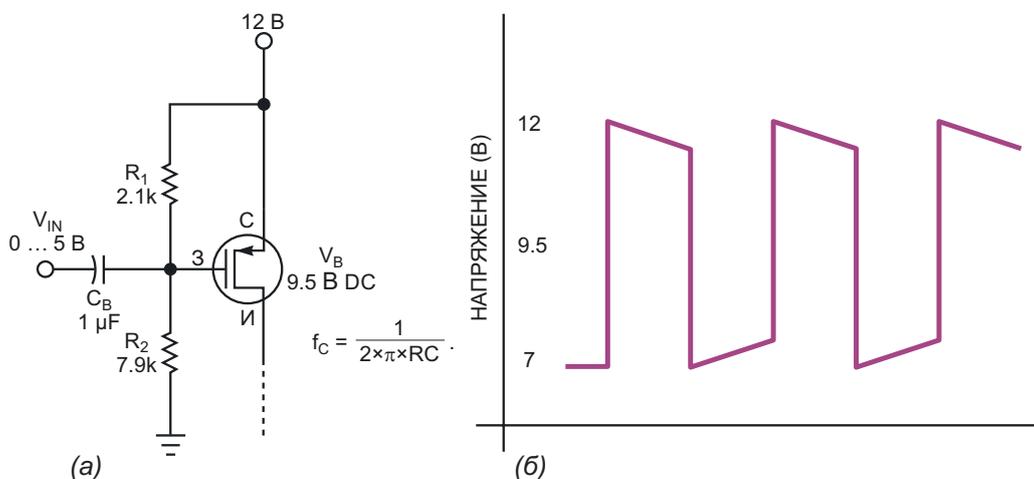


Рисунок 3. Добавление резистивной цепи смещения и разделительного конденсатора к *n*-канальному полевому транзистору (а) улучшает времена переходных процессов, но вносит спад плоской вершины импульса в интервалы включения и выключения (б).

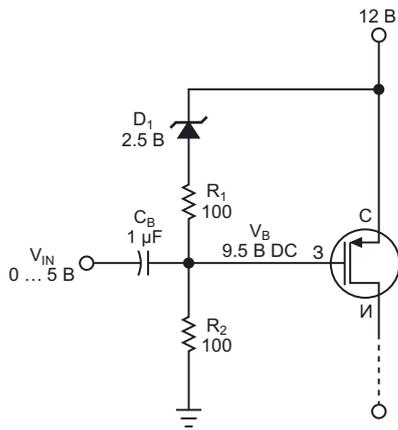


Рисунок 4. Добавление стабилитрона в цепь делителя смещения позволяет оптимизировать емкость разделительного конденсатора и напряжение смещения р-канального транзистора для управления сигналами логического уровня.

транзистора должен быть смещен на 9.5 В ($12 \text{ В} - 5 \text{ В}/2$). В качестве выходных устройств следует использовать транзисторы, для которых указаны логические уровни управляющего напряжения затворов, поскольку другие полевые транзисторы не обеспечивают номинальные токи сток-исток при напряжении затвора 5 В и ниже.

Усилители с батарейным питанием и смещением выходного каскада от резистивного делителя создают дополнительные сложности. По мере уменьшения напряжения батареи снижается и смещение. Вместо этого можно использовать микросхему источника опорного напряжения или стабилитрон D_1 , чтобы обеспечить постоянное смещение, независящее от изменений напряжения питания (Рисунок 4). Этот метод

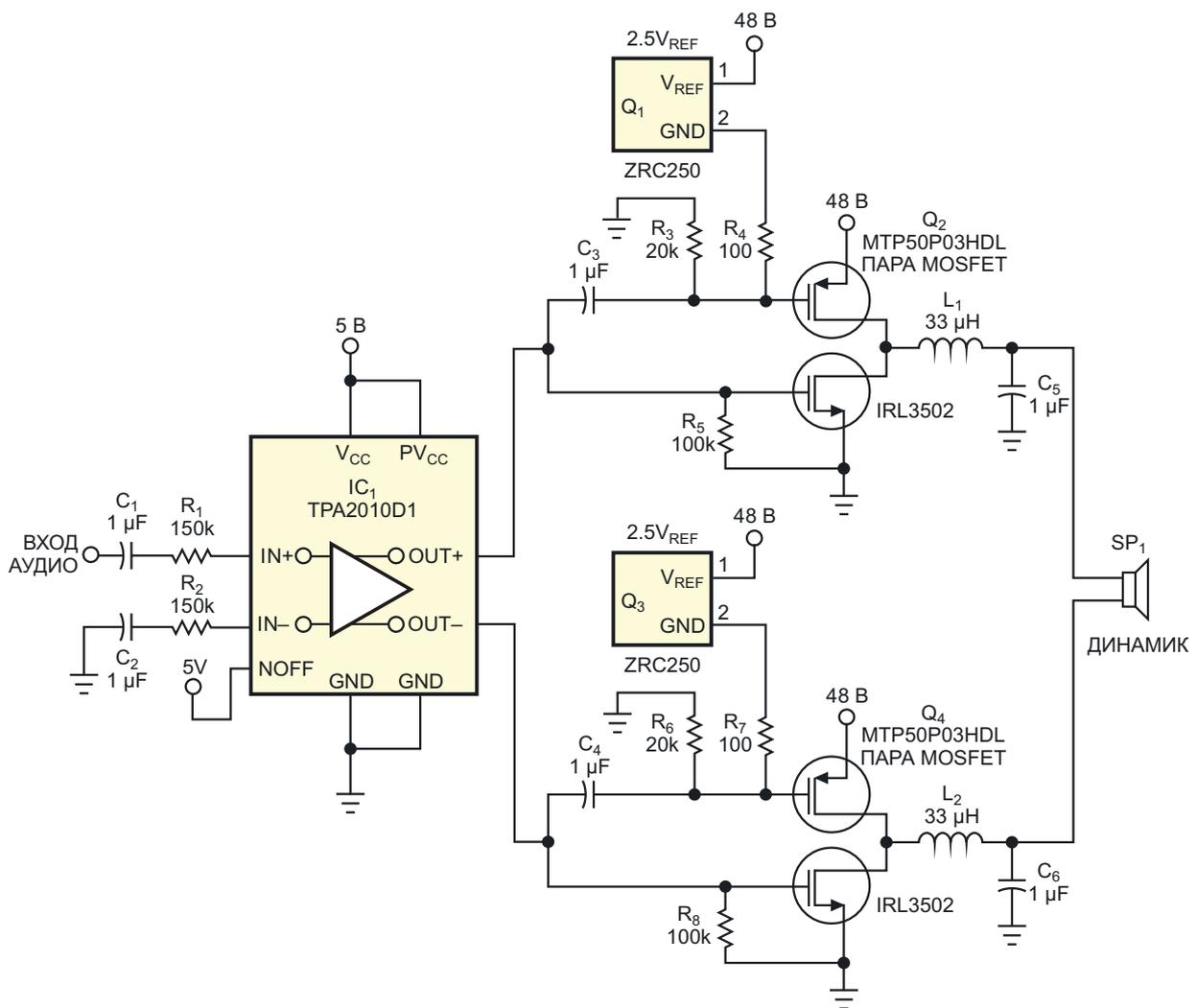
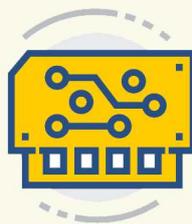


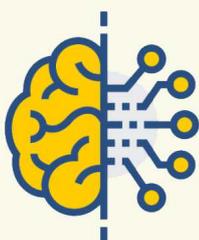
Рисунок 5. Этот аудиоусилитель класса D повышает выходную мощность драйвера до 200 Вт с.к.з. при питании 48 В.



Радиодетали



Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

потребляет меньше энергии, чем чисто резистивный делитель, и обеспечивает бóльшую гибкость в выборе разделительного конденсатора для уменьшения спада импульса. Основанный на микросхеме ШИМ-усилителя мощности TPA2010 мощный аудиоусилитель класса D повышает дифференциальную выходную мощность

TPA2010 от 2.5 Вт до более чем 200 Вт с.к.з. на нагрузке 8 Ом (Рисунок 5).[РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TPA2010D1YEFT](#)
2. [Datasheet Diodes ZRC250](#)
3. [Datasheet International Rectifier](#)
4. [Datasheet onsemi MTP50P03HDL](#)

Пассивная схема ограничения пускового тока

Sunil Tiwari, Mangesh Borage

EDN

Пусковой ток, возникающий при запуске выпрямительной схемы с конденсаторным выходным фильтром, обычно ограничивают с помощью схемы, показанной на Рисунке 1. Последовательно с входом переменного тока или выходом выпрямителя включается резистор большого номинала, а затем, как только конденсатор фильтра достаточно зарядится, сопротивление закорачивается переключателем. В такой схеме для управления замыканием или размыканием переключателя понадобится дополнительное реле времени или чувствительная цепь. Кроме того, во время нормальной работы через переключатель протекает полный ток нагрузки. В качестве альтернативы предлагается представленная на Рисунке 2 простая пассивная схема ограничения пускового тока, состоящая из доступных компонентов и имеющая преимущества по размерам и стоимости. В этой схеме пусковой ток ограничивается

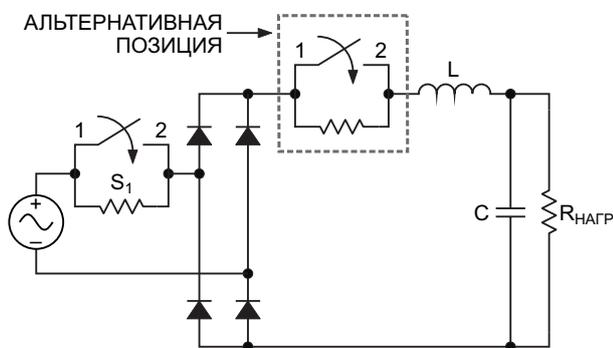


Рисунок 1. В этой классической схеме ограничения пускового тока при нормальной работе через переключатель проходит полный ток нагрузки.

цепью из резистора и переключателя, включенной последовательно с конденсатором фильтра, а не в основную линию питания. Поэтому номинальный ток переключателя может быть значительно ниже. Переключатель S_1 закорачивает зарядный резистор R_1 . Этот переключатель представляет собой контакты доступного для приобретения реле постоянного тока. Реле воспринимает напряжение на конденсаторе C ; таким образом, переключатель срабатывает автоматически.

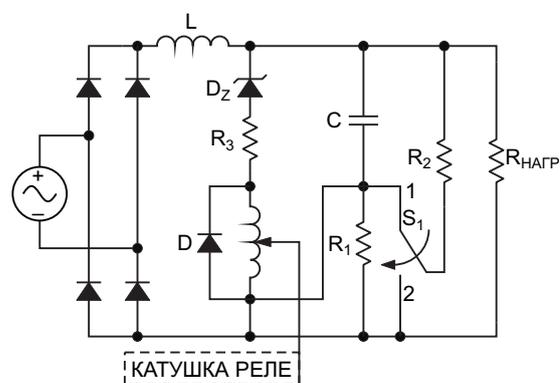


Рисунок 2. В этой схеме ограничения пускового тока требования к номинальному току переключателя значительно снижаются.

Резистор R_1 ограничивает пиковый пусковой ток, а также определяет задержку запуска. Переключающий контакт реле либо закорачивает R_1 , когда конденсатор достаточно заряжен, либо подключает резистор R_2 параллельно конденсатору, чтобы ускорить его разряд в выключенном состоянии. Для бездребезговой работы реле необходим соот-

ветствующий гистерезис между замыканием и размыканием. Слишком малый гистерезис приводит к нарушениям работы схемы при наличии кратковременных провалов. Слишком большой гистерезис оставляет схему незащищенной от сильных пусковых токов при повторном замыкании реле. Можно установить подходящий гистерезис, добавив последовательно с катушкой реле стабилитрон D_Z и резистор R_3 . Работа схемы на Рисунке 2 описывается следующими формулами.

Постоянное напряжение срабатывания:

$$V_{DCP} = V_{CP} \frac{R_C + R_3}{R_C} + V_Z;$$

постоянное напряжение отпускания:

$$V_D = I_Z(R_C + R_3) + V_Z$$

и гистерезис:

$$V_{DCP} - V_D = V_{CP} \frac{R_C + R_3}{R_C} - I_Z(R_C + R_3),$$

где

V_{CP} – напряжение срабатывания реле,

R_C – сопротивление катушки реле,

V_Z – напряжение пробоя стабилитрона,

I_Z – ток излома характеристики стабилитрона.

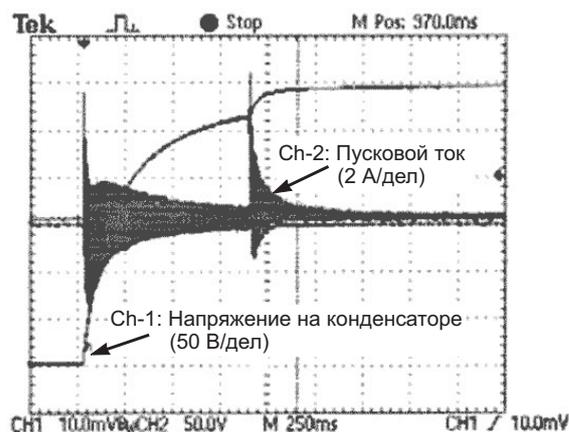


Рисунок 3. Схема на Рисунке 2 ограничивает пусковой ток до безопасного значения порядка 6 А.

Компоненты коммерческого класса имеют разброс параметров. Этот разброс может повлиять на напряжения срабатывания и отпускания. Для минимальной чувствительности к изменениям V_{CP} , R_C и I_Z сопротивление R_3 следует сделать как можно более низким. Разбросы V_Z и R_3 влияют на схему незначительно, однако ток I_Z зависит от температуры, и его влияние на напряжение отпускания существенно. Рисунок 3 иллюстрирует экспериментальные результаты. В прототипе использовались компоненты со следующими номиналами: $C = 2000$ мкФ (неполярный), $R_1 = 36$ Ом, $R_2 = 4.7$ кОм, $R_3 = 12$ кОм, $V_Z = 110$ В, $I_Z = 3$ мА, $V_{CP} = 65$ В и $R_C = 10$ кОм. **РЛ**

Улучшение теплового датчика воздушного потока с помощью всего двух резисторов

Stephen Woodward

EDN

Самоподогревающиеся транзисторы, используемые в качестве тепловых датчиков расхода воздуха, вызывают у меня особый (навязчивый?) интерес, и за прошедшие годы я, должно быть, придумал десятки вариаций на эту тему. На Рисунке 1 показана одна из таких топологий, которая уже встречалась в [1]. В ней два транзистора соединены в пару Дарлингтона, причем Q2 служит неподогре-

ваемым термометром окружающей среды, а Q1 – подогреваемым датчиком воздушного потока. Усилитель опорного напряжения A1 и токоизмерительный резистор R3 стабилизируют ток нагрева на постоянном уровне 67 мА, соответствующем мощности нагрева 333 мВт при напряжении питания 5 В.

Благодаря этому поступлению тепла температура транзистора Q1 повышается на

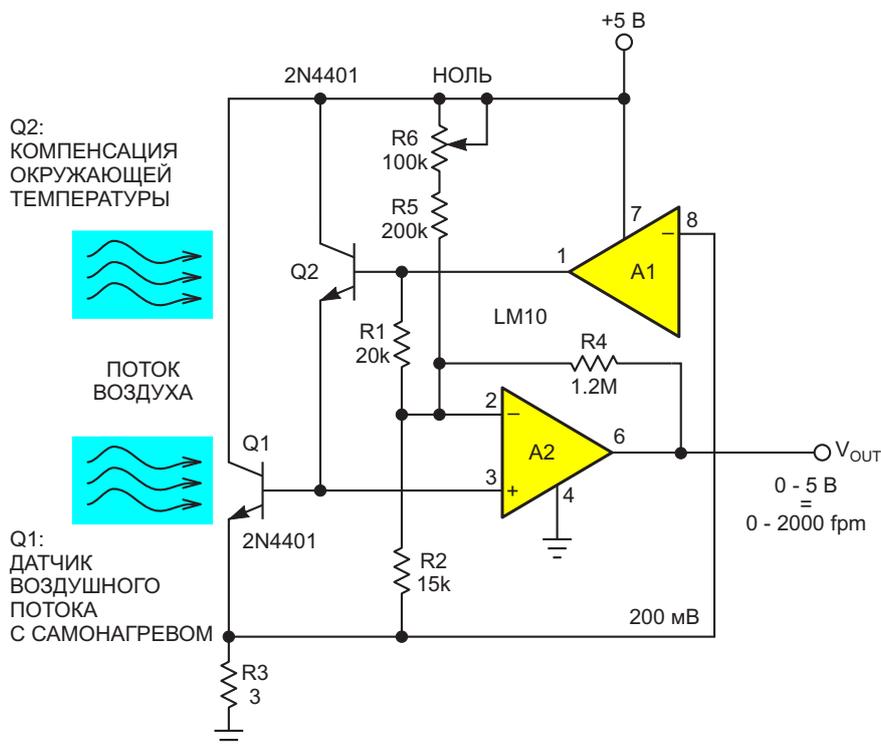


Рисунок 1. Типичный тепловой датчик скорости воздушного потока на основе самоподогревающегося транзистора.

64 °C над температурой окружающей среды при скорости воздуха 0 fpm (футов в минуту) и понижается до 24 °C при скорости 1000 fpm, как показано на Рисунке 2.

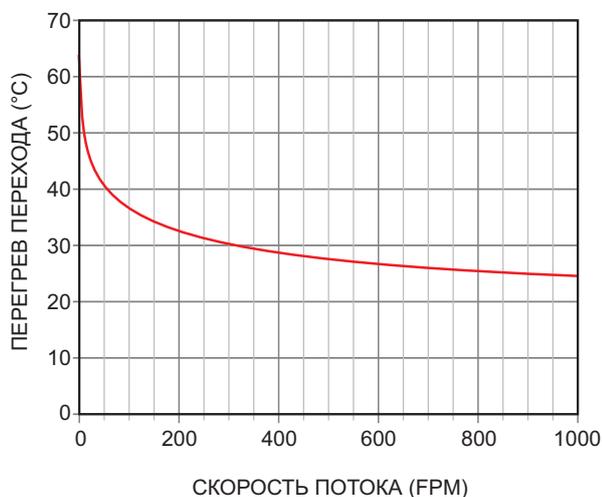


Рисунок 2. Зависимость температуры датчика от скорости воздушного потока.

Как видно из Рисунка 2, зависимость между скоростью воздушного потока и охлаждением самоподогревающегося тран-

зисторного датчика крайне нелинейна. Это является неотъемлемой характеристикой подобных датчиков и приводит к тому, что выходной сигнал зависимости температуры датчика от скорости потока становится столь же нелинейным. Поэтому даже относительно небольшие нестабильности напряжения питания, каждый процент которых транслируется в проценты нестабильности изменения температуры датчика, могут привести к удивительно большим ошибкам измерения воздушной скорости.

Очевидно, что любая стабильность источника питания, отличная от идеальной, может сделать это проблемой.

Но на Рисунке 3 показано удивительно простое и недорогое решение, состоящее всего из двух дополнительных резисторов: R7 и R8.

Добавленные резисторы суммируют напряжение обратной связи с токоизмерительного резистора R3 с напряжением источника нагрева V. Суммирование происходит в таком соотношении, что процентное увеличение V приводит к равному и противоположному процентному уменьшению тока I, и нао-

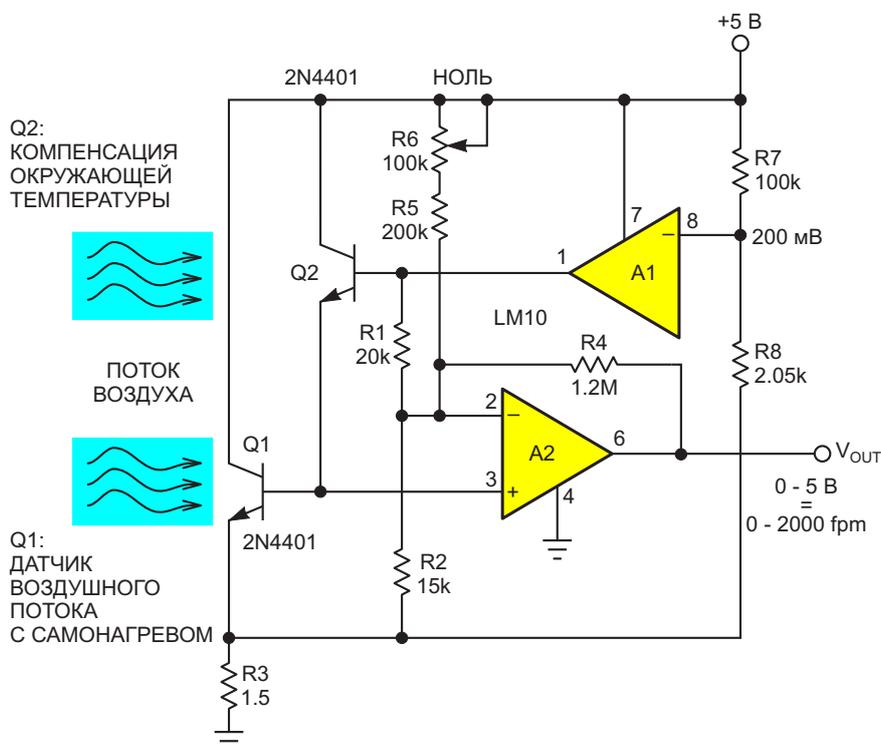


Рисунок 3. Добавленные резисторы R7 и R8 устанавливают взаимосвязь между напряжением нагрева V и током нагрева I, устраняющую нестабильность.

борот. Результат в графической форме представлен на Рисунке 4.

Обратите внимание на точку нуля (перегиба) при 5 В, где нагрев совершенно не зависит от напряжения.

Вот то же самое в простой математике обнуления:

$$I = \frac{0.2 - V \frac{R8}{R7}}{R3} = \frac{0.2 - 0.02V}{R3},$$

$$H = I \times V = \frac{0.2V - 0.02V^2}{R3},$$

$$\frac{dH}{dV} = \frac{0.2V - 0.04V}{R3} = \frac{0.2 - 0.2}{R3} = 0$$

при $V = 5 \text{ В}$,

$$dH = -0.01\%$$

при $V = 5 \text{ В} \pm 1\%$.

Обратите внимание на 200-кратное улучшение стабильности, благодаря которому изменение V на $\pm 1\%$ ослабляет изменения мощности нагрева и, следовательно, температуры всего до -0.01% .

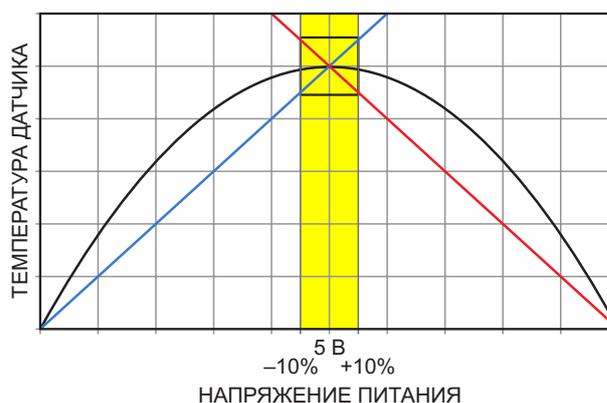


Рисунок 4. Зависимость температуры датчика от напряжения питания, где: синяя линия — напряжение нагрева V и (нескорректированная) мощность; красная линия — ток нагрева I ; и черная кривая — $I \times V$ — мощность нагрева/температура.

Проблема решена. Дешево! **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Датчик воздушного потока на основе пары Дарлингтона с самоподогревом](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM10](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor 2N4401](#)

Датчик пожара для системы охранной сигнализации

Александр Корнев

Для полноценной работы любой системы охранной сигнализации, кроме основной её функции – оповещения о несанкционированном проникновении на охраняемый объект, охранная сигнализация так же должна иметь в своём составе и пожарную сигнализацию. Пожарная сигнализация необходима для своевременного оповещения о пожаре на охраняемом объекте, что позволяет защитить объект от пожара на ранней стадии его развития.

В системе пожарной сигнализации применяются универсальные адресные датчики пожара. То есть у каждого датчика пожара имеется собственный индивидуальный адрес, что позволяет точно определить место, где произошло возгорание. Датчики предназначены в основном для размещения в жилых и производственных помещениях. Информация о срабатывании датчика передаётся на концентратор, служащий для сбора данных от датчиков и передачи DTMF сигнала тревоги на мобильный телефон владельца помещения или на пост охраны. Информация от датчиков передаётся на концентратор по радиоканалу на частоте 433.92 МГц. Применение радиоканала позволяет избавиться от сложных монтажных работ, связанных с прокладкой кабелей, а также позволяет размещать датчики в любом удобном месте помещения.

Схема универсального датчика пожара изображена на Рисунке 1. В составе датчика

применяются три сенсора, а именно: сенсор дыма, сенсор угарного газа и сенсор температуры. При превышении допустимой температуры, или допустимого уровня угарного газа, или при появлении дыма на объекте происходит срабатывание сигнализации.

Сенсор угарного газа

Для фиксации уровня концентрации угарного газа применяется электрохимический сенсор швейцарской компании Membrapor CO/SF-2E (B1) с токовым выходом. Чувствительность сенсора 100 ± 20 нА/ррт. Для усиления и преобразования в напряжение выходного тока датчика применяется токовое зеркало DA4 (ALD1107) с 3-кратным усилением тока. После усиления чувствительность датчика составит 300 нА/ррт. Номинал резистора R10 выбирается (по закону Ома) так, чтобы падение напряжения на нём было 10 мВ при концентрации угарного газа 1 ррт. Известно, что допустимый уровень оксида углерода в закрытых помещениях должен составлять не более 30 ррт. Превышение этого уровня может свидетельствовать о начале пожара, по крайней мере, тления. Для надёжности фиксации начала пожара порог срабатывания сенсора выбран на уровне 100 ррт, что соответствует уровню напряжения 1 В. Это значение и является пороговым напряжением для компаратора DA6 (TLV3201), которое устанавливается резистивным делителем R8,

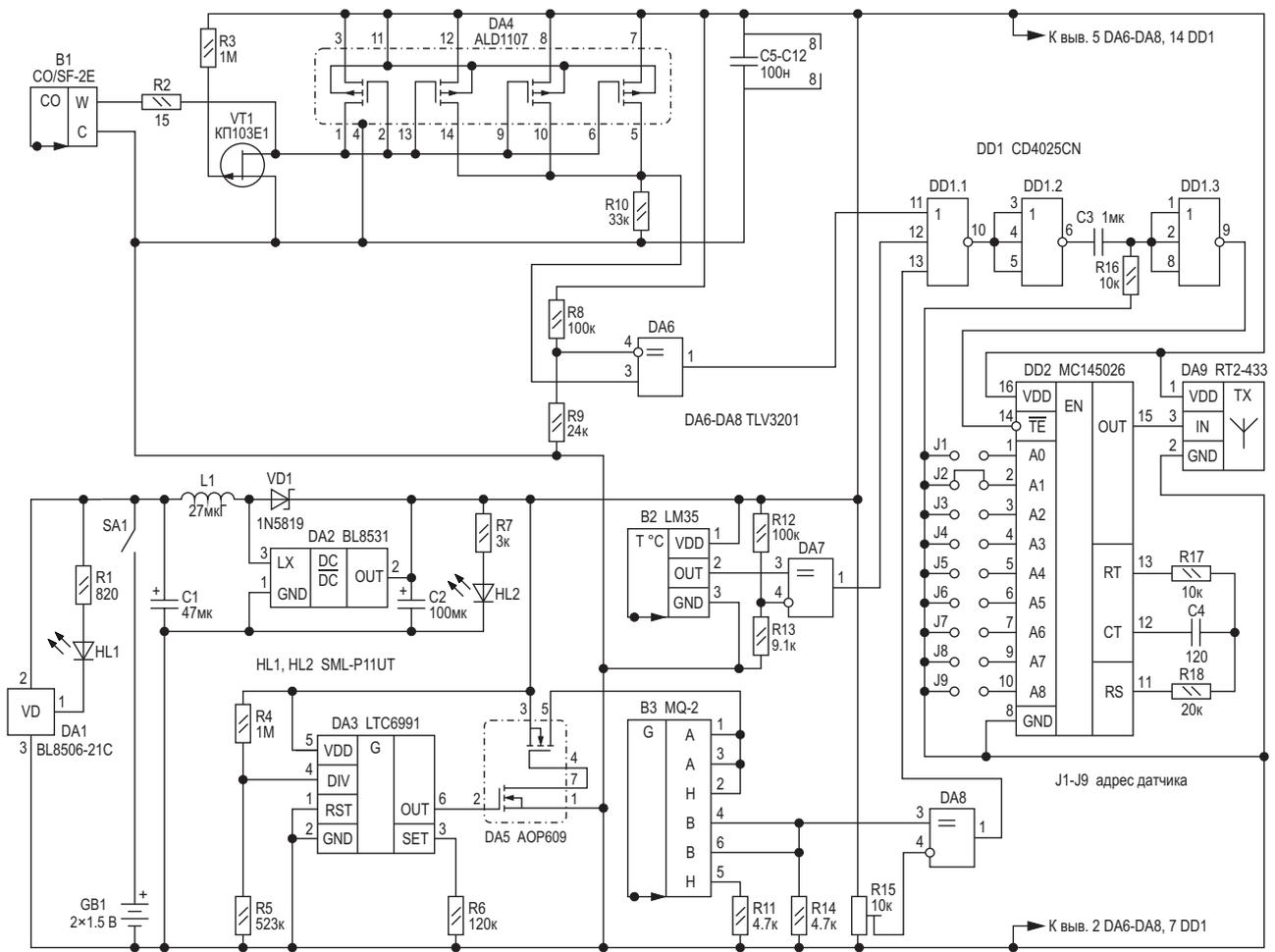


Рисунок 1. Схема универсального датчика пожара.

R9. При желании порог можно изменить. При превышении этого порога происходит срабатывание сенсора – на выходе компаратора появляется высокий логический уровень. Для всех электрохимических сенсоров, чтобы предотвратить их выход из строя, в отсутствии питания рабочий и счётный электроды должны быть замкнуты. Роль нормально замкнутого контакта выполняет транзистор VT1 (КП103Е1) в отсутствие напряжения на его затворе.

Сенсор температуры

О возникновении пожара может свидетельствовать и повышение температуры в помещении. В датчике пожара применяется температурный сенсор LM35 (B2). Чувствительность этого датчика составляет 10 мВ/°С. Обычно температура в жилом или производственном помещении в нормальных условиях не превышает 30 °С. Для надёжности фик-

сации начала пожара уровень срабатывания сенсора выбран равным 40 °С, что соответствует напряжению 400 мВ на выходе сенсора (согласно чувствительности сенсора). Этот уровень напряжения и является пороговым для компаратора DA7 (TLV3201). Порог устанавливается резистивным делителем R12, R13. При превышении этого порога происходит срабатывание компаратора – на выходе появляется высокий логический уровень. Опять же, при желании порог срабатывания можно изменить.

Сенсор дыма

В сенсоре дыма применяется полупроводниковый датчик газа MQ-2 (B3). Можно также использовать аналогичные датчики MQ-6 или MQ-135. Полупроводниковые датчики отличаются высокой чувствительностью, малым временем отклика, большим сроком эксплуатации, стабильностью характеристик, низкой

стоимостью и простой схемой включения. В основе сенсора используется детектор, изготовленный из сплава оксида олова и алюминия, который в процессе работы сенсора существенно нагревается. В результате химической реакции, происходящей при попадании молекул углеводородных газов на чувствительный элемент, изменяется сопротивление сенсора и соответственно выходное напряжение сенсора. На основе этого сенсора в Интернете приводится множество схем датчиков дыма. Напряжение на выходе сенсора (выводы 4, 6) изменяется пропорционально концентрации дыма, примерно от 100 мВ до 4000 мВ. Чем выше концентрация дыма, тем выше выходное напряжение. Логический сигнал высокого уровня, свидетельствующий о наличии дыма, формируется компаратором DA8 (TLV3201). Порог срабатывания компаратора в зависимости от «количества дыма» выбирают посредством регулировки подстроечного резистора R15, держа датчик рядом с дымом, который вы хотите обнаружить. Как было сказано выше, для корректной работы сенсора требуется нагрев внутреннего детектора в течение пары десятков секунд. Во время нагрева датчик потребляет значительный ток – порядка 150 мА. Поэтому, чтобы уменьшить потребление, датчик работает в импульсном режиме: примерно 40 секунд работает – на датчик подается питание, – затем на 40 секунд питание отключается, и так «по кругу». Через ключ на транзисторной сборке DA5 (AOP609) подается или не подается питание на сенсор дыма. Управление ключом осуществляется низкочастотным генератором DA3 (LTC6991). Период следования импульсов на выходе генератора примерно 80 секунд со скважностью 50%. Период следования импульсов определяется номиналами резисторов R4–R6 и рассчитывается по формулам, приведенным в техническом описании этой микросхемы.

Сигналы с выходов всех трех сенсоров собираются схемой ЗИЛИ (DD1.1, DD1.2), так сказать, местным концентратором, то есть при срабатывании хотя бы одного из сенсоров на выходе схемы ЗИЛИ появляется высокий логический уровень, указывающий на возникновение пожара. По фронту этого уровня дифференцирующей цепочкой C3, R16 и

инвертором DD1.3 формируется короткий импульс отрицательной полярности для запуска кодера DD2 (MC145026). Выходной сигнал кодера, включающий адрес датчика пожара (адрес устанавливается переключателями J1–J9) поступает на вход передатчика DA9 и передается на основной концентратор пожарной сигнализации. Соответственно, в концентраторе используется столько микросхем декодеров MC145026, сколько пожарных датчиков. Микросхема DA9 (RT2-433) – готовый к применению микромодуль радиопередатчика с амплитудной модуляцией, резонатором на ПАВ и встроенной антенной. Питание пожарного датчика производится от двух пальчиковых батареек GB1. Повышающий DC/DC преобразователь DA2 (BL8531) повышает напряжение батареи до 5 В, обеспечивая питание пожарный датчик. Детектор напряжения DA1 (BL8506-21C) отслеживает разряд батареи до 2.1 В. Светодиод HL1 – индикатор разряда батареи, HL2 – индикатор подачи питания на пожарный датчик.

Так как высокой точности установки порогов срабатывания компараторов и частоты генератора не требуется, все применяемые резисторы в датчике пожарной сигнализации обычные с допуском по номиналу $\pm 5\%$, за исключением резисторов R4, R5, которые должны иметь допуск не более 1%. Подстроечный резистор R15 многооборотный. Оксидные конденсаторы танталовые, остальные керамические. Регулировка сводится к установке чувствительности сенсора дыма подстроечным резистором R15, для чего сенсор располагается вблизи источника дыма (сигарета, тлеющая ветошь и тому подобное). **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Advanced Linear Devices ALD1107](#)
2. [Datasheet Alpha & Omega AOP609](#)
3. [Datasheet Belling BL8506](#)
4. [Datasheet Belling BL8531](#)
5. [Datasheet Texas Instruments CD4025B](#)
6. [Datasheet Membrapor CO/SF-2E](#)
7. [Datasheet National Semiconductor LM35](#)
8. [Datasheet Analog Devices LTC6991](#)
9. [Datasheet Freescale MC145026](#)
10. [Datasheet Winsen MQ-2](#)
11. [Datasheet Telecontrolli RT2-XXX](#)
12. [Datasheet Texas Instruments TLV3201](#)

В солнечной системе постоянного освещения используется эффект противодействия солнечной панели

Vijay Deshpande

Electronic Design

Эффект противодействия солнечной панели позволяет управлять резервным питанием и обеспечивать постоянный световой поток.

Дневные лампы с солнечным питанием (solar day lamp, SDL) изготавливаются путем простого подключения светодиодной матрицы к солнечной фотоэлектрической панели. SDL представляют собой экономичный способ использования солнечной энергии для освещения. Однако SDL присущи такие недостатки, как ограничение работы только дневным временем, колебания интенсивности света в зависимости от интенсивности солнечного освещения и низкая мощность в пасмурные или дождливые дни.

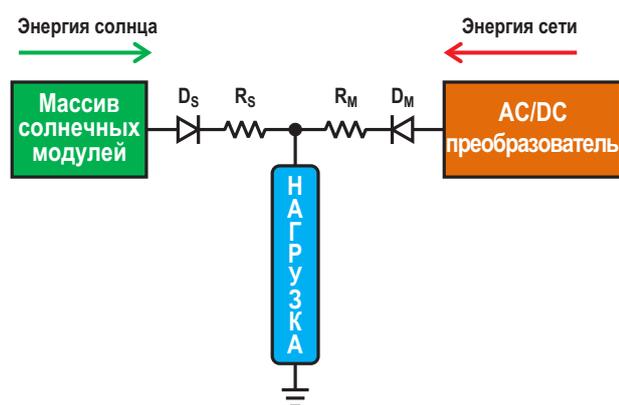


Рисунок 1. Для получения постоянного светового потока в этой системе солнечного освещения используется эффект противодействия солнечной панели.

Для устранения этих недостатков предлагается простая система резервного сетевого

питания. На Рисунке 1 показана блок-схема системы солнечного освещения, использующей эффект противодействия солнечной панели. Она состоит из нагрузки (здесь это SDL), которая питается от двух источников. Первый источник – солнечная фотоэлектрическая панель, второй – сеть переменного тока с AC/DC преобразователем. Перед подключением этих двух источников питания последовательно с соответствующими выходными клеммами подключаются диод и резистор. Диоды D_S и D_M обеспечивают блокировку тока от другого источника.

Что такое эффект противодействия солнечной панели?

Чтобы понять эффект противодействия, мы должны сначала посмотреть на зависимость напряжения солнечной панели от сопротивления нагрузки. Был проведен простой тест с использованием массива из трех панелей, соединенных последовательно. Сопротивление нагрузки было напрямую подключено к выходным клеммам массива солнечных панелей. Характеристики фотоэлектрических панелей включают в себя:

- Номинальная мощность солнечной фотоэлектрической панели (W_P): 10 Вт;
- Напряжение при максимальной мощности (V_{MP}): 17.5 В;
- Напряжение холостого хода панели (V_{OC}): 21.2 В;

- Ток при максимальной мощности (I_{MP}): 0.58 А;
- Количество соединенных последовательно солнечных панелей: 3.

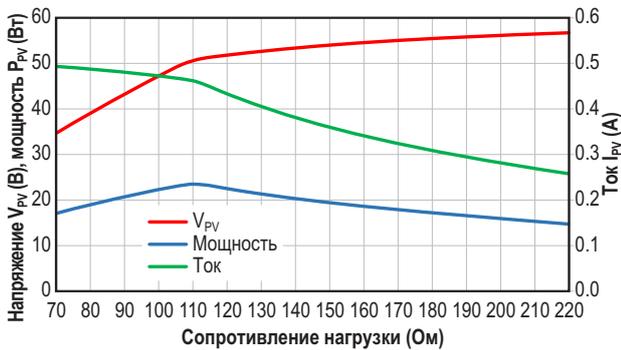


Рисунок 2. На графике показана характеристика массива фотоэлектрических панелей при постоянной интенсивности солнечного света.

На Рисунке 2 для массива панелей показаны зависимости параметров V_{PV} (напряжения), P_{PV} (мощности) и I_{PV} (тока) от сопротивления нагрузки в диапазоне 70 - 220 Ом при постоянной интенсивности солнечного света. График P_{PV} ясно показывает, что максимальная мощность вырабатывалась при нагрузке 110 Ом. Точка максимальной мощности зависит от интенсивности солнечного света и рабочей температуры панелей.

Напряжение массива V_{PV} продолжает расти по мере увеличения сопротивления

(начальный наклон больше, после точки максимальной мощности наклон уменьшается). Это монотонное увеличение напряжения массива означает, что массив работает как источник тока. Он повышает напряжение до тех пор, пока не сможет пропускать ток через нагрузку. Если нагрузка отключена, напряжение V_{PV} достигает номинального значения холостого хода массива (63.6 В).

Такое поведение фотоэлектрических панелей используется для ограничения количества энергии, поступающей от AC/DC преобразователя. Если мощность, вырабатываемая фотоэлектрической панелью, увеличивается, ее напряжение «не пускает» энергию, вырабатываемую преобразователем. Всякий раз, когда происходит снижение мощности фотоэлектрической системы, автоматически увеличивается мощность, забираемая из сети. Таким образом, пользователь всегда будет получать постоянный световой поток независимо от колебаний интенсивности солнечного света.

В любой момент времени вся доступная энергия фотоэлектрической панели полностью используется для питания SDL. От сети потребляется только резервная мощность.

Проектирование системы солнечного освещения

На Рисунке 3 показана принципиальная схема предлагаемой системы солнечного

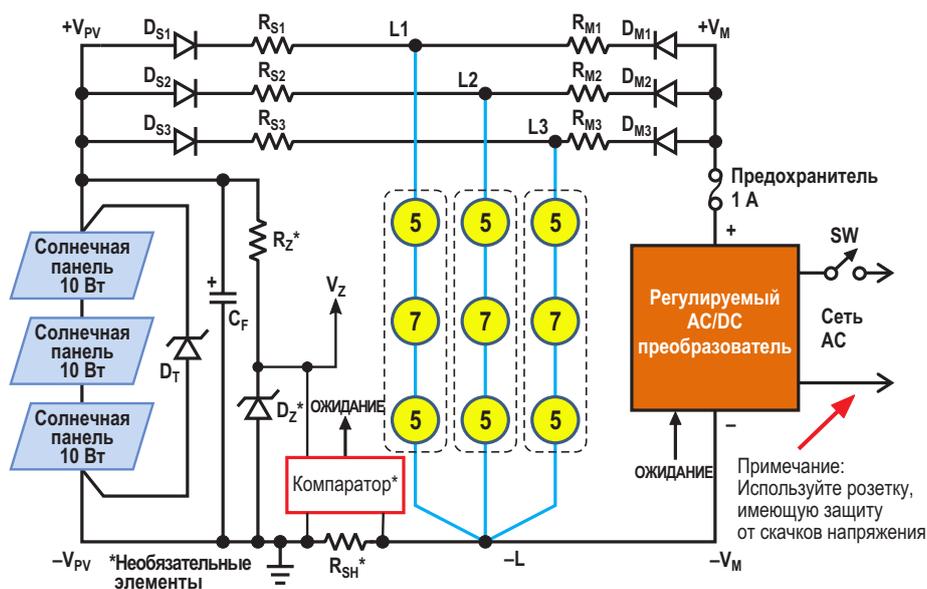


Рисунок 3. Принципиальная схема предлагаемой системы солнечного освещения с поддержкой эффекта противодействия солнечной панели.

освещения. Она состоит из трех фотоэлектрических панелей, соединенных последовательно. Выход массива панелей подключен к трем светодиодным лампам (L1, L2 и L3) через диоды D_{S1} , D_{S2} и D_{S3} и резисторы R_{S1} , R_{S2} и R_{S3} . Светодиодные лампы также подключены к выходу AC/DC преобразователя V_M через диоды D_{M1} , D_{M2} и D_{M3} и резисторы R_{M1} , R_{M2} и R_{M3} .

Некоторые детали конструкции схемы:

- Напряжение массива солнечных панелей при максимальной мощности (V_{PVM}): $17.5 \times 3 = 52.5$ В;
- Прямое напряжение белого светодиода мощностью 1 Вт (V_{LED}): 3 В; для 17 светодиодов – 51 В;
- Количество последовательно соединенных светодиодов: $52.5/3 = 17.5$ (округление до 17);
- Ток светодиода: 0.2 А (максимальный ток 0.33 А);
- Количество светодиодных ламп, подключенных к массиву солнечных панелей: $0.58/0.2 = 2.9$ (округление до 3);
- Остаточное напряжение: $52.5 - 51 = 1.5$ В; сопротивление R_{WIRE} провода между панелью и лампой – 0.6 Ом;
- Сопротивление последовательного резистора: $R_S = (1.5 \text{ В} - V_D - V_{WIRE})/0.2 = (1.5 - 0.7 - 0.6 \times 0.58)/0.2 = 2.2$ Ом (V_D – прямое напряжение диода).

На Рисунке 4 показан график зависимости мощности массива панелей P_{PV} от напряжения массива V_{PV} . Глядя на график, становится ясно, что эта простая SDL очень точно отслеживает точку максимальной мощности. Поэтому в солнечную погоду SDL обеспечи-



Рисунок 4. Зависимость мощности массива панелей от напряжения массива V_{PV} для SDL с выключенным преобразователем.

вает хорошее количество света в течение всего дня. Если такого количества света достаточно, AC/DC преобразователь можно выключить вручную выключателем SW.

Выбор AC/DC преобразователя

Для напряжения лампы 51 В был выбран 48-вольтовый AC/DC преобразователь. В этом преобразователе предусмотрена возможность регулировки выходного напряжения V_M до 53 В. Выход преобразователя также подключен к лампам (L1, L2 и L3) через диоды D_{M1} , D_{M2} и D_{M3} и резисторы R_{M1} , R_{M2} и R_{M3} . Эти резисторы помогают увеличить внутреннее сопротивление преобразователя.

С помощью этих резисторов можно усилить эффект противодействия. Кроме того, регулировка выходного напряжения преобразователя помогает контролировать эффект противодействия. После нескольких пробных включений для каждой лампы был выбран резистор 3.3 Ом, а напряжение V_M установлено равным 52 В. В целях безопасности в выходную цепь преобразователя включен предохранитель на 1 А.

Тестирование системы

Испытания проводились при различной интенсивности солнечного света. Для каждой интенсивности измерялись значения V_{PV} , I_{PV} , V_M , I_M и т. д. На Рисунке 5 показана зависимость фотоэлектрической мощности (P_{PVON}), мощности преобразователя (P_M) и полной мощности (P_{TOT}) от напряжения панелей при включенном преобразователе.

Обратите внимание, что при $V_{PV} = 51.5$ В максимальная мощность, забираемая от

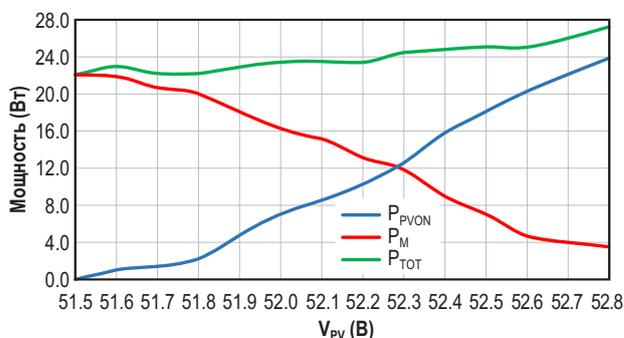


Рисунок 5. Зависимость фотоэлектрической мощности, мощности преобразователя и полной мощности от напряжения панелей при включенном преобразователе.

преобразователя, составляет около 22 Вт. Это лишь первоначальная настройка. При необходимости ее можно увеличить, повысив выходное напряжение преобразователя. При переходе к более высокому напряжению V_{PV} общая мощность несколько возрастает за счет большей мощности, поступающей от фотоэлектрических элементов.

Когда выполнялись измерения при включенном преобразователе, показанные на Рисунке 5, в то же время и при той же интенсивности солнечного света (в быстрой последовательности) был снят еще один набор показаний при выключенном преобразователе. Чтобы изучить поведение массива панелей, были построены зависимости P_{PVON} и P_{PVOFF} (мощность панелей при выключенном преобразователе), показанные на Рисунке 6.

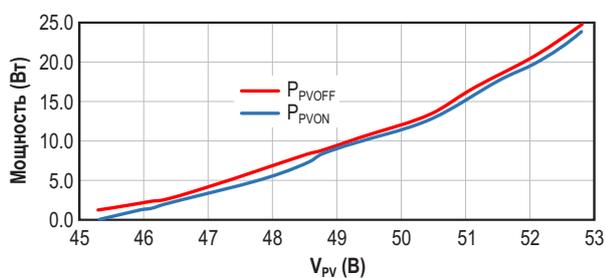


Рисунок 6. График фотоэлектрической мощности при выключенном и включенном преобразователе.

Обратите внимание, что при включенном преобразователе изменение напряжения V_{PV} ограничено узким диапазоном от 51.5 до 52.8 В. При выключенном преобразователе диапазон V_{PV} значительно шире: от 45.4 до 52.8 В. График P_{PVOFF} построен для соответствующего диапазона V_{PV} от 45.4 до 52.8 В. График P_{PVON} с Рисунка 5 повторно представлен на Рисунке 6 для диапазона V_{PV} от 45.4 до 52.8 В только для сравнения.

На графиках хорошо видно, что когда преобразователь выключен, мощность фотоэлектрической системы немного выше. Как говорилось ранее, SDL сама следует за точкой максимальной мощности. Следовательно, когда мы включаем преобразователь, точка максимальной мощности нарушается из-за изменения напряжения V_{PV} . Поэтому при включении преобразователя наблюдается снижение выходной мощности фотоэлектрических панелей примерно на 1 Вт.

Испытание резистивной нагрузкой

Лампы L1, L2 и L3 на Рисунке 3 были заменены тремя резисторами 265 Ом. Резистивные нагрузки не отслеживают точку максимальной мощности. Однако при включенном преобразователе рабочая точка фотоэлектрических панелей приближается к точке максимальной мощности.

Было замечено, что при включенном преобразователе мы получаем дополнительно от 10 до 15 % фотоэлектрической мощности. Таким образом, если предложенная схема используется для нагрузок, которые не отслеживают точку максимальной мощности, от фотоэлектрической панели можно получить некоторую дополнительную мощность.

Выбор компонентов

В предлагаемой схеме для управления мощностью, забираемой от сети, используются только диоды и резисторы (вместо сложных коммутирующих цепей). Необходимо минимизировать потери в этих компонентах.

Несмотря на то, что ток каждого из диодов составляет менее 1 А, были выбраны высоковольтные диоды типа 6A10. Эти 6-амперные диоды имеют меньшее прямое напряжение при меньших токах. Прямое напряжение диодов Шоттки будет гораздо меньше. Однако диоды Шоттки с высокими значениями обратного пикового напряжения не выпускаются. Для диода 6A10 это напряжение составляет 1000 В. AC/DC преобразователь подключен к сети, оттуда в схему могут попадать высоковольтные броски напряжения. Поэтому рекомендуется использовать диоды с высоким обратным пиковым напряжением.

Если прямое падение напряжения выбранного диода не устраивает, можно использовать схему защиты от переплюсовки на основе MOSFET. Такие схемы имеют незначительное прямое падение напряжения.

Более того, во время грозы высоковольтные броски напряжения могут попасть в схему и со стороны фотоэлектрических панелей. Обычно солнечные панели имеют встроенную защиту от бросков напряжения. Рекомендуется непосредственно на панели установить 100-вольтовые супрессоры параллельно выходным клеммам фотоэлектрической батареи. К выходу батареи подключен

электролитический конденсатор 4700 мкФ/100 В. Это сгладит резкие изменения напряжения батареи.

Проверка режима ожидания

В солнечный день, если SDL обеспечивает устойчивый и достаточный световой поток, пользователь может вручную отключить AC/DC преобразователь для экономии энергии. Однако если солнечный свет меняется в течение дня, то AC/DC преобразователь должен быть всегда включен.

Даже в пасмурные дни временами бывает яркое солнце. В таких условиях AC/DC преобразователь можно перевести в режим ожидания. При переводе преобразователя в режим ожидания потребляемый им ток будет пренебрежимо мал. Всякий раз, когда интенсивность солнечного света уменьшается, преобразователь мгновенно выходит из режима ожидания и обеспечивает достаточное освещение от сети.

На Рисунке 3 элементы, отмеченные знаком «*», используются для формирования сигнала ОЖИДАНИЕ. Токоизмерительный резистор R_{SH} используется для измерения тока фотоэлектрических панелей. Когда ток панели превышает пороговое значение (устанавливаемое пользователем), уровень сигнала ОЖИДАНИЕ (выход компаратора) становится высоким. Этот сигнал подается на преобразователь, который затем переходит в режим ожидания. Компоненты R_Z (3.3 кОм, 2 Вт) и D_Z (стабилитрон 5.1 В, 1 Вт) использу-

ются для формирования напряжения питания 5 В (V_Z) компаратора.

Принципиальная схема формирователя сигнала ОЖИДАНИЕ показана на Рисунке 7. Она основана на компараторе IC1 (LM311). Опорное напряжение для компаратора берется с делителя R10, R11, R12 и подается на инвертирующий вход 3. Опорное напряжение регулируется пользователем с помощью потенциометра R10. На вход 3 также поступает ток от резистора R13, которым управляет р-п-р транзистор T1 (BC556). Неинвертирующий вход 2 подключен к токоизмерительному резистору R_{SH} .

Когда падение напряжения на резисторе R_{SH} превышает опорное напряжение на выводе 3, уровень сигнала ОЖИДАНИЕ становится высоким. Транзистор T1 выключается, и опорное напряжение уменьшается, внося гистерезис. Цепь T1 и R13 необходима, поскольку в этом случае напряжение токоизмерительного резистора должно быть подключено к неинвертирующему выводу. Следовательно, этот вывод нельзя использовать для введения гистерезиса, как это обычно бывает.

На Рисунке 8 показаны осциллограммы тока фотоэлектрических панелей (желтый) и сигнала ОЖИДАНИЕ (синий). Компаратор, вырабатывающий сигнал ОЖИДАНИЕ, имеет гистерезис 50 мВ, что соответствует примерно 106 мА фотоэлектрического тока. Если уровень сигнала ОЖИДАНИЕ высокий, он не станет низким, пока ток панели не

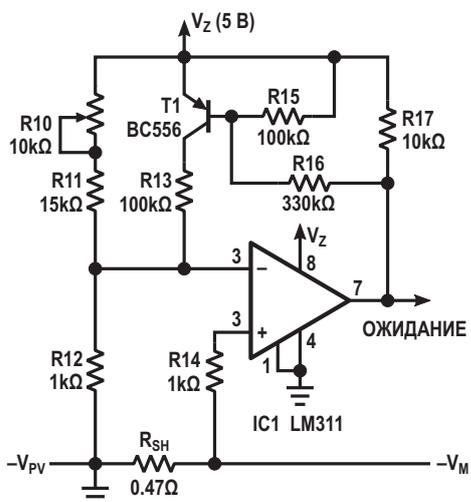


Рисунок 7. Схема на основе компаратора с гистерезисом формирует сигнал ОЖИДАНИЕ.

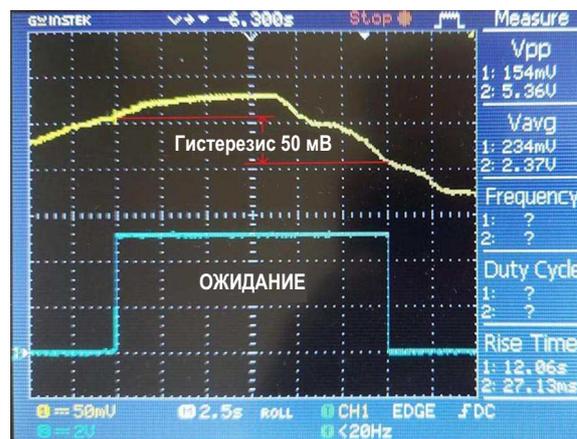


Рисунок 8. Желтая осциллограмма – ток батареи 106 мА/дел; синяя осциллограмма – сигнал ОЖИДАНИЕ 2 В/дел; гистерезис 50 мВ (106 мА).

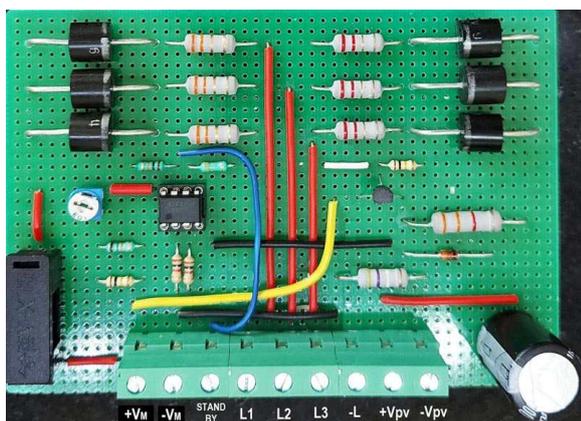


Рисунок 9. Это собранная печатная плата для системы освещения на основе эффекта противодействия солнечной панели.



Рисунок 10. В этой схеме AC/DC преобразователь и печатная плата смонтированы на общей панели.

уменьшится на 106 мА. Это уменьшит нежелательное дрожание сигнала ОЖИДАНИЕ.

Конструкция системы

На Рисунке 9 показана печатная плата, собранная в соответствии с принципиальной схемой на Рисунке 3. Она включает в себя схему противодействия солнечной панели, а также схему генератора сигнала ожидания. Подключения к этой плате доступны через 9-контактную клеммную колодку. Питание от преобразователя для безопасности подается через предохранитель.

На Рисунке 10 печатная плата и AC/DC преобразователь установлены на одном основании.

На Рисунке 11 показаны лампы L1, L2 и L3, установленные на опорной пластине. Каждая лампа изготовлена с использованием трех печатных плат с металлическими сердечни-

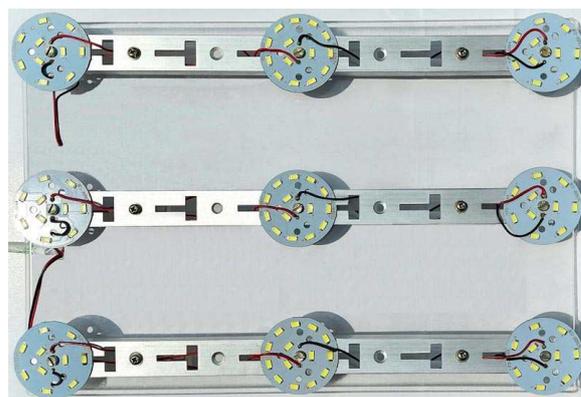


Рисунок 11. Для демонстрации использованы три светодиодные лампы. Каждая лампа содержит 17 белых светодиодов.



Рисунок 12. Благодаря эффекту противодействия солнечной панели лампы L1, L2 и L3 обеспечивают постоянный световой поток.

ками и белыми светодиодами. Две круглые печатные платы содержат по пять светодиодов, а средняя – семь. Всего в каждой лампе 17 светодиодов.

На Рисунке 12 показаны включенные лампы, а на Рисунке 13 – вся система.

Выводы

Все фотоэлектрические панели демонстрируют эффект противодействия. Этот эффект можно использовать для смешивания с постоянным напряжением, поступающим от другого источника, например, от преобразователя, аккумулятора и т. д. В этой статье приведен пример нагрузки на светодиодную лампу, но его можно распространить и



Рисунок 13. На этой фотографии показана вся система в сборе.

на другие типы нагрузок, такие как обогреватели, вентиляторы, зарядные устройства для мобильных и небольших двухколесных транспортных средств и т. д. Схема устраняет все недостатки чисто солнечных фотоэлектрических систем.

Несмотря на то, что используется резервный источник питания, потребляемая мощность будет оптимизирована в соответствии с условиями солнечного освещения. Пользо-

ватели не заметят перехода от дня к ночи. Кроме того, устройство дает пользователям возможность отключать резервное питание в солнечный день. В дни с переменным солнечным светом можно автоматически переводить преобразователь в режим ожидания для экономии энергии преобразователя.

Офисные здания, дома, гостиницы и т. д. должны иметь несколько таких систем. Они будут экономить электроэнергию и работать в качестве аварийных ламп в дневное время при перебоях в электроснабжении. Если спроектирована система с аккумуляторами, она сможет обеспечивать освещение и в ночное время, если сеть выйдет из строя.

Подводя итог, можно сказать, что предложена очень простая и недорогая система освещения, не использующая сложных схем коммутации. Она поддерживает надежную работу днем и ночью без вмешательства пользователя, обеспечивая максимальное использование солнечной энергии в любое время года. Она будет полезна для различных нагрузок. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM311](#)
2. [Datasheet Fairchild BC556](#)
3. [Datasheet MCC 6A10](#)

Низкочастотный аудиофильтр «кирпичная стена» не нуждается в настройке

Diego Puyal, Pilar Molina

EDN

Когда схемное решение требует использования фильтра нижних частот с крутым срезом, инженер может выбрать конструкцию, называемую иногда «кирпичная стена», которая отличается резким спадом за пределами полосы пропускания. Например, в системе стереофонического FM-вещания фильтры нижних частот в левом и правом каналах в полосе модулирующих частот аудио должны иметь частоту среза по уровню -3 дБ не менее 15 кГц, неравномерность частотной характеристики в полосе пропускания менее 0.3 дБ, начальную частоту полосы подавления не менее 19 кГц, затухание в полосе подавления более 50 дБ и идентичные фазовые характеристики.

Фильтр должен обеспечивать регулируемое усиление, чтобы максимально увеличить отношение сигнал/шум в первом каскаде аудиопроцессора. Частотная характеристика фильтра также должна включать режекцию на частоте 19 кГц, чтобы добиться максимально-

го ослабления на частоте пилот-сигнала FM поднесущей и, таким образом, минимизировать проблемы с согласованием фаз. Для снижения производственных затрат фильтр не должен требовать никаких регулировок в процессе производства. Обычные конструкции аналоговых активных фильтров не позволяют достичь этих целей при разумной стоимости и сложности без трудоемкой настройки. В этой статье описывается подход к синтезу активных фильтров, который снижает чувствительность фильтра к допускам пассивных компонентов и позволяет создавать недорогие фильтры высокого порядка с высокой избирательностью.

Процесс проектирования начинается с выбора подходящей топологии пассивного фильтра – в данном примере эллиптического фильтра седьмого порядка с входным и выходным импедансом 50 Ом (Рисунок 1). Установка начала полосы подавления на частоте 18.72 кГц приводит к режекции на

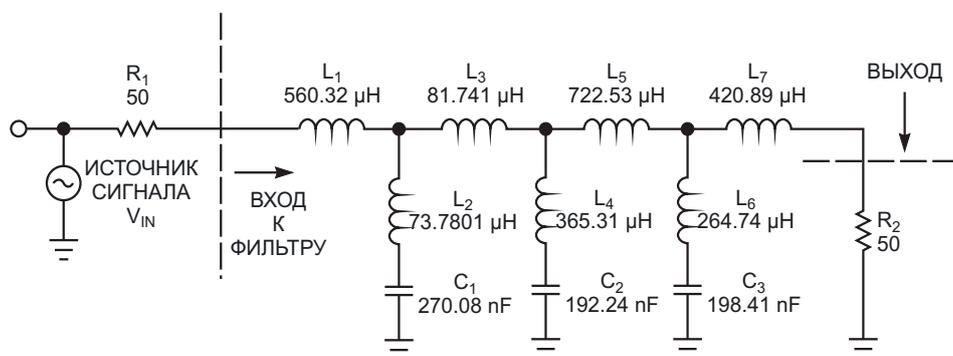


Рисунок 1. Этот прототип пассивного эллиптического фильтра нижних частот седьмого порядка имеет частоту среза 15 кГц и затухание в полосе подавления более 50 дБ.

частоте пилот-сигнала FM радиовещания 19 кГц. При использовании следующей формулы для преобразования импеданса каждого компонента амплитудно-частотная характеристика фильтра остается неизменной:

$$Z'(s) = \frac{k}{s} \times Z(s).$$

В результате преобразования все резисторы превращаются в конденсаторы, и регулировка значения параметра k позволяет получить приемлемые значения емкости для использования компонентов с допуском 10%. В данном случае выберите для C'_1 значение 2.2 нФ:

$$k = \frac{1}{R_1 \times C'_1}.$$

Индуктивности превращаются в резисторы, а использование компонентов с допуском 2% или выше соответствует требованиям, предъявляемым к схеме. Конденсаторы пре-

вращаются в «суперконденсаторы», полное сопротивление которых имеет частотную зависимость вида $1/s^2$:

$$Z'(s) = \frac{k}{s} \times \frac{1}{C_i s} = D'_i \times \frac{1}{s^2}.$$

Выбор топологии пассивного фильтра, содержащего максимальное количество индуктивностей, и все конденсаторы которого соединены с землей, дает преобразованный фильтр, состоящий из множества резисторов, нескольких суперконденсаторов и всего двух обычных конденсаторов. Суперконденсатор нельзя приобрести в виде готового компонента, но его электрический аналог состоит из нескольких операционных усилителей и резисторов (Рисунок 2). Входной импеданс гиратора Z_{IN} относительно земли определяет следующая формула:

$$Z_{IN} = \frac{Z_1 \times Z_3 \times Z_5}{Z_2 \times Z_4}.$$

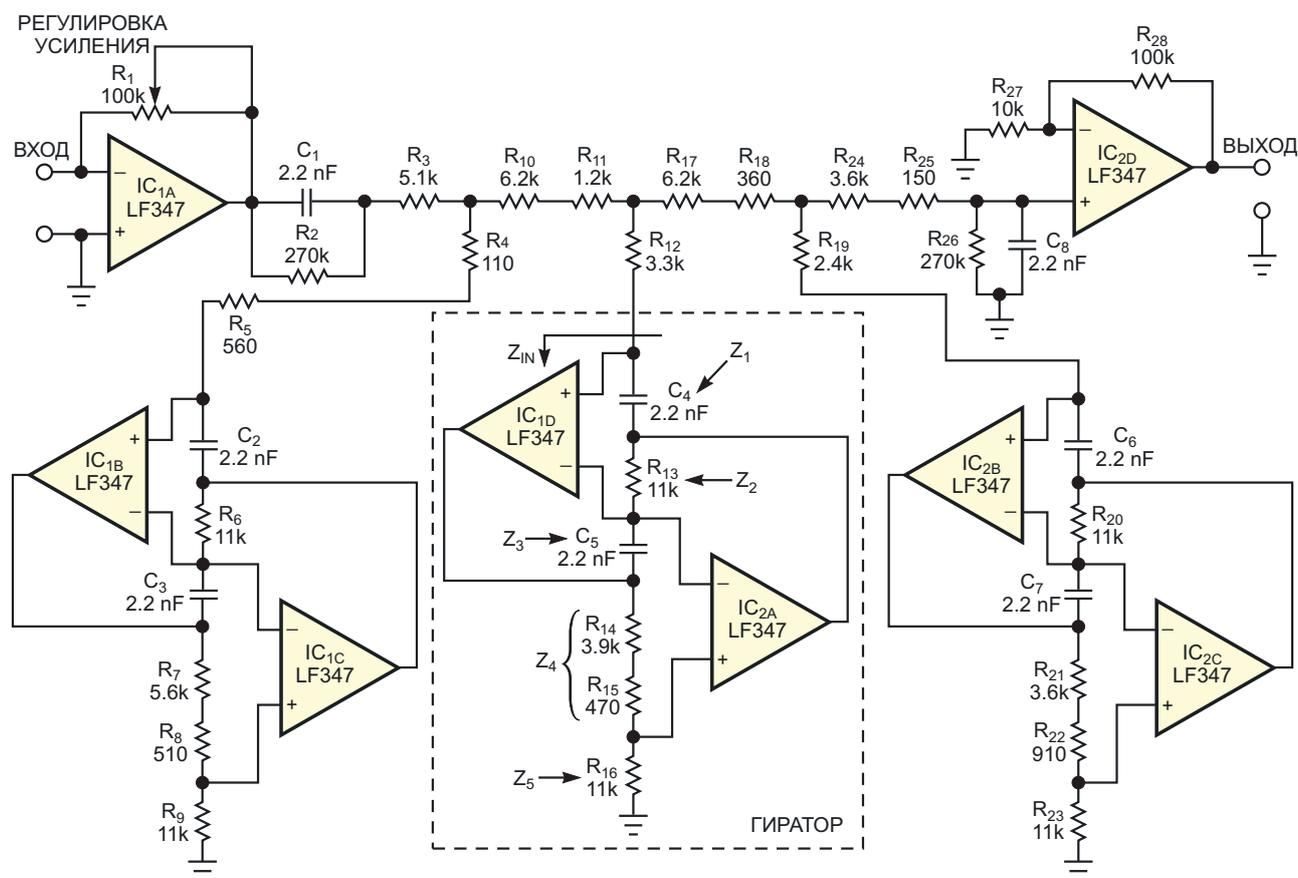


Рисунок 2. Из окончательной схемы исключены индуктивности, и гираторы заменили их «суперконденсаторами». Использование компонентов со средними допусками и счетверенных операционных усилителей для уменьшения количества компонентов минимизирует стоимость схемы.

Выбрав в формуле $Z_1 = Z_3 = 1/Cs$, установив емкость конденсатора C равной 2.2 нФ, заменив импедансы Z_2 и Z_5 на $R = 11$ кОм и установив $Z_4 = R_4$, получим решение для D'_i :

$$D'_i = \frac{C^2}{R_4}$$

На Рисунке 2 показана окончательная схема фильтра. Потенциометр R_1 регулирует общий коэффициент усиления, а подключение резисторов R_2 и R_{26} параллельно конденсаторам C_1 и C_8 предотвращает блокировку по постоянному току. В готовой

конструкции фильтра используются резисторы средней точности, всего восемь конденсаторов и два счетверенных операционных усилителя LF347 – совсем немного для активного фильтра седьмого порядка, который не требует регулировки для соответствия заданным характеристикам. Благодаря точной реализации режекции для подавления пилот-сигнала, измеренное затухание фильтра на частоте 19 кГц превышает 60 дБ. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics LF347](#)

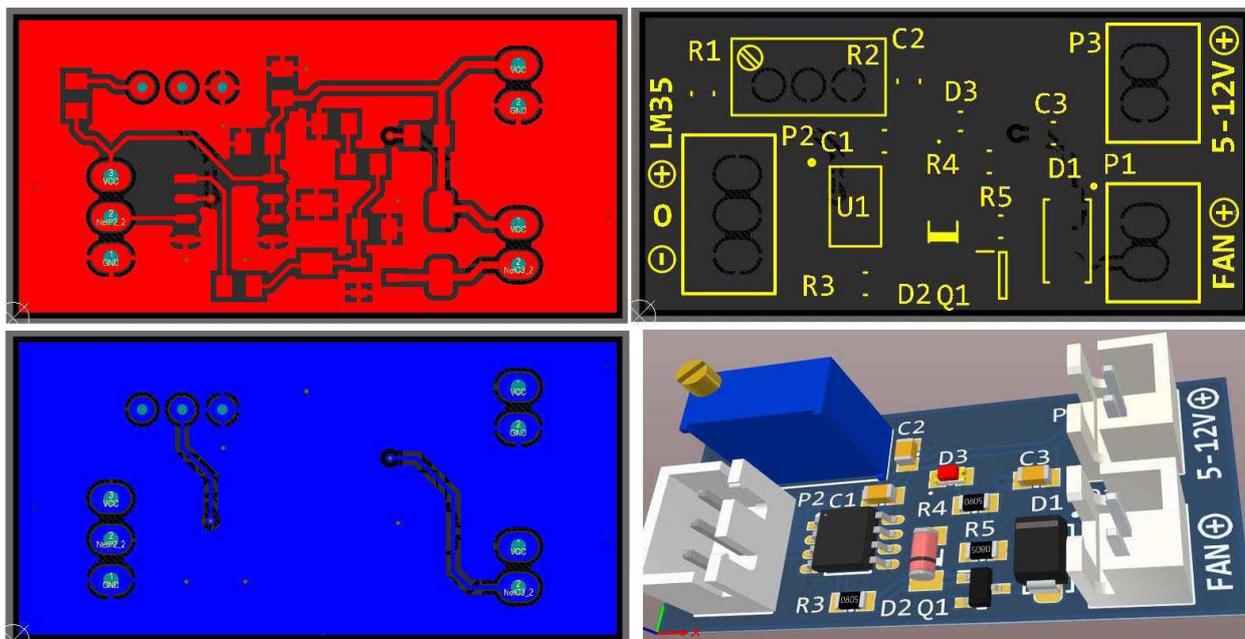


Рисунок 2. Разводка печатной платы контроллера вентилятора охлаждения.

Анализ схемы

Принципиальная схема устройства показана на Рисунке 1. Двумя основными компонентами являются датчик температуры и операционный усилитель.

U1 – это операционный усилитель LM358, включенный компаратором. Если напряжение на неинвертирующем входе выше/ниже, чем напряжение на инвертирующем входе, выходное напряжение будет близко к VCC/GND. Когда температура окружающей среды (напряжение на неинвертирующем входе) выше заданной температуры (напряжение на инвертирующем входе), выход компаратора будет активирован, и наоборот. Микросхема LM358 содержит два операционных усилителя. Второй операционный усилитель не используется и включен повторителем напряжения. R2 – многооборотный потенциометр, позволяющий легко регулировать температурный порог.

Элементы R3 и D2 предназначены для ограничения выходного напряжения компаратора U1, поскольку максимально допустимое напряжение на затворе Q1 составляет 8 В. Кроме того, они помогают поддерживать

напряжение на светодиоде D3 на уровне около 4.7 В, поэтому сопротивление резистора R4 фиксировано и составляет 470 Ом при любом напряжении питания. R5 используется для предотвращения нежелательного срабатывания транзистора Q1.

Q1 – это n-канальный MOSFET SI2302 в корпусе SMD, который может непрерывно коммутировать до 2.2 А, поэтому я решил использовать этот MOSFET, а не механическое реле. Диод D1 защищает Q1 от обратных индуктивных токов, а конденсатор C3 установлен для уменьшения коммутационных помех. C1 и C2 являются блокировочными конденсаторами и используются для снижения помех.

Разводка печатной платы

На Рисунке 2 показана разводка печатной платы схемы. Плата двухсторонняя с размерами 3.8 см × 1.9 см. [PL](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM35](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics LM358](#)
3. [Datasheet Nexperia Si2302DS](#)

Загрузки

[Файлы Gerbers проекта](#)



Активная подтяжка шины I²C экономит энергию

Stephen Woodward

EDN

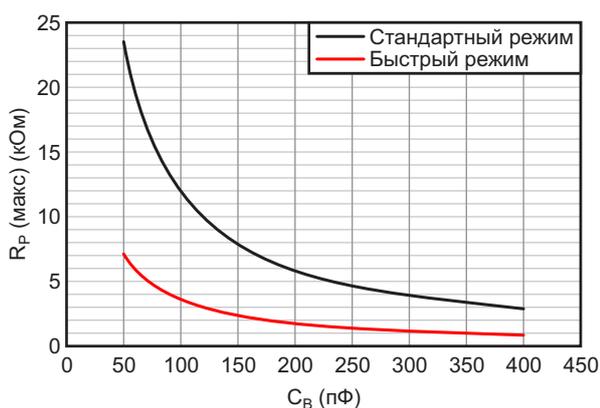
Популярный коммуникационный стандарт I²C позволяет осуществлять гибкий последовательный ввод/вывод с помощью простой двухпроводной шины: SCL и SDA. Этот трюк достигается с помощью двунаправленных линий синхронизации и данных. Двунаправленный поток хорош для экономии контактов, но из-за использования пассивных подтягивающих резисторов он не так хорош для экономии энергии. Сопротивления резисторов подтяжки должны быть выбраны достаточно низкими (и, следовательно, пропускать достаточный ток), чтобы заряжать паразитную емкость шины со скоростью, определяемой выбранной скоростью передачи данных. Рисунок 1 иллюстрирует эту неудобную арифметику.

Величина потребляемого тока V/R и мощности V^2/R , расходуемой на пассивное «под-

тягивание», зависят от емкости шины, напряжения подтяжки и рабочей частоты и, как показано на Рисунке 1, для быстрого режима 400 кГц при напряжении шины 5 В и емкости шины $C_B = 400$ пФ могут достигать $5\text{ В}/1\text{ кОм} = 5\text{ мА}$ и $5^2/1\text{ кОм} = 25\text{ мВт}$. Это может легко составлять значительную часть общего энергопотребления системы. Это плохо для батарей и плохо для политкорректности в эпоху «зелености» и «экологической безопасности».

Так как же сэкономить часть этого избыточного тока и мощности? На Рисунке 2 представлен один из способов: активная подтяжка со значениями номиналов, выбранными для наихудшего случая, показанного на Рисунке 1 – высокая скорость (400 кГц) и большая емкость (400 пФ).

Эта топология схемы, простая, учитывая, что ее основной целью была экономия мощности подтяжки, начинается с не обещающей ничего хорошего ноты – пассивного подтяги-



Стандартный режим ($f_{SCL} = 100$ кГц, $t_R = 1$ мкс) Быстрый режим ($f_{SCL} = 400$ кГц, $t_R = 300$ нс)

Зависимость максимального сопротивления подтягивающего резистора [R_p (макс)] от емкости шины (C_B)

Рисунок 1. Скорость шины I²C обратно пропорциональна максимальному эффективному сопротивлению подтяжки. Источник [1].

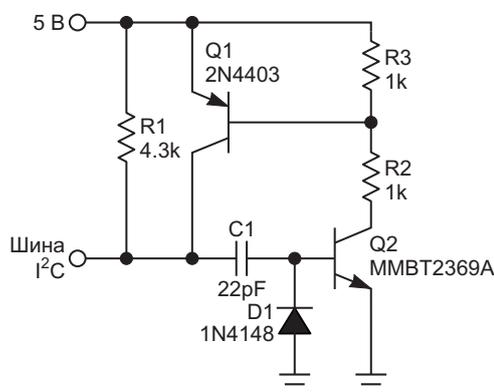


Рисунок 2. Регенеративная схема активной подтяжки (одна из двух необходимых) с номиналами компонентов, выбранными для наихудшей комбинации, показанной на Рисунке 1.

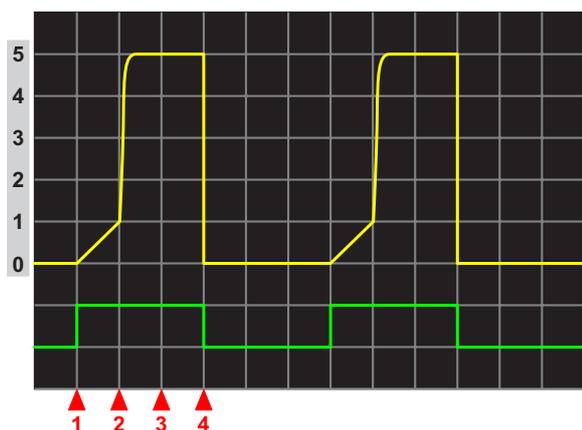


Рисунок 3. Диаграммы сигналов активной подтяжки и 4-этапная последовательность, обозначенная на изображении.

вающего резистора R1. Как все это работает, показано на Рисунке 3.

Процесс активного подтягивания происходит в четыре этапа.

1. Освобождение соответствующей сигнальной линии шины (т. е. SCL или SDA) позволяет резистору R1 начать пассивную подтяжку и заряжать емкость шины. Обусловленное этим нарастание напряжения происходит медленно, поскольку сопротивление R1 более чем в 4 раза больше, чем 1 кОм – значения, рассчитанного в соответствии с требованиями Рисунка 1. Очевидно, что нарастание никогда не закончится достаточно быстро!
2. Но подождите: результирующий сигнал подается через конденсатор C1 в базу Q2. Следовательно, на этапе 2 процесса транзистор Q2 открывается, забирая с собой также Q1 и образуя очень быструю

петлю положительной обратной связи, которая вводит оба транзистора в насыщение и завершает зарядку емкости шины за десятки наносекунд, устраняя падение напряжения на резисторе R1, в результате чего потребление им энергии прекращается.

3. Очень небольшая постоянная времени конденсатора C1 емкостью 22 пФ, работающего на сопротивление базы транзистора Q2, быстро разряжает C1 и прекращает управление транзисторами, позволяя им начать выключение и прекратить активную подтяжку. Это дает транзисторам Q1 и Q2 время на восстановление после насыщения.
4. Подтягивание к земле запускает следующий цикл активности шины и перезаряжает конденсатор C1 через диод D1, который также защищает транзистор Q2, максимально допустимое обратное напряжение база-эмиттер которого ограничено значением всего 4.5 В.

Таким образом, наша притча о бережном отношении к мощности подтяжки получила счастливый конец: экономия энергии составляет около 75% от требуемой в противном случае, причем без необходимости изменения программного обеспечения. **РЛ**

Ссылка

1. [Texas Instruments Application Report SLVA689](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor 2N4403](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor MMBT2369A](#)

Аналоговый компаратор распознает три соотношения сигналов

Glen Chenier

EDN

Несколько лет назад мы разрабатывали накладной фотометр – портативный прибор для безразрывного измерения, который

можно было закрепить на оптическом волокне связи для определения наличия света, направления его распространения и присут-

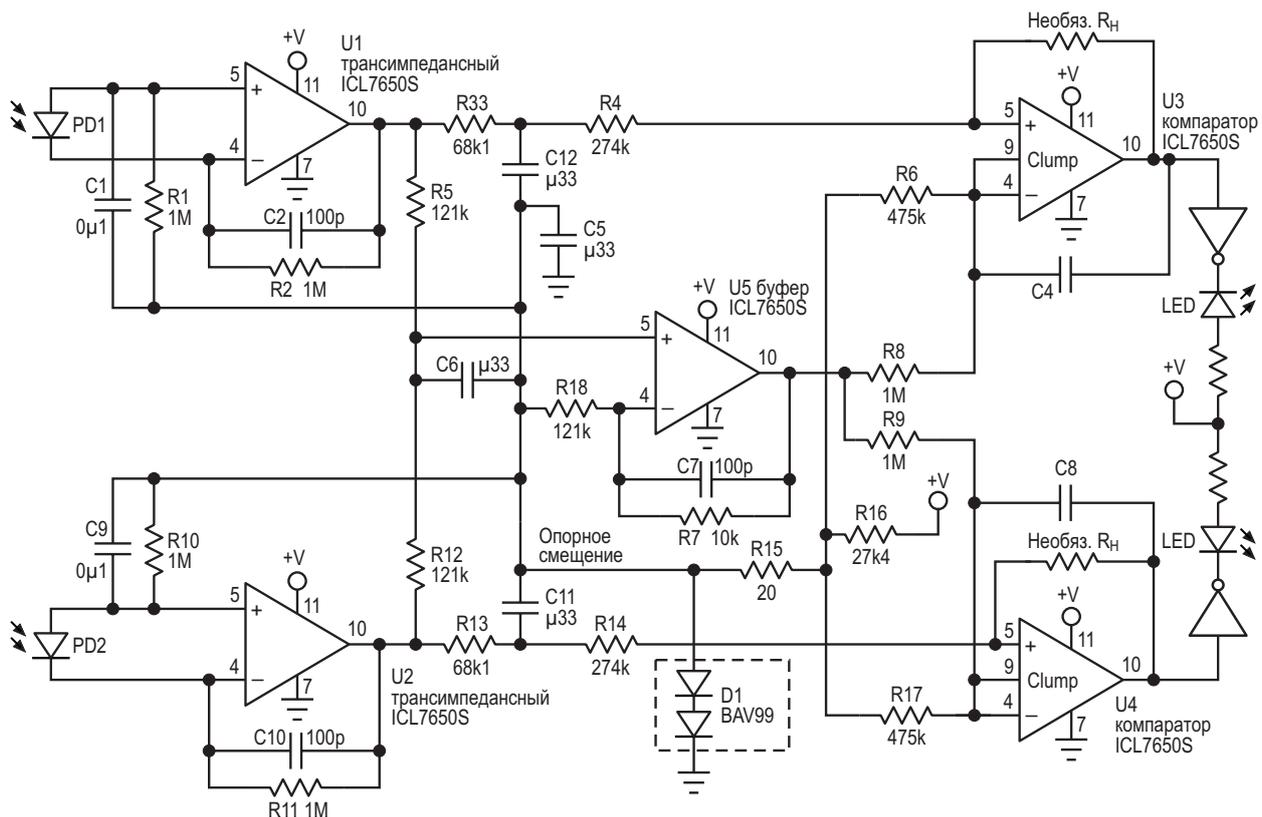


Рисунок 1. Поскольку оптические сигналы необходимо усреднить до постоянного значения, для удаления из них данных и модуляции тестового тона используются конденсаторы. Конденсаторы C2, C7 и C10 обеспечивают устойчивость операционных усилителей. Конденсаторы C4 и C8 являются необязательными и предназначены для замедления мерцания светодиодов, когда входные напряжения компараторов U3 и U4 близки к порогам переключения; в качестве альтернативы для жесткого переключения без мерцания светодиодов вместо этих конденсаторов можно использовать резисторы положительной обратной связи R_H. Если необходимо предотвратить насыщение операционного усилителя очень сильными оптическими сигналами, сопротивления резисторов R2 и R11 можно при необходимости уменьшить.

ствия комбинаций низкочастотной модуляции тестового тонального сигнала. Его назначение заключалось в том, чтобы точно идентифицировать конкретное оптическое волокно в люке или палатке перед резкой и сращиванием, поскольку случайной резки неправильно идентифицированного волокна, несущего «живой» трафик, нужно избегать любой ценой.

В месте изгиба волокно зажимается в V-образный блок под давлением легкой пружины. Изгиб позволяет небольшой части внутреннего сигнала выходить через относительно прозрачный материал оболочки; пара фотодиодов, расположенных по обе стороны от изгиба, регистрирует выходящий свет. Направление распространения определяется тем, какой из двух фотодиодов принимает более сильный сигнал. Для наиболее чувствительного обнаружения низкоуровневых сигналов усилители должны работать в диапазоне микровольт, что требует использования стабилизированных прерывателем операционных усилителей для минимизации входного напряжения смещения.

На первый взгляд этот подход казался простым – подать сигналы фотодиода на аналоговый компаратор, стабилизированный прерывателем, для определения направления. Однако здесь возникла небольшая проблема. Если бы в волокне присутствовали двунаправленные сигналы, например, используемые при грубом спектральном уплотнении (1310 нм и 1550 нм, распространяющиеся в противоположных направлениях), мы хоте-

ли, чтобы загорались оба светодиода указателя направления. Это, конечно, невозможно сделать с помощью компаратора с двумя состояниями.

Схема на Рисунке 1 позволяет обойти эту проблему, зажигая только соответствующий светодиод указателя направления, если существует большая разница между уровнями двух сигналов или если один из сигналов отсутствует, но зажигает оба светодиода, когда фотодиоды реагируют на сигналы с близкими уровнями. Желаемые пороговые значения зависят от механической конструкции оптического зажима, описание которой выходит за рамки настоящей статьи. Если сигналы в любом направлении отсутствуют, оба светодиода остаются выключенными, указывая на неработающее волокно оптического кабеля.

В этом примере используются стабилизированные прерывателем операционные усилители ICL7650S, которые были доступны на момент разработки схемы (на Рисунке 1 для ясности не показаны необходимые внешние стабилизирующие конденсаторы), но могут использоваться и другие типы операционных усилителей. С помощью двух последовательных диодов D1 устанавливается смещение, равное примерно 1 В, которое служит опорным уровнем для нулевого сигнала. В отсутствие входных сигналов резистор R15 поддерживает низкий уровень на входах обоих компараторов U3 и U4 со смещением около +2 мВ относительно этого опорного уровня.

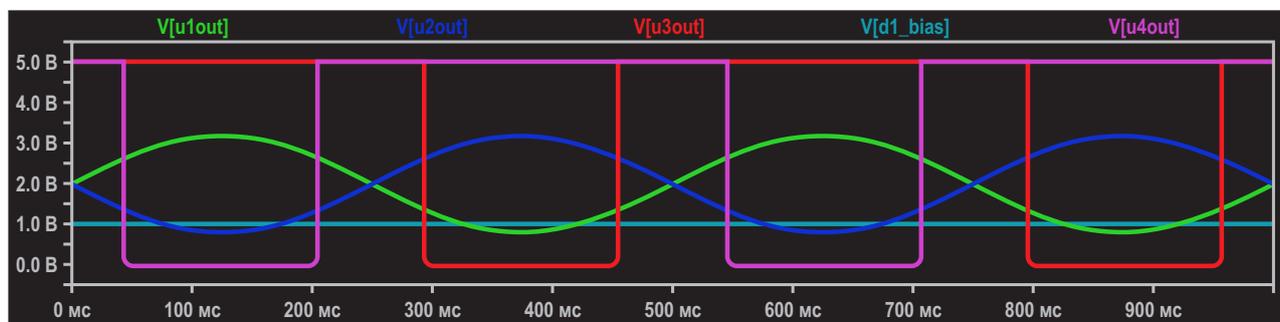


Рисунок 2. Это моделирование показывает сигналы обоих фотодиодов при постоянном смещении 0.5 мкА (2 В на левой шкале) и размахе ± 0.6 мкА, чтобы продемонстрировать отклики компараторов при номиналах резисторов, указанных на Рисунке 1. Уменьшение сопротивлений резисторов R8 и R9 сузит диапазон сигналов, при которых включаются оба светодиода; уменьшение сопротивлений R6 и R17 расширит этот диапазон.

Принцип работы схемы прост. Каждый фотодиод, работающий в фотогальваническом режиме, создает на выходах соответствующих трансимпедансных усилителей U1 и U2 напряжение, зависящее от интенсивности регистрируемого света. Затем каждое напряжение поступает на соответствующий компаратор U3 и U4. Уровень напряжения сравнения задается путем объединения выходов трансимпедансных усилителей через буфер U5, имеющий коэффициент усиления, немного превышающий единицу. Таким образом, этот уровень соответствует максимальному сигналу фотодиода, деленному на минимальный уровень сигнала фотодиода посред-

ством делителя напряжения R5 и R12, чтобы обеспечить поддержку широкого диапазона уровней сигнала в оптическом волокне. При указанных сопротивлениях резисторов оба сигнала будут активными до тех пор, пока меньший ток фотодиода не будет составлять менее чем примерно 0.22 от большего тока фотодиода. Ниже этого значения только самый сильный сигнал зажжет соответствующий светодиод. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Intersil ICL7650S](#)
2. [Datasheet Nexperia BAV99](#)

Генератор со сверхнизкими искажениями. Часть 1 – Как не надо делать

Nick Cornford

EDN

За годы существования рубрики Design Ideas (DI, конструкторские идеи) в ней было представлено множество интересных генераторов, но ни один из них, насколько я помню, не был специально разработан для получения действительно чистой синусоиды. Это упущение в сочетании с необходимостью переделать мой старый генератор синусоидальных сигналов с искажениями менее 0.01% дали мне отличный повод провести некоторые исследования, в результате чего получилась эта статья, которая состоит из двух частей. Сначала мы рассмотрим, как не надо делать, а затем во второй части расскажем, как получить уровни искажений Audio Precision по ценам RadioShack*).

Альтернативы

Сглаживание треугольных импульсов [1] для получения чего-то достаточно синусоидального мы даже не будем рассматривать, поскольку THD (общие гармонические искажения) 0.3% – лучшее, что может дать этот подход без сложных, многоточечных «сжимающих» цепей. Точно так же исключены генераторы с фазосдвигающими цепями обратной связи; их добротность низка, а строенные потенциометры в каталогах отсутствуют. И если бы я разрабатывал что-то для современного производства, то отправной точкой

был бы 24-битный ЦАП, управляемый небольшим процессором с большой таблицей преобразования, но это не то, что можно собрать из доступных компонентов за один день.

Тогда чем же плоха старая добрая мостовая схема Вина? Соответствующая страница Википедии [2] содержит много исторических, практических и математических подробностей, и в ней сообщается, что могут быть достигнуты уровни искажений до 0.0003% (3 ppm), поэтому у нас есть один целевой ориентир, хотя, скорее всего, он относится к фиксированной частоте, а не к многодиапазонному, полностью перестраиваемому устройству. Практическая цель – 96 дБ или 0.0015%, что является абсолютным пределом для 16-битного линейного ИКМ-аудио компакт-диска, тогда как более амбициозная цель – 120 дБ или 1 ppm. При таких уровнях шум схемы, который мы пока будем игнорировать, может преобладать над THD.

Мостовой генератор Вина

Чтобы проверить это, я собрал макет базовой схемы с использованием операционного усилителя LM4562, тщательно подобранных резисторов и полистирольных конденсаторов, стабилизировав амплитуду с помощью фотопроводящего оптоизолятора (по сути, светодиода и фоторезистора) с сильно

^{*)} Audio Precision – американская компания, специализирующаяся на разработке и производстве прецизионных приборов для измерения параметров аудиоаппаратуры.

RadioShack – сеть розничных магазинов по продаже электроники со штаб-квартирой компании в США.

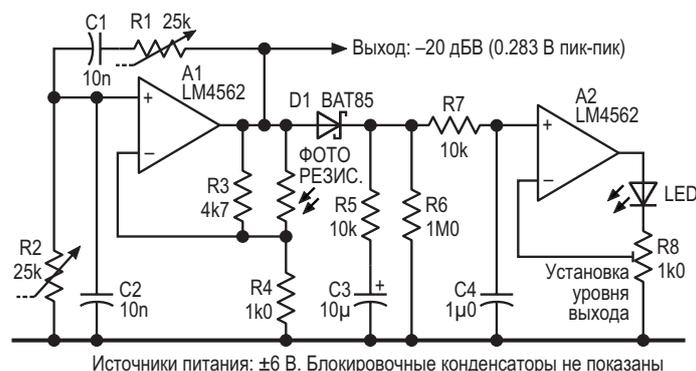


Рисунок 1. Простой генератор с мостом Вина, в котором для стабилизации амплитуды используется фотопроводящий оптоизолятор.

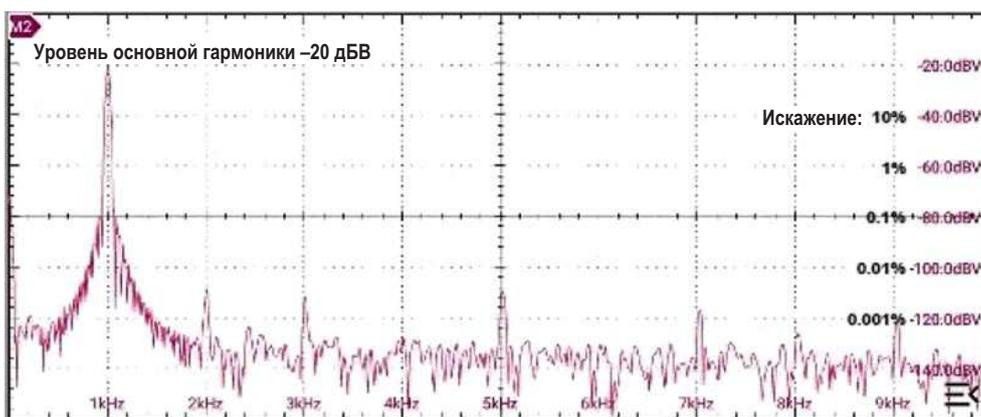


Рисунок 2. Спектр выходного сигнала генератора с уровнем -20 дБВ при работе на частоте около 1 кГц.

фильтрованным управляющим сигналом. (Термистор работает только при высоких уровнях выходных сигналов и очень непостоянен). На Рисунок 1 показана схема, а на Рисунок 2 – спектр выходного сигнала на частоте около 1 кГц для уровня -20 дБВ (около -22 дБн или 0.283 В пик-пик).

Спектр показывает THD около -76 дБ или 0.02% – так себе. Однако я научился быть осторожным с БПФ, когда динамический диапазон исследуемого сигнала превышает примерно 90 дБ, и предпочитаю отсекал большую часть основной гармоники, чтобы более четко видеть остальные. Результат

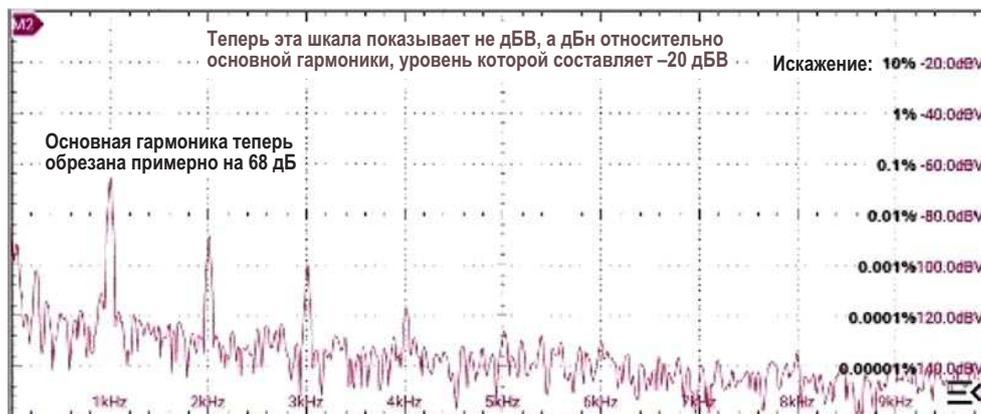


Рисунок 3. Спектр того же сигнала, но с существенно ослабленной фундаментальной частотой для более точного отображения гармоник.

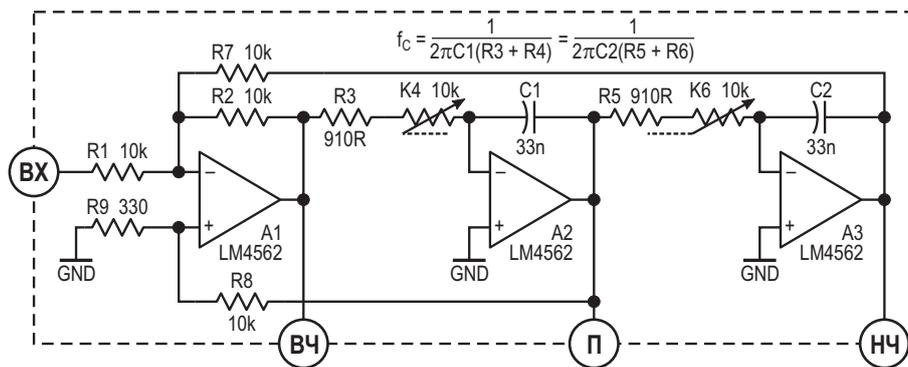


Рисунок 4. Классический биквадратный фильтр или фильтр с двумя интеграторами в петле обратной связи с выходами высокочастотных, полосовых и низкочастотных сигналов.

этого показан на Рисунке 3: гораздо лучше, THD составляет –88 дБ, или 0.004%.

Лучше и неплохо для начала, но всё равно далеко от цели. (Обратите внимание, что шкала теперь показывает относительный уровень гармоник в дБн, поскольку выходной сигнал генератора составляет 20 дБВ, а режекторный фильтр имеет коэффициент усиления по напряжению 10 дБ или 20 дБ). Еще немного подумав и повозившись – или наоборот – мы, вероятно, могли бы улучшить его характеристики до эталонного уровня, но более перспективной выглядит другая отправная точка. Самой большой проблемой является контур стабилизации амплитуды, поскольку устранение всех пульсаций плохо влияет на демпфирование, увеличивая время установления. Низкая добротность моста Вина, равная 1/3, – не лучший помощник.

Биквадратный фильтр в цепи обратной связи

Моей любимой схемой комплексных фильтров и генераторов всегда была биквадратная конфигурация с обратной связью по параметру состояния или с петлей на основе двух интеграторов, одна из топологий которой показана на Рисунке 4.

Вы вполне можете узнать о ней что-то из сотни с лишним технических описаний и руководств по применению National Semiconductor/TI. Ее основы, я думаю, восходят к 1950-м годам, когда под «операционными усилителями» обычно подразумевались стойки со светящимися лампами, и он универсален, легко проектируется и хорошо управляет

ем. Эта версия урезана для добротности порядка 16 и коэффициента усиления около 10. Теперь мы обозначим фильтр пунктирной линией и будем рассматривать его как модуль. Предполагается источник питания с напряжениями от ±5 В до ±15 В с большим количеством развязывающих конденсаторов.

Чтобы заставить его колебаться, мы берем полосовой выходной сигнал (П) и с подходящим уровнем подаем его обратно на вход. Это часто делается путем ограничения сигнала П с помощью пары встречно-параллельных диодов, как показано на Рисунке 5.

При указанных на схеме номиналах компонентов диоды сжимают сигнал примерно до 2/3 выходного уровня. Меньше этого значения – потеря устойчивости; больше – гармоники становятся чрезмерными. Показанная цепь обратной связи поддерживает низкие импедансы со стороны диодов, обеспечивая чистую работу до 100 кГц и выше, а добавленный термистор улучшает стабильность амплитуды при изменении температуры. Для минимизации четных гармоник диоды следует подобрать по прямому напряжению. Третья гармоника, создаваемая диодами, к тому времени, когда она достигает выхода НЧ, снижается примерно на 22 дБ, а более высокие гармоники ослабляются еще больше.

Спектр необработанного сигнала (выход НЧ) показывает THD порядка 0.08%, что является, пожалуй, лучшим результатом, который может дать этот подход. «Зубчатый» спектр (не показан) продемонстрировал меньше пиков и более низкий их уровень, но третья гармоника – ограничивающий фактор – оста-

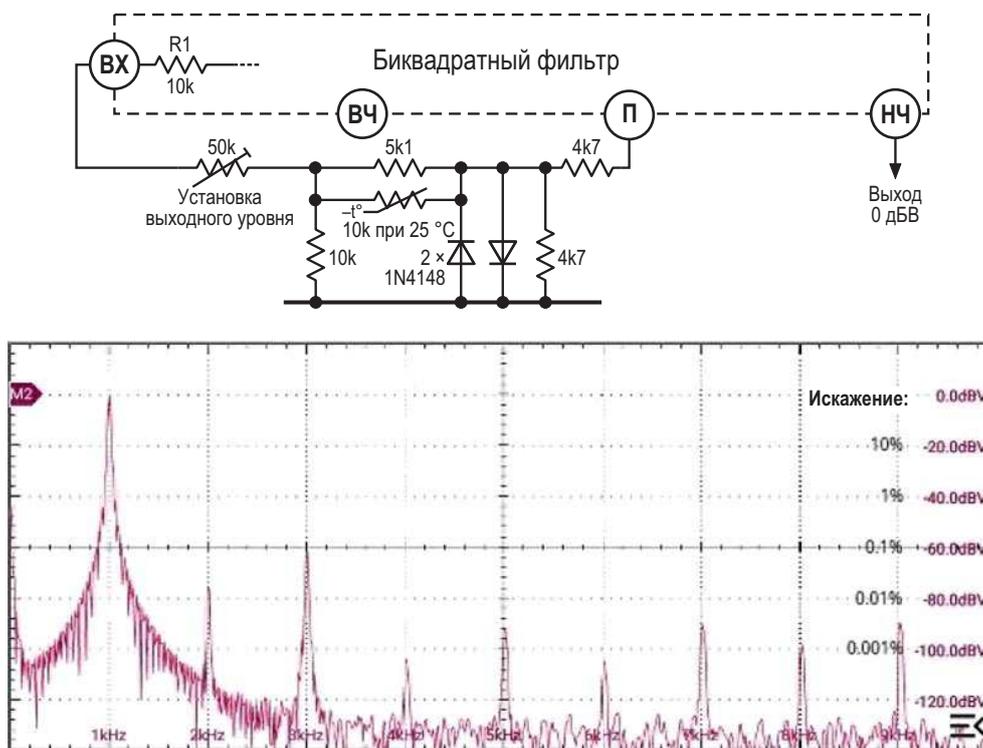


Рисунок 5. Фильтр с добавленной обратной связью, ограниченной диодами, становится генератором, но с большим количеством гармоник, что дает THD порядка 0.08%.

валась на том же значении. Поскольку контур управления как таковой отсутствует, проблем с его устойчивостью быть не может, хотя время установления заметно на низких частотах. Это по-прежнему хорошая основа для многодиапазонного генератора звуковых частот.

При использовании конденсаторов и резисторов соответствующих номиналов он также хорошо работает на очень низких частотах, хотя для предотвращения утечек необ-

ходимы ОУ с входными каскадами на полевых транзисторах. С времязадающими компонентами 5.7 мкФ (4.7 мкФ + 1.0 мкФ, лавсановый диэлектрик) и резисторами 3.3 МОм, а также с ОУ TL072, установленными вместо LM4562, осциллограмма сигнала с частотой около 8 мГц, или с расчетной длительностью 118.2 с/период, выглядит как на Рисунке 6.

Зачем кому-то могло бы понадобиться использовать чисто аналоговый подход для

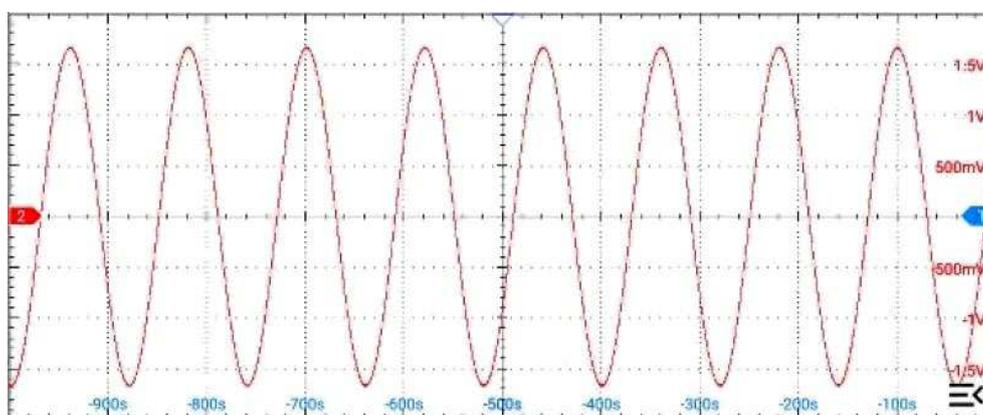


Рисунок 6. При использовании микрофард и мегаом в качестве времязадающих элементов генератор на основе биквадратного фильтра с диодной стабилизацией будет легко работать в области миллигерц – в данном случае около 8 мГц.

генерации таких низкочастотных сигналов – ума не приложу, но попробовать это было очень соблазнительно, даже если на нормальное установление требовался час или около того. (У меня не хватило терпения попробовать еще больше увеличить номиналы времязадающих компонентов. И даже не думайте спрашивать меня о спектре).

Продолжение следует...

Во второй части, чтобы получить очень чистую синусоиду, мы возьмем биквадратный фильтр и добавим к нему свободную от

искажений обратную связь, аналогичную той, что используется в мосте Вина, но на стероидах. [РЛ](#)

Ссылки

1. Nick Cornford. [Сглаженные треугольные импульсы: синусоиды, но с зубцами?](#)
2. [Генератор с мостом Вина](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM4562](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics TL072](#)
3. [Datasheet NXP BAT85](#)

Генератор со сверхнизкими искажениями. Часть 2 – То, что надо

Nick Cornford

EDN

В части 1 этой статьи мы кратко рассмотрели генератор с мостом Вина, прежде чем остановиться на биквадратном фильтре как лучшем кандидате на роль генератора, способном обеспечить искажения меньше 0.0001%/–120 дБ, и показали его полную схему. Если рассматривать его как модуль, он полностью готов к добавлению обратной связи на основе не вносящего искажений линейного ограничителя.

Попытка использования для такого ограничителя полевого транзистора с р-п переходом оказалась разочаровывающей. Даже когда схема была оптимизирована для минимизации присущей ей нелинейности, она добавляла к сигналу обратной связи около

–92 дБ/0.0025% третьей гармоники. Как отмечалось в первой части, ослабление третьей гармоники от входа до выхода НЧ составляет приблизительно 22 дБ, поэтому на выходе мы получили 0.0002% искажений или –114 дБ. Ближко, но еще не дотягивает.

Давайте вернемся к фотопроводящему оптоизолятору, который мы использовали для стабилизации схемы с мостом Вина в первой части. Его фоторезисторная часть (LDR), конечно, линейна, но светодиод (LED) требует осторожного управления, чтобы предотвратить сквозное прохождение любых значительных пульсаций, которые могли бы модулировать сигнал обратной связи и тем самым вносить искажения. На Рисунке 1 показан

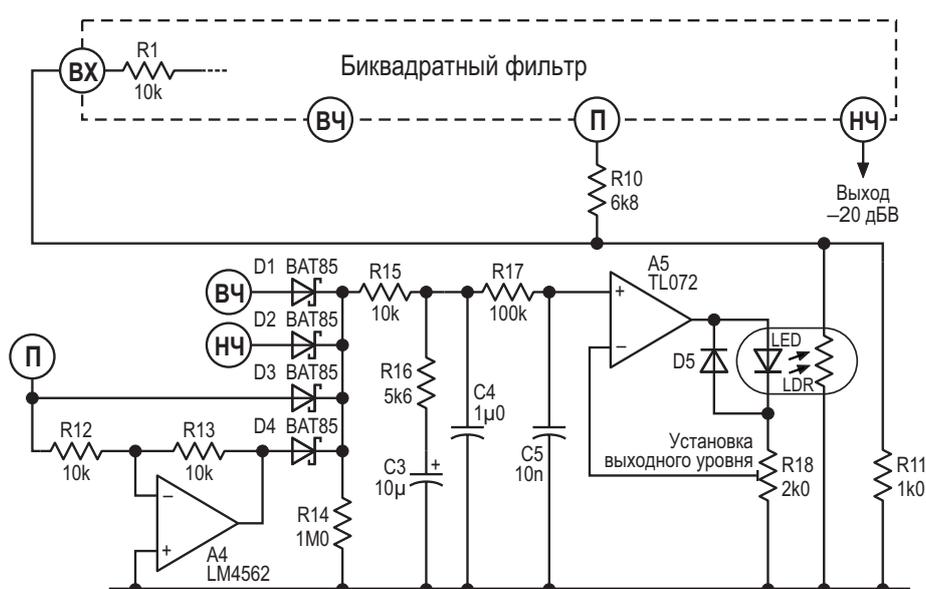


Рисунок 1. Использование хорошо спроектированной петли управления обратной связью стабилизирует уровень колебаний, не внося существенных искажений.

контур обратной связи, добавленный к базовому модулю биквадратного фильтра, в котором реализован изящный способ минимизации пульсаций при сохранении разумной динамики контура. (Полная схема этого модуля показана на Рисунке 4 в части 1).

Поскольку биквадратный фильтр имеет два выходных сигнала (ВЧ и НЧ), которые находятся в противофазе, есть возможность легко получить двухполупериодное выпрямление, но мы можем добиться гораздо большего. Выходной сигнал П находится по отношению к ним в фазе $90^\circ/270^\circ$, поэтому мы также можем использовать и его, и его инверсию, чтобы получить 4-фазное выпрямление, сократив пульсации до четверти от однофазного значения. Пульсации также будут в четыре раза превышать основную частоту, так что у нас (примерно) в шестнадцать раз лучше, чем было с мостом Вина.

При точно подобранных постоянных времени в биквадратном фильтре уровни сигналов на всех трех выходах при резонансе будут одинаковыми, но любые рассогласования или несоответствия будут вносить пульсации в виде субгармоник составляющей $4\times$ (если это имеет смысл). Диоды должны быть хорошо подобраны, а операционные усилители должны иметь низкое напряжение смещения или, по крайней мере, меньшее, чем любое несоответствие прямых напряжений диодов. Необходимо хорошее согласование сопротивлений секций потенциометра; адекватные результаты, уравнивая секции, часто дает дополнительный резистор, включенный параллельно с половиной, имеющей более высокое сопротивление.

Элементы R16, C3 и C4 образуют фильтр цепи обратной связи, необходимый для устойчивой работы, а R17 и C5 обеспечивают дополнительную фильтрацию составляющей $4\times$. Их номиналы являются компромиссами; контур обратной связи слегка недодемпфирован, но обеспечивает достойные характеристики во всем диапазоне настройки и требует менее 500 мс для стабилизации уровня. A5 преобразует отфильтрованное напряжение в ток для управления светодиодом, тем самым управляя сопротивлением фоторезистора. В качестве оптоизолятора использовался Silonex NSL-32SR3; хорошо работало, хотя и с примерно вдвое меньшей чувствительностью, самодельное устройство, изготовленное из (переработанного) фоторезистора NSL-19M51, прозрачного белого светодиода в корпусе T-1 и черной термоусадочной трубки. (Я использовал его, когда экспериментировал со сглаженными треугольными импульсами [1], хотя в окончательном варианте он не понадобился). Потенциометр R18 – единственная необходимая регулировка – устанавливает уровень возбуждения светодиода и, следовательно, уровень выходного сигнала звуковой частоты.

Контур обратной связи замыкается через цепь R10, R11 и LDR. При запуске схемы фоторезистор имеет высокое сопротивление, но обратной связи достаточно для начала колебаний, после чего он постепенно закорачивает резистор R11, чтобы обеспечить необходимый уровень сигнала.

Фоторезисторы имеют довольно большое время отклика. Тот, который используется в схеме, имеет сопротивление около 1.7 кОм

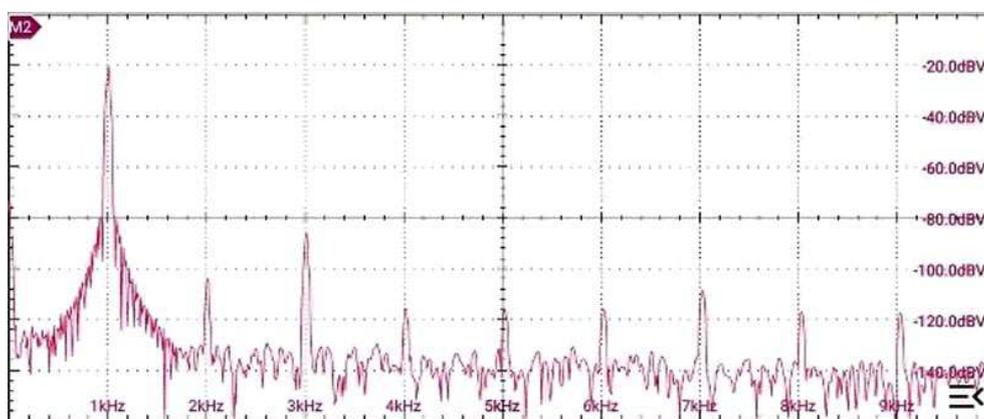


Рисунок 2. Спектр с выхода НЧ после буфера с единичным усилением.

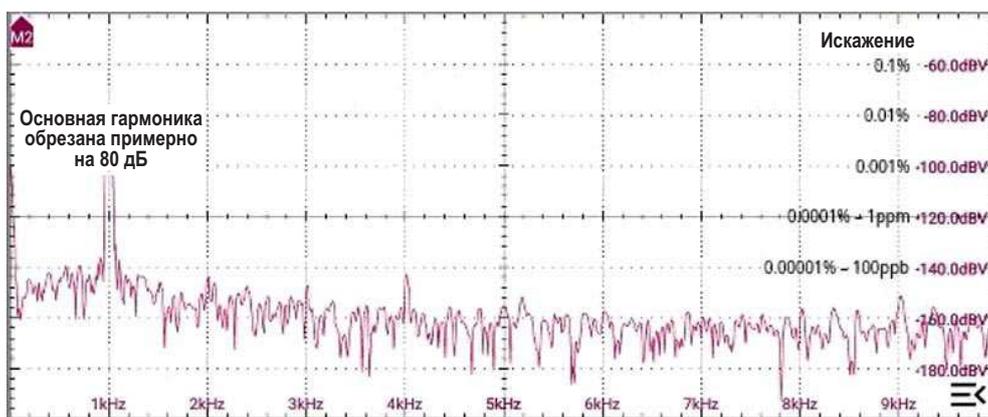


Рисунок 3. Спектр после режекции большей части основной частоты показывает гармоники гораздо более четко.

при нашем уровне возбуждения, реагируя на свет примерно за 6 мс и на темноту – примерно за 30 мс (по уровням 63%). Это дает нам дополнительную полезную фильтрацию пульсаций, но в то же время влияет на динамику контура управления.

Все критически важные операционные усилители показаны как LM4562, которые в настоящее время являются моими фаворитами для общей работы со звуком, учитывая их баланс низких уровней шума, искажений и смещения в сочетании с легкой доступностью в корпусе DIP-8. Но как они звучат, скажете вы? Не знаю; не слышу даже восьми, включенных цепочкой между входом звукоснимателя и выходом микшера. Заявленная сумма общих гармонических искажений и шума (THD+N), равная 0.00003%/–130 дБ, установит предел наших характеристик: пора взглянуть на некоторые результаты (Рисунок 2).

Не очень впечатляет! Но помните из первой части: я не доверяю своему БПФ, если динамический диапазон входного сигнала больше примерно 90 дБ, поэтому постарайтесь сначала удалить большую часть основ-

ной частоты. (Случайно ли, что $96 \text{ дБ} \approx 2^{16}$?!) Пропускание сигнала через режекторный фильтр (теперь более глубокий) дает результат, показанный на Рисунке 3.

Так-то лучше! Обратите внимание, что эти спектры получены в результате очень длинных прогонов, усредняющих сигнал по десяткам тысяч выборок. Это было необходимо для того, чтобы не пропустить достоверные пики или устранить ложные, а также просто для того, чтобы мы могли увидеть то, что в противном случае осталось бы скрытым в шумах. Все тесты проводились с питанием от 12-вольтового аккумулятора – без сетевого фона и других неприятностей – с расщепителем питания на операционном усилителе и в заземленной клетке Фарадея.

Как хороший компромисс между искажениями и удобством использования, я решил использовать рабочий уровень 20 дБВ. В последнем варианте моего устройства предусмотрено дополнительное усиление выходного сигнала, обеспечиваемое каскадом виртуальной земли/ псевдологарифмического потенциометра (конечно же, LM4562). На

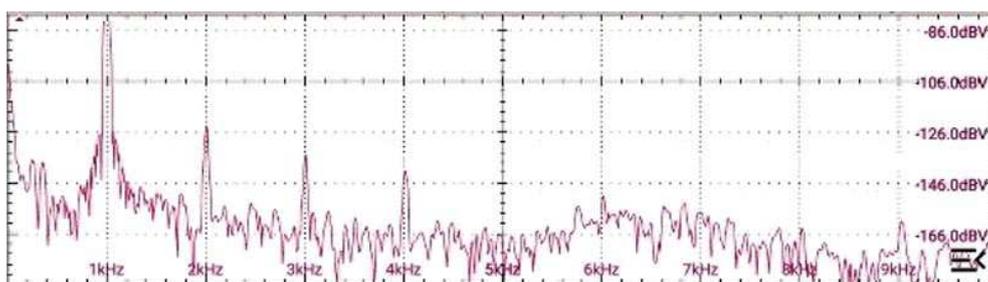


Рисунок 4. Спектр (зубчатый) после усиления до +6 дБн. Обратите внимание на измененный масштаб.

Рисунке 4 показан зубчатый спектр, измеренный при входном сигнале +6 дБн (примерно +4 дБВ, или 1.54 В с.к.з., или приблизительно 4.4 В пик-пик), демонстрирующий уровень THD, близкий к -120 дБ, или 1 ppm, большую часть которого составляет вторая гармоника (источник пока не установлен).

Что касается искажений, думаю, что мы уже достигли цели.

Поскольку для усилителей А1-А4 я использовал панельки, попробовать другие ОУ было несложно. На Рисунке 5 показаны результаты для КА5532, ранее хорошо зарекомендовав-

шего себя при работе в аудио, TL072/TL082 (или счетверенных TL0n4), LM358 (с дополнительными входными резисторами 10 кОм) и даже для почтенного MC1458 – по сути, близнеца ОУ 741. Чтобы обеспечить корректное сравнение, при каждом тесте подстраивались частота и уровень выходного сигнала. Микросхема LM358 меня удивила; пришлось перепроверять. Мне никогда не нравился их звук, и теперь я знаю, почему.

Все эти работы проводились на номинальной частоте 1 кГц (на самом деле 1003.4 Гц). Я не могу говорить о других частотах из-за

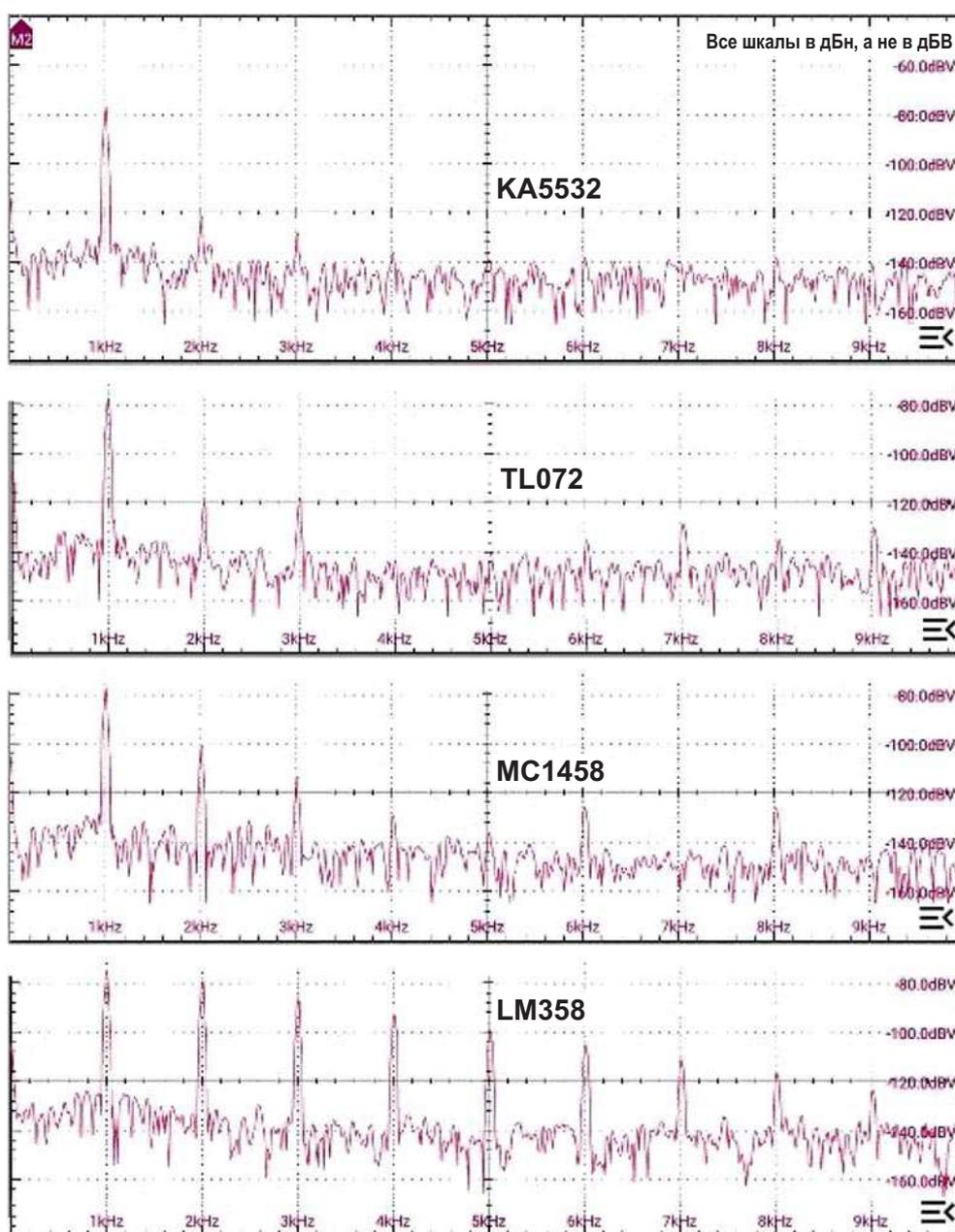


Рисунок 5. Спектры искажений для различных других устройств.

отсутствия подходящих режекторных фильтров, хотя их спектры без режекции после масштабирования по частоте выглядят почти так же, как и для частоты 1 кГц. При показанных на схеме номиналах компонентов генератор в одном диапазоне перестраивается от частоты менее 500 Гц до значения, превышающего 5 кГц, что само по себе делает его весьма крутым полезным устройством. Для других диапазонов необходимо будет изменить петлевые фильтры, чтобы обеспечить достаточную устойчивость контура обратной связи и при этом сохранить хорошую фильтрацию.

Эти результаты могут показывать уровни THD ниже 140 дБн, или 0.00001%, или 100 частей на миллиард, но они все равно будут погребены под шумами, и показатель THD+N, который до сих пор удобно игнорировался, выглядит гораздо хуже, чем просто один THD. Расчеты с использованием данных из описания LM4562 в наших условиях предполагают шум выходного буфера (инвертирующий, с единичным усилением) порядка –114 дБВ или –112 дБн в полосе 20 кГц при доминировании (резистивного) шума Джонсона, так что нам остается THD+N «всего» около 92 дБ, или 0.0025%, или 25 ppm. Микровольтметр переменного тока (с полосой 10 кГц), подключенный к выходу при отключенных резисторах R5 и R6 в биквадратном фильтре и закороченном конденсаторе C2, показал –113 дБн, что соответствует расчетам.

Использование различных ОУ может немного помочь в борьбе с токовыми шумами, но никогда не сможет уменьшить шум резисторов, если только радикально и нереалистично не уменьшить их сопротивления.

. Analog Devices опубликовала хорошее руководство по основам шумов операционных усилителей [2], а также несколько гораздо более подробных анализов.

Очевидно, что при использовании этого генератора в качестве источника для измерения THD в аудиоканале для выделения гармоник из шума потребуется усреднение, точно такое же, какое мы использовали в этой статье, но вы должны убедиться, что можете доверять своему БПФ, или же используйте режекторную фильтрацию, чтобы уменьшить основную гармонику.

Теперь у нас есть генератор, способный выдавать синусоиду с искажениями, измеряемыми в частях на миллиард; ладно, пусть много-много этих частей на миллиард, да и бог с ними! Кто их считает? Главное, что он нас вполне устраивает, и при наличии подходящих деталей, может быть собран за полдня. **РЛ**

Ссылки

1. Nick Cornford. [Сглаженные треугольные импульсы: синусоиды, но с зубцами?](#)
2. [MT-047 tutorial. Op Amp Noise](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM4562](#)
2. [Datasheet Sisonex NSL-32SR3](#)
3. [Datasheet Sisonex NSL-19M51](#)
4. [Datasheet NXP BAT85](#)
5. [Datasheet Fairchild KA5532](#)
6. [Datasheet STMicroelectronics LM358](#)
7. [Datasheet STMicroelectronics MC1458](#)
8. [Datasheet STMicroelectronics TL072](#)

Дневная лампа с солнечным питанием с активным MPPT и без балластных резисторов

Stephen Woodward

EDN

Когда на улице светит солнце и нужно осветить полутемное внутреннее пространство, популярным, проверенным и высокоэффективным решением является использование энергии доступного солнечного света самым простым и экологичным способом, который только можно себе представить: открыть окно.

Однако иногда особенности доступа на улицу делают это традиционное решение неудобным, непрактичным или просто невозможным. Тогда может потребоваться более топологически гибкий подход, даже если он сложнее и менее эффективен, чем оконный гамбит: создать дневную лампу с солнечным питанием.

Дневная лампа с солнечным питанием – это система освещения, состоящая из установленной снаружи солнечной фотоэлектрической панели, которая устойчиво преобразует солнечный свет в электрическую энергию, отрезка провода для передачи этой энергии внутрь, а также подходящей схемы и светодиодов для преобразования полученной энергии обратно в полезный источник света.

Это, конечно, сложнее, чем окно, но все же лучше, чем спотыкаться в темноте!

Чтобы такая схема двойного преобразования, где свет преобразуется в электричество,

а затем обратно в свет, работала с солнечной панелью разумного размера (и стоимости!) и при этом была достаточно яркой, чтобы быть полезной, необходимо особое внимание уделить достижению высокой эффективности на обоих этапах преобразования. В этой статье (см. Рисунок 1) представлены некоторые способы достижения этих императивов проектирования.

По определению фотоэлектрические панели работают путем преобразования света в электрическую энергию. Из этого следует, что количество энергии, которую может произвести панель, зависит от количества падающего на нее света. Ну кто бы сомневался! Возможно, менее очевидно то, что выходная мощность панели также зависит от напряжения, на которое она нагружена, и что напряжение, при котором эффективность преобразования и выходная мощность максимальны, (напряжение точки максимальной мощности, maximum power point voltage, MPPV) значительно зависит от количества света и (в меньшей степени) температуры.

Например, в технических характеристиках показанной на схеме панели приведены значения «30 Вт» и «12 Вольт». Но это ни в коем случае не следует понимать как то, что она может выдавать 30 Вт при нагрузке 12 В, пото-

му что этого не произойдет даже под прямыми солнечными лучами. На самом деле, максимум, что от нее можно получить при 12-вольтовой нагрузке, – это едва ли 20 Вт. Чтобы рассчитывать на получение номинальной мощности 30 Вт, необходимо позволить напряжению нагрузки подняться до 156% от номинального значения 12 В – до 18.7 В (так называемое напряжение максимальной мощности, MPV). Что происходит?

Такая ситуация на самом деле типична для технических характеристик солнечных

панелей. Номинальное выходное напряжение обычно намеренно занижают. Это учитывает тот факт, что панели редко оказываются под прямым солнечным светом, и что пользователь предпочитает получать хоть что-то, а не ничего в плане полезной мощности (например, достаточной для зарядки аккумулятора 12 В) в далеко не идеальных условиях.

И на самом деле, «ничего» – это примерно все, что эта панель могла бы выдать на нагрузку 18.7 В, если бы, например, на нее падало менее 20% полного солнечного света.

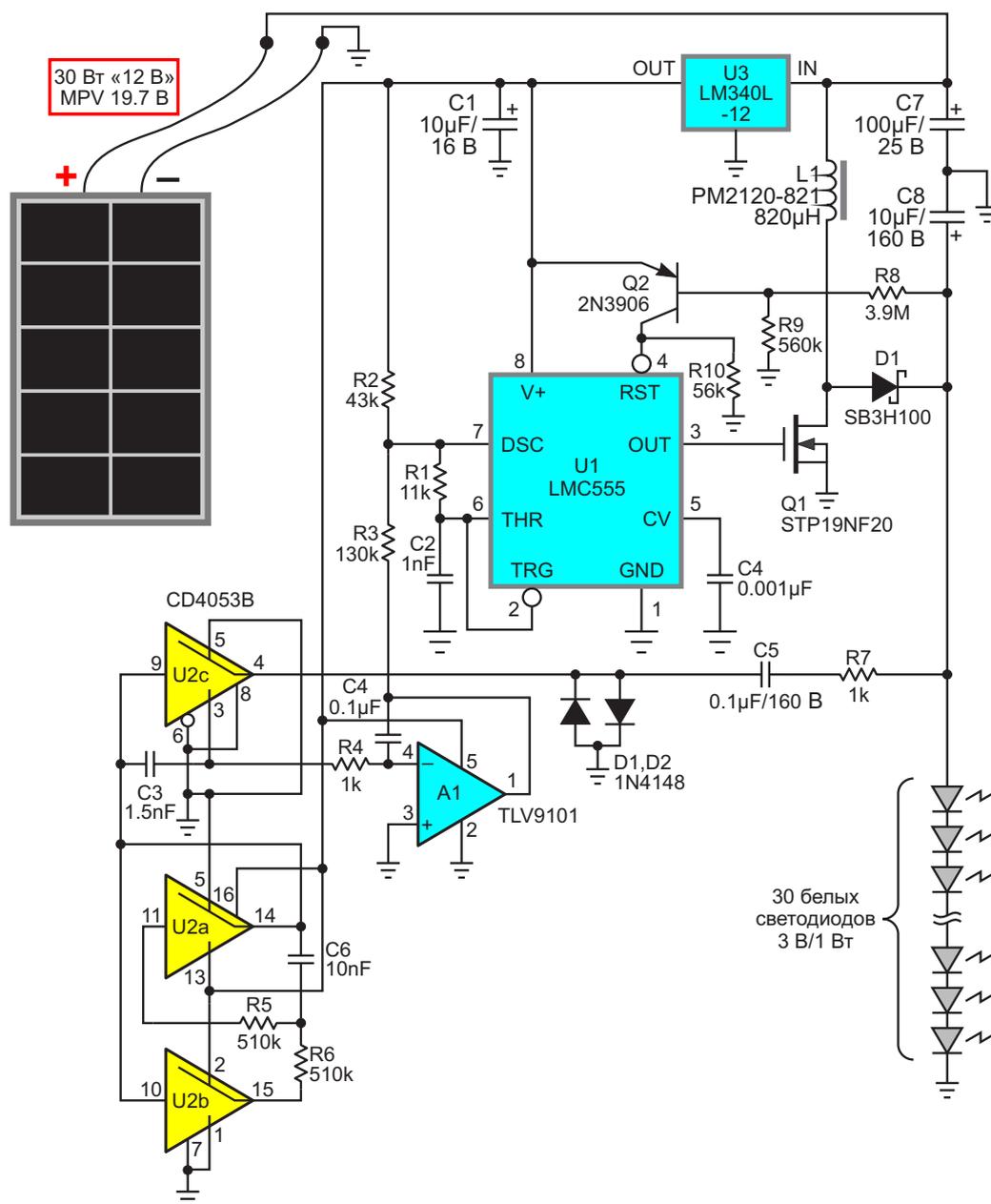


Рисунок 1. Дневная лампа с солнечным питанием с функцией отслеживания точки максимальной мощности и высоковольтным драйвером светодиодов со стабилизацией тока.

Чтобы извлечь из панели максимальную мощность, оптимальная нагрузка должна меняться в зависимости от падающего света и температуры. Эта стратегия обычно называется отслеживанием точки максимальной мощности (maximum power point tracking, MPPT) и является целью микросхем U2, A1 и окружающих их компонентов.

Элементы U2a и U2b генерируют прямоугольные импульсы «возмущения» частотой порядка 100 Гц, которые суммируются с сигналом управления коэффициентом заполнения, подаваемым на таймер U1. Это приводит к периодическому изменению напряжения нагрузки солнечной панели. Поэтому выход мощности панели также изменяется, создавая сигнал на выводе 4 синхронного выпрямителя U2c, где он выбирается и подается на интегратор обратной связи A1. Результирующий сигнал MPPT накапливается и становится сигналом обратной связи для 25-килогерцового генератора умножителя напряжения U1, который увеличивает или уменьшает коэффициент заполнения U1 в нужном направлении, чтобы максимально увеличить мощность, получаемую от солнечной панели.

Обобщенное подробное описание того, как работает активное MPPT по принципу «возмущай и наблюдай», дано в статье «Контроллер солнечной батареи не использует умножителей для получения максимальной мощности» [1].

Полученная от панели энергия, разумеется, должна быть подана на светодиодную матрицу и использована для создания полезного освещения. Для этого светодиоды, как правило, соединяются в низковольтную последовательно-параллельную матрицу. К сожалению, этой топологии внутренне присуща неэффективность из-за необходимости использования балластных резисторов для выравнивания токов, которые компенсируют неизбежное несоответствие между прямыми напряжениями светодиодов. Обычно таким образом теря-

ется около 10% или более от общей доступной мощности.

Показанная схема позволяет уйти от этой неэффективности за счет повышения напряжения панели до значения, достаточно высокого (порядка 90 В), чтобы обеспечить чисто последовательное соединение тридцати одноваттных светодиодов. Таким образом, отпадает необходимость в балластных резисторах вместе с их неприятными потерями мощности, что приводит к значительному дальнейшему повышению эффективности ламп.

Однако возникает осложнение. Что делать, если целостность цепочки светодиодов будет нарушена и ток, подаваемому через диод D1, станет некуда идти?

Если это произойдет и не будет обеспечено безопасное управление накоплением заряда на конденсаторе C8, напряжение на нем будет опасно возрастать (теоретически неограниченно), пока разрушение, возможно, жесткое, многих компонентов, включая Q1, D1 и C8, не станет неизбежным. Транзистор компаратора напряжения Q2 настроен на предотвращение этой катастрофы, устанавливая низкий уровень на входе RESET таймера U1 и отключая управление транзистором Q1 при угрозе возникновения опасного перенапряжения. **PL**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Контроллер солнечной батареи не использует умножителей для получения максимальной мощности](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4053B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM340L](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LMC555](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TLV9101](#)
5. [Datasheet STMicroelectronics STP19NF20](#)
6. [Datasheet Vishay SB3H100](#)
7. [Datasheet Bourns PM2120](#)

Дифференциальный усилитель измеряет высокие напряжения

Moshe Gerstanhaber, Chau Tran

EDN

На Рисунке 1 показаны два метода измерения больших сигналов. В первом используется делитель напряжения на двух резисторах и выходной буфер, а во втором – инвертирующий аттенюатор и высокоомный входной резистор. Оба эти подхода вносят погрешности в линейность измерений, поскольку только один резистор рассеивает мощность, что приводит к его саморазогреву и связанному с ним изменению сопротивления. Кроме того, усилитель и оставшиеся резисторы дополнительно увеличивают ток и напряжение смещения, ухудшают коэффициент подавления синфазного сигнала, создают ошибки усиления и дрейфа, которые могут значительно испортить общие характеристики системы.

Схема на Рисунке 2, основанная на микросхеме AD629, позволяет измерять входные сигналы напряжением более 400 В пик-пик с ошибкой линейности менее 5 ppm. Схема ослабляет входной сигнал в 20 раз и выдает буферизованный выходной сигнал. Объединение усилителя и резисторов аттенюатора в общем корпусе гарантирует, что оба резистора в цепи аттенюатора будут работать при

одинаковой температуре. Во входном каскаде усилителя используются супербета транзисторы для минимизации тока смещения и

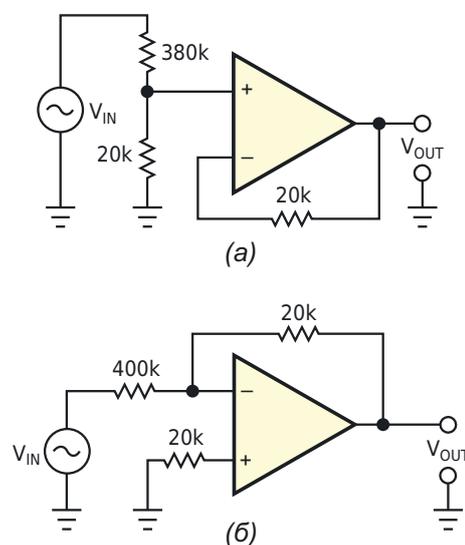


Рисунок 1. Для измерения высоких напряжений можно использовать делитель напряжения на двух дискретных резисторах и выходной буфер (а) или инвертирующий аттенюатор (б), но характеристики ухудшаются из-за несоответствия температур.

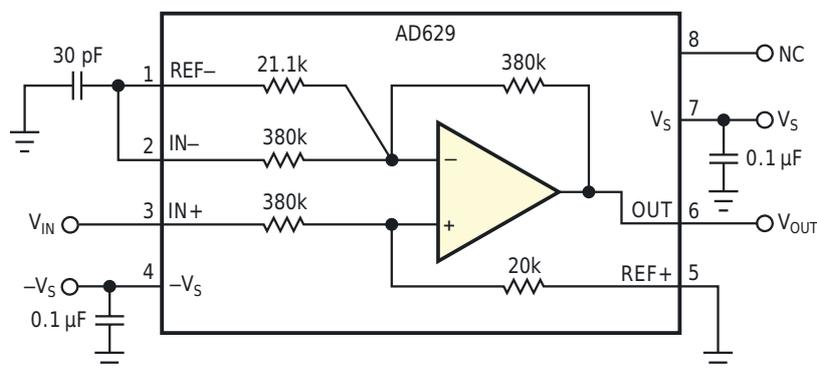


Рисунок 2. Интегрированный подход перемещает внешние резисторы в корпус усилителя для улучшения согласования температур и повышения точности.

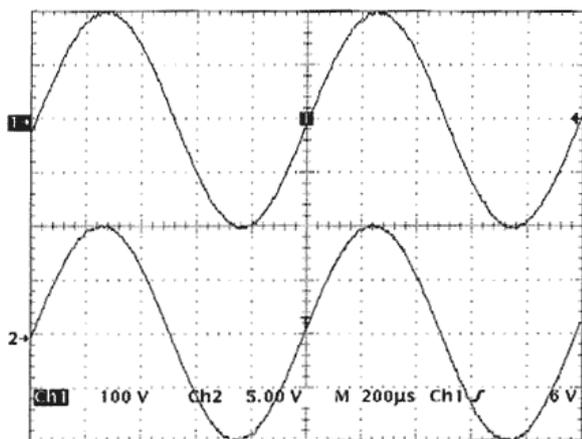


Рисунок 3. Входное напряжение 400 В пик-пик схема на Рисунке 2 преобразует в выходное напряжение 20 В пик-пик.

ошибок, возникающих из-за входных токов. 100-процентная обратная связь на низких частотах не приводит к увеличению шумов, а напряжение смещения и его дрейф практически не добавляют ошибок.

При 100-процентной обратной связи усилитель AD629 неустойчив, поэтому конденсатор 30 пФ добавляет полюс и ноль к передаточной характеристике цепи обратной связи, чтобы стабилизировать схему и максимально расширить полосу пропускания системы. Следующая формула описывает частоту полюса f_p :

$$f_p = \frac{1}{2\pi(380 \text{ кОм} + 20 \text{ кОм}) \times 30 \text{ пФ}} = 13 \text{ кГц.}$$

А эта формула определяет частоту нуля f_z :

$$f_z = \frac{1}{2\pi(20 \text{ кОм}) \times 30 \text{ пФ}} = 265 \text{ кГц.}$$

Рисунок 3 позволяет оценить характеристики усилителя при входном напряжении 400 В пик-пик (верхняя кривая) и соответствующем выходном напряжении 20 В (нижняя кривая). График на Рисунке 4 в масштабе 50 В/дел для входного сигнала и 5 В/дел для выходного демонстрирует линейность пере-

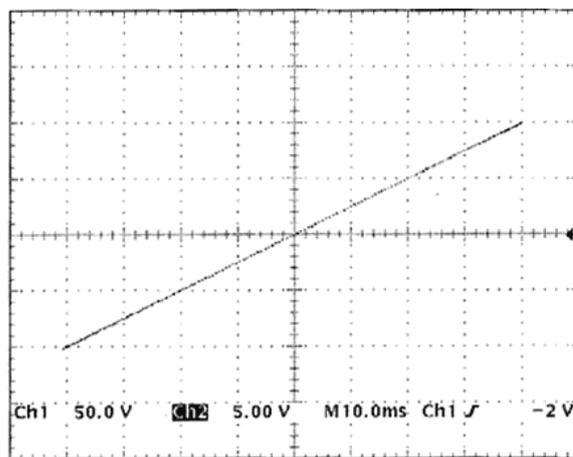


Рисунок 4. График зависимости выходного сигнала от входного для входного напряжения 400 В пик-пик показывает минимальное отклонение передаточной характеристики от идеальной прямой линии.

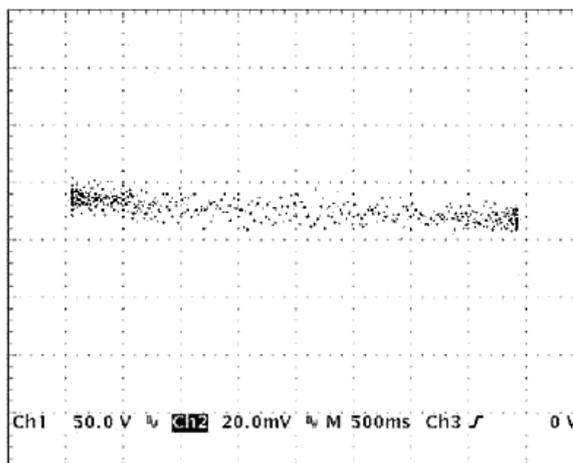


Рисунок 5. Диаграмма рассеяния ошибки нелинейности для входного напряжения с размахом 400 В показывает, что погрешность сохраняется на уровне менее 10 ppm во всем диапазоне входных сигналов.

даточной характеристики. На Рисунке 5 показана ошибка нелинейности для входного напряжения 400 В пик-пик. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD629BR](#)

лоченного штыря, – практически бесплатный переключатель, не требующий затрат. Без процессора или тактового генератора функция реализуется схемой, основанной на неиспользуемой части микросхемы операционного усилителя и горстке других компонентов (Рисунок 1).

Контакты S_1 нормально разомкнуты. При выключении питания любой остаточный заряд на конденсаторе C_1 стекает через резистор R_5 и импульсный диод с низкой утечкой D_1 , такой, например как MMBD2836, объединенный в общем корпусе анодами с диодом D_2 , предотвращая прохождения входного тока в шину питания через микросхему IC_1 . P-n-p транзистор Q_1 , рассчитанный на ток, потребляемый устройством, удерживается в закрытом состоянии; падение напряжения на R_1 из-за тока в резисторе R_4 слишком мало, чтобы открыть Q_1 . Транзистор Q_2 закрыт нулевым напряжением на выходе не имеющей питания микросхемы IC_1 .

Замыкание S_1 открывает транзистор Q_1 , подключая питание к регулятору, стабилизирующему напряжение для остальной части схемы. Кроме того, замыкание S_1 обеспечивает полный разряд C_1 через R_5 и D_2 . Микросхема IC_1 теперь активна; примерно через одну постоянную времени RC на ее неинвертирующий вход через резисторы R_6 и R_7 подается 60% напряжения батареи. В качестве IC_1 можно выбрать любую КМОП микросхему с однополярным питанием, такую, например, как rail-to-rail операционный усилитель LMC6482 с низкими входными токами утечек. Можно также использовать КМОП компаратор с низкими входными токами. Если он имеет выход с открытым стоком, нужно будет добавить подтягивающий резистор R_{10} .

Пока C_1 разряжен, уровень напряжения на выходе микросхемы IC_1 остается близким к напряжению верхней шины питания, и транзистор Q_2 будет открыт. В качестве Q_2 может использоваться любой p-n-p транзистор общего назначения с низким обратным током,

такой, например, как MMBT3904, или работающий в режиме обогащения N-канальный MOSFET с логическим уровнем управления. После размыкания кнопки S_1 транзистор Q_2 обеспечивает Q_1 базовым током для поддержания питания схемы.

Когда кнопка S_1 отпущена, C_1 начинает заряжаться через резисторы R_3 , R_4 и R_5 до напряжения базы транзистора Q_1 , которое на величину напряжения на переходе база-эмиттер ниже напряжения батареи. Последующие нажатия S_1 разряжают конденсатор C_1 для перезапуска таймера. Если кнопка S_1 остается не нажатой в течение времени, превышающего постоянную времени C_1R_4 , – приблизительно 10 с при указанных на схеме номиналах компонентов (сопротивления резисторов R_3 и R_5 можно не учитывать), – напряжение на инвертирующем входе IC_1 становится выше, чем на неинвертирующем, и выходное напряжение IC_1 уменьшается почти до уровня земли. В результате транзистор Q_2 закрывается, закрывая, в свою очередь, Q_1 , и питание устройства отключается. По мере падения напряжения на шине конденсатор C_1 разряжается через диод D_1 и резистор R_5 , чтобы не допустить повреждения защитного диода на входе IC_1 , но при этом напряжение на нем остается близким к напряжению шины питания. Напряжение на неинвертирующем входе усилителя IC_1 всегда составляет 60% от напряжения шины питания, гарантируя, что уровень сигнала на выходе IC_1 будет оставаться низким в течение всего времени спада напряжения шины. Подбор сопротивлений резисторов R_8 и R_9 для ограничения напряжения базы транзистора Q_2 на уровне ниже порога его включения предотвращает любые кратковременные провалы, которые могут возникать на выходе операционных усилителей или компараторов. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor MMBD2836](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LMC6482](#)



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!