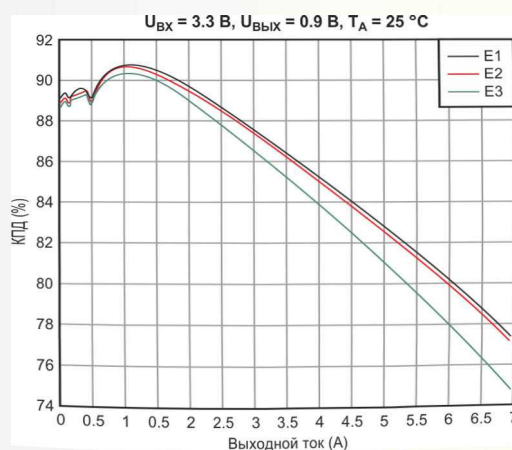
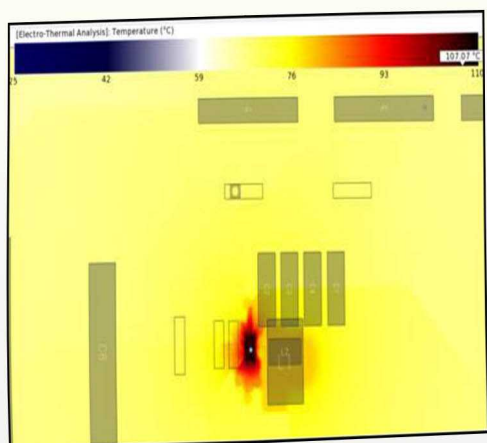
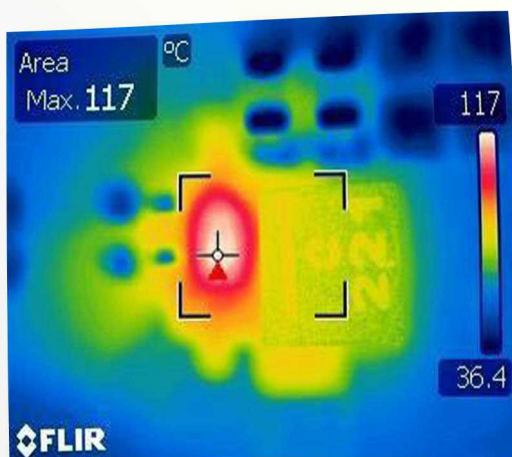
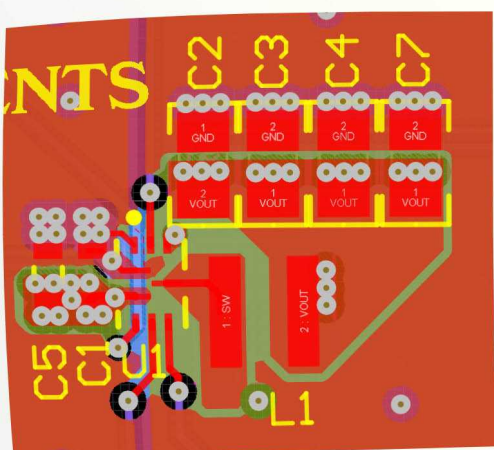




ОБЛЕГЧЕНИЕ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА ИНТЕГРАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ





РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

www.rlocman.ru/magazine

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



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



Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

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

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

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

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:
www.rlocman.ru/magazine

Новости

- 4 Механические переключатели попытаются вернуться, если смогут стать достаточно маленькими
- 5 Diodes представляет новый высокоэффективный стереоусилитель класса D с интегрированным повышающим преобразователем
- 6 МЭМС генераторы SiTime сократят время беспроводной зарядки на 25%
- 7 Renesas расширяет семейство медицинских и промышленных датчиков окружающей среды новыми детекторами CO₂
- 8 Крошечная микросхема управления питанием от Analog Devices заряжает носимые устройства в четыре раза быстрее

Статьи

- 10 В каких режимах могут работать понижающе-повышающие преобразователи с четырьмя силовыми ключами
- 27 Расширение возможностей триггера Шмитта с помощью резистивной цепочки
- 30 Raspberry Pi – самый популярный одноплатный компьютер в промышленных приложениях и приложениях Интернета вещей
- 32 Нелинейность датчика – что это значит?
- 35 LC-генераторы на полевом транзисторе с p-n переходом
- 38 Источники втекающего и вытекающего тока на операционном усилителе
- 41 Простой способ выпайки микросхем в QFP- и QFN-корпусах
- 44 Облегчение теплового режима мощных интегральных понижающих преобразователей
- 49 Усовершенствованная схема горячего резервирования источников питания
- 52 Новый способ подключения аккумуляторов повышает эффективность их использования до 30%
- 54 10 идиолов аналоговой индустрии, исчезнувших в 21 веке
- 58 История процессора: путь к ностальгии по 6502

Схемы

- 60 Устройство защиты и контроля зарядки Li-Ion аккумулятора мобильного телефона
- 64 Визуальный индикатор частоты и частотное реле
- 66 Усовершенствованный НЧ генератор трех фиксированных частот
- 72 Простая схема сумеречного выключателя
- 74 Биполярный светодиодный индикатор уровня электрических сигналов
- 76 Генератор точных прямоугольных импульсов 455 кГц на основе делителя частоты
- 80 Измерение индуктивностей и емкостей в широком диапазоне значений
- 84 Недорогой прецизионный источник питания
- 86 Электронный регулируемый «трансформатор» постоянного и переменного тока
- 88 Инструментальный усилитель работает от одного источника питания
- 92 Микросхема 222 – альтернатива 555. ШИМ-генератор с независимой регулировкой частоты
- 104 Бестрансформаторный DC/DC преобразователь 12 В в 180 В
- 108 Таймер автоматического отключения питания на дискретных компонентах
- 110 Схема устраняет ошибку усилителя
- 112 Источник истинно широкополосного шума на основе стабилитрона
- 115 Датчики положения обеспечивают логику управления двигателем
- 116 Зачем ограничивать диапазон входных напряжений вашего источника питания?
- 118 Кнопки и цифровой потенциометр управляют повышающим преобразователем
- 120 Генератор случайных битовых последовательностей
- 122 Прецизионный ограничитель защищает устройство регистрации данных
- 124 Программно управляемый источник опорного напряжения
- 126 Светодиодный индикатор статуса заряда
- 129 Преобразователь усредненного абсолютного значения на двух операционных усилителях
- 130 Тестер транзисторов помещается в кармане
- 132 Стрелочный прибор измеряет малые токи
- 134 MOSFET улучшает измерения малых токов стрелочным прибором

Механические переключатели попытаются вернуться, если смогут стать достаточно маленькими

Stephen J. Mraz

Machine Design

Недостатки твердотельных ключей заставляют некоторых инженеров-электриков искать механические альтернативы для цифровых микросхем



Группа инженеров технического колледжа Университета Карнеги-Меллона изучает способы создания надежных механических переключателей нанометрового размера, называемых также нанореле, которые будут столь же миниатюрными, как современные твердотельные ключи.

«Наша цель – создать механические переключатели размером с молекулу ДНК, – говорит исследователь из Карнеги-Меллона Джанлука Пьяцца (Gianluca Piazza). – Для этого мы используем материал, который при нагревании претерпевает фазовое превращение и расширяется на 10%. Примерно такое же изменение объема претерпевает вода при замерзании. Эта трансформация создает достаточную силу и смещения, чтобы перекрыть зазоры нанометрового размера и сформировать хорошие электрические контакты».

Электронная промышленность могла бы использовать эти небольшие механические переключатели для замены или, по крайней мере, в качестве альтернативы твердотельным ключам. Хотя твердотельные ключи исключительно надежны, они уже не могут стать намного меньше. Кроме того, они имеют тенденцию пропускать ток, даже тогда, когда должны быть выключены. Как следствие, по мере уменьшения размеров твердотельных

ключей их энергоэффективность снижается. При столь широком распространении цифровых схем общее количество энергии, теряемой в этих ключах, считается огромным.

В то время как большинство настенных выключателей имеют такие же размеры и производятся так же, как и 50 лет назад, размеры твердотельных версий за тот же период сократились в 1 миллион раз, что позволило использовать их миллиардами на компьютерных чипах.

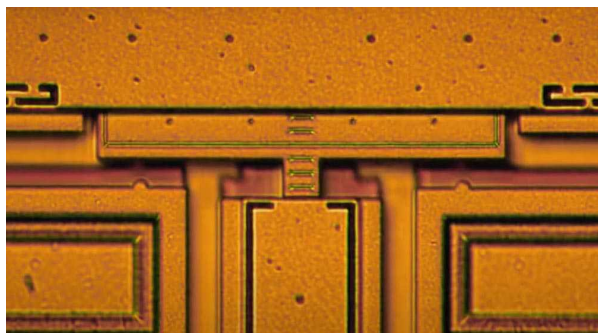
Преимуществом механических переключателей является то, что они открывают и закрывают физический промежуток, предотвращая утечки тока. Однако механические переключатели примерно в 10,000 раз больше, чем твердотельные, даже при использовании процессов, подобных тем, которые используются при производстве твердотельных батарей. К тому же они намного менее надежны, чем их твердотельные аналоги.

«Несмотря на простоту концепции, физика поверхностного контакта механического переключателя сложна, и требует решения междисциплинарных задач, – говорит Мартен де Бур (Maarten de Boer), профессор машиностроения в Карнеги-Меллон. – Из-за небольшой шероховатости контактирующих



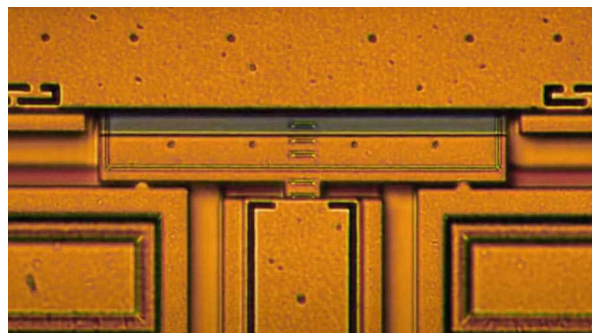
Мартен де Бур.

Джанлука Пьяцца.



поверхностей их механические напряжения близки к пределу, который могут выдержать используемые материалы».

«На контактных поверхностях могут накапливаться углеводороды из атмосферы и увеличивать электрическое сопротивление», – добавляет он. – Поверхности могут стать липкими, и переключатель больше не разомкнется... Для решения этих проблем мы изучим оксиды».



Исследователи уже разработали масштабируемую архитектуру устройства, работающую на микроуровне. Следующие шаги заключаются в расширении этой архитектуры до наноуровня и увеличении количества циклов переключения. Команда рассчитывает, что в случае успеха результаты смогут найти применение в ряде электронных устройств, используемых для хранения данных, вычислений и Интернета вещей.

Diodes представляет новый высокоэффективный стереоусилитель класса D с интегрированным повышающим преобразователем

Компания Diodes представила новую микросхему стереоусилителя класса D с интегрированным синхронным повышающим преобразователем. Высокоэффективное устройство PAM8965 предназначено для использования в акустических системах с поддержкой искусственного интеллекта и портативных музыкальных инструментах, где ключевыми требованиями являются повышенная выходная мощность, увеличенный срок службы батарей и компактность конструкции.



PAM8965, работающий от источника питания с напряжением от 2.8 В до 8.5 В, способен в каждом из двух каналов отдавать в нагрузку 12 Вт на 4-омные динамики с КПД 92%. За счет синхронного повышающего преобразователя, работающего при малых нагрузках в режиме частотно-импульсной модуляции (ЧИМ), это устройство не только обеспечивает повышенный КПД и улучшенные характеристики, но также сокращает требуемую площадь на плате и снижает общую стоимость компонентов.

Модуляция рабочих частот ЧИМ и ШИМ расширяет спектр электромагнитных помех, повышая эффективность их подавления в широком диапазоне частот. Это позволяет использовать дешевые фильтры на основе ферритовых бусин вместо более дорогих и громоздких LC-фильтров. Ультразвуковая частота ЧИМ повышающего преобразователя минимизирует влияние низкочастотных шумов, исходящих от других компонентов, рас-

положенных на печатной плате. Кроме того, во избежание биений частоты ЧИМ преобразователя и ШИМ усилителя синхронизированы.

Прогрессирующее ограничение мощности PAМ8965 гарантирует, что динамики будут продолжать обеспечивать превосходную точность воспроизведения звука без риска повреждения. Функция тепловой защиты снижает выходную мощность, если усилитель

начинает перегреваться. В микросхеме имеются также цепи защиты от повышенного и пониженного напряжения и защитного отключения при перегреве кристалла. Низкий ток покоя, составляющий всего 10 мА, помогает дополнительно экономить заряд батареи.

PAМ8965 выпускается в 40-контактном корпусе W-QFN. При покупке 3000 усилителей один прибор стоит \$0.99.

МЭМС генераторы SiTime сократят время беспроводной зарядки на 25%

Инновационный генератор с цифровым управлением экономит до 90% площади печатной платы

Корпорация SiTime представила микромощный МЭМС генератор с цифровым управлением (DCXO) SiT3901, предназначенный для мобильных приложений и устройств Интернета вещей, чувствительных к потребляемой мощности и занимаемому объему. SiT3901 увеличивает скорость беспроводной зарядки до 25%, сокращая при этом общую площадь схемы синхронизации до 90%. МЭМС генератор идеально подходит для систем беспроводной зарядки умных часов, трекеров активности, слуховых аппаратов и носимых устройств.



Стандарты беспроводной зарядки, такие как Qi и AirFuel, основаны на резонансной передаче мощности. Однако факторы окружающей среды могут динамически влиять на резонансную частоту, что замедляет процесс зарядки. SiT3901 позволяет динамически перестраивать резонансную частоту зарядного устройства, увеличивая до максимума количество передаваемой энергии и сокращая время зарядки до 25%. Функция цифро-

вого управления SiT3901 устраняет необходимость в дополнительных пассивных компонентах на плате, сокращая площадь устройства синхронизации до 90%. В результате система зарядки работает лучше, имеет меньшие размеры, технологичнее и надежнее.

Особенности МЭМС генератора с цифровым управлением SiT3901

DCXO SiT3901 является последним дополнением к семейству микромощных МЭМС генераторов компании SiTime, предназначенным для носимых устройств, слуховых аппаратов, IoT и мобильных приложений. По сравнению с кварцевыми генераторами микромощные МЭМС генераторы потребляют до 90% меньше энергии и занимают до 90% меньше места, позволяя создавать экологически чистую электронику. SiT3901 обеспечивает высокую устойчивость к аналоговым помехам и характеризуется следующими особенностями:

- Сверхнизкий ток потребления 105 мкА (типовое значение);
- Сверхширокий диапазон цифрового затягивания (до 15%) для выходной частоты;
- Температурная стабильность ± 50 ppm и ± 100 ppm;
- Широкий диапазон рабочих температур от -40 °C до $+85$ °C;
- Сверхминиатюрный корпус размером 1.5 мм \times 0.8 мм;
- Программируемая частота от 1 МГц до 26 МГц.

Renesas расширяет семейство медицинских и промышленных датчиков окружающей среды новыми детекторами CO₂

Одно- и двухканальные детекторы в корпусе TO-5 обеспечивают лучшие в отрасли характеристики, качество и долговечность датчиков CO₂

Renesas Electronics расширила свой лучший в отрасли ассортимент датчиков параметров окружающей среды, выпустив первое семейство детекторов на основе термоэлементов со встроенными оптическими фильтрами для оптических (NDIR) датчиков CO₂. Четыре новых одно- и двухканальных аналоговых детектора газов CO₂ в корпусе TO-5 обеспечивают лучшие в отрасли характеристики, качество и долговечность, что делает их идеальными устройствами для использования в различных промышленных, медицинских и IoT-приложениях, требующих высокой надежности, высокой точности и способности работать при высоких температурах.



Уровни CO₂ являются основным компонентом измерений качества воздуха в помещениях, а детекторы на основе термоэлементов являются ключевым строительным блоком сенсорных решений, необходимых для таких приложений, как управление системами отопления, вентиляции и кондиционирования, мониторинг качества воздуха, хирургическое оборудование и капнографическое оборудование для систем вентиляции легких. Новые детекторы Renesas имеют малое время отклика с постоянной времени от 18 до 25 мс и высокое отношение сигнал/шум от 1.981 до 4.953, что обеспечивает точность, необходимую для критически важных приложений, где требуется высокая надежность. Устройства сертифицированы для

использования в высокотемпературных средах и поддерживают приложения, работающие в расширенных диапазонах температур до 125 °C.

Новые детекторы на основе термоэлементов дополняют существующую линейку экологических датчиков Renesas для определения качества воздуха. Потребители могут комбинировать датчики CO₂ на основе новых детекторов с другими датчиками Renesas, такими как ее популярная платформа ZMOD4410 IAQ со встроенной поддержкой искусственного интеллекта и вариантами корпусов со степенью защиты IP67, и/или высокоэффективным датчиком относительной влажности и температуры HS3001. Вместе с микроконтроллерами Renesas эта комбинация позволяет заказчикам создавать комплексные решения для измерения параметров окружающей среды для медицинских или промышленных приложений.

Renesas также объединила новые детекторы на основе термоэлементов со своими совместимыми аналоговыми и силовыми устройствами и с Bluetooth LE SoC компании Dialog, чтобы создать новую «Выигрышную комбинацию» детекторов CO₂ на основе тер-



RTD120D-EVK – оценочная плата детектора CO₂ с модулем ЭКИ.

моэлементов, которая может использоваться для определения концентрации CO₂ в окружающей среде. Renesas предлагает более 250 «Выигрышных комбинаций», объединяющих взаимно совместимые устройства, которые без проблем работают вместе в широком спектре приложений и конечных продуктов.

Доступность

Детекторы RH5Z0610D, RH5Z0622D, RH5Z1210D и RH5Z1222D на основе термоэлементов и оценочный комплект для детекторов уже могут быть приобретены через всемирную сеть дистрибьюторов Renesas.

Крошечная микросхема управления питанием от Analog Devices заряжает носимые устройства в четыре раза быстрее

Микросхема управления питанием MAX77659 со встроенным импульсным зарядным устройством сокращает количество необходимых внешних компонентов на 60 процентов

Выпущенная Analog Devices новая многоканальная микросхема управления питанием MAX77659 со встроенным импульсным понижающе-повышающим зарядным устройством, работающая с одним дросселем (single-inductor multiple output, SIMO), заряжает носимые устройства, беспроводные наушники и устройства Интернета вещей быстрее и занимает меньше места, чем любые другие микросхемы управления питанием, доступные на современном рынке. Микросхема SIMO MAX77659 после короткой десятиминутной зарядки обеспечивает более четырех часов воспроизведения и использует единственный дроссель для питания нескольких шин, сокращая перечень компонентов на 60 процентов и уменьшая общую площадь решения на 50 процентов.



Микросхема MAX77659 содержит импульсное понижающе-повышающее зарядное

устройство и три независимых понижающе-повышающих регулятора, использующие один общий дроссель для минимизации размеров решения. Регуляторы продлевают срок службы батарей, работая с КПД 91% при умеренной и высокой нагрузке и потребляя ток покоя всего 5 мкА в условиях малой нагрузки. MAX77659 поддерживает автономное управление минимизацией падения напряжения на регулирующем элементе, что снижает тепловыделение, обеспечивая при этом достаточный запас для регулирования зарядного тока.

«Технология продуктов SIMO компании Analog Devices уменьшает размеры и улучшает характеристики самых миниатюрных носимых устройств и беспроводных наушников, – сказал Роджер Юнг (Roger Yeung), исполнительный бизнес-менеджер подразделения решений для батарейного питания компании Maxim Integrated, вошедшей теперь в состав Analog Devices. – MAX77659 выводит стиль жизни на новый уровень, сводя к минимуму время подключения к зарядному устройству и увеличивая время полезного использования. Микросхема управления питанием MAX77659 освобождает место на плате для добавления дополнительных полезных функций, таких как расширение памяти, отслеживание местоположения и измерение жизненно важных параметров, необходимых современным портативным потребительским и медицинским устройствам».

Особенности и преимущества микросхемы SIMO MAX77659

- **Самая быстрая зарядка:**

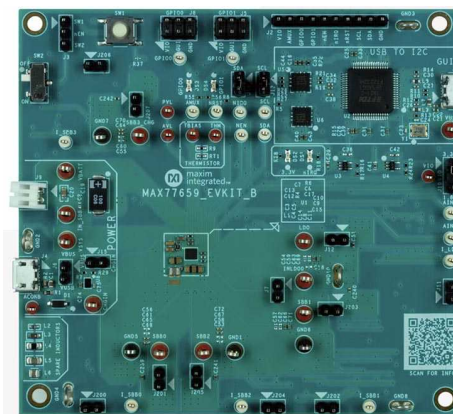
MAX77659 содержит импульсное понижающе-повышающее зарядное устройство, заряжающее носимые устройства и беспроводные наушники в четыре раза быстрее. Короткая десятиминутная зарядка обеспечивает более четырех часов игрового времени по сравнению с традиционными решениями, способными обеспечить лишь полтора часа игрового времени после зарядки.

- **Наименьшие размеры:**

MAX77659 поставляется в корпусе WLP с размерами кристалла с 30 шариковыми выводами, имеющим размеры 2.55 мм × 2.37 мм. Использование одного дросселя и интеграция зарядного устройства сокращают количество необходимых компонентов на 60 процентов, при этом общий

размер решения составляет всего 22 мм², что достаточно для самых компактных приложений.

Микросхема уже поставляется заказчиком в 30-контактном корпусе WLP с размерами 2.55 мм × 2.37 мм × 0.5 мм. Доступен также оценочный набор MAX77659EVKIT.



Оценочный набор MAX77659EVKIT.

В каких режимах могут работать понижающе-повышающие преобразователи с четырьмя силовыми ключами



Александр Русу, Одесса, Украина

Потребность в преобразователях, способных формировать выходное напряжение как больше, так и меньше входного, увеличивается с каждым годом. В некоторых случаях это связано с появлением новых приложений, например, светодиодных светильников с регулируемым световым потоком – в этом

случае при фиксированном входном напряжении выходное напряжение преобразователя (и, соответственно, стабилизируемый им ток) может изменяться в широких пределах и быть как больше, так и меньше входного. В некоторых случаях это связано с появлением новых источников питания, например,

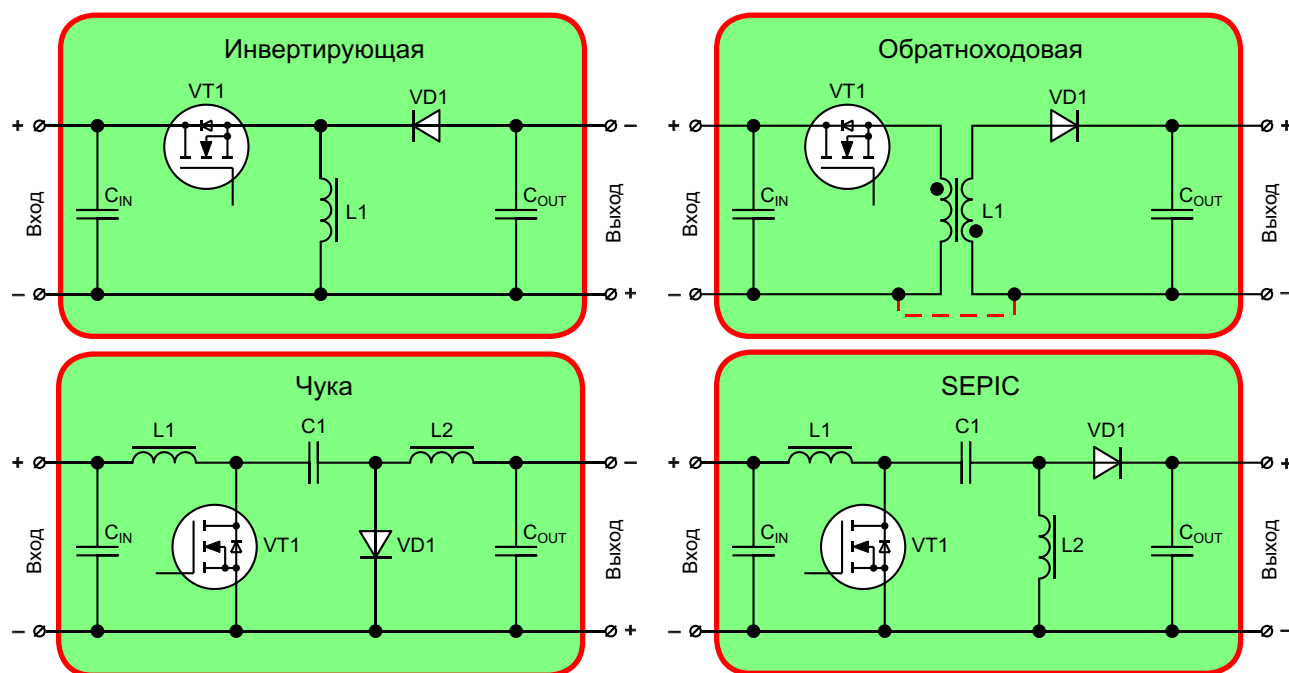


Рисунок 1. Схемы преобразователей, выходное напряжение которых может быть как больше, так и меньше входного.

фотоэлементов – в этом случае уже входное напряжение может изменяться в широких пределах и быть как больше, так и меньше стабилизируемого напряжения, подаваемого на питаемую схему. А в некоторых требуется просто расширить область применения уже существующих приложений, например, адаптеров питания для ноутбука с выходным напряжением 19 В, сделав так, чтобы они могли работать от бортовых сетей автомобилей с напряжением и 12 В, и 24 В.

На сегодняшний день существует несколько достаточно простых схем импульсных преобразователей электрической энергии, способных формировать выходное напряжение как больше, так и меньше входного (Рисунок 1). Например, эту задачу можно решить с помощью классических преобразователей с одним индуктивным накопителем (обратноходовая или инвертирующая схема), а можно использовать и менее распространенные схемы на основе топологий SEPIC или Чука, использующие несколько силовых накопителей. Однако в этой статье будет подробно рассмотрена только повышающе-понижающая схема, содержащая один накопительный дроссель, коммутируемый четырьмя силовыми ключами. Как оказалось, даже специали-

ты ведущих компаний, много лет работающие в области импульсного преобразования, не всегда четко понимают все особенности этой схемы, описывая ее работу моделями, значительно ограничивающими ее возможности. А ведь с точки зрения теории импульсного преобразования электрической энергии именно эта схема позволяет наиболее полно раскрыть весь потенциал этого метода.

Особенности понижающе-повышающего преобразователя

Понижающе-повышающая схема изначально появилась, скорее всего, в результате комбинации классических понижающего и повышающего преобразователей. Действительно, каскадное соединение этих двух схем (Рисунок 2), независимо от того, в какой последовательности включены повышающий и понижающий каскады, позволяет и уменьшить, и увеличить входное напряжение. Но такое объединение стало возможным только из-за наличия одной особенности, присущей обеим схемам.

Понижающий преобразователь, если считать его силовые ключи идеальными, имеет максимальный коэффициент передачи по

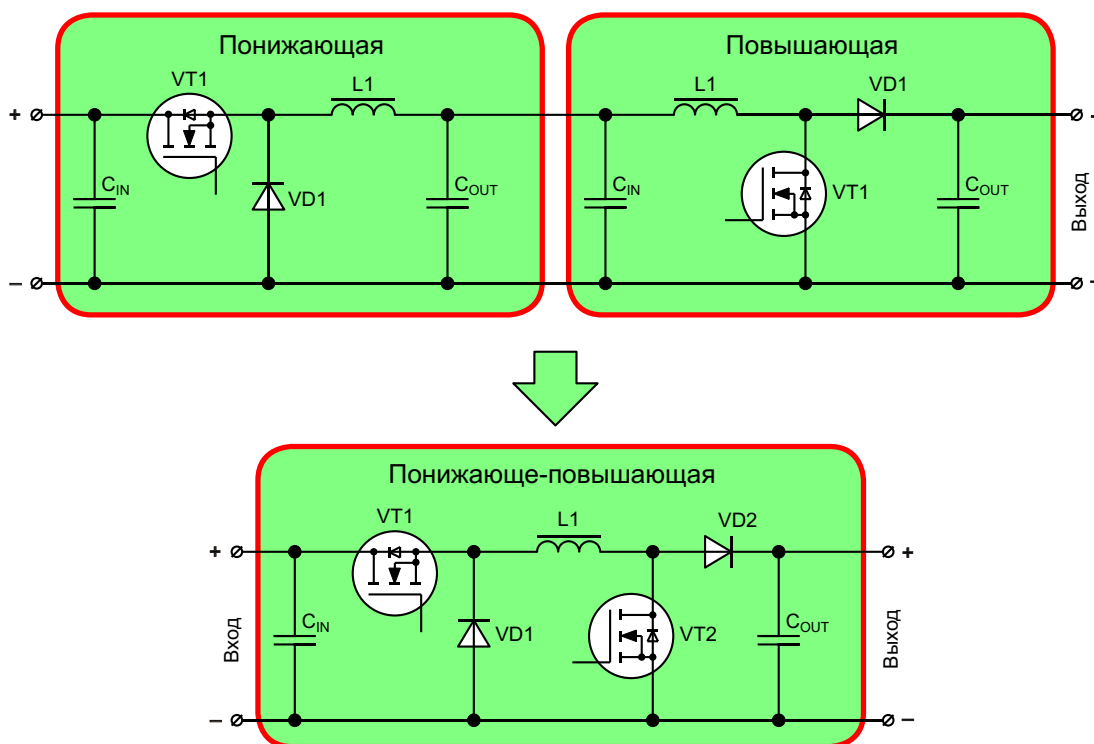
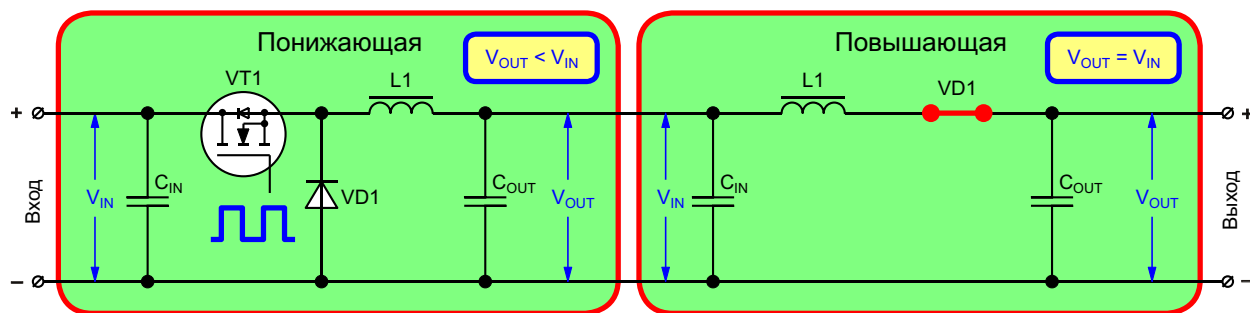


Рисунок 2. Принцип формирования понижающе-повышающей схемы.

Уменьшение входного напряжения



Увеличение входного напряжения

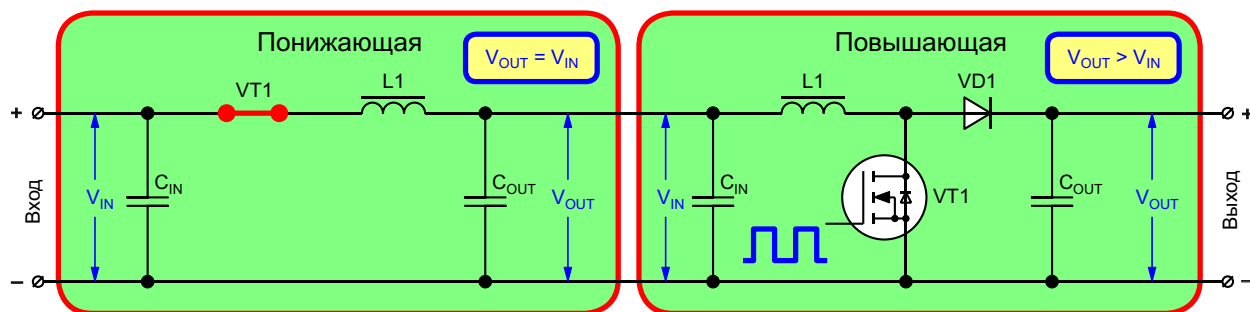


Рисунок 3. Принцип работы понижающей и повышающей схем в разных режимах.

напряжению, равный единице. Причем, при таком коэффициенте передачи его управляемый ключ (транзистор VT1) постоянно открыт (Рисунок 3), поэтому накопительный дроссель L1 свою главную функцию – преобразование параметров входного напряжения – не выполняет. В этом режиме дроссель вообще можно исключить из схемы как ненужный элемент.

Подобное свойство имеет и повышающая схема, но у нее, в отличие от понижающей, единице равен не максимальный, а минимальный коэффициент передачи по напряжению. Чтобы перевести повышающую схему в этот режим, нужно навсегда выключить транзистор VT1 и никогда его не включать. Дроссель L1 в этом режиме тоже можно удалить из схемы, поскольку никаких преобразований входного напряжения он не выполняет.

Таким образом, когда входное напряжение нужно уменьшить, то повышающий каскад отключается (путем выключения транзистора VT1) и преобразование напряжения производится только дросселем понижающего каскада. А когда входное напряжение нужно увеличить, тогда все происходит наоборот – понижающий каскад отключается

(путем постоянного включения транзистора VT1), и преобразование напряжения осуществляется лишь дросселем повышающего каскада.

Поскольку потребности в одновременной работе двух каскадов нет, то вполне логично вместо двух дросселей использовать один, ведь этот компонент является одним из самых габаритных и дорогих в любом импульсном преобразователе. Вот так, скорее всего, и появилась понижающе-повышающая схема.

Первые версии понижающе-повышающих преобразователей собирались на дискретных компонентах, поэтому в них было только

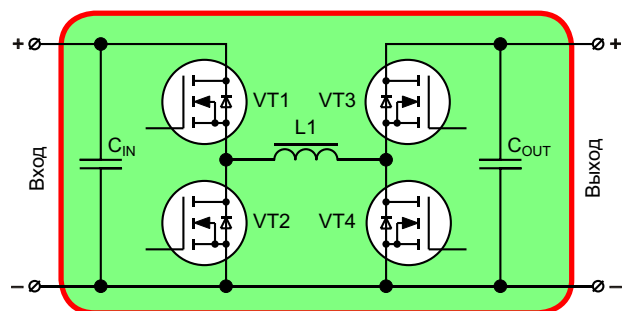


Рисунок 4. Современная версия понижающе-повышающей схемы с четырьмя управляемыми ключами.

два силовых транзистора, а в качестве остальных двух силовых ключей использовались неуправляемые диоды – в то время использование четырех управляемых ключей было непозволительной роскошью. Но по мере развития силовых полупроводниковых приборов и интегральных технологий диоды были заменены на транзисторы (Рисунок 4), что позволило увеличить КПД преобразователей, особенно в низковольтных схемах, где можно использовать MOSFET, имеющие в этой области наилучшие характеристики.

При использовании полупроводниковых диодов понижающе-повышающий преобразователь имеет те же особенности, что и взятые по отдельности понижающая и повышающая схемы. Разве что появляется дополнительная возможность полного отключения источника питания, недоступная в повышающем преобразователе. Но если все четыре ключа сделать управляемыми, тогда функциональность этой схемы значительно расширится. Но для того, чтобы это понять, необходимо вначале разобраться со спецификой преобразования напряжения с помощью индуктивных накопителей энергии.

Особенности импульсного преобразования электрической энергии

Этому вопросу РадиоЛецман уже посвятил достаточно большое количество публикаций, поэтому в этой статье будут использованы уже готовые результаты исследований. При необходимости читатель может в любой момент ознакомиться с этими материалами –

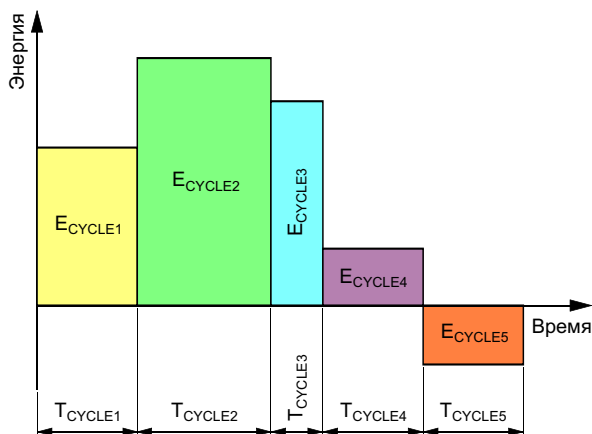


Рисунок 5. Принцип преобразования энергии импульсным преобразователем.

ссылки на нужные статьи приведены в списке литературы. Поэтому рассмотрим лишь общие моменты (факты), на которые нужно обращать внимание при анализе импульсных преобразователей электрической энергии, без которых будет сложно разобраться во всех хитросплетениях этого процесса.

Факт №1. В импульсных преобразователях электрическая энергия преобразуется порциями (Рисунок 5) [1]. Назовем последовательность событий, происходящих при преобразовании одной порции энергии циклом преобразования, обозначив ее количество как E_{CYCLE} , а время, за которое это происходит, как T_{CYCLE} . В общем случае, каждый цикл преобразования может иметь разную длительность, и в каждом цикле может быть преобразовано разное количество энергии. Обратите внимание, что величина E_{CYCLE} может быть положительной – в этом случае энергия передается с входа преобразователя на его выход, отрицательной – в этом случае энергия перемещается в обратном направлении (с выхода на вход) и нулевой – когда обмен энергией происходит только между внутренними накопителями преобразователя.

Общее количество электрической энергии E , прошедшее через преобразователь за произвольное время, можно определить по формуле:

$$E = \sum_{i=1}^{N_{CYCLE}} E_{CYCLEi}, \quad (1)$$

где N_{CYCLE} – количество полных циклов, выполненных за анализируемое время.

Абсолютное значение E обычно мало интересует разработчиков импульсных преобразователей, а вот средняя мощность P является одним из основных параметров любой схемы. В данном случае, она равна:

$$P = \sum_{i=1}^{N_{CYCLE}} \frac{E_{CYCLEi}}{T_{CYCLEi}}. \quad (2)$$

Формулы (1) и (2) позволяют рассмотреть электрические процессы в преобразователе «под микроскопом». Они справедливы в любом случае, в том числе и при переходных процессах. Однако при анализе и расчете преобразователей чаще всего считают, что

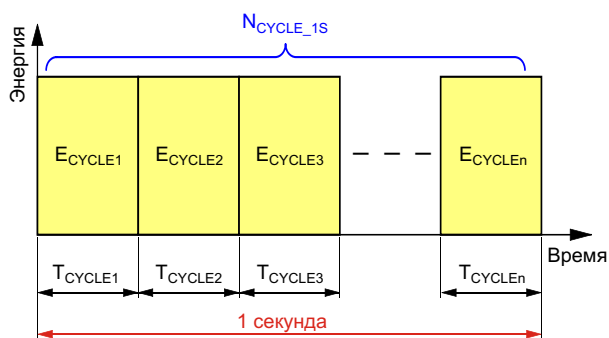


Рисунок 6. Энергетические процессы в преобразователе в квазиустановившемся режиме.

переходные процессы уже закончились и схема работает в квазиустановившемся режиме – когда каждый последующий цикл похож на предыдущий (Рисунок 6). В этом случае значения T_{CYCLE} и E_{CYCLE} в каждом цикле приблизительно одинаковы, поэтому:

$$P = \frac{E_{CYCLE}}{T_{CYCLE}} \cdot E_{CYCLE} \cdot N_{CYCLE_1s}, \quad (3)$$

где N_{CYCLE_1s} – количество циклов, прошедших за одну секунду.

Во многих методах управления импульсными преобразователями количество циклов преобразования за единицу времени поддерживается постоянным, и этот параметр называют «частотой переключения» F_{SW} . В этом случае формула (3) выглядит следующим образом:

$$P = E_{CYCLE} \cdot F_{SW}. \quad (4)$$

Поскольку частота преобразования F_{SW} выбирается разработчиком, весь анализ работы силовой части сводится к определению количества, энергии E_{CYCLE} , преобразуемой в каждом цикле.

Факт №2. Каждый цикл преобразования состоит из нескольких этапов. Каждый этап определяется состоянием силовых ключей, которые могут находиться либо во включенном (с малым сопротивлением), либо в выключенном (с большим сопротивлением) состоянии. На протяжении этапа состояние ключей не должно меняться, поэтому переключение любого из этих элементов, в том числе закрытие неуправляемого диода, означает завершение текущего этапа преобразования и переход к следующему.

Поскольку силовые ключи не являются идеальными компонентами, изменение их состояния происходит в течение некоторого времени. Время переключения силовых элементов является важным для определения величины потерь. А вот при определении коэффициента передачи схемы по напряжению учет времени переключения силовых ключей, точно также, как и их активного сопротивления, значительно загромождает расчетные формулы и лишь незначительно увеличивает точность расчетов. Поэтому при определении передаточных характеристик принято считать силовые ключи идеальными, то есть, переключающимися мгновенно и имеющими нулевое сопротивление в проводящем состоянии и бесконечно большое в непроводящем. При таких допущениях длительность цикла преобразования T_{CYCLE} будет равна сумме длительности его этапов (Рисунок 7):

$$T_{CYCLE} = \sum_{i=1}^{N_{STAGE}} T_{STAGEi}, \quad (5)$$

где

N_{STAGE} – общее количество этапов в цикле преобразования;

T_{STAGE} – длительность этапа преобразования.

Факт №3. Величина входного напряжения преобразуется накопительным дросселем [2]. Суть преобразования заключается в обмене энергией между электрической схемой и магнитным полем, связанным с его обмоткой. Количество энергии E_L , находящееся в магнитном поле дросселя в данный момент, определяется формулой [1]:

$$E_L = \frac{L^2}{2A_L}, \quad (6)$$

где

L – величина магнитного потока дросселя;

A_L – параметр среды, в котором это магнитное поле сосредоточено.

Для уменьшения габаритов импульсных преобразователей используются дроссели с магнитопроводами, изготовленным из ферромагнитных материалов, для которых значение A_L , имеющее размерность Гн/виток²,

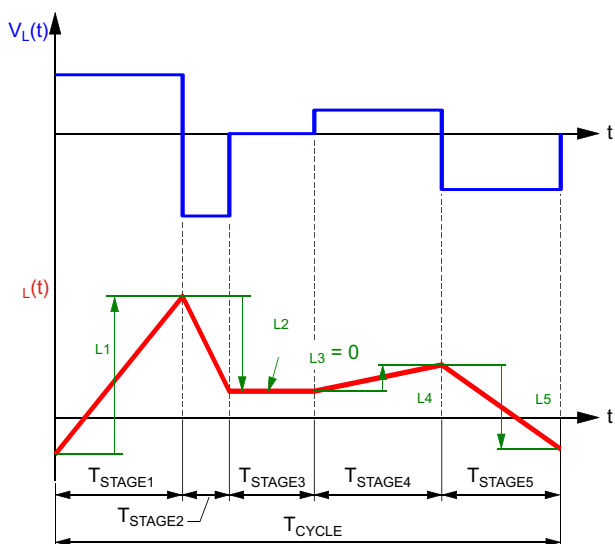


Рисунок 7. Диаграммы относительного напряжения на обмотках и магнитного потока дросселя на протяжении цикла преобразования.

является справочным параметром и используется при расчете индуктивностей обмоток.

На каждом из этапов преобразования к какой-либо обмотке дросселя с числом витков N_L прикладывается некоторое напряжение V_L [3, 4], под действием которого, согласно закону Фарадея, его магнитный поток изменяется на величину L (Рисунок 7):

$$L = \frac{V_L}{N_L} T_{\text{STAGE}} \quad (7)$$

Изменение магнитного потока, согласно формуле (6), приводит к изменению количества энергии в дросселе на величину E_L , которое можно определить по формуле [1]:

$$E_L = \frac{L_{\text{L_MID}}}{A_L} \quad (8)$$

где $L_{\text{L_MID}}$ – среднее значение магнитного потока на данном интервале.

Формула (7) получена из условия, что напряжение V_L , приложенное к обмотке с числом витков N_L , не изменяется на протяжении всего интервала T_{STAGE} . Для этого на входе и выходе узла преобразования напряжения устанавливают дополнительные накопители (конденсаторы C_{IN} и C_{OUT}), энергетическая емкость которых обычно значительно больше E_{CYCLE} . На самом деле напряжение V_L на

протяжении этапа преобразования изменяется всегда, однако влиянием этого изменения на величину L обычно пренебрегают.

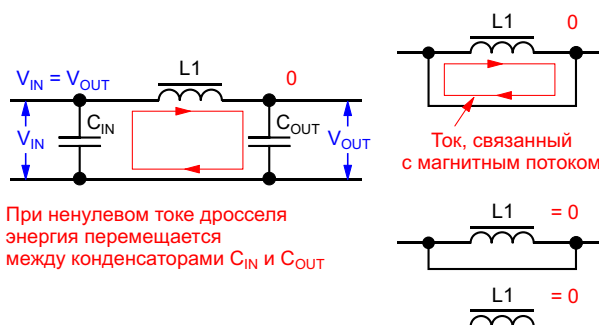
Для многообмоточных дросселей, в случае, когда ток на каком-либо этапе преобразования протекает по нескольким обмоткам одновременно, должно выполняться условие [5]:

$$\frac{V_{L1}}{N_{L1}} = \frac{V_{L2}}{N_{L2}} = \frac{V_{L3}}{N_{L3}} = \dots = \frac{V_{Lj}}{N_{Lj}}, \quad (9)$$

где j – порядковый номер обмотки дросселя, по которой протекает ток на данном этапе преобразования.

Невыполнение условия (9) приводит к дополнительным перетокам энергии между цепями, связанным с данными обмотками, из-за наличия у дросселя трансформаторного эффекта. Это свойство, в зависимости от ситуации, может быть оценено и как положительное, и как отрицательное. Например, в многоканальных преобразователях это явление позволяет осуществить групповую стабилизацию нескольких выходных напряжений [5].

Обратите внимание, что в формуле (7) напряжение V_L может быть равно нулю. При этом возможны две ситуации (Рисунок 8). В первом случае дроссель содержит некоторое количество энергии и его магнитный поток отличен от нуля. В этом режиме должен быть обеспечен путь для протекания тока, связанного с магнитным полем, например, одна из обмоток дросселя может замыкаться накоротко. Невыполнение этого условия приведет к появлению на выводах всех обмоток ЭДС достаточно большой величины и перемещению этой энергии либо в другие компоненты элек-



При ненулевом токе дросселя энергия перемещается между конденсаторами C_{IN} и C_{OUT}

Рисунок 8. Варианты подключения обмоток дросселя во время этапа с нулевым изменением магнитного потока.

трической схемы, в том числе и через паразитные связи, либо в окружающее пространство, например, через искровой разряд.

Во втором случае, энергии в магнитном поле дросселя нет, и его магнитный поток равен нулю. В этом режиме нет необходимости в обязательном формировании пути для протекания тока, поэтому обмотки дросселя могут быть как закорочены, так и ни к чему не подключены.

При нулевом напряжении V_L количество энергии в дросселе, согласно формулам (6) и (7), не изменяется, поэтому может показаться, что этим этапом преобразования можно пренебречь. Однако это будет большой ошибкой. Интервал преобразования, во время которого $V_L = 0$, является таким же важным этапом преобразования, как и все остальные, и напрямую влияет на характеристики преобразователя.

Факт №4. Для того чтобы преобразователь мог перейти в квазиустановившийся режим, необходимо, чтобы количество энергии в его накопителях после каждого цикла

преобразования оставалось неизменным. Поскольку количество энергии в дросселе, согласно формулам (6) и (7), может меняться после каждого этапа преобразования, основным условием выполнения этого требования является следующее:

$$\sum_{i=1}^{N_{\text{STAGE}}} L_i = 0. \quad (10)$$

Невыполнение условия (10) приведет к постепенному накоплению энергии в дросселе, что рано или поздно приведет к повреждению элементов силовой части и выходу преобразователя из строя.

Анализ формул (6) – (10) показывает, что в каждом цикле преобразования должно быть как минимум два этапа преобразования, отличающихся знаком изменения магнитного потока L . На одном из них магнитный поток изменяется на величину L ($L_1 > 0$), а на втором возвращается в исходное значение ($L_2 = -L_1$). Если преобразователь работает по более сложному алгоритму, и коли-



МАТЕРИАЛЫ ВЕБИНАРА

Экономичные решения MEAN WELL для надежных разработок

- Выбор оптимального и недорогого ИП
- Конфигурируемые источники питания
- Специальные модули
- Новинки для промышленных приложений

[ПОДРОБНЕЕ](#)



чество этапов в цикле преобразования больше двух, тогда условие (10) можно записать в виде:

$$\sum_{i=1}^{N_{STAGE+}} L_i - \sum_{i=1}^{N_{STAGE-}} L_i = 0 \quad (11)$$

где N_{STAGE+} и N_{STAGE-} – количество этапов, в которых магнитный поток дросселя изменяется, соответственно, на положительную ($L_i > 0$) и отрицательную ($L_i < 0$) величину.

Формула (11) позволяет определить количество энергии, преобразованное в течение цикла. Однако для этого следует вначале определиться со знаками изменения магнитного потока. Если считать, что при положи-

тельном изменении магнитного потока дросселя ($L_i > 0$) энергия потребляется из источника питания, то количество энергии, преобразованной за цикл, будет равно:

$$E_{CYCLE} = \sum_{i=1}^{N_{STAGE+}} E_{L_i} - \sum_{i=1}^{N_{STAGE-}} E_{L_i} \quad (12)$$

где E_{L_i} – изменение энергии дросселя в течение этапа преобразования, определяемое по формуле (8).

Факты 1 – 4 и формулы (1) – (12) являются общими для любого типа преобразователей с одним накопительным дросселем и являются отправной точкой для анализа любой, даже самой сложной, схемы силовой части. Имен-

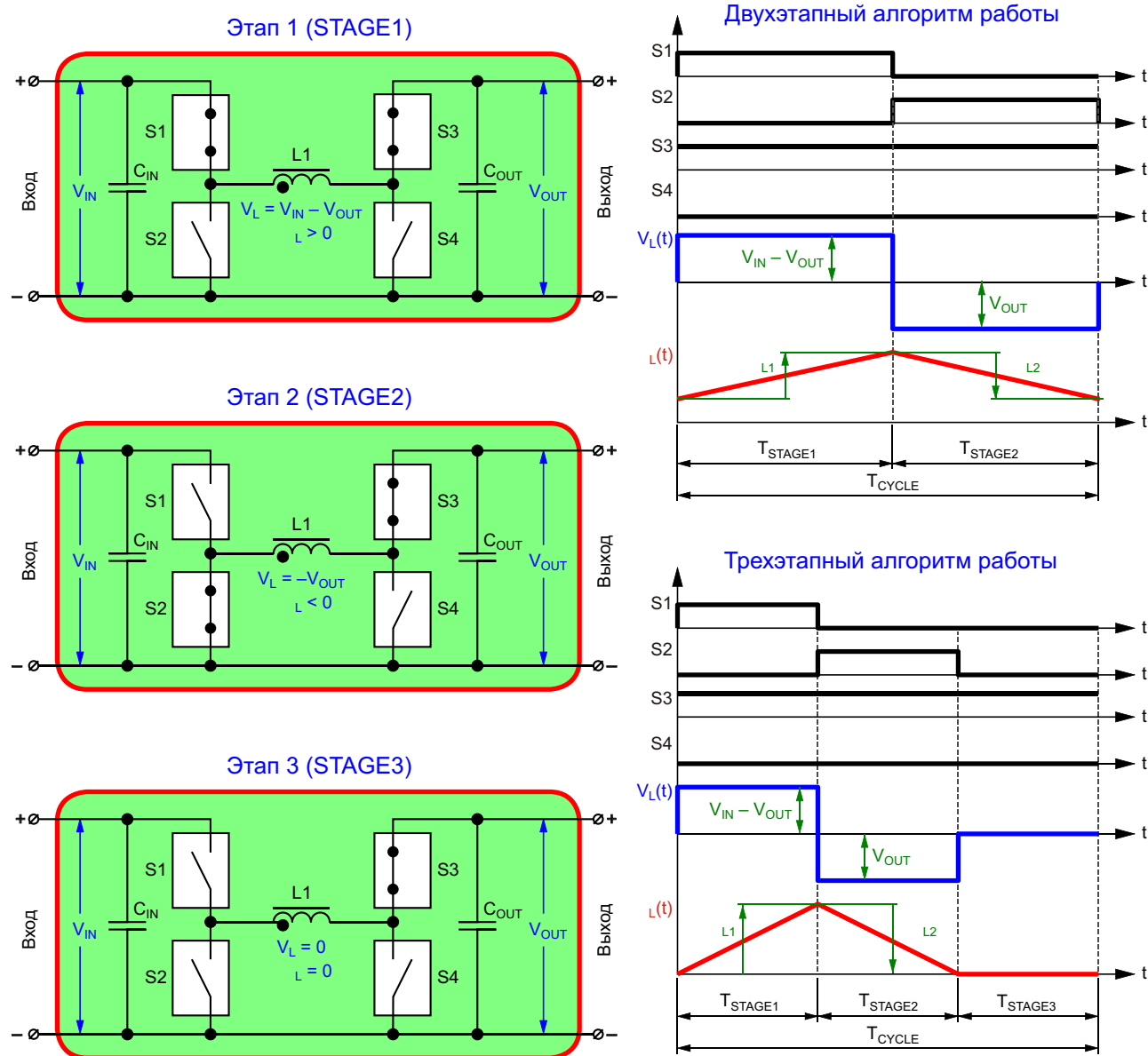


Рисунок 9. Алгоритмы работы понижающе-повышающей схемы в режиме уменьшения напряжения.

но их мы и будем использовать в следующей части статьи, во время анализа особенностей работы понижающе-повышающей схемы.

Понижающая и повышающая схемы содержат всего два ключа, поэтому выбор алгоритмов их коммутации невелик. В этих схемах возможно лишь четыре варианта состояния ключей, в одном из которых – когда все ключи замкнуты – либо вход (для понижающей), либо выход (для повышающей) замыкаются накоротко. Совершенно иначе обстоит дело в понижающе-повышающей схеме. Благодаря наличию четырех ключей, всего возможно шестнадцать вариантов состояния схемы. Однако анализ всех возможных алгоритмов работы этого преобразователя представляет лишь сугубо академический интерес. Мы же, руководствуясь общими принципами импульсного преобразования, рассмотрим лишь те, которые можно реально использовать на практике. При этом, чтобы не привязываться к какой-либо конкретной элементной базе, заменим реальные транзисторы и диоды на их идеализированные аналоги – управляемые ключи S1 – S4, которые переключаются мгновенно и имеют нулевое сопротивление в замкнутом состоянии и бесконечно большое в разомкнутом.

Режим понижающего преобразователя

В этом режиме ключ S3, соединяющий правый (по схеме) вывод дросселя с выходным конденсатором C_{OUT} постоянно замкнут, ключ S4 постоянно разомкнут, а ключи S1 и

S2 синхронно переключаются с высокой частотой (Рисунок 9). В этом режиме повышающе-понижающая схема работает как классический понижающий преобразователь, поэтому в этом случае возможны два алгоритма работы, отличающихся количеством этапов.

На первом этапе преобразования ключ S1 замкнут, а ключ S2 – разомкнут. В этом случае дроссель подключается между входом и выходом преобразователя, и напряжение на его обмотке равно разности входного V_{IN} и выходного V_{OUT} напряжений ($V_L = V_{IN} - V_{OUT}$), под воздействием которого его магнитный поток увеличивается на некоторую условно положительную величину L_1 . На втором этапе преобразования ключи S1 и S2 меняют свое состояние, что приводит к изменению полярности напряжения на выводах дросселя ($V_L = -V_{OUT}$), вследствие чего магнитный поток возвращается к первоначальному значению ($L_2 = -L_1$).

При переключении ключей по такому алгоритму магнитный поток в дросселе может быть равен нулю лишь в течение некоторых моментов времени (Рисунок 10). При этом считают, что преобразователь работает:

- в безразрывном режиме – когда магнитный поток дросселя всегда положителен или всегда отрицателен и никогда не равен нулю;
- в граничном режиме – когда магнитный поток дросселя в начале или конце какого-либо этапа преобразования достигает нулевого значения;

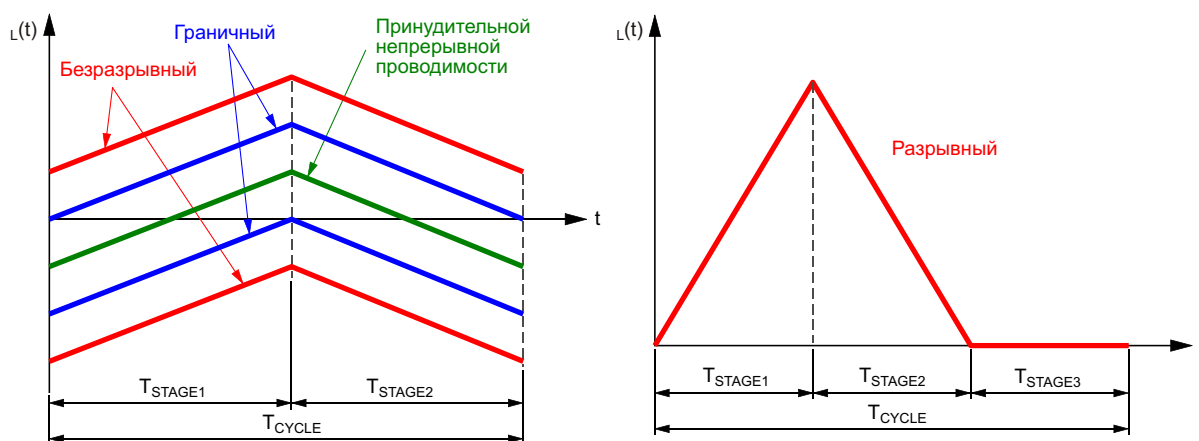


Рисунок 10. Режимы работы дросселя при разных алгоритмах переключений.

- в режиме принудительной непрерывной проводимости – когда магнитный поток в дросселя меняет свой знак на протяжении каждого этапа преобразования.

Если в момент, когда магнитный поток в дросселе станет равным нулю, разомкнуть ключи S1 и S2, то схему можно перевести в разрывной режим работы. В этом случае в алгоритме преобразования появляется дополнительный третий этап, на протяжении которого дроссель отключен от схемы и не участвует в процессе преобразования. Обратите внимание, что разомкнуть оба ключа S1 и S2 можно только после полного разряда дросселя, в противном случае – когда не будет пути для протекания тока, связанного с магнитным полем, – энергия, содержащаяся в дросселе, перейдет в остальные элементы схемы или окружающее пространство по труднопредсказуемому пути.

Трехэтапный алгоритм работы преобразователя обеспечивается автоматически при использовании в качестве ключа S2 неуправляемого диода. В этом случае после разряда дросселя диод окажется под отрицательным напряжением, и до следующего включения ключа S1 схема будет находиться на третьем этапе преобразования. Если же в качестве ключей S1 и S2 используются управляемые MOSFET, то перейти в третий этап преобразования можно только путем принудительного выключения транзистора, соответствующего ключу S2, в момент, когда магнитный поток (и, соответственно, ток дросселя) достигнут нулевого значения.

Определим регулировочную характеристику преобразователя для этих алгоритмов, воспользовавшись формулами (7) и (10). Для алгоритма, состоящего из трех этапов:

$$\frac{V_{IN}}{N_{L1}} \frac{V_{OUT}}{N_{L2}} T_{STAGE1} - \frac{V_{OUT}}{N_{L2}} T_{STAGE2} - \frac{0}{N_{L3}} T_{STAGE3} = 0. \quad (13)$$

Для алгоритма, состоящего из двух этапов:

$$\frac{V_{IN}}{N_{L1}} \frac{V_{OUT}}{N_{L2}} T_{STAGE1} - \frac{V_{OUT}}{N_{L2}} T_{STAGE2} = 0. \quad (14)$$

Проанализируем полученные формулы. Во-первых, дроссель L1 у нас содержит только одну обмотку, поэтому количество витков, участвующих в процессе преобразования, на всех этапах будет одинаково ($N_{L1} = N_{L2} = N_{L3} = \dots$). Это значит, что про знаменатели в формулах (13) и (14) можно забыть. Во-вторых, третье слагаемое в формуле (13) равно нулю, ведь на третьем этапе дроссель физически отключен от схемы. А если из формулы (13) удалить третье слагаемое, то она ничем не будет отличаться от формулы (14). Таким образом, после несложных математических преобразований, получим формулу, позволяющую связать входное и выходное напряжения схемы, работающей в этом режиме:

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{T_{STAGE1}}{T_{STAGE1} + T_{STAGE2}}. \quad (15)$$

Режим повышающего преобразователя

Если поддерживать ключ S1 постоянно включенным, ключ S2 – постоянно выключенным, а входное напряжение изменять путем высокочастотной коммутации ключей S3 и S4, то схема превратится в классический повышающий преобразователь (Рисунок 11). Так же, как и в понижающем варианте, возможны три состояния схемы и два алгоритма работы.

На первом этапе преобразования ключ S4 замкнут, а ключ S3 разомкнут. В этом случае на обмотке дросселя L1 присутствует условно положительное напряжение ($V_L = V_{IN}$), и его магнитный поток изменяется на условно положительную величину. На втором этапе преобразования дроссель L1 подключается к конденсаторам C_{IN} и C_{OUT} и, из-за того что выходное напряжение V_{OUT} больше входного V_{IN} , полярность напряжения на дросселе изменится ($V_L = V_{IN} - V_{OUT}$), что приведет к уменьшению магнитного потока до первоначального значения. Если в момент, когда магнитный поток станет равным нулю, разомкнуть ключи S3 и S4, то схема перейдет в разрывной режим, а алгоритм преобразования будет состоять из трех этапов.

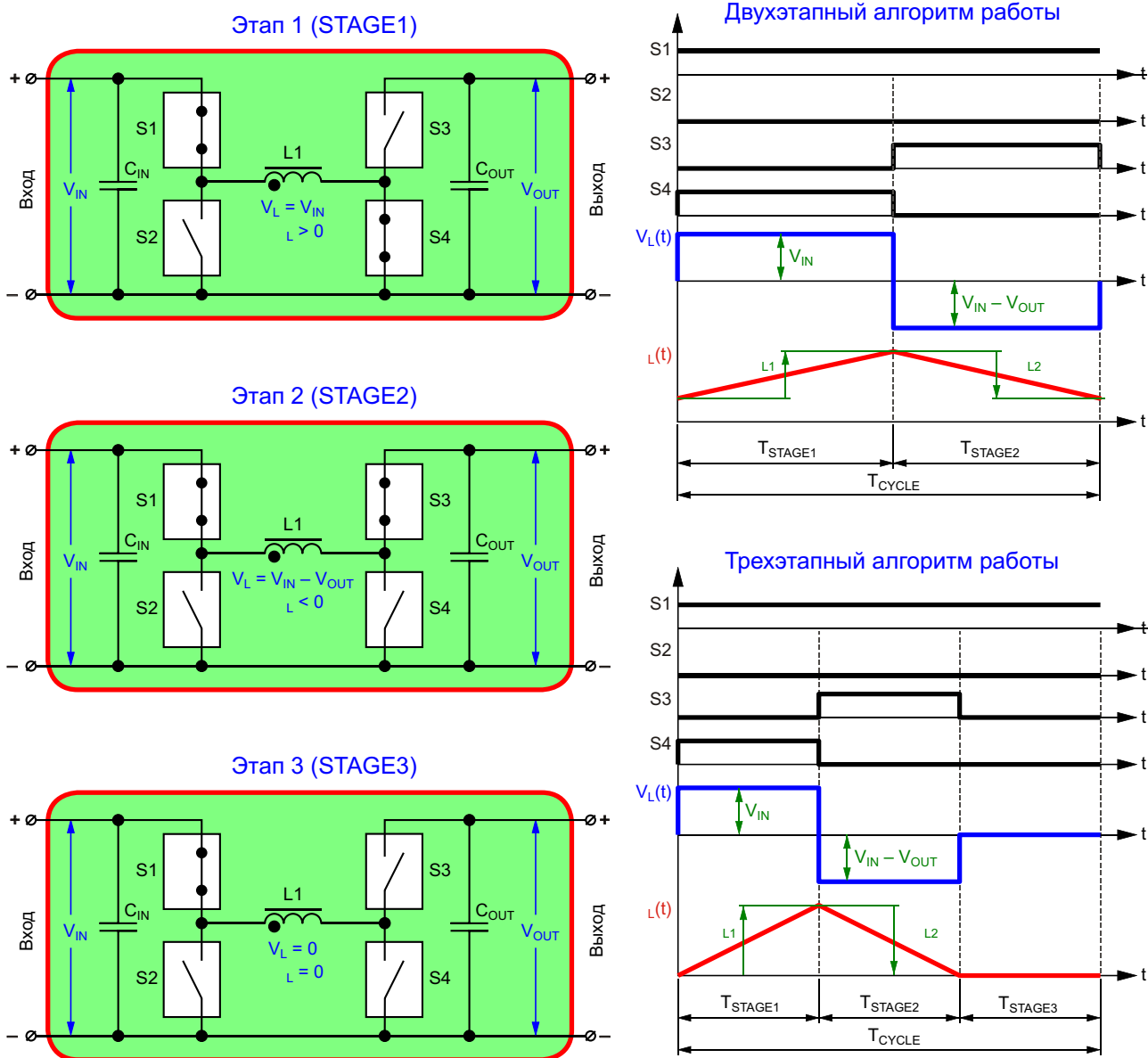


Рисунок 11. Алгоритмы работы понижающе-повышающей схемы в режиме повышающего преобразователя.

Распишем формулу (10) для этого случая. Для алгоритма, состоящего из трех этапов:

$$\frac{V_{IN} T_{STAGE1}}{N_{L1}} - \frac{V_{IN} V_{OUT} T_{STAGE2}}{N_{L2}} + \frac{0}{N_{L3}} T_{STAGE3} = 0. \quad (16)$$

Для алгоритма, состоящего из двух этапов:

$$\frac{V_{IN} T_{STAGE1}}{N_{L1}} - \frac{V_{IN} V_{OUT} T_{STAGE2}}{N_{L2}} = 0. \quad (17)$$

Применив такие же рассуждения и выполнив те же преобразования, что и для формул (13) и (14), получим:

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{T_{STAGE1}}{T_{STAGE2}}. \quad (18)$$

Алгоритмы работы с «консервацией» дросселя

Наличие четырех управляемых ключей позволяет реализовать еще один этап преобразования, который в классических понижающей и повышающей схемах был невозможен.

Если замкнуть одновременно ключи S2 и S4, оставив при этом разомкнутыми ключи S1 и S3, то дроссель L1 окажется замкнутым. Это значит, что пока ключи S2 и S4 будут замкнутыми, независимо от количества энергии, присутствовавшей в магнитопроводе дросселя в момент перехода в это состояние, будет обеспечен путь для протекания электрического тока, а, следовательно, и для поддержания магнитного поля. При этом напряжение

на выводах дросселя будет равно нулю, что обеспечит сохранность энергии в нем до момента размыкания ключей S2 или S3.

Конечно, все это лишь теория, ведь и ключи и обмотка дросселя имеют сопротивление, на которых будет рассеиваться часть накопленной энергии. И если дроссель достаточно долго держать в этом состоянии, то рано или поздно его ток станет равным нулю. Однако при малых сопротивлениях ключей и

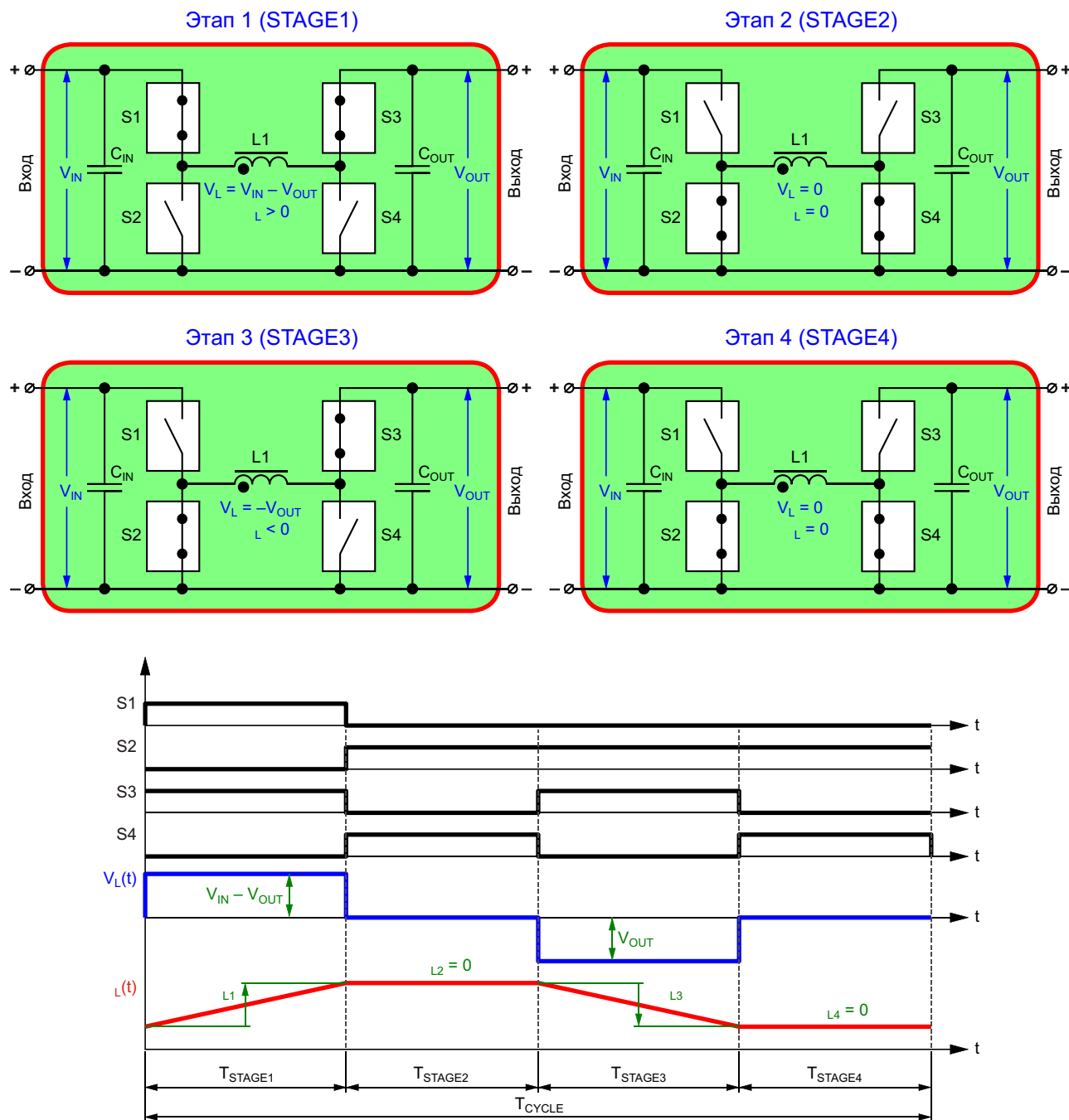


Рисунок 12. Четырехэтапный алгоритм работы понижающе-повышающей схемы в режиме уменьшения напряжения.

обмотки, а также при замыкании на непродолжительное время можно считать, что дроссель будет «законсервирован» на некоторое время, и после выхода из этого состояния его магнитный поток будет таким же, как и в момент входа в него.

Электрические процессы, происходящие в силовой части в этом режиме, во многом аналогичны процессам, происходящим при «классических» алгоритмах работы. В качестве примера рассмотрим модифицированный двухэтапный алгоритм преобразования схемы, работающей в режиме понижения напряжения, в котором подобные «паузы» в работе силовой части вставлены после каждого активного этапа (Рисунок 12). В этом случае первый и третий этапы преобразования являются «активными» – в это время происходит изменение магнитного потока, а второй и четвертый – «пассивными», поскольку в это время количество энергии в дросселе остается постоянным.

Формула (10) для этого случая будет иметь вид:

$$\frac{V_{IN}}{N_{L1}} \frac{V_{OUT}}{N_{L2}} T_{STAGE1} - \frac{0}{N_{L2}} T_{STAGE2} - \frac{V_{OUT}}{N_{L3}} T_{STAGE3} + \frac{0}{N_{L4}} T_{STAGE4} = 0. \quad (19)$$

После всех преобразований окончательный вид формулы (19) ничем не будет отличаться от формулы (15). Поэтому практическая польза от введения подобных «пауз» может быть, наверное, только при работе схемы при небольших нагрузках, поскольку они позволят уменьшить количество преобразуемой энергии.

Точно такая же ситуация будет и при введении таких «пауз» при работе схемы в режиме увеличения напряжения. Выходное напряжение в этом случае будет определяться формулой (18) и не будет зависеть от длительности этапов с нулевым изменением магнитного потока в дросселе.

«Антиинвертирующий» режим

Давайте посмотрим внимательно на формулы (15) и (18) и попробуем разобраться, что с ними не так. Для начала запишем их в

немного другом виде. Формулу (15) можно переписать в виде:

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{T_{STAGE1}}{1 + \frac{T_{STAGE1}}{T_{STAGE2}}}. \quad (20)$$

а формулу (18):

$$V_{OUT} = V_{IN} \left(1 + \frac{T_{STAGE1}}{T_{STAGE2}} \right). \quad (21)$$

В формулах (20) и (21) присутствует соотношение T_{STAGE1}/T_{STAGE2} . Насколько оно может быть большим или малым? Из-за неидеальности реальных компонентов, в первую очередь, из-за конечного времени их переключения, ни значение T_{STAGE1} , ни значение T_{STAGE2} не может быть бесконечно малым. Пусть минимальное значение T_{STAGE1} и T_{STAGE2} равно 5% от длительности цикла преобразования T_{CYCLE} , равной сумме длительностей активных этапов:

$$T_{CYCLE} = T_{STAGE1} + T_{STAGE2}. \quad (22)$$

Это значит, что в реальных схемах соотношение T_{STAGE1}/T_{STAGE2} может находиться в диапазоне (1/19) ... 19. При больших или меньших значениях этого соотношения реализовать импульсный преобразователь с хорошими характеристиками уже будет крайне затруднительно.

В этом случае при работе в режиме понижения максимальное напряжение на выходе

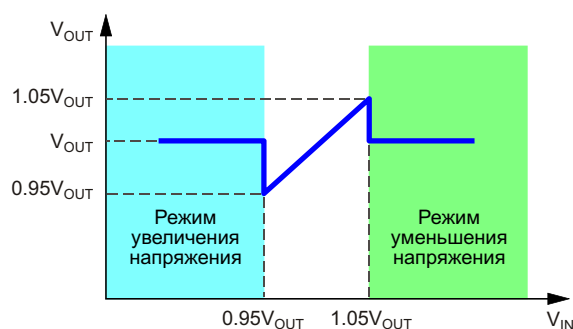


Рисунок 13. Зависимость выходного напряжения от входного напряжения повышающе-понижающей схемы при работе только в режимах увеличения и уменьшения напряжения.

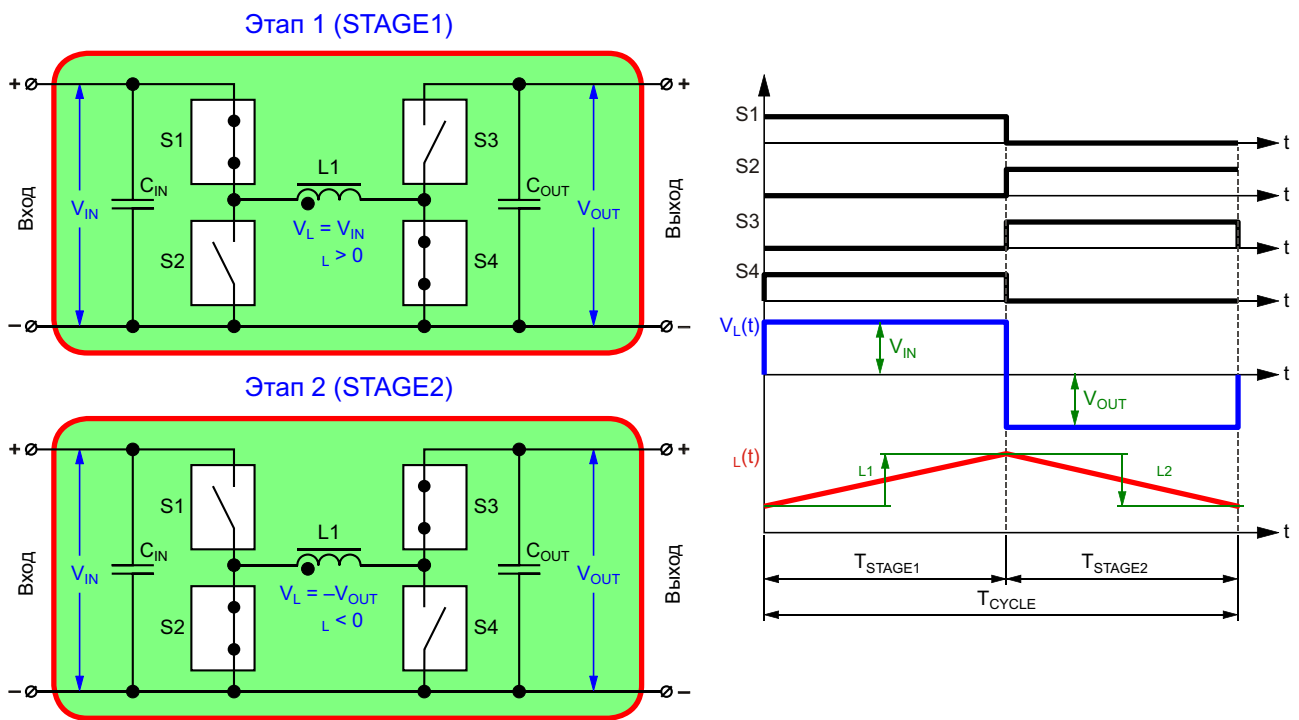


Рисунок 14. Алгоритм работы понижающе-повышающей схемы в режиме неинвертирующего преобразователя.

схемы, которое может быть преобразовано из входного (при $T_{STAGE1}/T_{STAGE2} = 19$), равно:

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{19}{1 + 19} = 0.95V_{IN}. \quad (23)$$

В режиме повышения ограничение будет накладываться на минимальное напряжение, которое может быть преобразовано из входного. При минимальном соотношении длительностей активных интервалов ($T_{STAGE1}/T_{STAGE2} = 1/19$):

$$V_{OUT} = V_{IN} \left(1 + \frac{1}{19}\right) = 1.053V_{IN}. \quad (24)$$

То есть, когда входное напряжение будет находиться в диапазоне $V_{IN} = (0.95 \dots 1.05)V_{OUT}$, обеспечить точное поддержание напряжения V_{OUT} будет достаточно проблематично (Рисунок 13). В этом случае есть смысл использовать алгоритм работы, при котором на первом этапе преобразования дроссель $L1$ с помощью ключей $S1$ и $S4$ подключается к входному конденсатору C_{IN} , а на втором с помощью ключей $S2$ и $S3$ – к выходному C_{OUT} (Рисунок 14).

Запишем формулу (10) для этого случая:

$$\frac{V_{IN}}{N_{L1}} T_{STAGE1} - \frac{V_{OUT}}{N_{L2}} T_{STAGE2} = 0. \quad (25)$$

Выполнив все необходимые преобразования, получим формулу, связывающую входное и выходное напряжения:

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{T_{STAGE1}}{T_{STAGE2}}. \quad (26)$$

Обратите внимание, что для этого режима работы, когда входное напряжение находится в «неудобном» диапазоне $(0.95 \dots 1.05)V_{OUT}$, длительности первого и второго этапа преобразований приблизительно одинаковы ($T_{STAGE1}/T_{STAGE2} \approx 1$). То есть, когда входное напряжение нужно изменить совсем чуть-чуть, повышающе-понижающую схему можно перевести в этот режим, а когда необходимо изменить входное напряжение на значительную величину – тогда можно работать в классических понижающем или повышающем режимах.

Точно в таком же режиме работают инвертирующие преобразователи, поэтому не зря эта часть статьи названа «антиинвертирующий режим». Разница заключается в том, что классический инвертирующий преобразователь содержит всего два ключа, и для того, чтобы дроссель мог отдавать накопленную энергию, полярность выходного напряжения в инвертирующем преобразователе должна быть обратной входному напряжению. А в понижающе-повышающей схеме четыре ключа могут без проблем обеспечить коммутацию дросселя таким образом, чтобы полярность выходного напряжения всегда была такой же, как и входного.

Режим с тремя активными этапами

Все рассмотренные выше алгоритмы работы повышающе-понижающей схемы состоя-

ли, фактически, из двух активных этапов, на одном из которых магнитный поток в дросселе увеличивался на некоторую величину L , а на втором уменьшался на ту же величину. Добавление различного вида «пауз», во время которых магнитный поток в дросселе не изменяется, возможно, выглядит красиво, но практической пользы от режимов немного. Однако схемотехника повышающе-понижающей схемы позволяет работать и по более сложным алгоритмам, содержащим больше двух активных этапов. В частности, подобные алгоритмы реализованы в микросхемах MAX20343/MAX20344, разработанных компанией Maxim Integrated.

В этом случае на первом этапе дроссель $L1$ с помощью ключей $S1$ и $S4$ подключается к входному конденсатору C_{IN} , при этом его магнитный поток увеличивается на некоторую

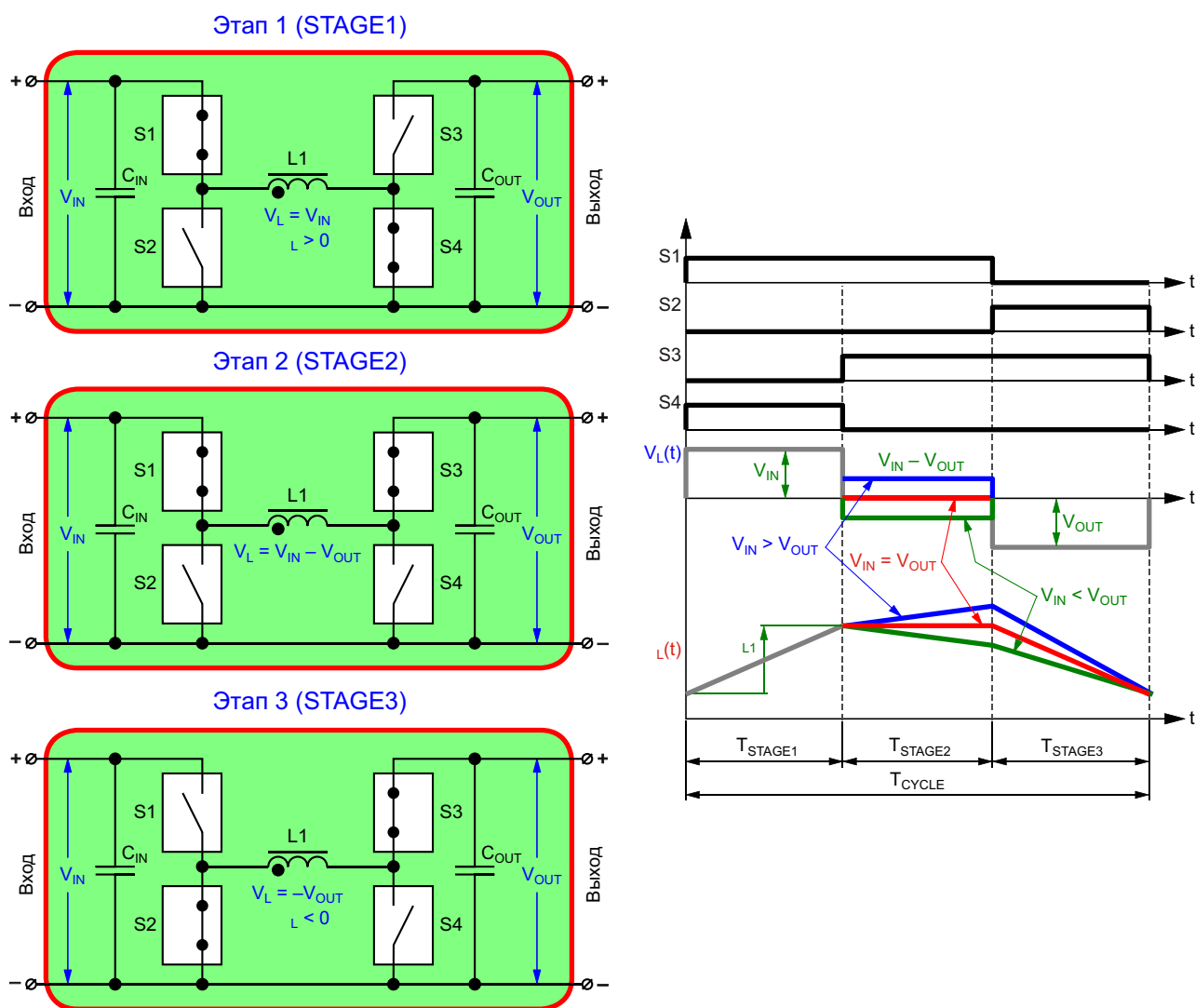


Рисунок 15. Алгоритм работы понижающе-повышающей схемы с тремя активными этапами.

величину L , и в его магнитном поле накапливается некоторое количество энергии. На третьем интервале дроссель с помощью ключей S2 и S4 подключается к выходному конденсатору C_{OUT} , и весь остаток накопленной энергии передается в этот конденсатор (и нагрузку). Изменение магнитного потока на этом интервале L_3 всегда отрицательно. А вот на втором – промежуточном – интервале дроссель с помощью ключей S1 и S3 подключается одновременно и к входному, и к выходному конденсаторам. И вот тут характер изменения магнитного потока в дросселе будет зависеть уже от соотношения входного V_{IN} и выходного V_{OUT} напряжений.

Если входное напряжение больше выходного ($V_{IN} > V_{OUT}$), то магнитный поток продолжит увеличиваться, добавляя энергию в магнитное поле (Рисунок 15). Если входное напряжение меньше выходного ($V_{IN} < V_{OUT}$), то магнитный поток начнет уменьшаться и дроссель начнет отдавать накопленную энергию в выходные цепи. А если входное и выходное напряжения равны ($V_{IN} = V_{OUT}$), то количество энергии в дросселе не изменится.

Запишем формулу (10) для этого случая:

$$\frac{V_{IN} T_{STAGE1}}{N_{L1}} - \frac{V_{IN} V_{OUT} T_{STAGE2}}{N_{L2}} - \frac{V_{OUT} T_{STAGE3}}{N_{L3}} = 0. \quad (27)$$

После всех необходимых преобразований формула (27) будет иметь вид:

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{T_{STAGE1}}{T_{STAGE3}} \frac{T_{STAGE2}}{T_{STAGE2}}. \quad (28)$$

Попробуем понять, что произошло после добавления третьего этапа. Во-первых, при равенстве длительностей первого и третьего интервалов ($T_{STAGE1} = T_{STAGE3}$) выходное напряжение будет равно входному и не будет зависеть от длительности промежуточного интервала T_{STAGE2} . Это понятно, в том числе, и из физики работы схемы – при равенстве входного и выходного напряжений напряжение на обмотке дросселя на втором этапе будет равно нулю. Однако такая ситуация будет только в первый момент времени. Если

на момент начала второго этапа преобразования в дросселе существовал ток, например, направленный от входа преобразователя к его выходу, то его наличие приведет к перемещению энергии из конденсатора C_{IN} в конденсатор C_{OUT} , из-за чего напряжения на них начнут изменяться.

Если $T_{STAGE1} = T_{STAGE3}$, выходное напряжение уже начнет зависеть и от длительности второго этапа T_{STAGE2} . При этом сам характер работы схемы (увеличение или уменьшение напряжения) не изменится, но абсолютный коэффициент передачи схемы по напряжению станет зависим от T_{STAGE2} . При малых значениях T_{STAGE2} коэффициент передачи схемы по напряжению будет определяться точно так же, как и в случае работы схемы в «антиинвертирующем» режиме – соотношением T_{STAGE1}/T_{STAGE3} . Но по мере увеличения T_{STAGE2} выходное напряжение все больше будет приближаться к входному.

Таким образом, когда цикл преобразования повышающе-понижающей схемы состоит из трех активных этапов, появляется дополнительная возможность регулирования выходного напряжения: грубая установка может быть осуществлена путем установки соотношения T_{STAGE1}/T_{STAGE3} , так, чтобы выходное напряжение было несколько больше номинального значения, а более точная уже будет осуществляться путем регулирования длительности T_{STAGE2} .

Заключение

Возможность работы одной и той же схемы в разных режимах, на самом деле, создает больше вопросов, чем ответов. Например, почему нельзя работать только в «антиинвертирующем» режиме, который, судя по формуле (26), может обеспечить любое выходное напряжение, в том числе и равное входному? К счастью, ответ на этот вопрос известен – в этом случае потребуется дроссель большего размера, чем в понижающем и повышающем режиме (ведь в этом режиме схема работает так же, как и классический инвертирующий и обратноходовой преобразователи) [6]. Да и уровень пульсаций входных и выходных токов в этом режиме будет выше. Поэтому повышающий и понижающий преобразователи обычно имеют больший КПД, чем инверти-

рующие схемы, и удельная мощность у них тоже выше.

А вот режим преобразования с тремя активными этапами преобразования на сегодняшний день пока мало изучен, поэтому насколько количественно он лучше или хуже, чем известные режимы, пока до конца не ясно. А это значит, что импульсный способ преобразования электрической энергии еще не до конца исчерпал свой потенциал, и исследования в этой области нужно продолжать. **РЛ**

Список источников

1. Русу А. [Почему импульсные преобразователи «не любят» «легкую» нагрузку](#)

2. Русу А. [Зачем нужен трансформатор в импульсном преобразователе электрической энергии?](#)
3. Русу А. [Может ли ток в обмотке дросселя измениться мгновенно?](#)
4. Русу А. [Почему обмотки дросселя обратногопреобразователя могут иметь разное число витков](#)
5. Русу А. [Многоканальные преобразователи с общим дросселем](#)
6. Русу А. [Откуда появились базовые схемы преобразователей](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX20343](#)
2. [Datasheet Maxim MAX20344](#)

Расширение возможностей триггера Шмитта с помощью резистивной цепочки

Anthony Smith

EDN

В схеме на Рисунке 1 показан знакомый метод преобразования низкоуровневого аналогового сигнала в цифровую форму. Резисторы R_1 и R_2 устанавливают на входе инвертора с триггером Шмитта постоянный уровень сигнала в состоянии покоя, примерно равный середине петли гистерезиса. Конденсатор C_1 удаляет постоянную составляющую из входного сигнала V_{IN} , так что входной сигнал триггера Шмитта V_I центрируется на уровне середины петли гистерезиса. Если сигнал V_{IN} достаточно велик, чтобы пересечь пороговый уровень микросхемы IC_1 , выходной сигнал V_{OUT} обеспечит точное цифровое представление V_{IN} . К сожалению, схеме присущ ряд недостатков. Наличие разделительного конденсатора C_1 не позволяет установить желаемые пороги переключения для сигнала V_{IN} . Кроме того, для низкочастотных сигналов емкость C_1 должна быть очень большой,

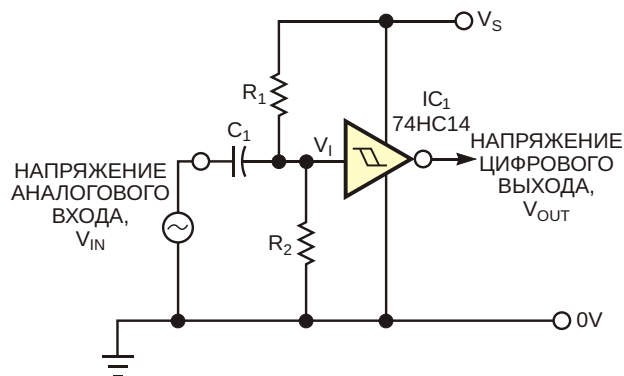


Рисунок 1. Эта схема на триггере Шмитта полезна для преобразования сигнала переменного тока в цифровую форму.

чтобы не допустить их нежелательного ослабления. Помимо этого, если V_{IN} имеет случайный период или асимметричен во времени (например, последовательность импульсов с низким коэффициентом заполнения), сигнал V_I будет изменяться несимметрично относительно уровня покоя и может не пересечь один из порогов IC_1 . Все эти проблемы можно решить, заменив C_1 резистором, как показано на Рисунке 2.

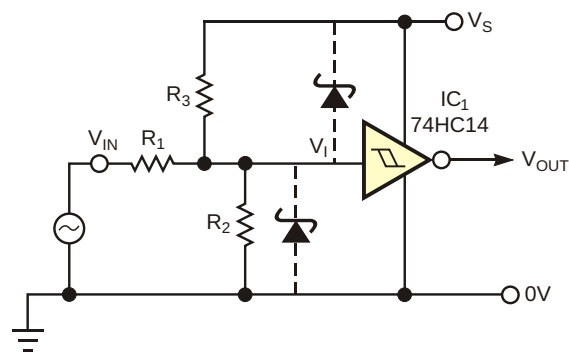


Рисунок 2. Исключение входного конденсатора устраняет проблемы асимметричных входных сигналов.

R_1 и параллельная комбинация R_2 и R_3 на Рисунке 2 действуют как аттенуатор, позволяющий микросхеме IC_1 переключаться при определенных, задаваемых пользователем уровнях постоянного напряжения, которые могут быть намного выше, чем пороги переключения IC_1 . Более того, R_2 и R_3 вносят смещение, которое, если это необходимо, позволяет нижнему порогу V_{IN} быть отрицатель-

ным. Сопротивления R_1 и R_2 связаны с R_3 следующими формулами:

$$R_1 = \frac{R_3 (V_{TL} V_P - V_{TU} V_N)}{V_S (V_{TU} - V_{TL})},$$

$$R_2 = \frac{R_3 (V_{TL} V_P - V_{TU} V_N)}{V_S (V_P - V_N - V_{TL} - V_{TU}) - V_{TU} V_N - V_{TL} V_P},$$

где

V_P и V_N – требуемые значения верхнего и нижнего порогов для сигнала V_{IN} , соответственно;

V_{TU} и V_{TL} – верхний и нижний пороги переключения триггера Шмитта.

Измерив V_{TU} и V_{TL} для конкретного инвертора Шмитта и выбрав подходящее сопротивление для R_3 , можно рассчитать соответствующие величины R_1 и R_2 . Схема работоспособна практически с любыми значениями V_P и V_N . Единственное ограничение состоит в том, что гистерезис ($V_P - V_N$) должен быть значительно больше, чем гистерезис IC_1 ($V_{TU} - V_{TL}$); в противном случае формулы могут дать отрицательные значения сопротивлений. Использование в качестве IC_1 КМОП микросхем (например, 74HC14, 74AC14, 4093B или 40106B), позволяет выбирать большие сопротивления резисторов, чтобы обеспечить высокое входное сопротивление.

В случаях, когда измерять точные значения V_{TU} и V_{TL} неудобно, можно заменить R_1 и R_2 переменными резисторами, чтобы компенсировать наихудший разброс V_{TU} и V_{TL} . Однако из-за сильного влияния R_2 и R_3 на выбор R_1 расширяется диапазон необходимых сопротивлений R_2 , что приводит к большому разбросу сопротивлений эквивалентного параллельного соединения R_2 - R_3 и, в свою очередь, еще больше расширяет диапазон значений R_1 . Замена R_2 и R_3 цепочкой с потенциометром, как показано на Рисунке 3, позволяет решить проблему «разброса». Поскольку с изменением R_3 теперь изменяется и R_2 , диапазон сопротивлений параллельной пары R_2 - R_3 и, следовательно, R_1 становится уже. Такое усовершенствование приводит к довольно существенному усложнению формул, связывающих переменные. Однако можно упростить ситуацию, заметив, что для конкретного КМОП инвертора Шмитта каж-

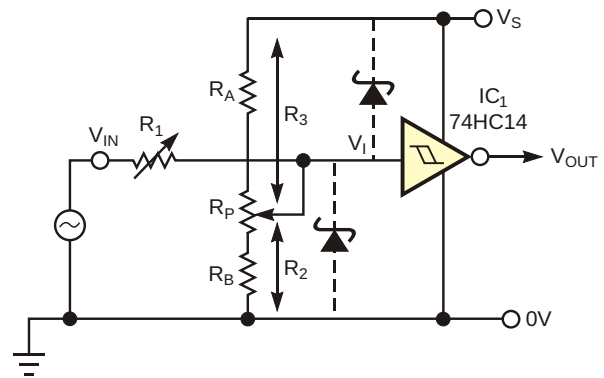


Рисунок 3. Цепочка с потенциометром решает проблему большого разброса параметров компонентов.

дый из его порогов составляет постоянную долю напряжения питания V_S . Следовательно, выражения для порогов можно записать как $V_{TU} = UV_S$ и $V_{TL} = LV_S$, где U и L – соответствующие доли V_S . В результате этих упрощений получаются следующие формулы:

$$R_1 = R_2 \frac{V_S (L - U) V_P (1 - L) - V_N (U - 1)}{V_S (U - L)},$$

$$R_2 = R_X \frac{LV_P - UV_N}{V_S (L - U) V_P - V_N}$$

и

$$R_3 = R_X R_2.$$

Процедура проектирования состоит в том, чтобы выбрать желаемые значения V_S , V_P и V_N , а затем рассчитать R_1 , R_2 и R_3 в терминах R_X для наихудшего разброса U и L . Затем можно соответствующим образом масштабировать сопротивления R_1 , R_2 и R_3 . В качестве примера предположим, что необходимо установить значение V_P равным 6 В, а V_N равным -7.5 В, используя микросхему 74HC14, работающую от источника питания 5 В. Хотя микросхемы различных производителей не совсем одинаковы, «типовой» разброс пороговых напряжений 74HC14 при питании от шины 5 В дает следующие значения: $U = 0.5 \dots 0.7$ и $L = 0.2 \dots 0.44$. Этими значениями обусловлены ограничения ширины петли гистерезиса: от $(U-L) = 0.09$ (минимум) до $(U-L) = 0.5$ (максимум). Интуитивно можно увидеть, что сопротивление R_1 максималь-

но, когда гистерезис IC_1 мал, а сопротивление параллельно соединенных R_2 и R_3 велико. Такая ситуация возникает, когда IC_1 имеет узкую петлю гистерезиса с центром примерно на уровне $V_S/2$. В этом примере максимальное значение R_1 составляет $7.25R_X$ при $L = 0.435$ и $U = 0.525$. И наоборот, сопротивление R_1 минимально, когда гистерезис IC_1 велик, а сопротивление параллельно соединенных R_2 и R_3 мало. Так получается, если $L = 0.2$ и $U = 0.7$, и тогда $R_1 = 1.067R_X$. Диапазон изменения сопротивления потенциометра R_P должен позволять устанавливать любое значение напряжения V_1 в состоянии покоя – от минимального уровня середины петли гистерезиса (когда L и U одновременно минимальны) до максимального уровня середины петли гистерезиса (когда L и U максимальны). В этом примере $R_2 = 0.4125R_X$ и $R_3 = 0.5875R_X$ (когда $L = 0.2$ и $U = 0.5$) и $R_2 = 0.6467R_X$ и $R_3 = 0.3533R_X$ (когда $L = 0.44$ и $U = 0.7$). Полагая, что используются резисторы с допуском $\pm 1\%$ и потенциометры с допуском $\pm 10\%$, можно с достаточным запасом учесть требуемый разброс сопротивлений R_2 и R_3 , выбрав $R_A = 1.1$ кОм, $R_P = 1$ кОм и $R_B = 1.3$ кОм. Соответствующий диапазон значений R_1 (с учетом допуска самого R_X) составляет от 3.495 кОм до 25.549 кОм. Получить такой диапазон можно, последовательно подключив резистор 3.3 кОм к параллельной цепочке, состоящей из потенциометра 50 кОм и резистора 51 кОм.

Фотография экрана осциллографа на Рисунке 4 иллюстрирует работу схемы, когда V_{IN} представляет собой последовательность треугольных импульсов размахом ± 10 В. Поочередно регулируя два потенциометра, мы заставили схему переключаться при входных напряжениях V_{IN} , равных 6 В и -7.5 В. Несмотря на взаимное влияние потенциометров, можно, проявив немного терпения,

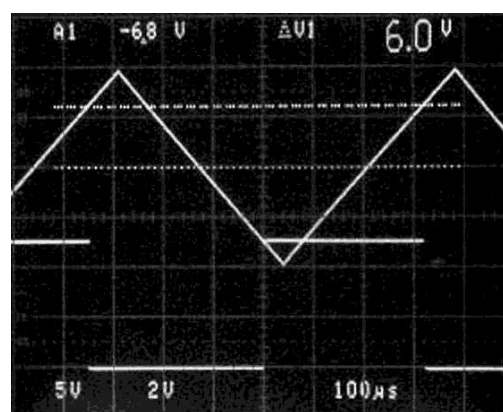


Рисунок 4. Эти осциллограммы показывают чистое гистерезисное переключение при треугольном входном сигнале.

довольно легко установить пороговые значения. Хотя схема не предназначена для прецизионных приложений, она расширяет функциональные возможности различных инверторов Шмитта и позволяет реализовать положительные и отрицательные пороги в несколько десятков или даже сотен вольт. Более того, схема позволяет порогу V_N быть положительным при условии, что V_P достаточно превышает V_N , чтобы избежать отрицательных значений сопротивления. При выборе подходящих устройств для IC_1 схема может работать на частотах более 10 МГц. 74AC14 или 74HC14 имеют времена отклика всего в несколько наносекунд и выходы rail-to-rail. Для улучшения характеристик на высоких частотах применяйте низкоомные резисторы, шунтируйте R_1 подстроечным конденсатором для частотной коррекции или используйте и то, и другое. Наконец, для защиты входов IC_1 от повышенных напряжений добавьте ограничительные диоды Шоттки, как показано на Рисунке 3. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC14](#)

Raspberry Pi – самый популярный одноплатный компьютер в промышленных приложениях и приложениях Интернета вещей

Nick Flaherty

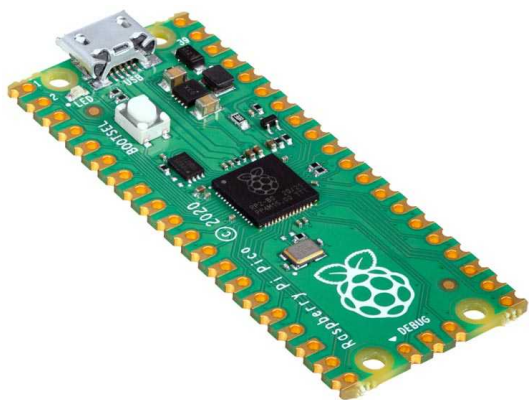
eeNews Europe

Проведенный Farnell глобальный опрос показывает, что на всех этапах разработки и производства продукта широко используются недорогие одноплатные компьютеры, рейтинг популярности которых возглавляет Raspberry Pi

Одноплатные компьютеры все чаще используются в промышленных проектах и в Интернете вещей. Это привело к нехватке популярных плат, таких как Raspberry Pi, и также популярных, но требующих большей поддержки машинного обучения, Arduino и BeagleBoard.

Как показывает отчет дистрибьютора, половина опрошенных профессиональных инженеров используют одноплатные компью-

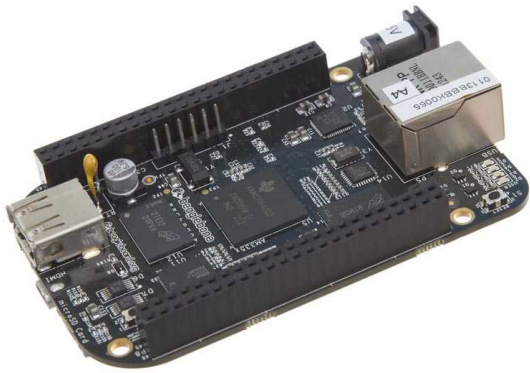
теры (SBC, single-board computer) в промышленных изделиях и устройствах Интернета вещей (IoT), которые являются наиболее популярными приложениями SBC. Самая популярная плата – это Raspberry Pi, которую предпочитают другим одноплатным компьютерам 44% профессиональных пользователей. Второе место занял Arduino (28 процентов), а на третьем месте с 6 процентами находится плата Beagleboard, поддерживаемая



Raspberry Pi Pico.



Arduino Uno Rev3.



Beagleboard.

Texas Instruments. На этом фоне статистика популярности еще одной платы – Intel Joule, основанной на снятом с производства процессоре Spark, находится на уровне шума.

Опрос также показывает, что пользователи Raspberry Pi наиболее лояльны и с меньшей вероятностью будут использовать другой SBC, чем инженеры, которые предпочли иной продукт. Это также повышает значимость схем утилизации, подобных недавно представленным компанией-производителем Sony и дистрибьютором Okdo.

SBC используются на всех этапах разработки и производства продукции, причем, как и следовало ожидать, 23% респондентов используют их для подтверждения концепции, а 35% – для создания прототипов. Хотя платы также использовались в мелкосерийном производстве, опрос показал, что 22% устанавливают недорогие SBC в производственном оборудовании; при этом около 20% такой продукции выпускается в объемах от 5 тыс. или более в год, а 20% используется для разработки испытательного оборудования и тестирования.

Глобальный опрос проводился с марта по май 2021 года и собрал почти 1500 ответов от профессиональных инженеров, разработчиков и производителей, работающих над решениями в области SBC. Три четверти респондентов (75 процентов) были профессиональными пользователями, и только четверть были любителями (25 процентов). Вопросы формулировались таким образом, чтобы понять, как популярные SBC от некоторых ведущих мировых производителей используются в профессиональных продуктах и проектах.

Около 24% профессионалов создают собственные платы для использования с SBC, демонстрируя преимущества стандартной вычислительной платформы с настраиваемыми интерфейсами ввода-вывода во многих приложениях.

Однако только 20% инженеров в настоящее время используют искусственный интеллект (AI) и машинное обучение в своих приложениях на SBC, что может быть связано с ограниченной производительностью плат. Наиболее распространенными пожеланиями разработчиков к изготовителям SBC являются повышение производительности при решении задач AI и увеличение объема памяти.

Самым популярным аксессуаром на сегодняшний день, безусловно, являются сенсорные экраны, однако также пользуются спросом камеры и комплекты для дополнительного питания от аккумуляторов или солнечных батарей.

Использовать платы, адаптированные к конкретному приложению, с большей вероятностью будут профессиональные пользователи, чем любители.

«Это новое исследование наглядно демонстрирует широкое распространение SBC среди инженеров, создающих коммерческие, IoT и промышленные приложения. Успех Raspberry Pi и Arduino обусловлен мощным сочетанием высокой производительности, универсальности, функций и аксессуаров, низкой стоимости и большого активного сообщества пользователей, что делает эти платформы очень привлекательными для инженеров, стремящихся быстро разрабатывать и запускать в производство широкий спектр приложений. Использование SBC в прототипировании предоставляет инженерам возможности значительного снижения затрат на вычисления и намного более быстрого вывода новых продуктов на широкий рынок», – сказал Ромен Соро (Romain Soreau), руководитель отдела одноплатных вычислительных устройств в Farnell.

На сегодняшний день Farnell продала более 15 миллионов устройств и предлагает полный ассортимент одноплатных компьютеров Raspberry Pi, включая недавно выпущенный Raspberry Pi Pico, а также аксессуары, включая чехлы, блоки питания, кабели micro-HDMI и камеру высокого разрешения Raspberry Pi High Quality Camera. **РЛ**

Нелинейность датчика – что это значит?

Edward E. Herceg

Electronic Products & Technology

Чем более линеен выходной сигнал датчика, тем проще его откалибровать и минимизировать неопределенность при масштабировании выходного сигнала

Большинство датчиков с аналоговым выходным сигналом имеют общие характеристики, такие как линейность (или нелинейность), воспроизводимость и разрешающая способность; для них также указываются факторы окружающей среды, такие как рабочая температура, ускорение и вибрация, и динамические характеристики, такие как время отклика или полоса пропускания.

Все эти характеристики представляют пределы погрешностей либо указывают источники неопределенностей, искажающих идеализированную зависимость выходного сигнала датчика от входного воздействия. Многие из этих терминов довольно легко понять только по их определениям, но нелинейность не относится к этой категории.

Определение нелинейности датчика

Нелинейность является мерой максимального отклонения выходного сигнала датчика от заданной идеализированной (теоретической) прямой, проведенной на графике зависимости величины аналогового выходного сигнала датчика от величины входного параметра, называемого измеряемой величиной, при постоянных условиях окружающей среды. Чем выше линейность датчика, тем проще его калибровка и минимизация неопределенности при масштабировании его

выходного сигнала. Однако для понимания такой характеристики датчика, как нелинейность, требуется разобраться в сущности опорной прямой.

Опорная прямая

Существует несколько возможных опорных прямых, которые можно использовать для выражения нелинейности датчика. Оптимальным выбором, основанным на статистике, была бы «линия наилучшего соответствия». Но что является критерием «наилучшего соответствия»? Как опыт, так и статистика указывают на то, что предпочтение следует отдать прямой линии, рассчитанной «методом наименьших квадратов», посредством которого сумма квадратов отклонений от желаемой прямой математически минимизируется. Такая прямая линия наилучшего соответствия (best fit straight line, BFSL) широко используется в качестве основы для выражения нелинейности датчика не только потому, что она статистически приемлема, но и потому, что она была подтверждена в реальных измерениях.

Влияние иных источников погрешностей

Поскольку нелинейность непосредственно влияет на аналоговый выходной сигнал измерительной системы, необходимо учиты-

вать и другие источники ошибок, также способные повлиять на выходной сигнал, помимо нелинейности датчика. Чтобы полностью понять, что на самом деле означают характеристики нелинейности датчика, необходимо отметить несколько предварительных условий, которые должны выполняться в процессе измерений.

Во-первых, факторы окружающей среды, такие как температура, должны быть достаточно постоянными, либо их изменения должны быть незначительными, чтобы вызванные ими погрешности были малы по сравнению с величиной нелинейности. Во-вторых, погрешности воспроизводимости и гистерезиса в самом датчике также должны быть малы по сравнению с его нелинейностью. В-третьих, любая нелинейность на выходе системы, обусловленная её узлами, обрабатывающими сигнал от датчика, также должна быть во много раз меньше нелинейности датчика. И, наконец, разрешающая способность, как датчика, так и прибора для считывания выходных данных, должна быть достаточной, чтобы реагировать на небольшие отклонения в выходном сигнале, вызванные нелинейностью датчика.

Зачем учитывать иные источники погрешностей

Величины погрешностей измерения не могут быть просто сложены арифметически, их следует суммировать векторно (как корень квадратный из суммы их квадратов). Таким образом, только если все иные погрешности малы в сравнении с нелинейностью, то именно она будет доминирующим источником неопределенности измерений, в противном случае влияние остальных погрешностей будет решающим.

Это также одна из причин того, что измерение нелинейности датчика сложнее, чем кажется на первый взгляд. Необходимо не только иметь возможность свести к минимуму влияние факторов окружающей среды, таких как температура и влажность, также важно отметить, что нелинейность датчика должна измеряться с помощью оборудования, погрешность которого, по крайней мере, в десять раз ниже требуемой величины нелинейности самого датчика, что обычно означа-

ет высокоточные приборы, доступные, как правило, только лабораториям метрологической поверки или национальных стандартов.

Как выражается нелинейность датчиков

Максимальное значение нелинейности при использовании прямой линии наилучшего соответствия в качестве опорной для датчика с однополярным выходным сигналом обычно выражается в процентах (\pm) от полной шкалы выхода (Full Scale Output, FSO). Для датчика с биполярным выходным сигналом максимальная нелинейность выражается в (\pm) процентах от полного выходного диапазона (Full Range Output, FRO), т. е. от (-) FSO до (+) FSO.

Пример

Чтобы проиллюстрировать влияние нелинейности, рассмотрим датчик перемещения с диапазоном измерения от 0 до 2 дюймов, выходным диапазоном от 0 до 10 В постоянного тока и нелинейностью, составляющей $\pm 0.25\%$ FSO. Датчик имеет чувствительность 5 вольт на дюйм и FSO 10 В постоянного тока, поэтому нелинейность может привести к ошибке на выходе до ± 25 мВ, что эквивалентно погрешности измерения ± 0.005 дюйма. Затем пользователь должен решить, приемлема ли такая величина ошибки.

Это иллюстрируется Рисунком 1, на котором показаны как график зависимости аналогового сигнала датчика от перемещения (синяя линия), так и величина нелинейности относительно опорной линии в отдельных точках (оранжевая кривая). Имейте в виду, что величина нелинейности настолько мала,

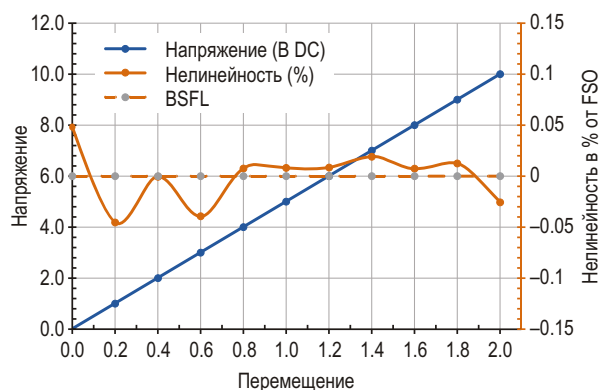


Рисунок 1. Зависимость нелинейности от выходного сигнала.

что её влияние непосредственно на синюю линию в данном масштабе незаметно.

Краткие выводы

- Нелинейность определяется относительно прямой линии наилучшего соответствия, рассчитанной методом наименьших квадратов.
- Малая величина нелинейности датчика повышает точность измерений и облегчает калибровку системы.
- Погрешности, вызванные влиянием температуры, воспроизводимости, гистерезиса и разрешающей способности, также могут повлиять на линейность выходного сигнала.
- Величины погрешностей датчика складываются не арифметически, а векторно.
- Погрешность оборудования для калибровки датчика должна быть, как минимум, в десять раз ниже, чем требуемая нелинейность датчика. **РЛ**

LC-генераторы на полевом транзисторе с р-п переходом

Herminio Martinez

EDN

Используя полевые транзисторы с р-п переходом (JFET) в необычных конфигурациях, можно разработать простые высокочастотные LC-генераторы с небольшим количеством пассивных компонентов. Усилительный каскад реализуется на основе JFET, включенного по схеме с общим стоком (Рисунок 1).

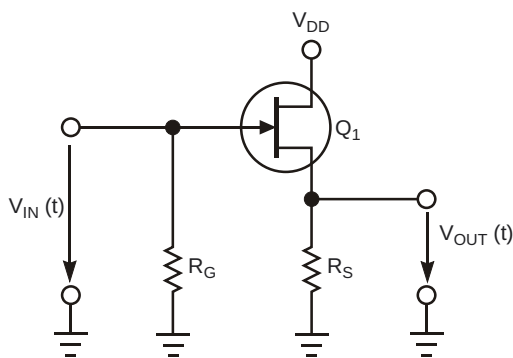


Рисунок 1. Усилительный каскад реализуется на основе JFET, включенного по схеме с общим стоком.

Когда JFET работает в области насыщения, ток стока I_D равен:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} (V_{GS} - V_P)^2 = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2,$$

где

I_{DSS} – максимальный ток насыщения,

V_{GS} – напряжение затвор-исток,

V_P – напряжение отсечки.

Для моделирования JFET в этой области насыщения в режиме малого сигнала используются бесконечное входное сопротивление и источник тока, управляемый напряжением затвора. Малосигнальную крутизну транзистора определяет следующая формула:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right).$$

Резистор R_G соединяет затвор с землей. Его типичное сопротивление находится в диапазоне единиц мегаом, чтобы обеспечить необходимое высокое входное сопротивление усилителя. Резистор R_S смещает рабочую точку транзистора. Его сопротивление рассчитывается следующим образом:

$$R_S = \frac{V_{GS}}{I_D}.$$

Чтобы завершить схему генератора, к каскаду усилителя необходимо добавить LC-резонансный контур (Рисунок 2); в результате получается генератор Колпитца. Резистор G_S здесь становится ненужным, поскольку соединение затвора с землей обеспечивается индуктивностью резонансного LC-контура.

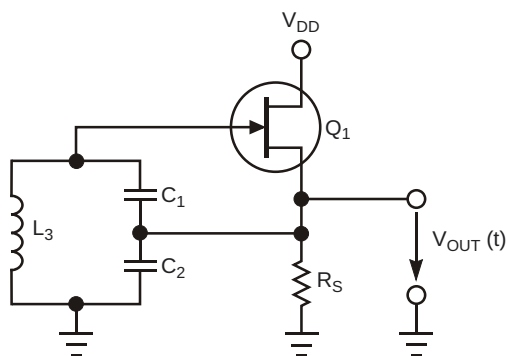


Рисунок 2. Для завершения схемы генератора к каскаду усилителя необходимо добавить LC-резонансный контур; в результате получается генератор Колпитца.

Анализируя схему с использованием критерия Баркгаузена (условие баланса амплитуд), можно найти выражение для частоты ее генерации f_0 :

$$f_0 = \frac{1}{2 \sqrt{L_3 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

Для генерации схемы конденсаторы должны удовлетворять следующему условию:

$$g_m R_S \frac{C_1}{C_2} > 1$$

или, что эквивалентно, для коэффициента усиления по напряжению A_V усилительного

каскада, определяемого как $V_{OUT}(t)/V_{GS}(t)$, должно выполняться неравенство:

$$A_V > \frac{C_1}{C_2}$$

где коэффициент усиления напряжения каскада с общим стоком равен:

$$A_V = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S}$$

откуда видно, что коэффициент усиления по напряжению всегда меньше единицы.

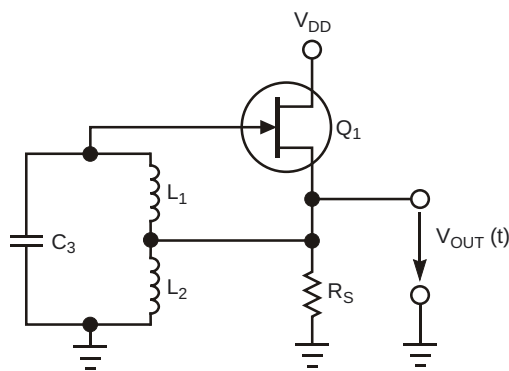


Рисунок 3. На основе JFET можно сделать генератор Хартли.

Точно так же на основе JFET можно разработать генератор Хартли (Рисунок 3). При моделировании и экспериментальной проверке генератора Колпитца использовался n-канальный JFET типа 2N3819. PSpice параметры транзистора были следующими:

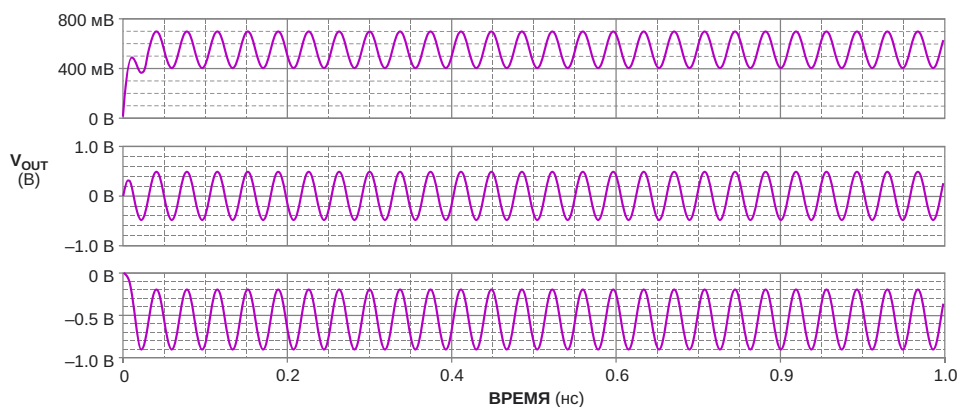


Рисунок 4. При $C_1 = 50$ нФ и $C_2 = 114$ нФ генератор запускается.

Конфигурируемые источники питания NMP650 и NMP1K2

ЭКОНОМИЯ И ВАРИАТИВНОСТЬ!

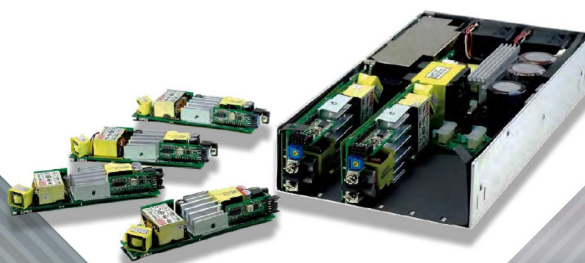
Мощность: Вт 650, 1200

Количество слотов: 4, 6

ККМ: >0,95

Изоляция «вход-выход»: В AC 4000

ШхГхВ, мм: 250x89x41, 250x127x41



$I_{DSS} = 12 \text{ mA}$, $V_P = -3 \text{ В}$. Моделирование показывает, что при $C_1 = 50 \text{ нФ}$ и $C_2 = 114 \text{ нФ}$ коэффициент усиления схемы усилителя составляет 0.3064, а значит

$$A_v = 0.3064 \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{50}{164} = 0.3049,$$

и схема генерирует (Рисунок 4), что также видно из процесса запуска генератора. Коэффициент усиления также показывает, что емкости конденсаторов соответствуют условиям возникновения генерации:

$$A_v = \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s} = 0.3064$$

$$g_m R_s = 0.4417 \cdot \frac{C_1}{C_2} = \frac{50}{114} = 0.4386.$$

Обратите внимание, что крутизна транзистора равна величине наклона кривой зависимости $I_D = f(V_{GS})$ в этой рабочей точке. В зависимости от положения рабочей точки фактическое значение крутизны будет больше или меньше. В соответствии с этим наклоном при запуске генерации кривая $I_D = f(V_{GS})$ ограничивает амплитуду выходного сигнала из-за уменьшения крутизны, когда V_{GS} снижается до значений, близких к напряжению отсечки; в этой зоне кривой ее наклон и, следовательно, крутизна меньше. Таким образом, собственная нелинейность JFET ограничивает коэффициент усиления усилительного каскада, и никакой дополнительной схемы, стабилизирующей амплитуду выходного сигнала, не требуется. **РП**

Материалы по теме

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

Источники втекающего и вытекающего тока на операционном усилителе

Alfredo H Saab, Steve Logan

EDN

При проектировании таких электронных приложений, как источники смещения датчиков и усилителей или генераторы сигналов специальной формы, полезным строи-

тельным блоком может служить управляемый источник втекающего или вытекающего постоянного тока. Эти схемы имеют высокий динамический выходной импеданс и в

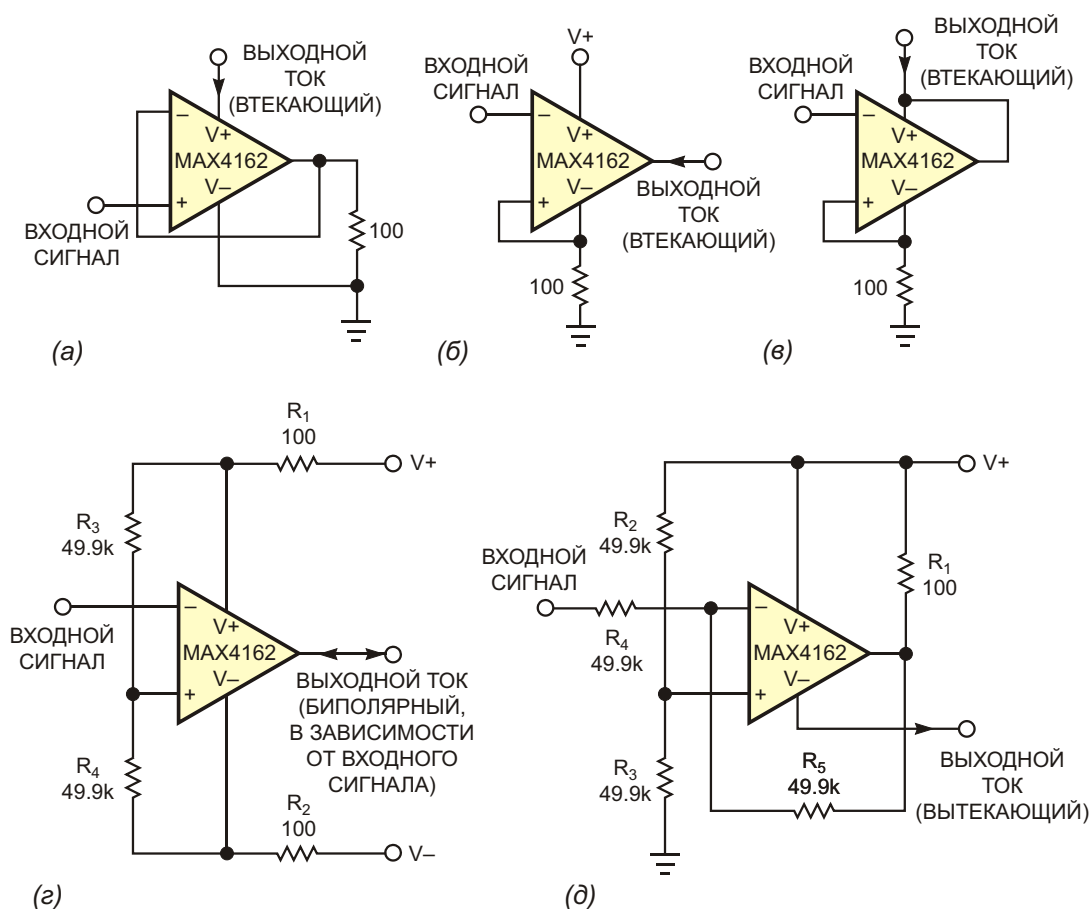
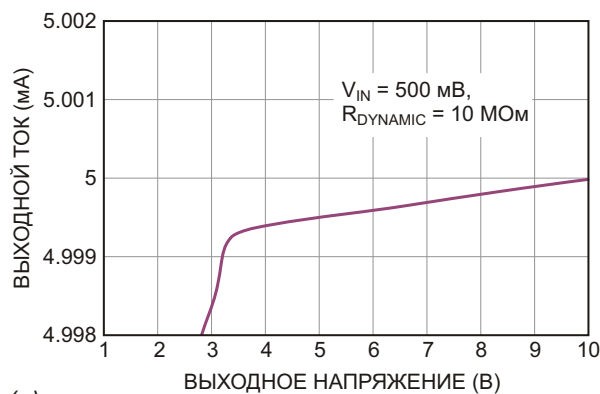


Рисунок 1. Этот сборник схем источников постоянного тока включает в себя источники втекающего тока (а, б и в), биполярного тока (в) и вытекающего тока (д).

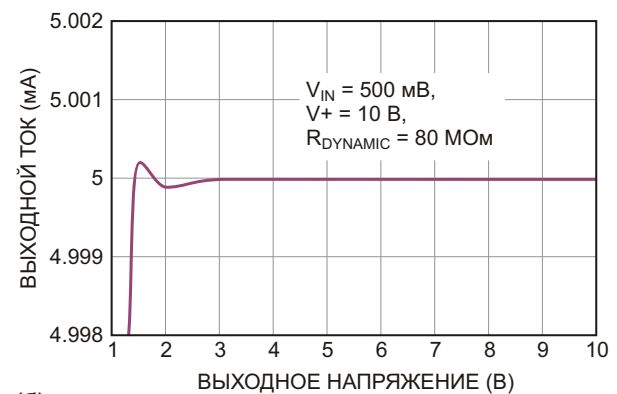
допустимом диапазоне напряжений обеспечивают относительно большие токи. Можно реализовать схему источника постоянного тока на операционном усилителе и дискретном внешнем транзисторе, но также можно сконструировать биполярную версию источника втекающего или вытекающего тока на основе одного операционного усилителя и нескольких резисторов (Рисунок 1). Схемы источников постоянного втекающего тока на Рисунках 1а – 1в предлагают различные

компромиссы между точностью, динамическим импедансом и диапазоном выходных токов.

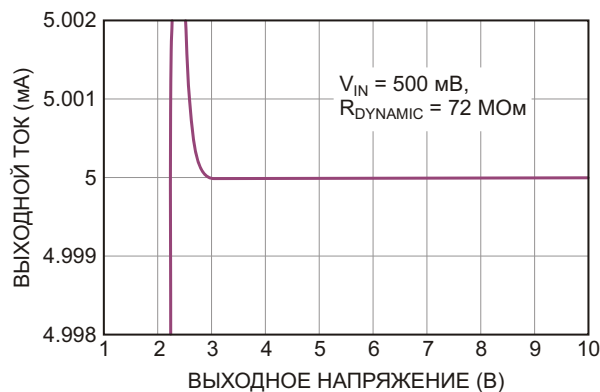
На Рисунке 1г изображена схема биполярного источника тока с более простой конфигурацией обратной связи, чем у обычного токового насоса Хауланда, которому требуется положительная обратная связь, а входное сопротивление которого непостоянно. На Рисунке 1д показан источник вытекающего постоянного тока. Все эти схемы демонстри-



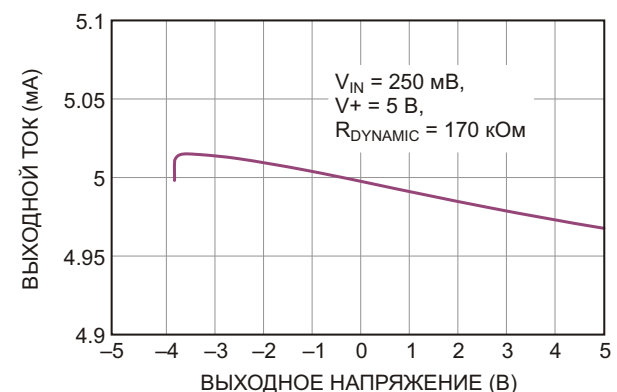
(а)



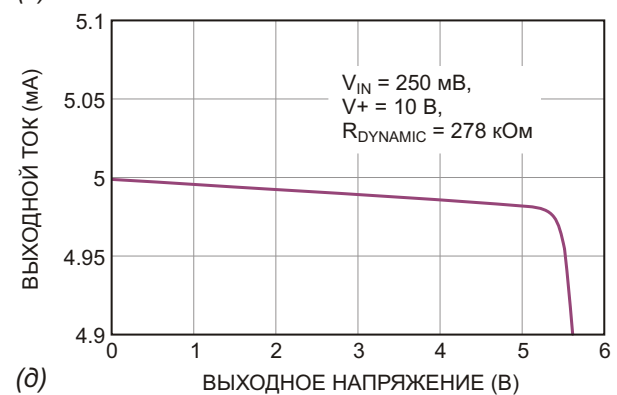
(б)



(в)



(г)



(д)

Рисунок 2. На этих графиках показаны зависимости выходного тока от выходного напряжения для схем на Рисунке 1. Обратите внимание, что для схем (б) и (в) характеристики динамического выходного сопротивления очень похожи на характеристику идеального источника тока:

$$V_{OUT} / V_{IN} = \dots$$

руют отличную линейность зависимости выходного тока от входного напряжения.

Выходной сигнал схемы на Рисунке 1а содержит неопределенную составляющую ошибки, обусловленную током покоя операционного усилителя, который прибавляется к расчетному выходному току. Например, значение тока покоя операционного усилителя MAX4162 равно примерно 25 мкА, которым, впрочем, в большинстве приложений можно пренебречь. Схема на Рисунке 1б ведет себя аналогичным образом, но ее ток покоя вычитается из идеального значения выходного тока. Схема на Рисунке 1в обеспечивает втекающий ток без погрешности, вносимой током покоя, а схема на Рисунке 1г имеет биполярный выход, ток которого может быть как втекающим, так и вытекающим – в зависимости от полярности входного напряжения. Его характеристики зависят от точности согласования сопротивлений пар резисторов R_1 , R_2 и R_3 , R_4 и хорошего соответствия положительного и отрицательного напряжений источника питания. Любое различие между абсолютными значениями напряжений питания проявляется как ток смещения при входном напряжении 0 В. Чтобы добиться нечувствительности к изменениям напряжения питания, схема источника тока на Рисунке 1д требует точного согласования сопротивлений пар резисторов R_1 , R_2 и R_3 , R_4 .

Для расчета выходных токов схем, изображенных на Рисунке 1, можно использовать следующие формулы, в которых V_{IN} – входное напряжение, I_{OUT} – выходной ток, R_{LOAD} – сопротивление нагрузки. (Обратите внимание, что в этих примерах $R_{LOAD} = 100 \text{ Ом}$). На Рисунке 1а

$$I_{OUT} = \frac{V_{IN}}{R_{LOAD}} \approx 25 \text{ мкА},$$

на Рисунке 1б

$$I_{OUT} = \frac{V_{IN}}{R_{LOAD}} - 25 \text{ мкА},$$

на Рисунке 1в

$$I_{OUT} = \frac{V_{IN}}{R_{LOAD}},$$

на Рисунке 1г

$$I_{OUT} = 2 \frac{V_{IN}}{R_{LOAD}},$$

и на Рисунке 1д

$$I_{OUT} = \frac{V_{IN}}{R_{LOAD}}.$$

Формула для схемы на Рисунке 1г предполагает хорошее согласование, то есть, $R_3 = R_4$, $R_1 = R_2$ и $V_+ = V_-$. Также предполагается, что сопротивление R_4 намного больше, чем R_1 .

Для фиксированных значений выходных токов в каждой из пяти схем на Рисунке 1 графики на Рисунке 2 представляют динамический импеданс ($R_{DYNAMIC}$) и диапазон полезных выходных напряжений (и соответствующих токов). Для лучшего отображения верхней части диапазона амплитуд токов номинальный выходной ток выбран равным 5 мА. В соответствии с требованиями конкретного приложения можно оптимизировать динамический импеданс и диапазон токов каждой схемы за счет разумного выбора типов операционных усилителей и номиналов резисторов. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4162](#)

Простой способ выпаивания микросхем в QFP- и QFN-корпусах



Алексей Кузьминов, Москва

В статье приводится простой способ выпаивания микросхем в QFP- и QFN-корпусах с платы, основанный на её нагреве инфракрасным излучением мощной галогеновой автомобильной лампы. Этот способ абсолютно не повреждает ни саму микросхему, ни плату, с которой она снимается.

Введение

Часто требуется извлечь микросхему в корпусе для поверхностного монтажа (SMD) из уже изготовленной платы. Если выпаивание таких микросхем с двусторонним расположением выводов (SOIC, SOP и т.п.) не представляет особой проблемы, то с микросхемами в квадратных корпусах с 4-сторонним расположением выводов, например, QFP (Quad Flat Package) и особенно «безногих», QFN (Quad Flat No-leads package), у которых в качестве выводов используются контактные площадки, расположенные с одной стороны микросхемы, на взгляд автора, могут возникнуть определенные трудности. Дело осложняется еще тем, что в корпусах QFN со стороны контактных площадок имеется «земляная» пластина, расположенная в середине микросхемы и также припаянная к плате. В подавляющем большинстве случаев для выпаивания таких микросхем используется достаточно дорогой (от 2000 руб. и выше) паяльный фен, горячий воздух которого направляется на микросхему, и при разогреве её до температуры расплавления припоя она уже легко снимается с платы. Однако такой способ имеет два недостатка. Во-первых, конечно, относительно высокая стоимость фена, во-вторых (и это главное),

нагрев микросхемы до той температуры, которая позволяет расплавить припой, может привести к выходу из строя микросхемы. Особенно это касается микроконтроллеров с «защитой» программой, которую желательно сохранить. Можно, конечно, направить фен на обратную сторону платы для ее разогрева, однако для получения приемлемой температуры расплавления припоя нагрев обратной стороны платы должен быть настолько интенсивным, что стеклотекстолит начинает уже обугливаться и дымиться, выделяя настолько отвратительный запах, что плату хочется побыстрее выбросить в окно :).

В статье приводится альтернативный способ нагревания обратной стороны платы инфракрасным излучением галогеновой лампы для фары автомобиля. При этом обратная сторона платы не только не обугливается, но даже не особенно и нагревается, а припой со стороны микросхемы нагревается настолько интенсивно, что микросхема легко снимается с платы. Стоимость подобной галогеновой лампы на порядок (а то и на два) меньше стоимости фена, а конструкция подобного «нагревателя» очень проста и поэтому достаточно дешева. Ниже будет рассмотрена конструкция устройства, показаны принцип его работы и её результаты.

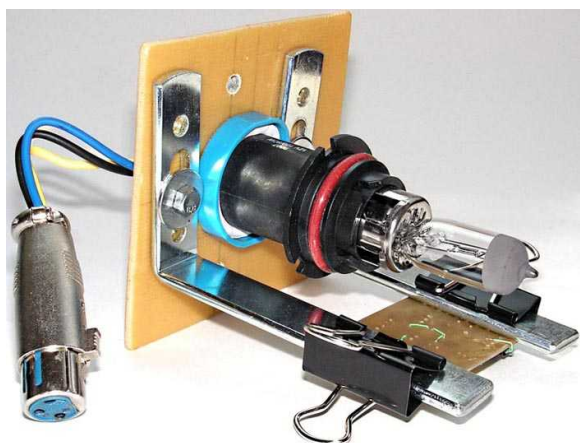


Рисунок 1. Конструкция устройства.

Конструкция и работа устройства

Основу конструкции составляет стеклотекстолитовая пластина толщиной 4 мм, к которой болтами М5 и гайками прикручены два гардинных уголка размером 120 × 55 × 17 × × 3.5 мм (Рисунок 1). Автор использовал галогеновую лампу марки TORSO на 12 В мощностью 100/80 Вт (с двумя спиралями) с цоколем НВ5 (Рисунок 2). Цоколь лампы вставляется в ответный разъем («фишка»), который прикручен к стеклотекстолитовой пластине тремя винтами М2.5 впотай и гайками. Для этого на торце разъема были просверлены три соответствующих отверстия, а в пластине для установки разъема прорезано окно, и также просверлены три отверстия (Рисунок 3). Плата, с которой необходимо выпаять микросхему, закрепляется на уголках обычными канцелярскими зажимами. В качестве источника питания (ИП) автор использовал зарядное устройство для автомобильных

аккумуляторов с максимальным током 10 А. Подключение лампы к ИП осуществляется двумя 3-контактными разъемами XLR (мама и папа). Обе спирали лампы подключаются параллельно (в связи с простотой схема не приводится). Измеренное напряжение на лампе, когда включены обе спирали, при токе 9 А составило 11.4 В. При этом мощность составила чуть более 100 Вт (что нетрудно подсчитать). Это означает, что лампа работает почти вполнакала (максимальная мощность лампы, когда работают обе спирали, по паспорту составляет 180 Вт). Дальнейшее увеличение мощности не требуется по трем причинам. Во-первых, работа вполнакала существенно продлевает срок службы лампы, во-вторых, в ИП установлен предохранитель на 10 А, и при включении, когда спирали еще холодные, ток может превысить 10 А, и предохранитель может сгореть (что, конечно, нежелательно), и, в-третьих, температура нагрева достаточно высокая, чтобы расплавился припой с обратной стороны платы, и микросхемы легко снимаются, и достаточно низкая, чтобы нагреваемая сторона платы не обугливалась. На самом деле она не только не обугливается, но даже особенно не нагревается. (Может, стеклотекстолит пропускает инфракрасное излучение, а дорожки – задерживают его, отчего поглощают и, естественно, интенсивно нагреваются?). Никакого запаха при таком нагреве, как показала практика, плата не выделяет. При расстоянии между платой и лампой 15 – 17 мм достаточно 3 – 4 минут прогрева, и микросхемы легко снимаются обычным пинцетом.



Рисунок 2. Примененная лампа.

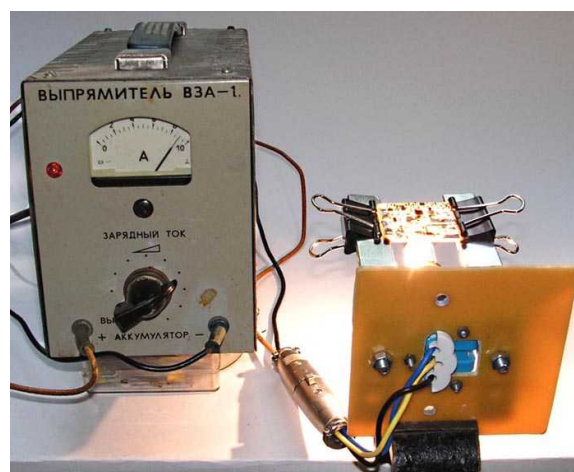
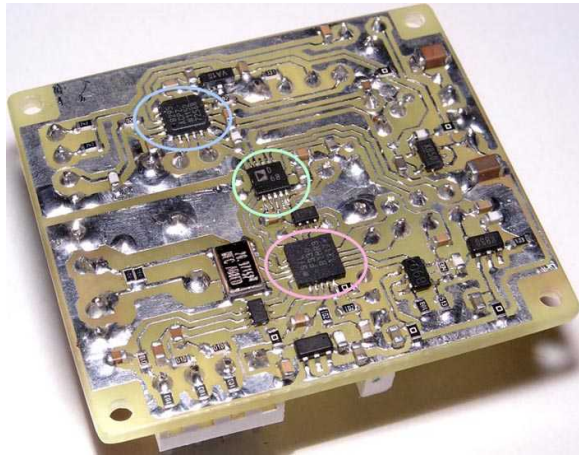
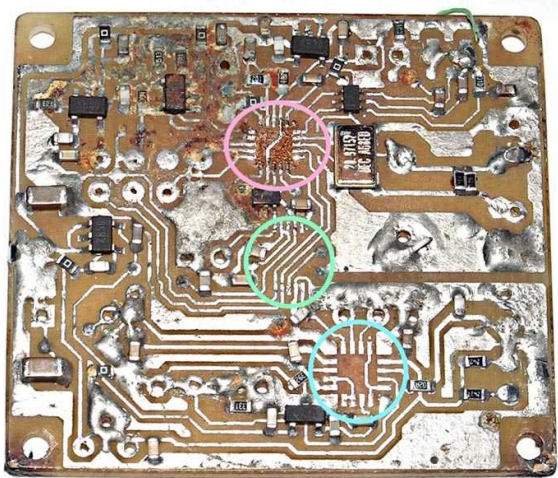


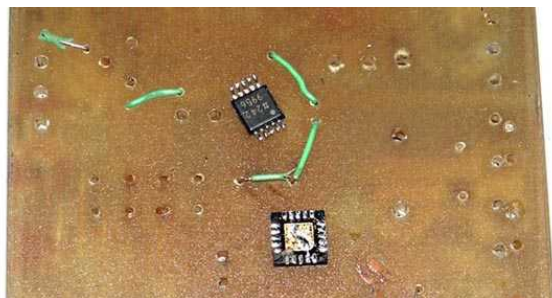
Рисунок 3. Устройство в работе.



(a)



(б)



(в)

Рисунок. 4. Результаты работы устройства: (а) – исходная плата, (б) – плата со снятыми микросхемами, (в) – обратная сторона платы с выпаянными микросхемами.

Здесь следует заметить, что применение галогеновой лампы автор «подсмотрел» в Интернете [1]. Однако в [1] нагрев производится со стороны микросхемы, что, во-первых, нежелательно (см. выше), а во-вторых, очень неудобно, т.к. весь обзор закрывает сама лампа с «абажуром», «подлезть» под который пинцетом весьма проблематично (сравнить с Рисунком 3).

Стеклотекстолитовая пластина достаточно жестко зажимается в небольших тисках (Рисунок 3).

Результаты работы

Рисунок 4, на взгляд автора, достаточно красноречиво свидетельствует о результатах работы устройства. Единственный комментарий касается фотографии Рисунок 4в. Как можно убедиться из этой фотографии, обратная сторона платы сохранила свой первоначальный вид, и никакого обугливания нет и в помине.

Что касается микросхемы в корпусе QFN-20 (это микроконтроллер C8051F330), то для повторного использования её необходимо промыть в растворителе (ацетоне или спирте) с целью удаления канифоли, покрыть жидким флюсом (например, ЛТИ-120), пройтись паяльником по всем контактным площадкам и еще раз промыть в растворителе. Как показала практика, программа, «зашитая» в микроконтроллере, полностью сохраняется, а её работоспособность полностью подтвердилась.

Заключение

Примененный способ выпайки микросхем в QFP и особенно в QFN корпусах, на взгляд автора, достаточно прост, дешев, удобен и рекомендуется для использования. **РЛ**

Литература

1. [Делаем дешевый ИК паяльник из галогеновой лампочки для пайки мелких деталей и микросхем.](#)

Облегчение теплового режима мощных интегральных понижающих преобразователей

Dorian Brillet de Cande, Sabrina Ramalingam, Febin Abdul Hameed

TI Application Report

Введение

В течение нескольких лет безвыводной корпус типа QFN с теплоотводящим основанием являлся стандартом для силовых ИС. Рост технологического уровня производства позволил сделать ИС понижающих преобразователей напряжения еще более компактными и эффективными. Поэтому теперь необходимо разрабатывать улучшенные конструкции печатных плат (ПП), чтобы обеспечить эффективный отвод тепла от новых ИС, и, как следствие, низкую температуру их корпуса.

Особенно важной задачей эффективного отвода тепла от ИС через ПП стала для конструкций с ограничениями по температуре. Печатная плата фактически является для ИС и носителем, и теплоотводом, поэтому следует проанализировать влияние ПП на тепловой режим ИС. Для обеспечения надежной работы ИС в широком диапазоне температур требуется правильная компоновка ПП, которую можно реализовать различными способами, в зависимости от типа корпуса ИС и его цоколевки.

В этой заметке по применению рассматриваются три различных подхода к проектированию ПП и компромисс в стоимости конструкции для корпуса мощной ИС. Далее

приводится краткое сравнение результатов моделирования и реальных измерений. Для исследования взят новый понижающий преобразователь фирмы TI TPS62866 с выходным током до 6 А в корпусе WCSP/DSBGA с размерами 1.05 × 1.78 × 0.5 мм. Размеры корпуса равны размерам кристалла ИС, что экономит площадь ПП, но затрудняет отвод от него тепла.

Тепловые переходы в силовых печатных платах

В конструкции силовых ПП упор делается, как правило, на облегчение теплового режима за счет увеличения площади медных слоев или добавления слоев «земли» в многослойных платах. Утолщенные слои меди и дорожки увеличенной ширины, обладающие малыми значениями омического сопротивления и паразитной индуктивности, заодно помогают лучше рассеивать тепло при сохранении тех же габаритов платы.

Однако одним из наиболее эффективных способов отвода тепла через ПП является использование переходов. Тепловые переходы обычно используются в ПП в качестве средства отвода тепла от компонентов поверхностного монтажа в толщу платы, к ее внутренним слоям. Переходы представляют

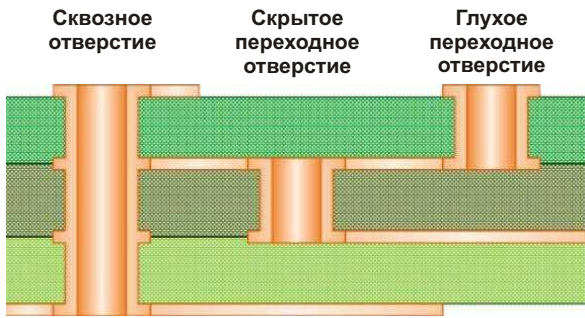


Рисунок 1. Виды переходов в ПП.

собой просто просверленные отверстия, выполненные для доступа вглубь платы и соединения нескольких ее слоев.

На Рисунок 1 показаны различные виды переходов, обычно используемых в производстве ПП, различающихся также по сферам применения и стоимости.

Сквозные переходы являются наиболее распространенными и дешевыми в изготовлении. Существуют также микропереходы, называемые скрытыми, которые могут соединять внутренние слои ПП, не подвергаясь воздействию наружного воздуха, и глухие переходы, которые могут соединять внутренние слои и выходят на одну из сторон платы. Как скрытые, так и глухие переходы обеспечивают лишь частичное соединение между слоями платы и усложняют конструкцию, что удорожает производство ПП.

Сравнение компоновок ПП для TPS62866

Были разработаны и изучены при помощи теплового анализа три различные версии ПП. В версии E1 (Рисунок 2) под ИС и рядом с выходной цепью VOUT силового дросселя расположены сквозные микропереходы или тепловые переходы. В коммутационной цепи

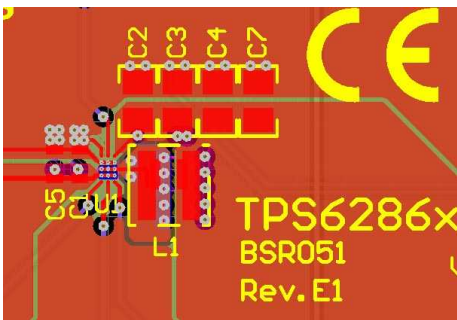


Рисунок 2. Версия компоновки E1.

SW микросхемы и дросселя предусмотрены глухие переходы. Очевидно, что это решение обладает оптимальными характеристиками.

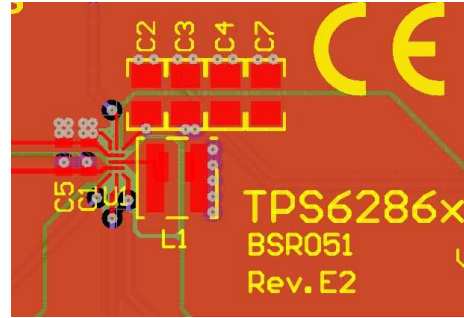


Рисунок 3. Версия компоновки E2.

Версия E2 (Рисунок 3) является экономичным решением, по этой причине ни под ИС, ни под силовым дросселем переходы не предусмотрены. Но микропереходы вблизи цепи VOUT дросселя остаются неизменными.

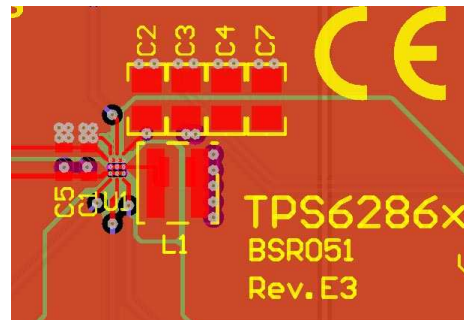


Рисунок 4. Версия компоновки E3.

В версии E3 (Рисунок 4) компромисс между стоимостью и характеристиками достигается за счет сквозных микропереходов под ИС даже в цепи SW. Глухие переходы под ИС или силовым дросселем не используются. Микропереходы вблизи цепи VOUT дросселя остаются неизменными.

Сравнение результатов моделирования и измерений

Инструменты моделирования позволяют заказчику оценить свои проекты перед изготовлением плат и определить наилучший вариант проекта. Поэтому три версии ПП были смоделированы с использованием электротермического симулятора компании

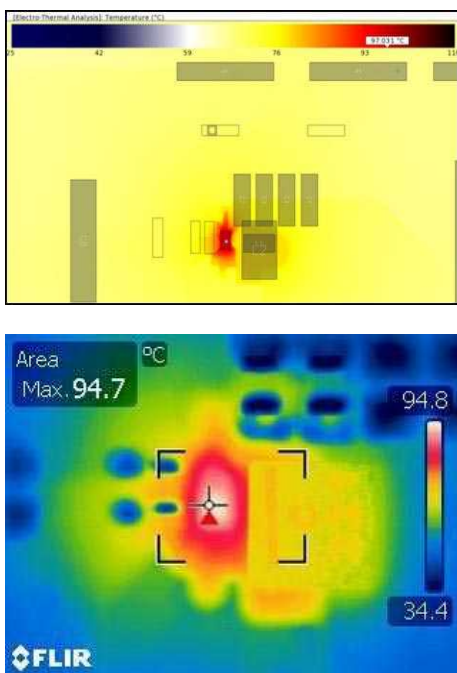


Рисунок 5. Моделирование и измерение для E1.

Keysight. Условия моделирования были таковы: напряжение питания $U_{ВХ} = 3.3$ В, выходное напряжение $U_{ВЫХ} = 0.9$ В при нагрузке 6 А и температура окружающей среды 25 °С. Затем с помощью тепловизора FLIR T335 были получены тепловые снимки ПП для тех же рабочих условий. Результаты приведены на Рисунках 5 – 7.

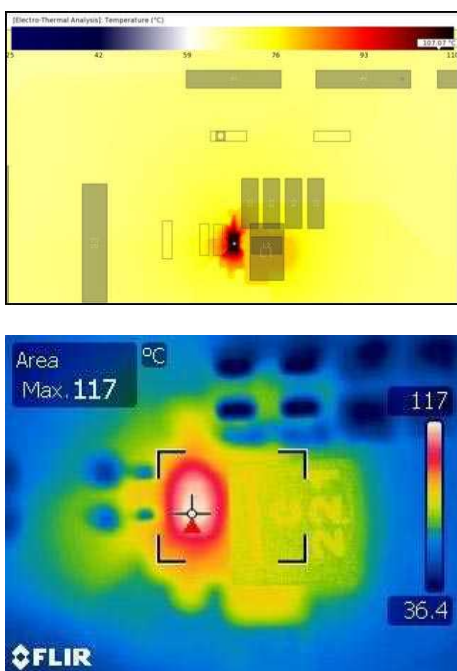


Рисунок 6. Моделирование и измерение для E2.

В версии E1 (Рисунок 5), результаты моделирования и измерений для максимальной температуры ИС составили 97 °С и 94.7 °С, соответственно.

В версии E2 (Рисунок 6), моделирование и измерения дали значения максимальной температуры ИС 107 °С и 117 °С, соответственно.

В версии E3 (Рисунок 7), моделирование и измерения дали значения максимальной температуры ИС 97.7 °С и 96 °С, соответственно.

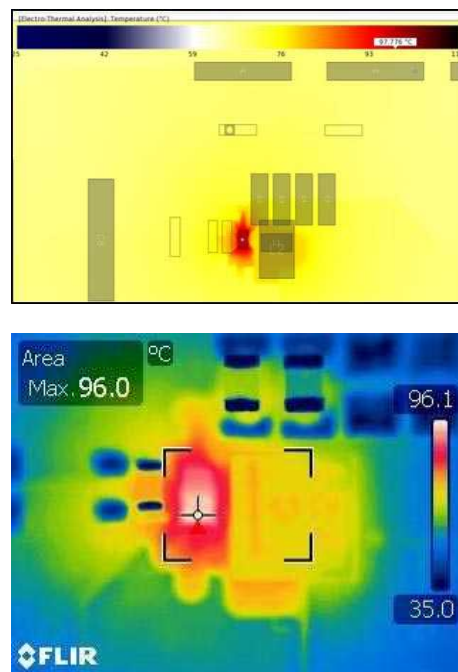


Рисунок 7. Моделирование и измерение для E3.

Отсюда становится ясно, что результаты моделирования не совсем совпадают с результатами измерений, и степень расхождения зависит исключительно от допущений, положенных в основу моделей, и погрешности реальных измерений. Но как бы то ни было, с точки зрения как моделирования, так и измерений, самая горячая точка ПП находится на ИС. Видно, что самая низкая температура получается в версии E1, а самая высокая – в версии E2. Температура ИС в версиях E1 и E3 почти одинакова.

Помимо снижения теплового сопротивления между корпусом ИС и платой/окружающей средой, оптимизация компоновки с точки зрения отвода тепла одновременно может повысить КПД. Применение тепловых переходов позволяет улучшить качество соедине-

$U_{ВХ} = 3.3 В, U_{ВЫХ} = 0.9 В$	E1	E2	E3
Критерий	Оптимальные характеристики	Оптимальная стоимость	Характеристики и стоимость
Максимальная температура при выходном токе 6 А	94.7 °C	117 °C	96 °C
Максимальный КПД	90.75%	90.29%	90.66%

ния слоя ПП, связанного с силовыми ключами преобразователя, с внутренними слоями, обеспечивая низкое сопротивление этой цепи, и заодно увеличивая суммарную площадь меди. Из-за быстрого переключения между напряжением питания и «землей» узел силовых ключей становится критически важным участком схемы.

На Рисунке 8 показаны соответствующие кривые, а в Таблице 1 приведены наибольшие значения КПД для различных вариантов компоновки ПП.

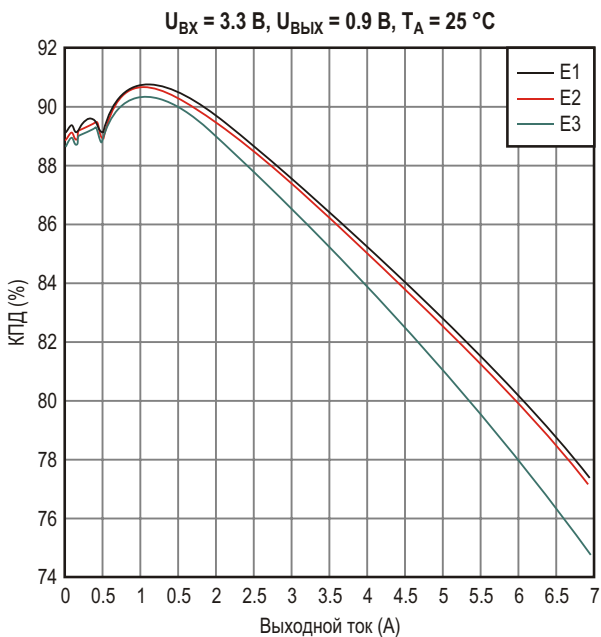


Рисунок 8. Кривые КПД для трех компоновок.

Из сравнения этих кривых видно, что наибольшие значения КПД могут быть получены за счет увеличения площади меди в узле силовых ключей. Поэтому на этом участке схемы желательно использовать соединения большой площади.

Выбор компоновки ПП для наилучшего отвода тепла

В версии E1, где используются как глухие, так и сквозные тепловые переходы, получается наилучший теплообмен между ИС и печатной платой. Температура корпуса ИС в версии E1 значительно ниже по сравнению с другими версиями. Следовательно, эту компоновку ПП можно рассматривать как решение, оптимальное по тепловому режиму. С другой стороны, глухие переходные отверстия сложны в изготовлении, что приводит к удорожанию печатной платы. В версии E2, тепловые переходы не используются, тепло от корпуса ИС отводится неэффективно, и температура ИС очень высокая. Но общая стоимость здесь намного ниже, чем у других версий компоновки, в связи с чем это решение можно считать оптимальным по стоимости.

В версии E3, температура ИС ниже, чем в версии E2, и почти такая же, как в версии E1. Это означает, что здесь обеспечивается эффективное рассеяние тепла, и тот же тепловой режим достигается с помощью сквозных микропереходов. Глухие переходы могут быть полезны, но в данном случае в них нет необходимости. Избегая применения ненужных глухих переходов, мы можем сэкономить на производстве и в то же время получить очень качественную конструкцию. Таким образом, эта компоновка оптимальна как по тепловому режиму, так и по стоимости.

Добавление тепловых переходов помогает снизить общую температуру ИС и повысить КПД. Также очевидно, что после добавления оптимального количества переходов использование большего их числа не обязательно приведет к дополнительному пропорциональному улучшению характеристик.

Однако, использование переходов непосредственно в узле силовых ключей может привести к распространению помех переключения на остальные цепи ПП, которые могут нарушать нормальную работу в устройствах, чувствительных к помехам. Для таких критичных к помехам приложений примером может служить компоновка платы TPS62869EVM (Рисунок 9), которая показывает, как добиться хорошего теплового режима без использования микро- и тепловых переходов в узле силовых ключей.

Итоги

Правильная компоновка ПП необходима для оптимального теплового режима мощного понижающего преобразователя. Тепловые переходы играют важную роль в отводе тепла сквозь печатную плату, и должны располагаться непосредственно под нагревающимися элементами/компонентами или очень близко к ним. Кроме того, эквивалентное тепловое сопротивление множества параллельных переходов намного меньше, чем у одиночного перехода. Следовательно, несколько переходов можно располагать близко друг к другу для лучшего отвода тепла.

Если плотность компонентов на ПП не слишком высока, для рассеивания тепла будет достаточно сквозных микропереходов. Глухие переходы обычно используются в тех

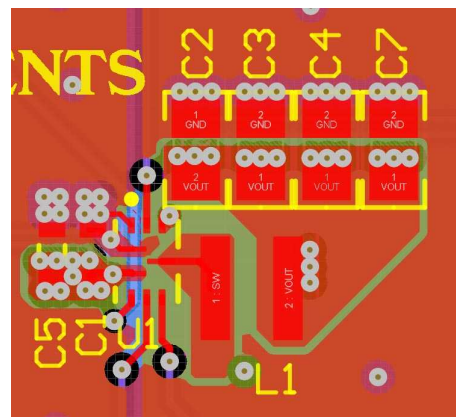


Рисунок 9. Компоновка платы TPS62869EVM.

платах, где плотность компонентов очень высока, и где во внутренних слоях ПП присутствует множество дорожек, сквозь которые невозможно провести переход. Поэтому, используя простые сквозные микропереходы, можно получить конструкцию, оптимальную по тепловому режиму, КПД и стоимости. **РЛ**

Ссылки

1. Texas Instruments, Improving the Thermal Performance of a MicroSiP Power Module, Analog Applications Journal

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TPS62866](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TPS62869](#)

Усовершенствованная схема горячего резервирования источников питания

Samuel Kerem

EDN

В целях резервирования несколько источников питания могут подключаться к одной нагрузке с помощью диодной схемы «ИЛИ». Желательно, чтобы во время возможного отключения любого источника питания при техническом обслуживании системы возмущения напряжения на нагрузке были минимальными. Для компенсации падения напряжения на диодах схемы «ИЛИ» линии обратной связи источников питания должны подключиться после диодов со стороны нагрузки. Таким образом, подключение обратной связи является общим для всех задействованных источников питания (Рисунок 1). Из-за естественной неидентичности источников питания активен всегда только тот, у которого

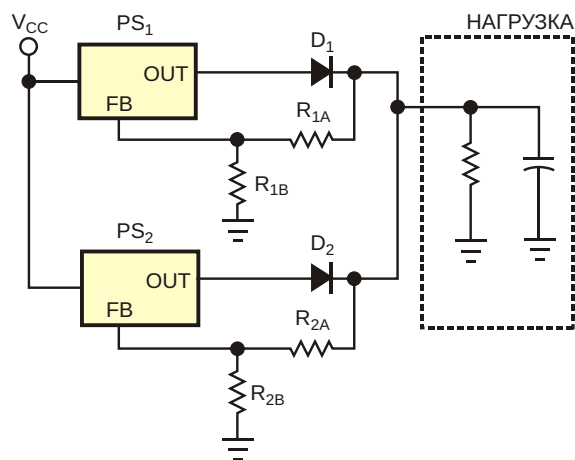
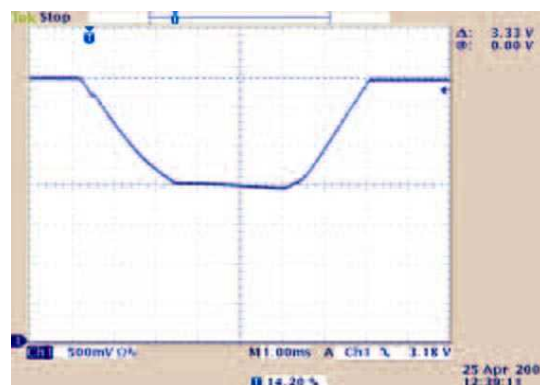
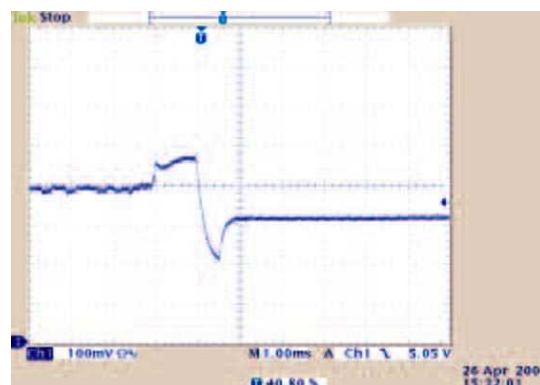


Рисунок 1. В стандартной конфигурации резервированных модулей питания на выходах используются диоды, соединенные по схеме «ИЛИ».



(а)



(б)

Рисунок 2. Во время удаления одного источника питания из резервированной конфигурации возникают провалы (а) и выбросы (б) выходного напряжения.

самое высокое выходное напряжение V_{OUT} . Остальные, воспринимая «более высокое» выходное напряжение, пытаются снизить напряжения на собственных выходах, эффективно отключая регулирование.

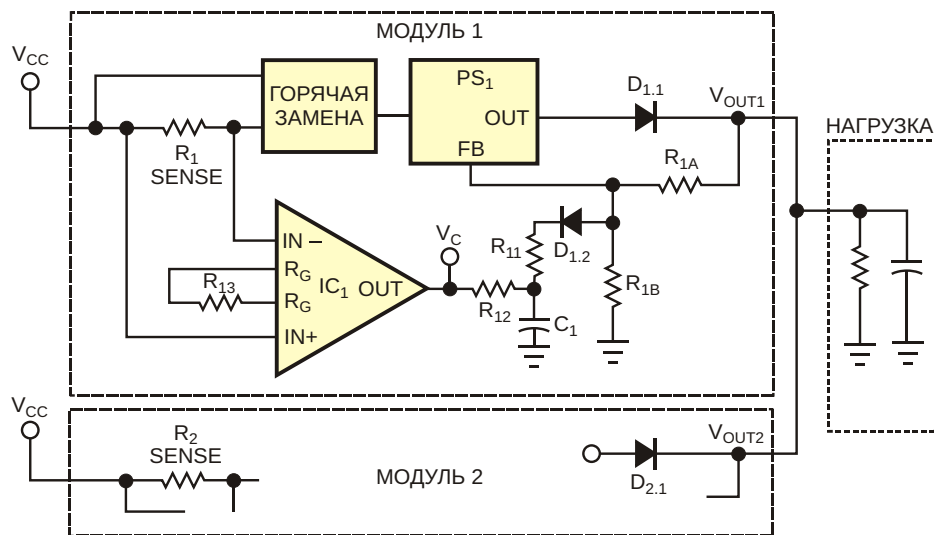
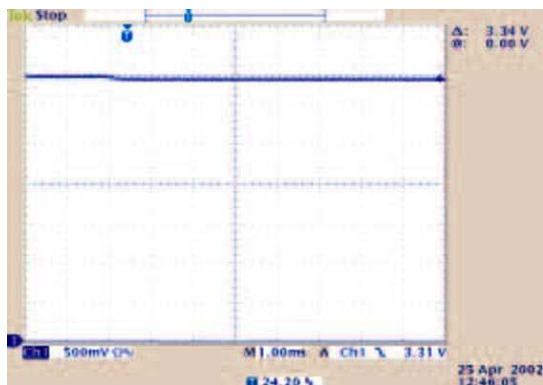
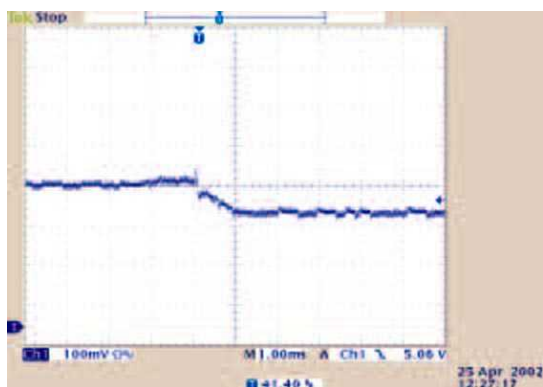


Рисунок 3. Добавление инструментального усилителя и нескольких пассивных компонентов обеспечивает резервирование без провалов и выбросов.

Если удалить «активный» модуль из системы, аналогичной показанной на Рисунке 1, это приведет к провалу V_{OUT} (Рисунок 2). Рису-



(a)



(б)

Рисунок 4. Для устранения провалов и выбросов выходного напряжения в линейных (а) и повышающих (б) регуляторах используется схема, показанная на Рисунке 3.

нок 2а относится к линейному модулю, состоящему из двух регуляторов с независимыми выходными напряжениями 3.339 и 3.298 В. Нагрузками обоих регуляторов является параллельное соединение резистора и конденсатора с номиналами примерно 10 Ом и 100 мкФ. Рисунок 2б относится к повышающей конфигурации, образованной двумя импульсными регуляторами с выходными напряжениями 5.08 и 4.99 В, каждый из которых нагружен на резистор и конденсатор порядка 2.5 Ом и 100 мкФ.

Из-за неизбежной задержки включения и начала регулирования другого источника питания возникают провалы и выбросы выходного напряжения. В дорогостоящих блоках питания эта проблема решается за счет использования методов перераспределения токов. Эти методы обеспечивают примерно равное распределение выходных токов между всеми силовыми модулями, сохраняя, таким образом, активное состояние всех модулей. Конфигурация, показанная на Рисунке 3, незначительно увеличивает стоимость системы питания. Рисунки 4а и 4б, представляющие два типа резервированных модулей питания, демонстрируют очевидные улучшения характеристик.

Инструментальный усилитель IC_1 измеряет и преобразует напряжение V_C , пропорциональное току, проходящему через регулятор. V_C , в свою очередь, управляет выходным

напряжением V_{OUT} , переводя регулятор в активный режим. Для большинства регулируемых контроллеров

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_A}{R_B} \right),$$

где R_A и R_B – это, соответственно, резисторы R_{1A} , и R_{1B} в Модуле 1. Если ток через резистор R_{SENSE} не проходит, выходное напряжение микросхемы IC_1 близко к потенциалу земли, поэтому $D_{1,2}$, R_{11} и R_{12} оказываются включенными параллельно резистору R_{1B} , что уменьшает сопротивление R_B и, следовательно, увеличивает напряжение V_{OUT1} . Это увеличение необходимо только для компенсации разброса V_{OUT} между источниками питания одинаковой конфигурации, который состав-

ляет всего несколько процентов. Если ток, идущий в нагрузку, увеличивается, V_C также увеличивается, уменьшая ток через $D_{1,2}$ и, следовательно, уменьшая V_{OUT1} . Когда выходное напряжение IC_1 увеличивается и отличается от V_{FB} меньше, чем на величину прямого падения напряжения на диоде $D_{1,2}$, ток через $D_{1,2}$ не протекает. Таким образом, при любом более высоком токе напряжение V_{OUT1} остается на уровне, определяемом приведенной выше формулой. При правильном выборе величины сопротивления R_3 (резистора, устанавливающего коэффициент усиления инструментального усилителя) резисторы R_2 и R_1 из других модулей обеспечивают подачу в нагрузку требуемого тока от всех источников питания, гарантируя, что они будут оставаться в активном состоянии. **РЛ**

Новый способ подключения аккумуляторов повышает эффективность их использования до 30%

Jean-Pierre Joosting

eeNews Embedded

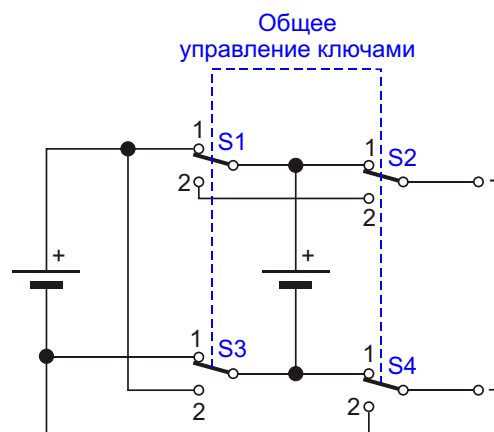
Компания Switching Battery Inc. представила инновационный электронный метод подключения аккумуляторов, получивший название «параллельно-последовательный». Патентуемый метод основан на динамическом переключении группы аккумуляторов между последовательным и параллельным соединениями. Поскольку эти две схемы подключения обладают взаимодополняющими свойствами, параллельно-последовательный метод может дать оптимальный результат для выходного напряжения. В случае параллельно-последовательного подключения двух аккумуляторов 3.7 В напряжение 5.55 В является средним значением между параллельным и последовательным подключениями при коэффициенте заполнения 50/50%.

«Просто регулируя коэффициент заполнения импульсов, управляющих переключениями между параллельной и последовательной схемами, теперь можно иметь 100% параллельные или 100% последовательные схемы, а также любую промежуточную комбинацию, позволяющую получить точное напряжение, необходимое нагрузке или устройству», – говорит сингапурский изобретатель Каннаппан Четтиар (Kannappan Chettiar).

Наиболее важной характеристикой параллельно-последовательного метода является то, что выходное напряжение можно непре-

рывно изменять в широком диапазоне, просто регулируя коэффициент заполнения сигнала переключения. Кроме того, используемая единственная частота переключения может быть такой же низкой, как обычная частота сети 50/60 Гц. Это значительно снижает электромагнитные помехи и упрощает соблюдение правил, установленных регулирующими органами.

Состояние заряда системных аккумуляторов автоматически балансируется, а оставшийся заряд перераспределяется между аккумуляторами. Разряженный аккумулятор постоянно подзаряжается от других, что позволяет избежать общего отказа из-за одного аккумулятора. Эта перебалансировка действует с самого начала до того, как воз-



никнет какой-либо дисбаланс зарядов, способный подвергнуть систему риску. В одной системе также могут использоваться аккумуляторы разных размеров, что дает большую гибкость в конструкции батарейного блока.

Чтобы показать эффект метода на примере аккумуляторов разной емкости, предположим, что у нас есть два аккумулятора, один емкостью 1 А·ч, а другой – 2 А·ч, соединенные последовательно. Когда первый аккумулятор отдал 90% своего заряда (т.е. 0.9 А·ч), его напряжение упадет до очень низкого значения, и последовательное включение использоваться больше не сможет. Второй аккумулятор при таком же токе разряда (последовательное соединение) также отдал 0.9 А·ч. Таким образом, система становится

непригодной для использования, после того, как она отдала $2 \times 0.9 \text{ А}\cdot\text{ч} = 1.8 \text{ А}\cdot\text{ч}$, или только 60% от общего заряда 3 А·ч двух аккумуляторов. 40% энергии теперь непригодно для использования.

При параллельно-последовательном методе аккумулятор с емкостью 2 А·ч заряжает другой в параллельной фазе, поэтому система будет разряжена только тогда, когда оба аккумулятора отдадут 90% своего заряда; 10% останутся неиспользованными. Этот 30-процентный потенциал экономии очень важен, потому что он всегда обеспечивает максимальную эффективность использования аккумуляторов разной емкости, разного уровня заряда и разных характеристик, изменяющихся с течением времени. **РП**

10 идолов аналоговой индустрии, исчезнувших в 21 веке

Majeed Ahmad

Planet Analog



Индустрию аналоговых полупроводников захлестнула волна поглощений. После золотого века инноваций в аналоговых технологиях, охватившего последние три десятилетия 20 века, на рубеже 21 века началась эпоха консолидации. Хотя каждая сделка имела свою особую динамику, общая картина показывает, что либо цифровые игроки хотят укрепить свои компетенции в области аналоговых приборов, либо аналоговые компании хотят расширить свои продуктовые портфели.

Вот краткий обзор 10 крупных приобретений аналоговых компаний, сделанных в первые два десятилетия 21 века. Здесь следует заметить, что два недавних объявления о приобретении – покупка Maxim Integrated компанией Analog Devices (ADI) и покупка Dialog Semiconductor компанией Renesas – не вошли в эту хронику, поскольку на момент написания статьи сделки находились на рассмотрении регулирующих органов.

1. Burr-Brown: Приобретена TI в 2000 году

Находясь на первой строчке списка игроков рынка процессоров цифровой обработки сигналов, Texas Instruments заявила, что имеет серьезные намерения в отношении аналоговых микросхем с премиальными характеристиками, и приобрела компанию Burr-Brown из Тусона, штат Аризона, за 7.6 млрд долларов. «Мы так же серьезно относимся к аналоговым микросхемам, как и к сигнальным процессорам», – сказал Том Энгибус (Tom Engibous), занимавший в то время посты председателя, президента и генерального директора TI.

Годом ранее TI приобрела Unitrode и Power Trends, чтобы получить доступ к микросхемам управления питанием. Приобретение Burr-Brown дополнило портфель преобразователей данных и усилителей TI и вывело TI на вторую позицию после ADI в рейтинге аналогового бизнеса.

2. Dallas Semiconductor: Приобретена Maxim в 2001 году

Совет директоров Dallas Semiconductor связался с Maxim Integrated, чтобы изучить возможность приобретения вскоре после того, как генеральный директор компании Вин Протро (Vin Prothro) неожиданно скончался от сердечного приступа. Года за два до этого Dallas Semiconductor объявила о разработке микросхемы генератора, обеспечивающей высокую степень точности без внешнего опорного источника.

Компания Dallas Semiconductor, основанная в 1984 году, специализировалась на цифровых и смешанных микросхемах для приложений связи, управления батареями, контроля и мониторинга. Maxim приобрела Dallas Semiconductor за \$2.5 млрд.

3. National Semiconductor: Приобретена TI в 2011 году

Следующее крупное приобретение аналоговых активов произошло почти десять лет спустя, когда TI объявила о покупке National Semiconductor за 6.5 млрд долларов. Для экспертов это было полной неожиданностью. Отчасти это объясняется сходством аналого-

вых портфелей двух компаний. Однако, оглядываясь назад, можно сказать, что это приобретение было вызвано желанием TI ускорить свой рост.

Компания National Semiconductor, основанная в 1959 году, была пионером в разработке нескольких полупроводниковых технологий, включая современные операционные усилители и приборы, поддерживающие стандарт LVDS. Объединение двух маститых производителей полупроводников в конечном итоге превратило TI в гиганта аналоговых микросхем. Дополнительную ценность этой сделке придал большой производственный потенциал National Semiconductor, что дало TI основание объявить о появлении первого в мире производства аналоговых чипов на пластинах диаметром 300 мм.

4. International Rectifier: Приобретена Infineon в 2015 году

Infineon приобрела компанию International Rectifier (IR), специализирующуюся на управлении питанием, примерно за 3 млрд долларов, чтобы выйти на рынки силовой электроники США и Азии, и частично, чтобы получить системные ноу-хау для полупроводников из нитрида галлия (GaN). Компания из Эль-Сегундо, Калифорния, гордилась своей сильной линейкой IGBT, MOSFET и микросхем управления питанием.

В то время эта сделка удивила многих, поскольку и сама Infineon располагала обширным портфелем силовых полупроводников. Оглядываясь назад, можно сказать, что это был просто намек на решающее значение силовой электроники в эпоху коммерциализации электрического транспорта. Infineon, ведущий поставщик автомобильных чипов, вовремя начала разворот к электромотоциклам и GaN полупроводникам.

5. Micrel: Приобретена Microchip в 2015 году

Компания Micrel, основанная в 1978 году и с тех пор управляемая соучредителем Рэем Зинном (Ray Zinn), стала подразделением Microchip, заключив сделку на сумму чуть менее миллиарда долларов. Ассортимент приборов Micrel включал МЭМС, генераторы синхросигналов, коммутаторы Ethernet и при-

емопередатчики физического уровня. Производитель микросхем из Сан-Хосе, штат Калифорния, мог помочь интегрировать аналоговую периферию в широкий ассортимент микроконтроллеров Microchip.

Сама Micrel начала активные покупки в 2012 году, приобретя сначала производителя микросхем кварцевых генераторов PhaseLink, а позже, в 2013 году – поставщика кремниевых решений для синхронизации Discera. В конце концов, на фоне растущих долгов, Micrel была вынуждена искать покупателя-инвестора.

6. Fairchild Semiconductor: Приобретена ON Semiconductor в 2016 году

ON Semiconductor, выделенная из сектора полупроводниковых продуктов компании Motorola в 1995 году, чтобы сконцентрироваться на дискретных, стандартных аналоговых и стандартных логических устройствах, приобрела лидера рынка силовых полупроводников Fairchild Semiconductor за 2.4 млрд долларов. Стоит отметить, что в то время как ON Semiconductor специализировалась на низковольтных микросхемах, Fairchild в основном занималась разработкой средне- и высоковольтных приборов.

Fairchild, пионер Кремниевой долины, основанная в 1957 году, пережила множество взлетов и падений, прежде чем стать экспертом по силовым полупроводникам. Так, в 1987 году она была приобретена компанией National Semiconductor и спустя десять лет выделена в качестве независимой компании. Fairchild – место, где в 1961 году была произведена первая микросхема, – могла гордиться длинным списком полупроводниковых инноваций. Компания также был домом для многих известных лидеров отрасли, в том числе соучредителей Intel Роберта Нойса (Robert Noyce) и Гордона Мура (Gordon Moore).

7. Intersil: Приобретена Renesas в 2017 году

В 1988 году Harris приобрела полупроводниковый бизнес General Electric (GE), а в 1999 году выделила его в отдельную компанию Intersil. Однако на самом деле Intersil

была основана в 1967 году, а позже, в 1981 году, Intersil была куплена компанией GE. Одним из соучредителей Intersil был Жан Орни (Jean Hoerni). Орни также был соучредителем Fairchild и изобретателем планарного процесса.

Renesas, которая была создана в 2003 году в результате объединения полупроводниковых подразделений компаний Hitachi, Mitsubishi Electric и NEC, купила Intersil за 3.2 млрд долларов в попытке дополнить свой ассортимент микроконтроллеров и процессоров микросхемами управления питанием и прецизионными аналоговыми чипами Intersil, чтобы создавать более совершенные встроенные системы для рынков автомобилей, промышленности и Интернета вещей (IoT).

8. Linear Technology: Приобретена ADI в 2017 году

Покупка ADI компании Linear Technology, почти равной ей по весу, произвела фурор. Сделка стоимостью 14.8 млрд долларов также потрясла отрасль из-за репутации Linear Technology как инкубатора инженерных талантов и инновационных решений в области высококачественных аналоговых схем.

По иронии судьбы, благодаря объединению двух аналоговых конструкторских бюро, это привело к операционной экономии, хотя лидирующее положение ADI на рынке преобразователей данных и опыт Linear Technology в управлении питанием также создали мощную синергию. Ориентация Linear Technology на высокоэффективные аналоговые схемы была еще одним плюсом для этой мегасделки. Оглядываясь назад, можно сказать, что это также было началом создания гиганта аналогового дизайна.

9. Microsemi: Приобретена Microchip в 2018 году

Покупка Microsemi, базирующейся в Алисо Вьехо, Калифорния, которую Microchip совершила вскоре после покупки Micrel и Atmel, дала основание назвать ее Microchip 2.0. Среди других активов в области аналоговых и смешанных сигналов, полученных почти за 10 млрд долларов, были премиальные технологии карбидокремние-

вых (SiC) и нитрид галлиевых (GaN) полупроводников, ставшие теперь готовыми к коммерческой реализации после почти десятилетних экспериментов.

Microsemi также могла гордиться сильным присутствием на рынках оборонной и аэрокосмической промышленности, а также на рынках центров обработки данных. Стоит отметить, что компания Microsemi, основанная в 1960 году в Южной Калифорнии, недавно сама прошла через множество приобретений. Всего за десять лет она купила Actel в 2010 году, Zarlink Semiconductor в 2011 году, Vitesse Semiconductor в 2015 году и PMC-Sierra в 2016 году.

10. IDT: Приобретена Renesas в 2019 году

На Intersil компания Renesas не остановилась. Японский производитель чипов еще больше расширил свои предложения мик-

росхем аналоговых и смешанных сигналов, приобретя за 6.7 млрд долларов компанию Integrated Devices Technology (IDT), которая специализировалась на аналоговых чипах для беспроводных и сенсорных систем, предназначенных для рынков автомобильной электроники, 5G и Интернета вещей. Имевшиеся у IDT чипы для оптической связи, приложений миллиметрового диапазона и беспроводной зарядки также считались весьма ценным дополнением к портфелю продуктов Renesas.

Компания IDT, основанная в 1980 году в Сан-Хосе, Калифорния, несколько лет боролась с трудностями, прежде чем эта сделка окончательно положила конец слухам, ходившим по Силиконовой долине. Интересно отметить, что до того, как осенью 2018 года было объявлено о сделке, IDT уже работала в тесном контакте с Renesas над совместными проектами в автомобильном, промышленном и инфраструктурном сегментах. **РЛ**

История процессора: путь к ностальгии по 6502

Majeed Ahmad

EDN

Недавнее сообщение PragmatIC Semiconductor о разработке гибкой версии процессора 6502 заставит любителей истории технологий погрузиться в ностальгию. 8-битный процессор и его варианты стали мозгом таких оригинальных компьютеров, как Apple II, Commodore PET, Commodore 64 и BBC Micro и положили начало революции персональных компьютеров в 1970-х годах.

Кроме того, на процессоре 6502 работали такие новаторские игровые платформы, как Nintendo Entertainment System и Atari 2600. Менее известным фактом об этом культовом чипе является то, как он снизил цену процессоров, продаваясь \$25, в то время как Intel 8080 и Motorola 6800 стоили почти \$200.



Микропроцессор 6502 компании MOS Technology.

На волне инноваций эпохи классических полупроводников Чак Педдл (Chuck Peddle), руководитель группы разработчиков процессора 6800 в компании Motorola, захотел создать упрощенную, менее дорогую и более быструю версию процессора. Педдл считал, что более дешевый процессор сможет продаваться на гораздо более широком рынке встраиваемых систем. Следующий поворот в

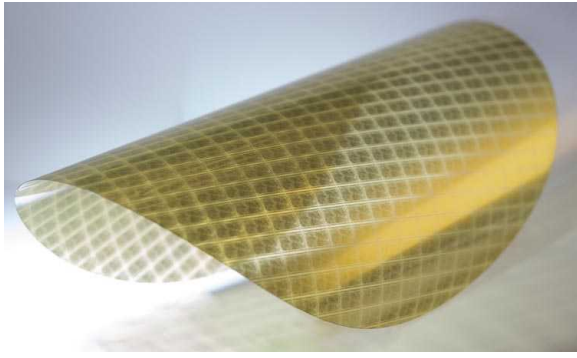
этой кремниевой саге вполне предсказуем: Педдл и несколько других членов первоначальной команды разработчиков 6800 начали работать над 8-разрядным процессором с минимальным набором инструкций.

Эта команда из 17 разработчиков процессоров и специалистов по топологии в конечном итоге в 1974 году стала частью компании MOS Technology. Через год они смогли создать более быстрый и дешевый процессор, известный миру как 6502. А потом наступило разочарование. Вскоре после выпуска 6502 Commodore приобрела MOS Technology и начала продавать процессоры и лицензии другим производителям.



Производственный корпус компании MOS Technology.

Это, в свою очередь, заложило основу для еще одной знаковой инновации в ранней истории полупроводниковой промышленности.



Гибкий микропроцессор 6502 был спроектирован и изготовлен менее чем за две недели. (Источник: PragmatIC).

Лицензирование интеллектуальной собственности (IP) на микропроцессорные ядра вдохновило компанию Acorn, производив-

шую персональные компьютеры BBC Micro. Инженеры Acorn создали невероятно популярную серию микропроцессоров ARMxx, которая в конечном итоге привела к образованию IP-гиганта Arm.

Вернемся в 2021 год. Компания PragmatIC Semiconductor утверждает, что менее чем за две недели разработала и изготовила на своей фабрике FlexIC Foundry гибкую версию процессора 6502. Компания также передала в производство вторую итерацию для оптимизации расположения выводов, занимаемой площади и скорости.

Короче говоря, легендарный процессор 6502 все еще жив и здоров, обслуживая встраиваемые приложения с объемами производства в миллионы единиц. **ПЛ**

Устройство защиты и контроля зарядки Li-Ion аккумулятора мобильного телефона

Stefan Wagner

GitHub

Прибор позволяет контролировать процесс зарядки Li-Ion аккумуляторов мобильных устройств в соответствии с параметрами, установленными пользователем

USB Phone Charge Guard – это прибор на микроконтроллере (МК) серии ATtiny45/85, предназначенный для контроля процесса зарядки мобильного телефона или иного устройства (Рисунок 1). Основные параметры – напряжение, ток, мощность и емкость, постоянно контролируются прибором и сравниваются с введенными пользователем пределами.



Рисунок 1. USB Phone Charge Guard – прибор для контроля и управления процессом зарядки Li-Ion аккумулятора.

Прибор автоматически отключает заряжаемое устройство от питания при достижении введенного пользователем значения контролируемого параметра. Это позволяет контролировать уровень заряда Li-Ion аккумулятора телефона (или другого устройства), тем самым, продлевая срок его службы. Пользовательские настройки сохраняются в энергонезависимой памяти МК.

Основные характеристики:

- Диапазон напряжений питания: 3 – 12 В;
- Максимальный выходной ток: 5 А;
- Разрешающая способность при измерении напряжения: 4 мВ;
- Разрешающая способность при измерении тока: 1 мА.

Аппаратная часть

Прибор снабжен входным разъемом типа USB-A, на выходе установлено гнездо USB-A; таким образом, оно может быть подключено между источником питания и мобильным телефоном (или другим устройством). Сигнальные линии USB интерфейса (D+ и D-) не используются в приборе и проходят от входного до выходного разъема, чтобы заряжаемое устройство могло согласовывать протокол зарядки.

Принципиальная схема прибора изображена на Рисунке 2. Все проектные файлы, включая корпус для 3D печати, доступны для скачивания в разделе загрузок, в репозитории на сайте Github.com [1], а также в онлайн среде проектирования EasyEDA [2].

Для измерения зарядного тока и напряжения аккумулятора используется микросхема

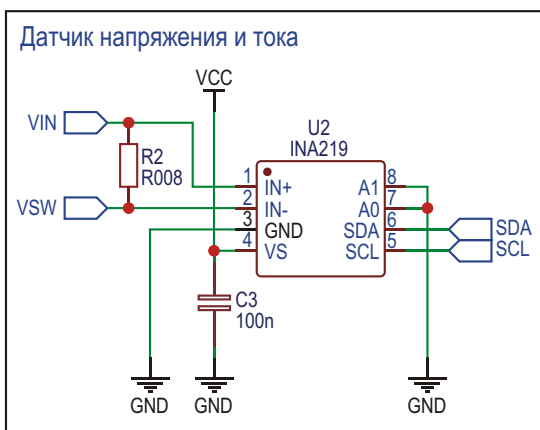
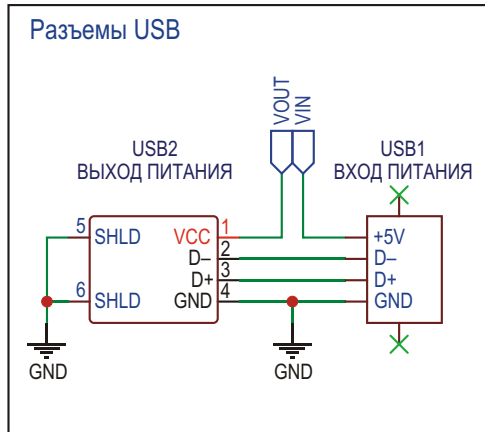
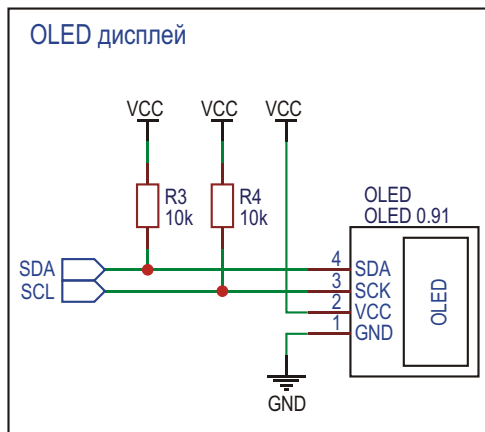
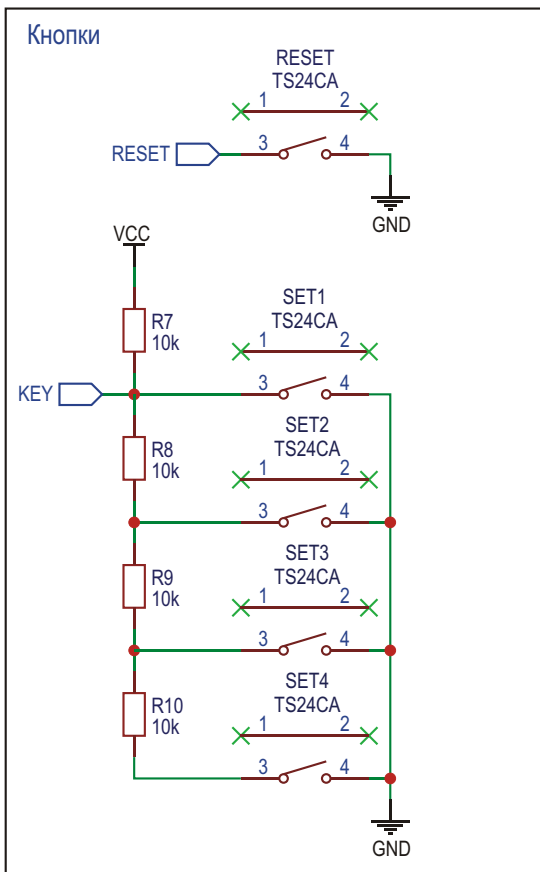
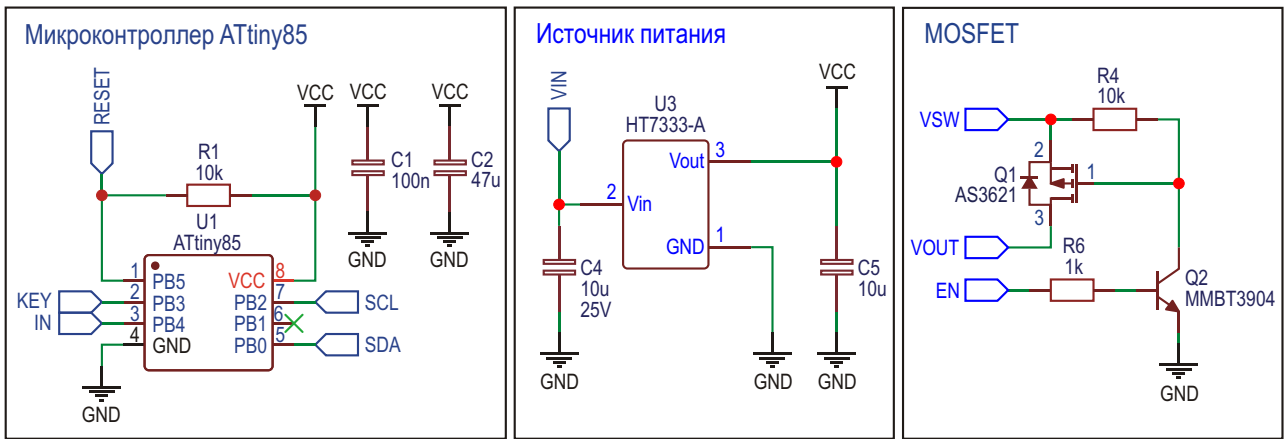


Рисунок 2. Принципиальная схема прибора для контроля зарядки Li-Ion аккумулятора.

INA219, представляющая собой цифровой датчик тока, напряжения и мощности с I²C совместимым интерфейсом. Микросхема контролирует как падение напряжения на шунте, так и напряжение питания шины, и поддерживает конфигурирование времени преобразования и фильтрации данных. Программируемое калибровочное значение в сочетании с внутренним умножителем позволяют получать значения тока в амперах. Выбранное значение шунта, равное 8 мОм, оказывает незначительное влияние на схему, но обеспечивает измерение тока с разрешением 1 мА. Для повышения точности измерения следует выбирать резистор шунта с низким допустимым отклонением сопротивления (1% или лучше).

Для питания МК и периферии используется линейный регулятор напряжения 3.3 В серии HT7333, поэтому максимальное входное напряжение от интерфейса USB может составлять 12 В.

Подключение заряжаемого устройства к источнику питания осуществляется с помощью Р-канального MOSFET AS3621. Несмотря на небольшие размеры, транзистор способен непрерывно коммутировать напряжение 30 В при токе 6 А. Его внутреннее сопротивление во включенном состоянии составляет всего 20 мОм.

Пользовательский интерфейс образуют пять кнопок (**RESET**, **SELECT**, **INCREASE**, **DECREASE**, **START**) и OLED дисплей с интерфейсом I²C и разрешением 128×64 точек (Рисунок 3). МК ATtiny45/85 выполняет поддержку пользовательского интерфейса, контролирует подключение источника питания, вычисления и отображение измеренных величин на дисплее.

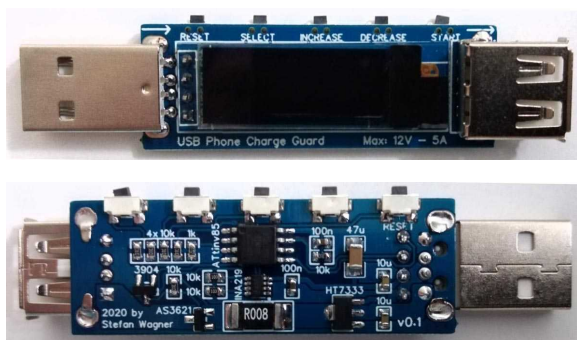


Рисунок 3. Вид печатной платы USB Phone Charger Guard, расположение кнопок и элементов.

Микросхема INA219 непрерывно измеряет ток и напряжение и передает полученные данные в МК по интерфейсу I²C. По этим данным МК рассчитывает остальные параметры и отображает их на дисплее. Управление подачей питания на заряжаемое устройство осуществляется в зависимости от введенных пользователем ограничений. Все пользовательские параметры сохраняются в EEPROM и автоматически используются при следующем включении прибора.

Протокол I²C для управления OLED дисплеем реализован методом программной эмуляции. Алгоритм специально разрабатывался под ограниченные ресурсы ATtiny10 и ATtiny13, но должен работать и на некоторых других микроконтроллерах AVR, включая ATtiny84. Функции управления адаптированы для контроллера OLED дисплея SSD1306, но их можно легко изменить для работы с другими дисплеями. В целях экономии ресурсов реализованы только необходимые для этого проекта функции.

Точность расчета времени и емкости аккумулятора

Для тактирования МК и, соответственно, для расчета мощности и емкости заряжаемого аккумулятора используется внутренний RC-осциллятор, точность которого после заводской калибровки составляет ±10%. Ее можно улучшить до ±2% с помощью дополнительной ручной калибровки или с помощью специального отдельного устройства [3]. Определенное таким образом значение калибровки (OSCCAL) можно прописать в исходном коде.

Компиляция и загрузка

При использовании Arduino IDE

- Удостоверьтесь, что в Arduino IDE установлено ядро ATtinyCore [4].
- Пройдите Tools -> Board -> ATtinyCore и выберите Attiny25/45/85 (No Bootloader).
- Откройте Tools и выберите следующие опции платы:
 - Chip: ATtiny25 или ATtiny45 или ATtiny85 (в зависимости от того, какой МК вы используете в схеме);
 - Clock: 8 MHz (internal);
 - Millis/Micros: disabled;

- V.O.D.Level: V.O.D. enabled (2.7V);
- Остальные опции оставьте без изменений.
- Подключите программатор к ПК и разъему внутрисхемного программирования на плате.
- Перейдите к Tools -> Programmer и выберите свой внутрисхемный программатор (то есть, USBasp).
- Перейдите к Tools -> Burn Bootloader для записи фьюзов.
- Откройте скетч PhoneChargeGuard и кликните Upload.

При использовании предварительно скомпилированного hex-файла

- Удостоверьтесь, что консольная программа AVRdude [5] установлена.
- Подключите программатор к ПК и ATtiny.
- Откройте терминальную программу.
- Перейдите в папку с hex-файлом.
- Выполните следующую команду (при необходимости замените «usbasp» на имя того программатора, который используете вы):

```
avrdude -c usbasp -p t85 -U lfuse:w:0xe2:m
-U hfuse:w:0xd5:m -U efuse:w:0xff:m -U
flash:w:phonechargeguard.hex
```

Работа с прибором

- Подключите прибор между источником питания и заряжаемым устройством.
- С помощью кнопок SELECT/INCREASE/DECREASE установите параметры ограничений зарядки.
- Нажмите кнопку START, чтобы запустить процесс зарядки (Рисунок 4).
- Используйте кнопку SELECT в процессе зарядки для переключения параметров на дисплее.
- Процесс зарядки автоматически останавливается, когда будет достигнуто введенное значение ограничения.

Назначение кнопок:

- **RESET**: сброс всех установленных значений (ограничений);
- **SELECT**: в дежурном режиме – выбор типа пользовательского ограничения; в

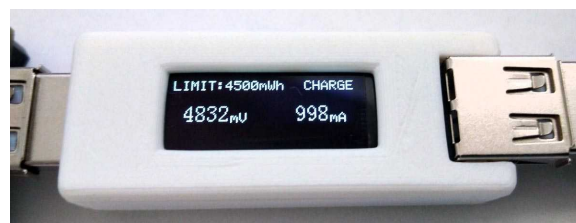


Рисунок 4. Прибор контроля зарядки Li-Ion аккумулятора в рабочем режиме.

режиме зарядки – переключение отображения параметров;

- **INCREASE**: увеличение значения выбранного типа ограничения;
- **DECREASE**: уменьшение значения выбранного типа ограничения;
- **START**: Запуск/Остановка зарядки
Настройка типа ограничения (параметра):
- **mAh**: остановить зарядку при достижении введенного значения электрической емкости;
- **mWh**: остановить зарядку при достижении введенного значения мощности;
- **mA**: остановить зарядку в случае снижения тока ниже установленного значения (обычно это значение коррелирует с состоянием заряда аккумулятора);
- **min**: остановить зарядку по истечении установленного времени в минутах. **РЛ**

Ссылки

1. [Страница проекта на сайте Github](#)
2. [Проект в онлайн среде EasyEDA](#)
3. [TinyCalibrator – устройство для калибровки встроенных осцилляторов 8-выводных микроконтроллеров ATtiny и сброса Fuse-битов](#)
4. [Ядро ATtinyCore для Arduino IDE](#)
5. [Программатор AVRdude](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip ATtiny10](#)
2. [Datasheet Microchip Attiny13](#)
3. [Datasheet Microchip ATtiny24/44/84](#)
4. [Datasheet Microchip Attiny25/45/85](#)
5. [Datasheet Texas Instruments INA219](#)
6. [Datasheet Holtek HT7333](#)
7. [Datasheet AOSAO3400](#)
8. [Datasheet Diodes MMBT3904](#)

Загрузки

[Принципиальная схема, проект печатной платы, скетч, исходные коды и файл прошивки](#)



Визуальный индикатор частоты и частотное реле

Михаил Шустов, г. Томск

Визуальный индикатор частоты позволяет при помощи светодиодов индицировать полосу частот входного сигнала. Показана возможность создания на основе визуального индикатора частоты реле, срабатывание которого происходит в заданной пользователем полосе частот входного сигнала.

Индикатор частоты, Рисунок 1, позволяет визуально оценить частоту входного сигнала. Устройство работает следующим образом. Входная цепь индикатора представляет собой обычный аналоговый частотомер на диодах VD1, VD2, конденсаторах C1, C2 и резисторе R1. Этот узел позволяет по квазилинейному закону преобразовать частоту входного сигнала в напряжение.

На вход устройства подаются импульсы прямоугольной формы амплитудой 12 В с коэффициентом заполнения 50%. С выхода аналогового частотомера преобразованный в постоянное напряжение сигнал подаётся на входы компараторов микросхемы DA1 LM339. На входы сравнения этих компарато-

ров подаётся напряжение с линейки резистивного делителя R6–R10. К выходам компараторов DA1.1–DA1.4 через токоограничивающие резисторы R2–R5 подключены элементы индикации – светодиоды HL1–HL4.

Первый каскад индикации на компараторе DA1.1 и светодиоде HL1 включается при частоте входного сигнала менее 9 кГц. При дальнейшем росте частоты от 9 до 21 кГц одновременно со свечением светодиода HL1 начинает светиться светодиод HL2. В области частот от 21 до 43 кГц одновременно светятся светодиоды HL1–HL3. И, наконец, при частоте входных сигналов, превышающих 43 кГц, светятся одновременно все светодиоды HL1–HL4.

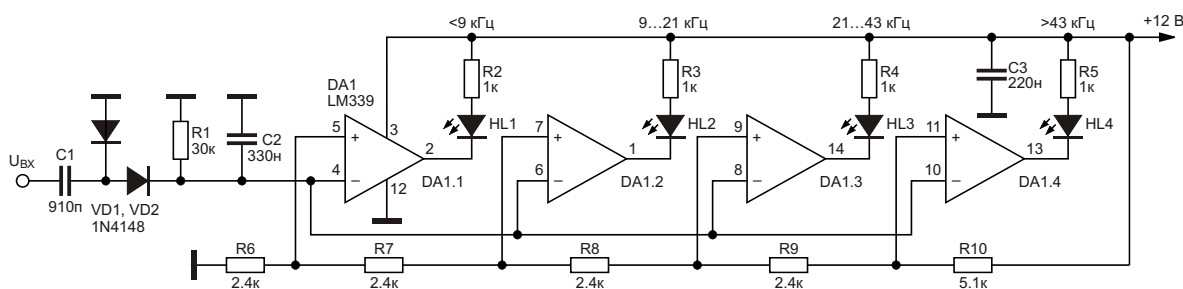


Рисунок 1. Визуальный индикатор частоты входного сигнала.

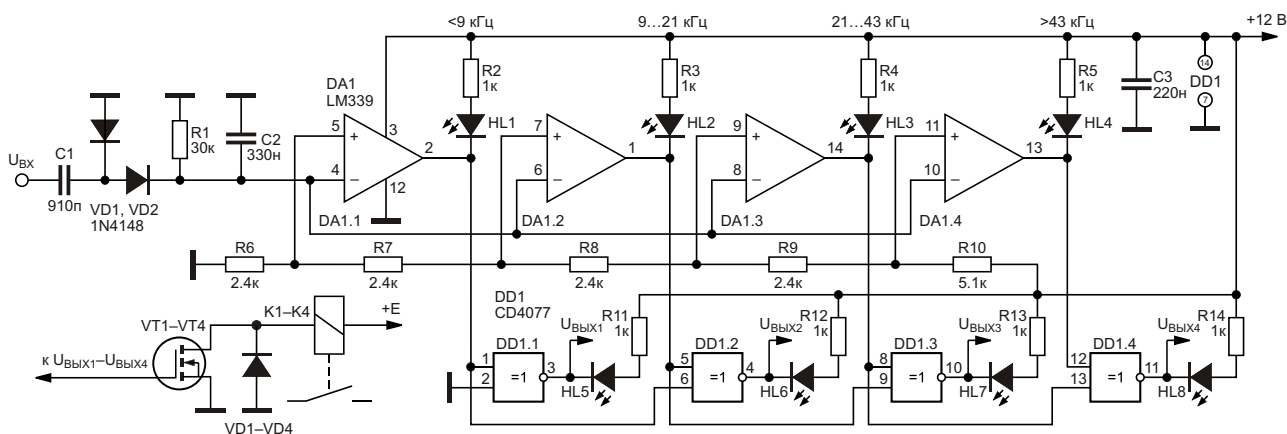


Рисунок 2. Визуальный индикатор частоты входного сигнала и частотное реле.

Диапазоны частот индикации можно варьировать на усмотрение пользователя подбором емкости конденсатора $C1$ и сопротивления резистора $R1$. Кроме того, при желании можно задавать эти диапазоны и их ширину выбором элементов резистивного делителя $R6$ – $R10$. При необходимости число каналов индикации может быть расширено за счет использования дополнительных компараторов.

Визуальный индикатор частоты, Рисунок 1, легко может быть преобразован в частотное реле, Рисунок 2, которое можно использовать, например, для дистанционного управления различными нагрузками.

Для обеспечения работы индикатора частоты в качестве частотного реле схема устройства дополнена логическими элементами «Исключающее ИЛИ» микросхемы $DD1$ CD4077. В отличие от предыдущего устройства срабатывание выходных узлов частотного реле происходит в строго индивидуальном

порядке, без перекрытия, в соответствии с диапазоном частот входных сигналов.

Так, например, первый канал частотного реле включается в диапазоне входных частот ниже 9 кГц . Второй канал частотного реле включается при частоте входного сигнала в пределах от 9 до 21 кГц и т.д. Все остальные каналы частотного реле при этом отключены.

Светодиоды $HL5$ – $HL8$ индицируют задействованный канал частотного реле. Взамен или в дополнение к этим светодиодам могут быть последовательно включены светодиоды оптронных пар, управляющие работой более мощных нагрузок. Как вариант, Рисунок 2, к выходам логических элементов могут быть подключены выходные транзисторные каскады $VT1$ – $VT4$, нагруженные на реле $K1$ – $K4$. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4077B](#)

Усовершенствованный НЧ генератор трех фиксированных частот



Алексей Кузьминов, Москва

В статье описан генератор гармонических колебаний на три фиксированных частоты (20 Гц, 1 кГц и 20 кГц), что во многих случаях достаточно для проверки и диагностики аудиоаппаратуры. Генератор сконструирован на базе ОУ ОРА2134 и миниатюрной лампы накаливания СМН6-20-1. Отличительная особенность генератора – стабильность амплитуды и низкие искажения синусоидального сигнала.

Введение

Для настройки аудиоустройств (предварительный усилитель, УМЗЧ и т.п.) требуется генератор синусоидального сигнала, работающий в звуковом диапазоне частот (20 Гц – 20 кГц), с возможностью плавного изменения амплитуды от 0 до 1.5 В и имеющий достаточно низкие искажения. Если для настройки устройств, работающих с входным аудиосигналом (например, предварительного усилителя), требуются амплитуды не более 0.3 В (максимальное значение амплитуды стандартного входного аудиосигнала), то для настройки, например, УМЗЧ требуется входной сигнал, максимальное значение которого, как правило, не превышает 1.5 В. НЧ генераторы, выпускаемые промышленностью, если их применять для подобных целей, обладают существенной избыточностью: во-первых, их диапазон частот намного шире звукового, во-вторых, амплитуда их выходного сигнала также намного превышает 1.5 В. Кроме того, эти генераторы выпускаются с уже встроенным источником питания (ИП), и, в связи с этим, – в достаточно габаритных корпусах. В итоге стоимость подобных генераторов довольно высока (от 5000 руб. и выше).

В то же время подобный генератор можно сконструировать и своими силами. Такой

генератор не обладает вышеуказанной избыточностью, в связи с чем он миниатюрнее, а его стоимость на порядок меньше заводского. Ниже приводится его описание: принципиальные схемы, настройка, разводка и общий вид его платы, а также общий вид всего устройства. В конце статьи приведены некоторые результаты работы устройства.

Принципиальные схемы

Схема (Рисунок 1) представляет собой генератор Вина-Робинсона на сдвоенном ОУ ОРА2134 (DA1) с миниатюрной лампой накаливания СМН6-20-1 (L1), служащей для стабилизации амплитуды его выходного сигнала. С помощью резисторов R3 и R4 лампа вводится в оптимальный режим работы, при котором генератор имеет минимальные искажения синусоидального сигнала. Резистор R1 совместно с конденсаторами C1, C3 и C5 и резистор R2 совместно с конденсаторами C2, C4 и C6 образуют RC-цепочки, которые определяют частоты работы генератора. Подключение того или иного конденсатора к R1 и R2 осуществляется сдвоенным тумблером sMTS203 (П1) на 3 положения с двумя группами контактов (т.е. на 3 положения и 2 направления). В крайнем левом (по схеме) положении П1 к R1 подключается конденсатор C1, а к R2 – конденсатор C2. В этом случае частота гене-

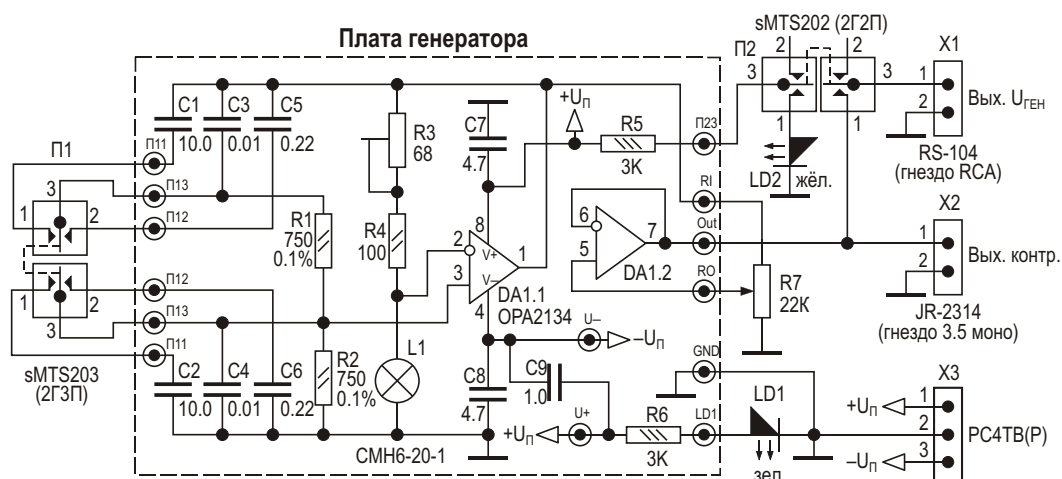


Рисунок 1. Принципиальная схема генератора.

ратора составляет около 20 Гц (19.8 Гц). В среднем положении П1 к R1 и R2 подключаются, соответственно, конденсаторы C3 и C4, и частота генератора устанавливается близкой к 20 кГц (20.5 кГц). В правом положении П1 к R1 и R2 подключаются, соответственно, конденсаторы C5 и C6, и частота устанавливается равной примерно 1 кГц (980 Гц). Таким образом, генератор охватывает весь частотный диапазон звукового сигнала. По опыту автора, если при этих трех частотах (20 Гц, 1 кГц и 20 кГц) настраиваемое устройство работает нормально, то оно, как правило, работает и на остальных частотах звукового диапазона. Впрочем, количество фиксированных частот можно и увеличить, например, до 12 (см. далее).

Для регулировки амплитуды выходного сигнала (от 0 до 1.5 В) служит переменный резистор R7 (СП5-35), построенный по грубосточной схеме: в нем используются два соосных резистивных элемента, что позволяет достаточно точно регулировать амплитуду. Как видно из схемы, R7 подключен (верхним по схеме выводом) к выходу ОУ DA1.1 (вывод 1), а движок R7 – к неинвертирующему входу ОУ DA1.2 (вывод 5), на котором собран повторитель напряжения. Выходное напряжение генератора, снимаемое с выхода DA1.2 (вывод 7), подключается к двухконтактному разъему JR-2314 (X2) и через сдвоенный переключатель sMTS202 (П2) на два положения с двумя группами контактов – к разъему RS-104 (X1). Разъем X2 служит для контроля выходного напряжения генератора, например, осциллографом, а разъем X1 – для под-

ключения сигнала к тестируемому устройству. Когда сигнал появляется на выходе X1, зажигается светодиод LD2 жёлтого свечения. Этот светодиод через вторую группу контактов П2 подключается к положительному напряжению питания ($+U_{п}$) через токоограничивающий резистор R5. Светодиод LD1 зеленого свечения, сигнализирующий о включении генератора, подключен к напряжению питания ($+U_{п}$) через токоограничивающий резистор R6. Питание к плате генератора ($+U_{п}$, $-U_{п}$ и «земля») поступает с разъема PC4TB(P) (X3).

Все резисторы, кроме R1 и R2, и конденсаторы (керамические) – для поверхностного монтажа. R5, R6, C3 – C6 и C9 – в корпусе 0603; C1, C2, C7, C8 и R4 – в корпусе 0805. R1, R2 – выводные (C2-29B-0,125 0.1%). R3 – подстроечный СП3-19А, или, что лучше, – многооборотный 3266W(Y).

Как видно из Рисунка 1, схема генератора достаточно проста, поэтому легко разводится и достаточно миниатюрна (см. далее).

За основу схемы Рисунок 1 была взята схема подобного генератора, описанного автором в [1]. Однако эта схема, как выяснилось, обладает некоторыми недостатками.

Во-первых, при использовании в генераторе ОУ TL072 широкого применения, как в [1], генератор устойчиво работает в очень узком диапазоне напряжений питания (приблизительно ± 8 В – ± 9 В). И даже в этом диапазоне требуется достаточно тщательная регулировка режима работы генератора (резистором R3), чтобы искажения были минималь-

ными. Если тестируемое устройство требует иных напряжений питания, отличных от ± 8 В – ± 9 В, то для него необходим дополнительный ИП, что очень неудобно. При использовании же ОУ ОРА2134 (Рисунок 1) генератор идеально работает при напряжениях питания в диапазоне ± 3 В – ± 15 В, причем при всех трех частотах (20 Гц, 1 кГц и 20 кГц) амплитуды выходного сигнала остаются на одном и том же уровне, регулируемом резистором R7. Эта особенность позволяет использовать один и тот же ИП как для питания генератора, так и для тестируемого устройства, что не лишено существенного удобства. Кроме того, в среднем положении резистора R3 генератор уже имеет низкие искажения, и небольшое изменение R3 не приводит к существенному ухудшению качества выходного сигнала. Такой результат можно объяснить достаточно высокими техническими показателями ОУ ОРА2134 по сравнению с ОУ TL072. Уже одно то, что, например, в справочном листке на ОРА2134 приводится его коэффициент нелинейных искажений, равный 0.00008% (правда, при определенных условиях), показывает относительно высокое качество работы этого ОУ. Естественно, ОРА2134 существенно дороже TL072. Однако ОРА2134 был разработан компанией Burr-Brown более 20 лет назад (имеется, например, его справочный листок, датированный 1997 г.), и за такое большое время выпущено огромное количество этих ОУ. Сейчас этот ОУ уже выпускается компанией Texas Instruments, в которую в свое время вошла компания Burr-Brown. Цены на ОРА2134 под брендом Texas Instruments довольно высоки и составляют 300 – 400 руб./шт. Однако ОРА2134 можно легко приобрести и производства Burr-Brown за 70 – 80 руб./шт. И они ничем не хуже выпускаемых Texas Instruments.

Во-вторых, в схеме Рисунок 1 по сравнению со схемой в [1] (Рисунок 2) изменен выходной каскад: резистор R7 является

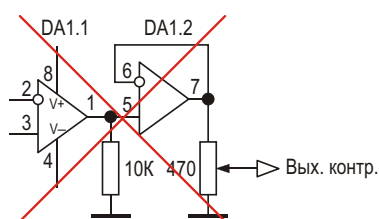


Рисунок 2. Схема выходного каскада генератора [1].

нагрузкой ОУ DA1.1 (собственно моста Вина-Робертсона), а для повышения нагрузочной способности генератора использован повторитель напряжения на ОУ DA1.2. Эта нагрузочная способность сигнала (повторителя) существенно выше, чем сигнала, снятого с резистора 470 Ом (Рисунок 2). Подобная замена выходного каскада существенно повышает надежность воспроизведения выходного сигнала генератора.

Здесь следует отметить, что качество выходного сигнала генератора, или, другими словами, его «синусоидальность», а также амплитуда сигнала проверялись визуально на экране аналогового осциллографа. Хотя такой метод не лишен субъективности, он позволяет легко обнаружить искажения выходных сигналов, например, при настройке УМЗЧ или предварительного усилителя. Кроме того, отклонение сигнала от синусоидальности можно подсчитать и в численном виде (см. далее).

При необходимости в генератор можно дополнительно ввести две опции.

Первая связана с увеличением амплитуды его выходного сигнала, например, до 10 В и выше (против 1.5 В на Рисунке 1). Для этого вместо повторителя напряжения можно использовать стандартный усилитель на ОУ DA1.2 по схеме Рисунок 3 с коэффициентом усиления около 7 (7×1.5 В = 10.2 В). Резистор $R3 = R1 \parallel R2$, как правило, устанавливают для компенсации смещения выходного напряжения ОУ от несколько отличающихся входных токов по обоим входам ОУ (без R3).

Вторая опция связана с расширением количества фиксированных частот с трех до, например, 12. Для этого вместо переключателя на 3 положения и 2 направления (П1) можно использовать галетный переключатель на 12 положений и 2 направления (например, ПГ2-6-12П2Н), а номиналы конденсаторов дополнить, например, так, чтобы каждое следующее переключение удваивало бы

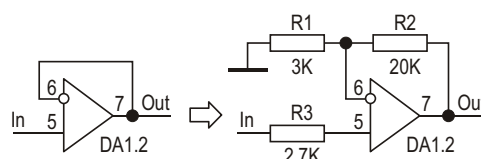


Рисунок 3. Увеличение выходного напряжения генератора до 10 В. $K = 1 + R2/R1 = 7.67$, $R3 = R1 \parallel R2 = 2.7$ К (2.61 К 1%).

частоту, т.е. после 10 мкФ установить 5 мкФ (4.7 мкФ), что даст частоту уже около 40 Гц, далее, 2.2 мкФ (80 Гц), 1.0 мкФ (160 Гц) и т.п. Другими словами, представить частоты внутри диапазона 20 Гц – 20 кГц более подробно.

Однако, поскольку обе эти опции выходят за рамки настоящей статьи, они не учтены в разводке плат (см. далее).

Настройка генератора

Настройка генератора в основном сводится к подбору лампы накаливания. Наилучшие результаты как по стабильности генерации, так и по качеству сигнала для всех трех частот (20 Гц, 1 кГц и 20 кГц) показала миниатюрная лампа СМН6-20-1 (с номинальным напряжением 6 В и током 20 мА). Здесь необходимо особо отметить, что эти лампы имеют очень большой разброс по сопротивлению в холодном состоянии: приблизительно от 28 до 45 Ом. Оптимальные результаты (как по стабильности амплитуды, так и по «идеальности» синусоиды) получены при сопротивлениях ламп в диапазоне от 30 до 35 Ом. Измерять сопротивление ламп в холодном состоянии нужно только цифровым тестером из-за малого тока, который он пропускает через резистор для измерения его номинала. Стрелочный тестер для таких измерений не годится. Например, если попытаться измерить сопро-

тивление лампы стрелочным тестером ТЛ-4 на диапазоне 1 Ом, то через лампу потечет такой ток, что она загорится (это можно очень легко увидеть), и ее сопротивление, естественно, возрастет до 100 Ом и более.

В схеме Рисунок 1 измеренное сопротивление лампы в холодном состоянии составило 32.6 Ом. Поскольку сейчас стоимость лампы СМН6-20-1 не превышает 2 – 3 руб./шт., имеет смысл приобрести с десяток таких ламп и выбрать из них одну с необходимым сопротивлением (автор в свое время приобрел 50 таких ламп еще по цене 1 руб./шт.).

Помимо выбора лампы, возможна некоторая подстройка генератора вращением резистора R3.

Разводка и внешний вид платы генератора

Разводка платы генератора сделана автором с помощью программы Sprint-Layout 6.0. Файл разводки в формате *.layb доступен для скачивания в разделе Загрузки. Как можно убедиться из Рисунка 4, разводка достаточно проста, а размер платы составляет всего 33×15 мм. На Рисунке 4г можно заметить лампу СМН6-20-1 (справа от нижнего выводного резистора). Фотографии платы (Рисунки 4в, 4г) сделаны перед тем, как к ней были припаяны провода. А для того чтобы они не

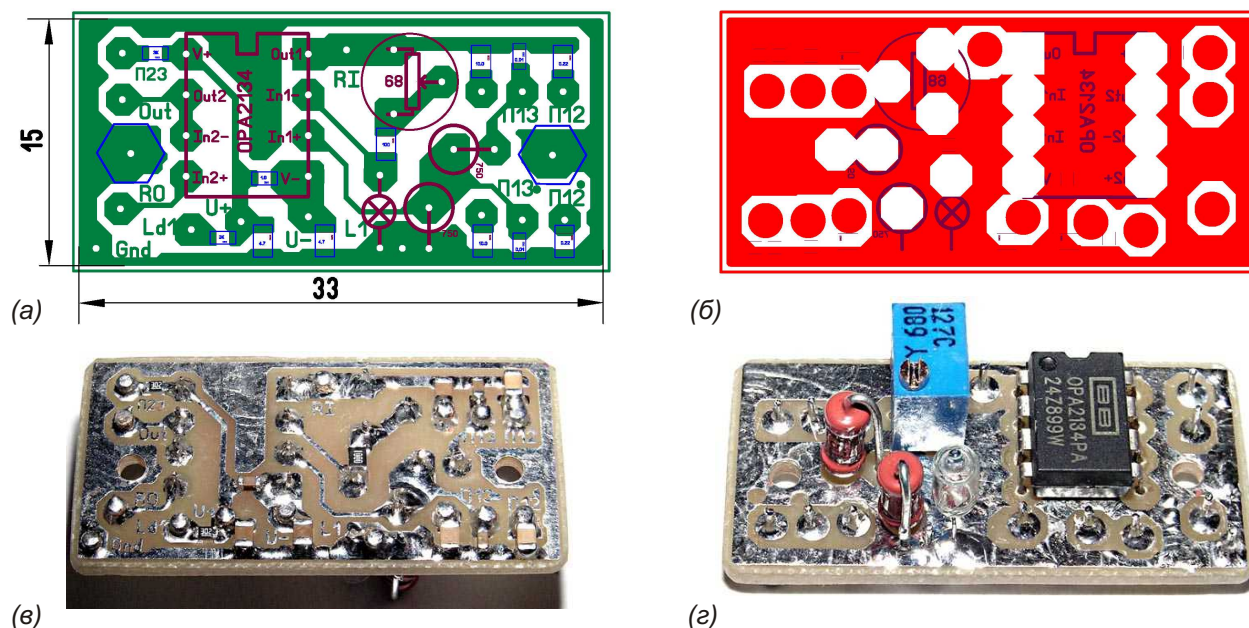


Рисунок 4. Разводка и внешний вид платы генератора со стороны компонентов для поверхностного (а, в) и навесного (б, г) монтажа.

сломались от частого перегиба (например, при настройке и сборке), в место пайки были вставлены и пропаяны с двух сторон цанговые штыри, к которым уже были припаяны провода, а на место пайки надеты трубки из ПВХ (кембрик) соответствующего размера (см. далее Рисунок 5). Для получения штырька необходимой конфигурации цанговый штырь раскусывается, часть с толстым и коротким штырьком удаляется, а часть с тонким и удлинённым штырьком вставляется в плату до упора в широкую его часть и пропаявается с двух сторон. Широкие и тонкие части пропаянных штырей хорошо заметны, соответственно, на Рисунках 4в и 4г. Провода припаиваются к тонким частям штырей.

Конструкция и внешний вид устройства

Устройство расположено в алюминиевом корпусе G102P(BK) размером 90×36×30 мм (Рисунок 5). Плата прикручена к днищу корпуса винтами M2 впотай и гайками через пластиковые стойки высотой 3 мм. Провод пита-

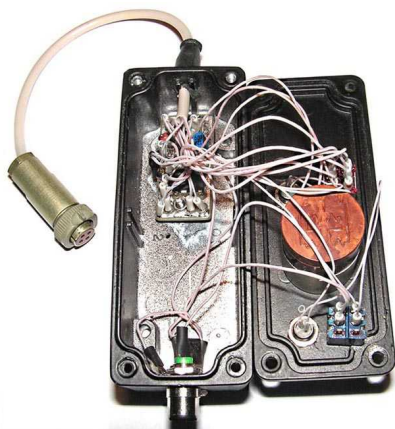


Рисунок 5. Устройство в открытом корпусе.



Рисунок 6. Общий вид устройства в сборе, подключенного к ИП [2].

ния пропущен через резиновую втулку, расположенную на одном торце корпуса. На втором его торце расположены разъемы: гнездо RCA (оно сверху) и 3.5 моно (под ним). К крышке корпуса прикручены металлические оправки со вставленными в них светодиодами, тумблеры и переменный резистор, регулирующий амплитуду выходного сигнала генератора.

Крышка прикручивается к корпусу четырьмя винтами M3 впотай (Рисунок 6). Ручки тумблеров и резистора выведены на лицевую поверхность корпуса. Кабель с разъемом 3.5 моно подключается к осциллографу для контроля выходного сигнала генератора, а кабель с разъемом RCA – к тестируемому устройству.

Для питания генератора подойдет любой двуполярный ИП с регулируемыми напряжениями ($\pm 3\text{ В} - \pm 15\text{ В}$) с током не менее 0.25 А и малым уровнем пульсаций. Автор использовал ИП, описанный в [2], который как нельзя лучше подходит для питания генератора. При использовании этого ИП кабель питания генератора подключается к дублирующему напряжению разъему PC4TB(B), а к клеммам ИП подключаются напряжения питания тестируемого устройства.

На Рисунке 6 положение левого тумблера соответствует частоте 1 кГц, а правого – включённому положению, при котором сигнал подается на тестируемое устройство, и горит светодиод жёлтого свечения.

Некоторые результаты работы генератора

На Рисунке 7 приведены осциллограммы (жёлтого цвета) и спектры (сиреневого цвета) выходных сигналов генератора при всех трех частотах: 20 Гц (точнее, 21.55 Гц, Рисунок 7а), 1 кГц (955 Гц, Рисунок 7б) и 20 кГц (22 кГц, Рисунок 7в) и размахе напряжения (от пика до пика) $V_{PP} = 600\text{ мВ}$, равном двойной амплитуде (обозначим её V_{AMP}). Осциллограммы сняты цифровым осциллографом, а спектры подсчитаны по БПФ (FFT).

Разрешение по вертикали соответствует 100 мВ/деление (надпись «100mV» в левом нижнем углу всех осциллограмм). Разрешение по горизонтали соответствует: 10 мс для частоты 20 Гц (надпись «Time 10.00ms»,

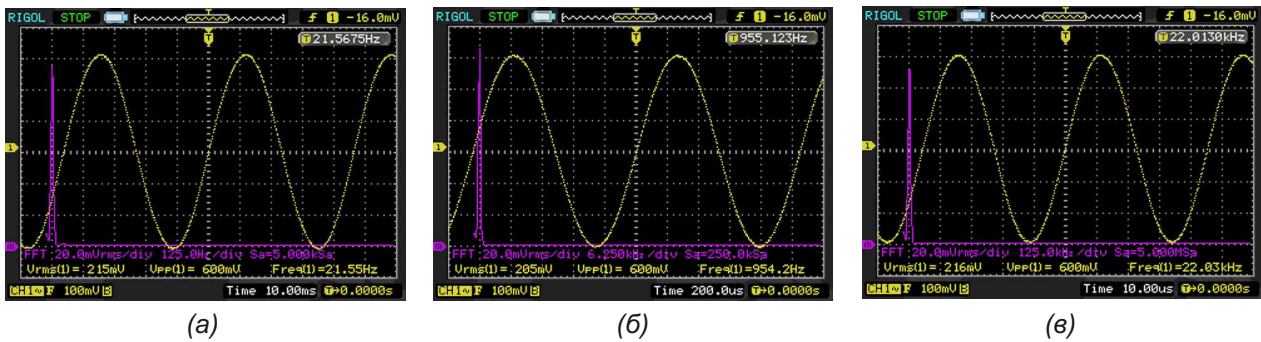


Рисунок 7. Осциллограммы (желтый цвет) и спектры (сиреневый) выходных сигналов генератора при частотах 21.55 Гц (а), 954.2 Гц (б) и 22.03 кГц (в).

внизу Рисунок 7а), 200 мкс/деление для частоты 1 кГц (надпись «Time 200.0us», Рисунок 7б) и 10 мкс/деление для частоты 20 кГц (надпись «Time 10.00us», Рисунок 7в).

Обычно для определения синусоидальности сигнала используют отношение действующего значения напряжения (V_{RMS}) к среднему за полупериод (V_{CP}), называемое коэффициентом формы K_F . Для чистой синусоиды $K_F = 1.11$. Иногда синусоидальность оценивают отношением амплитудного значения (V_{AMP}) к действующему (V_{RMS}). Коэффициент $K_A = V_{AMP}/V_{RMS}$ называют коэффициентом амплитуды. Для синусоиды V_{AMP} больше V_{RMS} в 2 раз, т.е. $K_A = 2$ (1.414).

Как видно из Рисунок 7, для все трех частот $V_{PP} = 600$ мВ, а $V_{AMP} = V_{PP}/2 = 300$ мВ:

- Для частоты 20 Гц $V_{RMS} = 215$ мВ (Рисунок 7а), и $K_A = V_{AMP}/V_{RMS} = 300$ мВ/215 мВ = 1.395. Относительная погрешность K_A будет равна: $K_A = |1.395 - 1.414|/1.414 = 0.0134$ или 1.34%.
- Для частоты 1 кГц $V_{RMS} = 205$ мВ (Рисунок 7б), $K_A = 1.46$ и $K_A = 3.2\%$ (что нетрудно подсчитать).
- Для частоты 20 кГц $V_{RMS} = 216$ мВ (Рисунок 7в), $K_A = 1.38$ и $K_A = 1.78\%$ (что также нетрудно подсчитать).

Таким образом, наибольшая погрешность у сигнала на частоте 1 кГц (3.2%); её и можно

принять за максимальную погрешность несинусоидальности сигнала генератора.

Кроме того, если посмотреть на спектры сигналов (сиреневого цвета, Рисунок 7), то можно обнаружить следующее. Во-первых, в спектрах имеется единственный пик на основной частоте. Никаких других пиков на спектрах больше нет, а пик достаточно узок. Во-вторых, на спектре отсутствуют какие-либо боковые лепестки (как, например, у спектра прямоугольного меандра). Все это показывает, что сигнал достаточно близок к синусоидальному.

Заключение

Описанный генератор, на взгляд автора, легок, компактен и достаточно удобен для настройки аудиоустройств. Автор рекомендует его для использования. **РЛ**

Литература

1. Кузьминов А. Ю. Электронные устройства. Современные аппаратные и программные средства. – М.: Перо, 2021.
2. Кузьминов А. [Использование аудио ОУ LM1875 не по прямому назначению.](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA2134](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TL072](#)

Загрузки

[Файл разводки в формате *.lay6](#)



Простая схема сумеречного выключателя

C Castro-Miguens, JB Castro-Miguens

EDN

По всему миру в городах и поселках устанавливаются светодиодные уличные фонари, чтобы помочь сэкономить электроэнергию, снизить затраты, защитить окружающую среду и улучшить освещение для своих граждан. Несмотря на эту тенденцию, контролю времени включения и выключения ламп уделяется мало внимания.

Правильное управление может значительно сэкономить энергию, потому что свет может включаться слишком поздно или слишком рано, тратя энергию впустую или не создавая достаточного освещения. Использование сумеречного выключателя позволяет значительно снизить энергопотребление всех типов ламп (Рисунок 1). Он обеспечивает экономичный, компактный и надежный способ контроля времени освещения.

В схеме не используются реле, а значит, в ней нет подвижных частей и она не подвер-

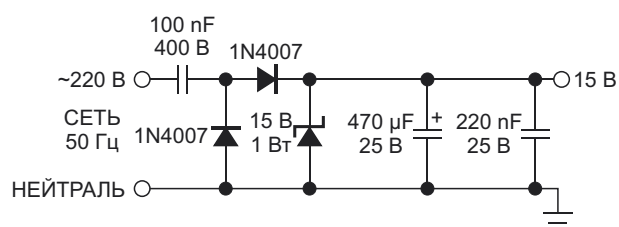


Рисунок 1. Эта емкостная схема эффективно питает сумеречный выключатель от сети переменного тока.

жена окислению контактов. Вместо реле использован симистор, способный коммутировать сотни ватт.

Схема не требует много энергии. Для питания схемы от сети переменного тока 220 В в ней используется диодно-емкостная цепь, потребляющая лишь 37 мВт. Схема состоит всего из нескольких недорогих компонентов.

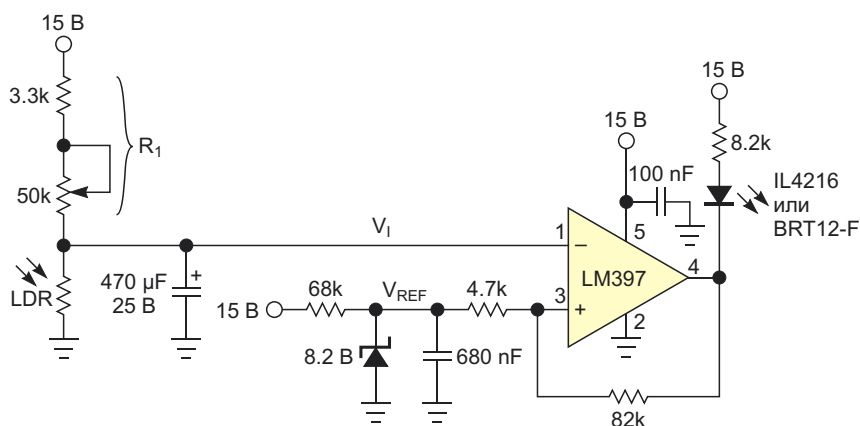


Рисунок 2. Для измерения уровня окружающей освещенности в схеме используется фоторезистор.

Уровни освещенности, при которых схема включает и выключает свет, можно регулировать с помощью единственного потенциометра R_1 . Схема автоматически включает лампы с наступлением темноты и выключает их на рассвете. Ее можно использовать с лампами накаливания, люминесцентными лампами или светодиодами.

Уровень внешней освещенности измеряется фоторезистором LDR (Рисунок 2). Для достижения хороших характеристик убедитесь, что спектральный отклик используемого фоторезистора близок к отклику человеческого глаза. Схема основана на компараторе с дополнительным гистерезисом, поскольку в базовом включении компаратора его выходной сигнал колебался бы при приближении уровня освещенности к границе между естественным светом и темнотой. Гистерезис устанавливает два порога переключения схемы. Величина верхнего порога равна 8.47 В для входного напряжения, возрастающего при изменении освещенности от естественного света к темноте, а нижнее пороговое напряжение составляет 7.75 В для уменьшающегося входного напряжения при переходе от темноты к естественному свету. Таким образом, соотношением сопротивлений резисторов 82 кОм и 4.7 кОм устанавливается гистерезис с шириной петли 0.72 В. Этого значения достаточно для исключения ложных срабатываний от световых помех.

Когда внешняя освещенность падает ниже уровня, установленного потенциометром R_1 , входное напряжение V_1 поднимается выше верхнего порогового напряжения, а уровень выходного сигнала компаратора становится низким и включает симистор. Когда внешняя освещенность начинает превышать уровень, установленный потенциометром R_1 , входное

напряжение опускается ниже нижнего порогового значения, а уровень выходного сигнала компаратора становится высоким, отключая симистор.

Необходимо исключить засветку фоторезистора лампой, чтобы не допустить возникновения световой обратной связи. В противном случае попадание света лампы на фоторезистор приведет к колебаниям выходного сигнала компаратора и включению/выключению лампы. Симистор BTA16, который можно приобрести у многих поставщиков, подходит для коммутации ламп мощностью более 2000 Вт.

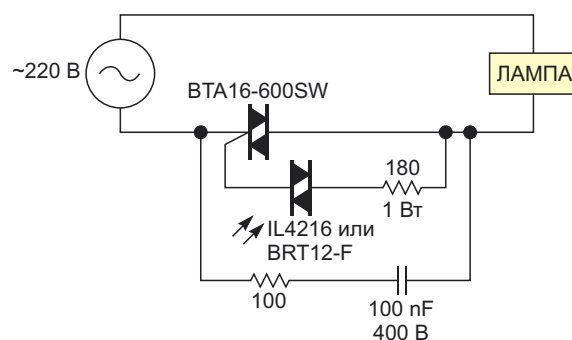


Рисунок 3. Компаратор управляет оптоизолятором с симисторным выходом типа IL4216 или BRT12-F.

Компаратор управляет оптопарой IL4216 или BRT12-F с симисторным выходом (Рисунок 3). В свою очередь, оптопара управляет мощным симистором BTA16-600SW с лампой в цепи его нагрузки. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics BTA16](#)
2. [Datasheet Vishay BRT12-F](#)
3. [Datasheet Vishay IL4216](#)
4. [Datasheet Texas Instruments LM397](#)

Биполярный светодиодный индикатор уровня электрических сигналов

Михаил Шустов, г. Томск

Индикатор уровня электрических сигналов позволяет при помощи светодиодов индировать уровень и знак полярности входного сигнала.

Для визуальной индикации уровня электрических сигналов промышленно выпускают обширный ассортимент светодиодных индикаторов уровня с линейной или логарифмической шкалой, например, микросхемы LM3914–LM3916, AN6884, BA6124, LB1410–LB1417 и десятки других. Светодиоды нагрузок этих микросхем загораются поочередно или последовательно при изменении уровня входного напряжения. Общим недостатком микросхем управления

светодиодной шкалой является то, что они не способны различать полярность входного сигнала.

Биполярный светодиодный индикатор уровня аналогового сигнала, Рисунок 1, предназначен для наглядного визуального отображения уровня и знака полярности низкочастотного электрического сигнала, что позволяет создать своеобразную шкалу уровней входных сигналов как отрицательной, так и положительной полярности.

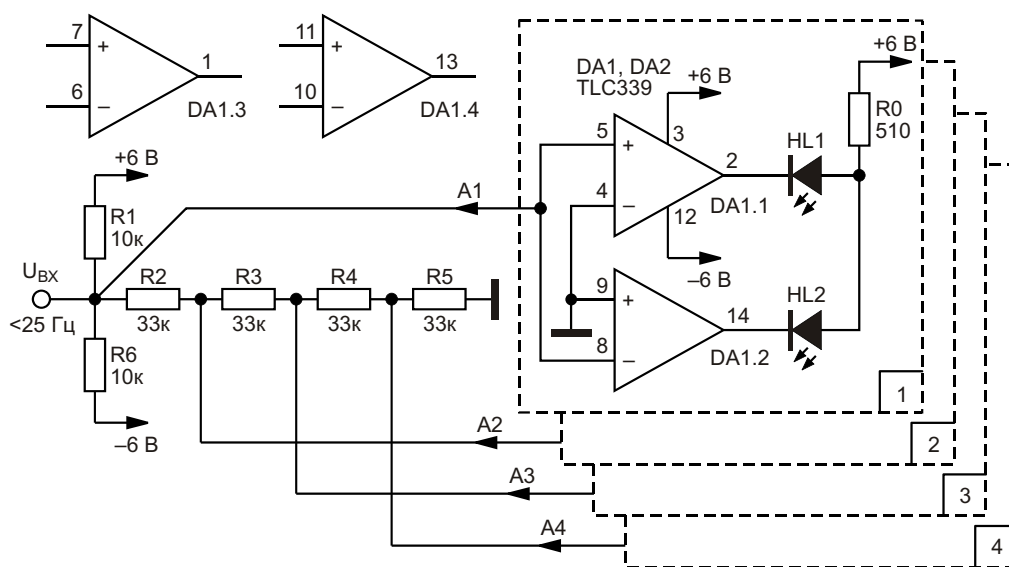


Рисунок 1. Биполярный светодиодный индикатор уровня и знака полярности аналогового входного сигнала низкой частоты.

Основой индикатора является ячейка компараторов DA1.1 и DA1.2, Рисунок 1, нагрузкой которых служат светодиоды HL1 и HL2. При использовании двух микросхем счетверенных компараторов можно получить светодиодную шкалу индикации – по 4 светодиода для той и другой полярности. В схеме использованы четыре одинаковых ячейки на основе микросхем DA1 и DA2 TLC339.

Устройство питается от биполярного источника питания напряжением +6 и –6 В. На вход устройства могут подаваться сигналы любой полярности в пределах от +6 до –6 В частотой не выше 25 Гц. При более высоких частотах свечение светодиодов становится непрерывным, что, впрочем, не мешает оценивать максимальные уровни входных сигналов и асимметрию их уровней.

Индикатор работает следующим образом. Входной сигнал поступает на резистивные делители R1 и R6 постоянного тока и R2–R5 переменного тока. При отсутствии входного сигнала напряжение на входе индикатора равно нулю. При поступлении на вход электрического сигнала входное напряжение делится на резистивном делителе R2–R5.

На резистивном делителе R2–R5 создается падение напряжения, причём по мере удаления от входной точки это напряжение про-

порционально понижается в соответствии с коэффициентом деления резистивного делителя. Управляющие напряжения с делителя поступают на входы А1–А4 ячеек индикации на основе компараторов микросхем DA1 и DA2 TLC339. Соответственно, пропорционально уровню входного сигнала последовательно высвечиваются светодиоды либо положительного, либо отрицательного знака полярности.

Для наглядности светодиоды, индицирующие, например, сигнал положительной полярности, могут быть красного цвета свечения, а отрицательной – зеленого (желтого). Эти светодиоды можно расположить по незамкнутой окружности, либо в линейку, что позволяет визуально контролировать уровень и полярность входного сигнала.

Диапазон индицируемых уровней может быть расширен за счет использования на входе индикатора дополнительного резистивного делителя напряжения. При необходимости число каналов индикации можно пропорционально нарастить за счет добавления ячеек компараторов, элементов резистивного делителя и элементов индикации. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TLC339](#)

Генератор точных прямоугольных импульсов 455 кГц на основе делителя частоты

Ariel G. Benvenuto

EDN

Описанная здесь схема представляет собой генератор с необычным делителем частоты, который я сконструировал, когда разрабатывал радиочастотную систему. Мне нужен был стабильный и точный цифровой генератор сигналов частотой 455 кГц, в котором использовалось бы как можно меньше компонентов. Кроме того, коэффициент заполнения импульсов генератора должен был составлять 50% или быть очень близким к 50%, чтобы свести к нулю или минимизировать содержание второй гармоники.

Сначала я рассматривал генераторы, основанные на керамических резонаторах 455 кГц, а также на керамических фильтрах 455 кГц. Однако при тестировании я получил сигналы с частотой 448 кГц и 462 кГц, которым не хватало требуемой мне точности. Но у меня был под рукой кварцевый резонатор 4.096 МГц. Заставив его стабильно генерировать на частоте примерно 4.095 МГц и разделить эту частоту на девять с выходным коэффициентом заполнения 50%, я получил результат, который искал.

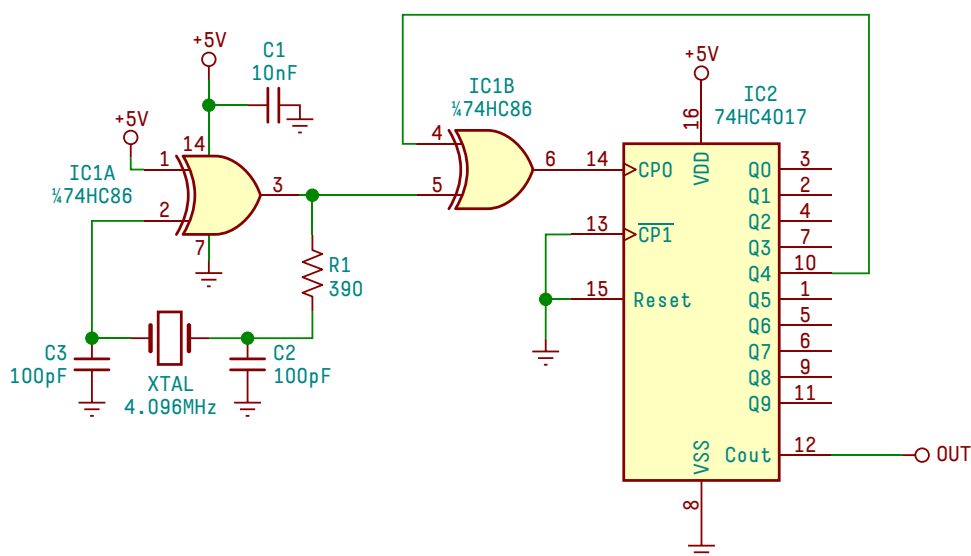


Рисунок 1. Эта схема, в которой используется генератор Пирса на основе логического элемента исключающее «ИЛИ», формирует сигнал частотой 455 кГц с коэффициентом заполнения 50%.

В конструкции, показанной на Рисунке 1, помимо резонатора используются две интегральные схемы и несколько конденсаторов и резисторов. В ней реализован генератор Пирса с активным элементом на микросхеме исключающее «ИЛИ» (IC1). Логический элемент исключающее «ИЛИ», работающий как инвертор – это не самый распространенный вентиль, используемый для подобных генераторов, но в моей системе оставались неиспользованными три таких элемента, поэтому я решил попробовать. В этой конфигурации генератор работал надежно и точно.

Резонатор использовался с двумя параллельными нагрузочными конденсаторами 20 пФ. При использовании конденсаторов C2 и C3 емкостью 100 пФ я получил частоту 4.0954 МГц. Эта частота, поделенная на 9, дает 455.04 кГц – значение, которое было достаточно точным для моей схемы.

Вторая микросхема (IC2) – это счетчик Джонсона 74НС4017, выход переноса которого (вывод 12) я использовал в качестве выхода схемы, и который я сконфигурировал для переключения по передним фронтам. При низком логическом уровне на входе Reset (вывод 15) выход переноса (вывод 12) имеет уровень «лог. 1», когда состояние счетчика находится в диапазоне от нуля до четырех, и «лог. 0», если его состояние находится между пятью и девятью.

Возможно, вы подумали, что одним из вариантов реализации этой схемы было бы подключение Q9 (вывод 11) к входу сброса (Reset). Однако в этом случае, хотя выходная частота и была бы равна одной девятой от 4.0954 МГц, коэффициент заполнения на выходе составил бы 55.56% (или 44.44% при инвертировании выходного сигнала). Это не отвечало бы требованиям уменьшения или исключения второй гармоники выходного сигнала.

В поисках решения для получения коэффициента заполнения, близкого к 50%, я добавил логический элемент исключающее «ИЛИ» IC1В, подключив его к выходу Q4 счетчика (вывод 10). С таким изменением счетчик теперь будет срабатывать по передним фронтам входных импульсов при «лог. 0» на выходе Q4, и по спадающим фронтам при «лог. 1» на выходе Q4. В результате схема выдает

«лог. 1» в течение четырех тактовых импульсов плюс времени пятого импульса, когда вход находится в состоянии «лог. 1». Когда пятый импульс переходит в состояние «лог. 0», на выходе устанавливается уровень «лог. 0», который сохраняется в течение следующих четырех импульсов. Таким образом, входная частота делится на девять, и, если коэффициент заполнения входных импульсов равен 50%, то таким же он будет и на выходе.

Если коэффициент заполнения входных импульсов не точно равен 50%, то и на выходе он будет отличаться от 50%, но не так сильно. Входной и выходной коэффициенты заполнения связаны формулой:

$$DC\%_{OUT} = \frac{400 \cdot DC\%_{IN}}{9},$$

где $DC\%_{OUT}$ и $DC\%_{IN}$ – коэффициенты заполнения выходных и входных импульсов, соответственно, выраженные в процентах от 0% до 100%. Таким образом, если $DC\%_{IN}$ находится между 0% и 100%, коэффициент заполнения выходных импульсов будет между 44.44% и 55.56%, что не хуже, чем в случае, о котором я упоминал выше.

Осциллограмма, полученная при испытаниях схемы, представлена на Рисунке 2. Как сигнал генератора 4.0954 МГц (внизу), так и выходной сигнал 455.04 кГц (вверху) имеют коэффициент заполнения 50%.

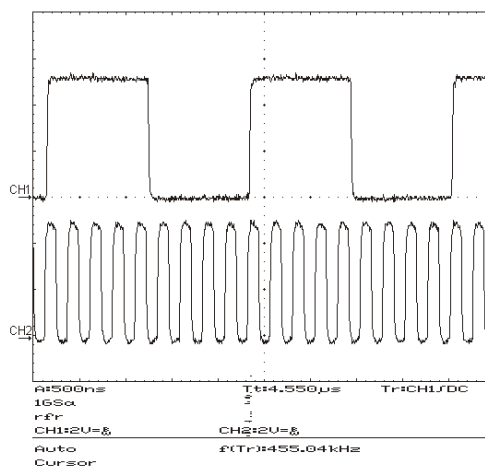


Рисунок 2. Результаты испытаний показывают, что как входной сигнал, так и выходной сигнал после деления на девять имеют коэффициенты заполнения 50%.

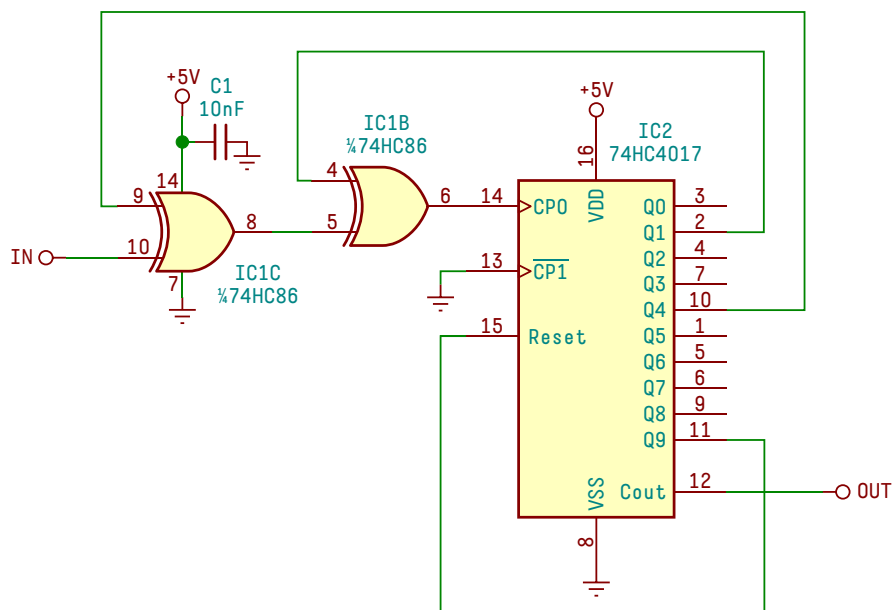


Рисунок 3. Добавление еще одного логического элемента исключающее «ИЛИ» позволяет схеме обеспечивать деление на семь с выходным коэффициентом заполнения 50%.

Используя еще один логический элемент исключающее «ИЛИ», можно сделать делитель на семь, как показано на Рисунке 3. Коэффициент заполнения выходного сигнала этой схемы также будет составлять 50%, если входной коэффициент заполнения равен 50%.

Я проверял эту схему с множеством кварцевых резонаторов, и со всеми она работала правильно. **РЛ**

Материалы по теме

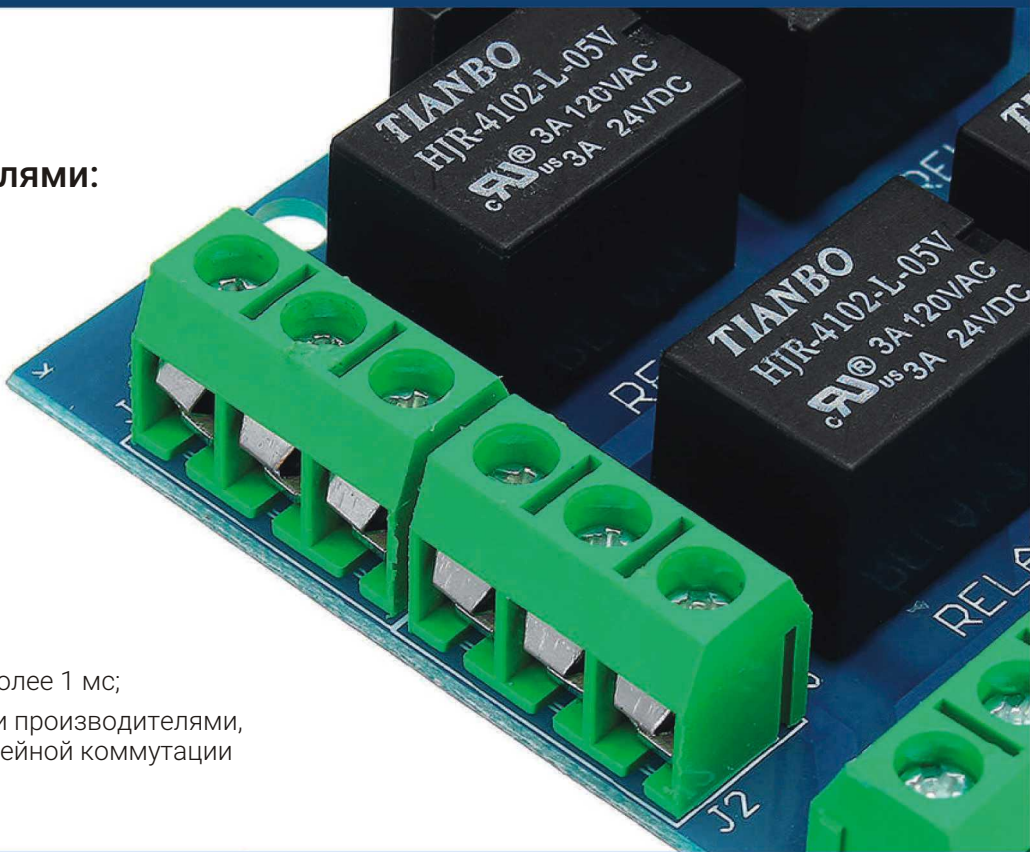
1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC4017](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD74HC86](#)

Срок службы реле составляет
минимум 10 миллионов переключений.

Параметрический поиск по реле TIANBO. Заказ образцов.

**Преимущества продуктовой
линейки TIANBO перед
аналогичными производителями:**

- Антипригарное покрытие контактов: серебром, золотом или платиной (в зависимости от серии);
- Отсутствие дребезга контактов;
- Высокая виброустойчивость и ударопрочность;
- Широкий выбор конфигурации контактов: 1W, 1U, 1Z, 1A, 2A, 1B, 2B, 1C, 2C, 3C, 4C;
- Малая мощность обмотки от 0,15 W;
- Малое сопротивление контактов;
- Устойчивость к перегрузкам;
- Быстрая скорость срабатывания не более 1 мс;
- Серия совместимых с более дорогими производителями, что позволяет снизить стоимость релейной коммутации в конечном изделии;



**AISHI - электролитические конденсаторы.
Более 12,000,000,000 конденсаторов ежегодно**



**Подбор электролитических конденсаторов
по параметрам. Заказ образцов
в ассортименте:**

- Электролитические конденсаторы разных размеров;
- В корпусе для поверхностного монтажа;
- Высоконадежные электролитические конденсаторы от 2000 до 20 000 часов наработки;
- С гибкими, жесткими выводами и винтовым креплением;
- Неполярные, биполярные;
- Заводская формовка выводов;
- Высокотемпературные электролитические конденсаторы;
- Конденсаторы для фотовспышек;
- Для строчной ТВ развертки;
- Для кондиционеров;
- Для инверторов.

Измерение индуктивностей и емкостей в широком диапазоне значений

John Fattaruso

EDN

В большинстве случаев простые схемы, которые можно найти для измерения реактивных компонентов, пригодны лишь для ограниченного диапазона номиналов. Здесь предлагается схема, построенная из нескольких недорогих элементов, которая позволит измерять номиналы как конденсаторов, так и катушек индуктивности в диапазоне семи порядков величины. С ее помощью можно измерять конденсаторы от 1 пФ до 10 мкФ и индуктивности от 200 нГн до 4 Гн.

Однако чтобы охватить столь широкий диапазон, нужно смириться с некоторым неудобством, поскольку нахождение параметра тестируемого устройства производится настройкой переменного резистора и определением соответствующего значения емкости или индуктивности по калибровочному графику, а не путем прямого считывания.

Чтобы понять работу схемы, начнем с основ, показанных на Рисунке 1. Источник прямоугольных импульсов переменной частоты

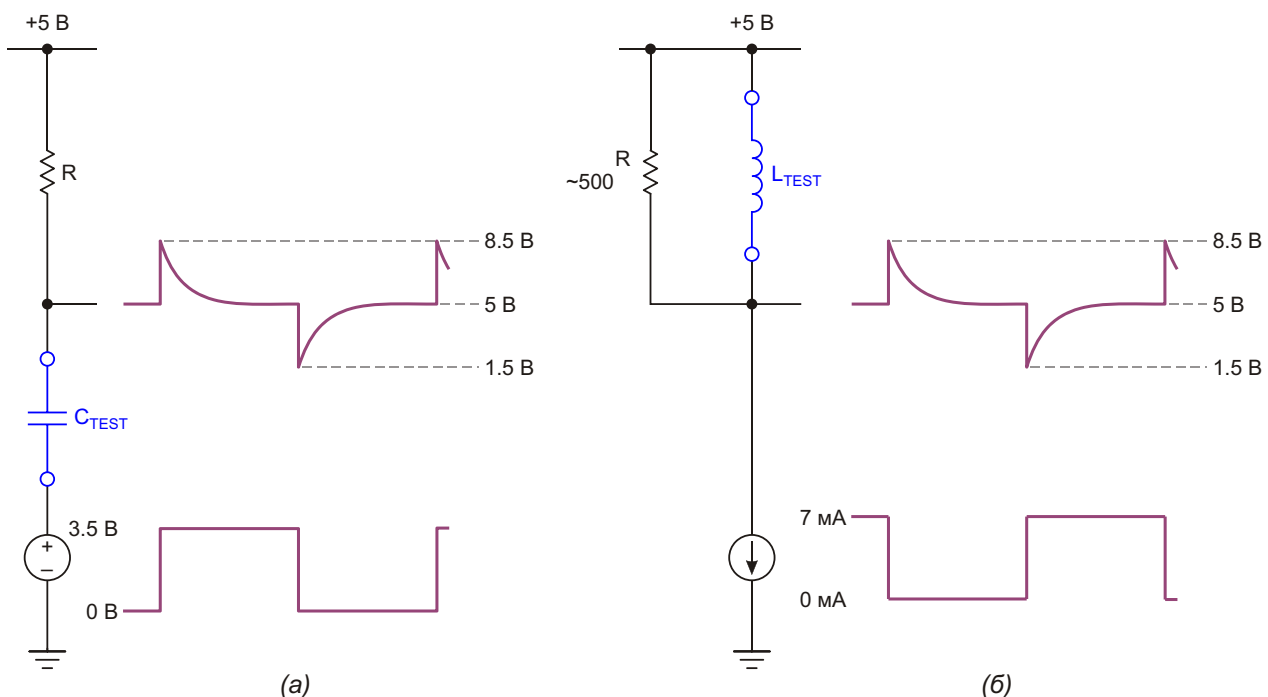


Рисунок 1. Общая схема измерения конденсаторов (а) и катушек индуктивности (б) с помощью прямоугольных импульсов переменной частоты.

подключен к нижнему контакту измеряемого конденсатора C_{TEST} . Напряжение на верхнем выводе представляет собой последовательность импульсов, положительных и отрицательных относительно уровня шины +5 В, экспоненциально спадающих к этому уров-

ню. Постоянная времени спада, конечно же, равна произведению $R \cdot C_{TEST}$. Аналогичным образом на Рисунке 1б источник прямоугольных импульсов тока питает измеряемую катушку индуктивности L_{TEST} , вследствие чего выше и ниже напряжения шины +5 В про-

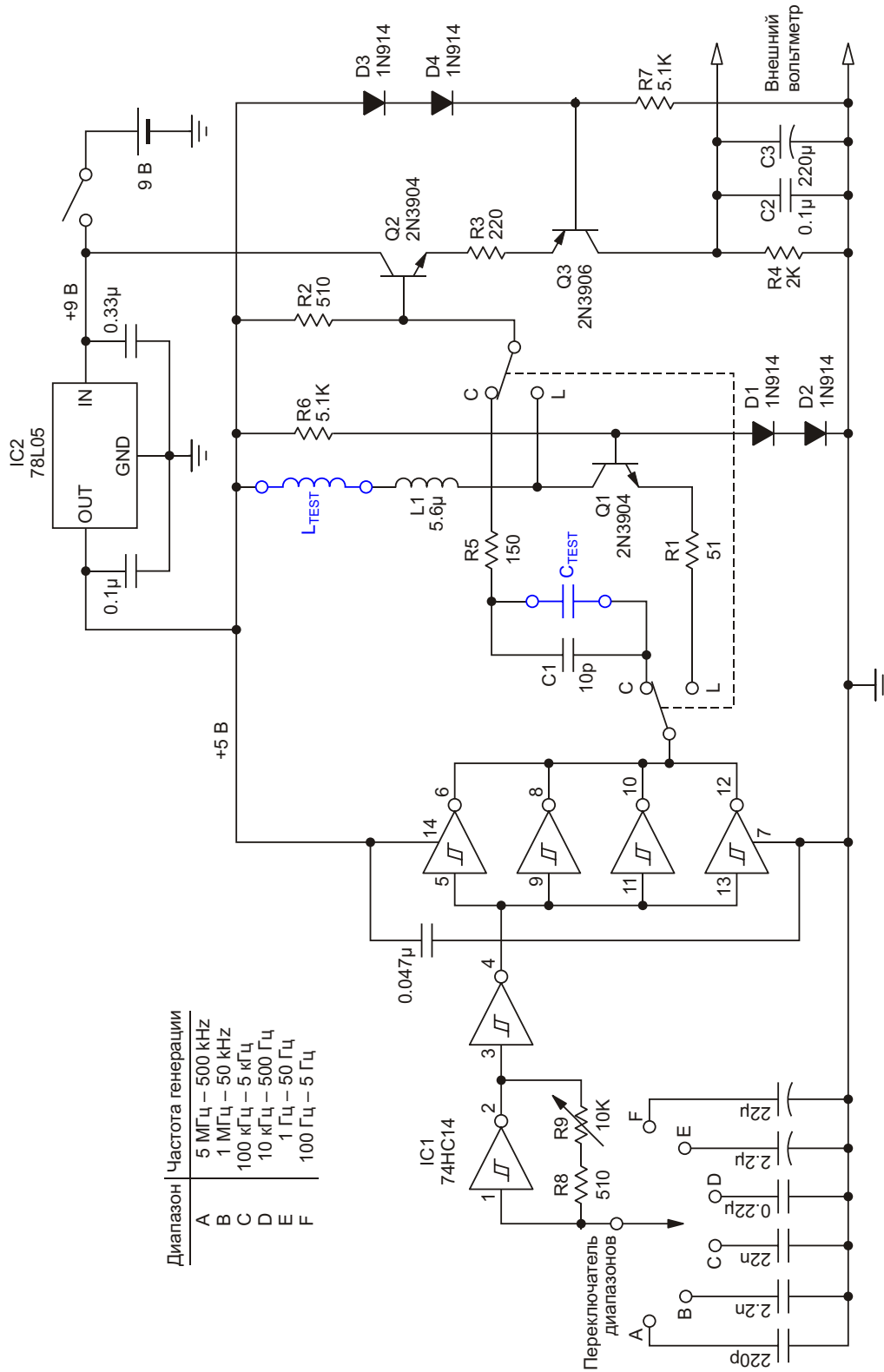


Рисунок 2. Полная схема измерителя C и L .

исходят такие же переходные процессы с постоянной времени спада, равной L_{TEST}/R . Относительная доля времени каждого полупериода прямоугольных импульсов, в течение которого происходит процесс экспоненциального спада, зависит от соотношения между постоянной времени и периодом импульсов.

Теперь рассмотрим полную схему на Рисунке 2. Прямоугольные импульсы формируются простейшим RC-генератором на триггере Шмитта и усиливаются четырьмя параллельно включенными буферами. Плавное изменение частоты выполняется переменным резистором R9, а диапазон от А до F выбирается одним из шести декадных конденсаторов. R9 должен иметь линейную зависимость сопротивления от положения движка и быть подключен так, чтобы при вращении по часовой стрелке период колебаний увеличивался.

Выбор между конденсатором и катушкой индуктивности осуществляется двухполюсным двухпозиционным переключателем. В соответствии с базовой схемой на Рисунке 1 либо напряжение непосредственно с выходов IC1 подается на тестируемый конденсатор, либо ток, генерируемый цепью на транзисторе Q1, подается на катушку индуктивности. Резистор R2 510 Ом выполняет функцию сопротивления R на Рисунке 1 в режиме «L», а в режиме «С» это сопротивление формируется последовательным соединением резисторов R5 и R2. (R5 необходим для того, чтобы, ограничивая выбросы напряжения на базе Q2 на достаточно низком уровне, не допускать насыщения транзистора). Резистор смещения R7 и диоды D3, D4 поддерживают напряжение базы транзистора Q3 на уровне, примерно на $2V_{BE}$ ниже напряжения шины +5 В. (V_{BE} – напряжение база-эмиттер). При таком смещении Q2, R3 и Q3 образуют блок выпрямителя/преобразователя напряжение-ток с небольшим начальным током, который чувствителен только к положительным выбросам напряжения над уровнем шины +5 В, создаваемым тестируемым компонентом. Результирующее падение напряжения, создаваемое импульсами коллекторного тока транзистора Q3 на резисторе R4, усредняется конденсаторами C2 и C3 и измеряется внешним вольтметром.

Выбросы с экспоненциальным спадом, занимающие определенную часть периода прямоугольных импульсов, будут давать соответствующее выходное постоянное напряжение, при этом точная нелинейная зависимость между коэффициентом заполнения и выходным напряжением значения не имеет. Поскольку транзисторы Q2 и Q3 используются в высокоскоростных включениях с общим коллектором и общей базой, соответственно, реакция этой схемы будет быстрой, и измерение коэффициента заполнения в первом приближении не будет зависеть от частоты.

Настраивая период генерации резистором R9 таким образом, чтобы выходное напряжение достигало некоторого фиксированного опорного уровня, например, 1.00 В, вы будете поддерживать фиксированное соотношение между постоянной времени экспоненциального спада и периодом импульсов. Поскольку постоянная времени спада линейно зависит от номинала измеряемого реактивного компонента, измеренные значения емкости или индуктивности окажутся линейными относительно периода импульсов генератора и, следовательно, линейными относительно угла поворота вала потенциометра R9. Используя соответствующую разметку круговой шкалы потенциометра R9 и откалибровав схему с помощью нескольких конденсаторов и индуктивностей с известными номиналами, можно построить калибровочные графики, которые позволят определить любое значение номинала тестируемого компонента. На Рисунке 3 показана разметка шкалы потенциометра R9,

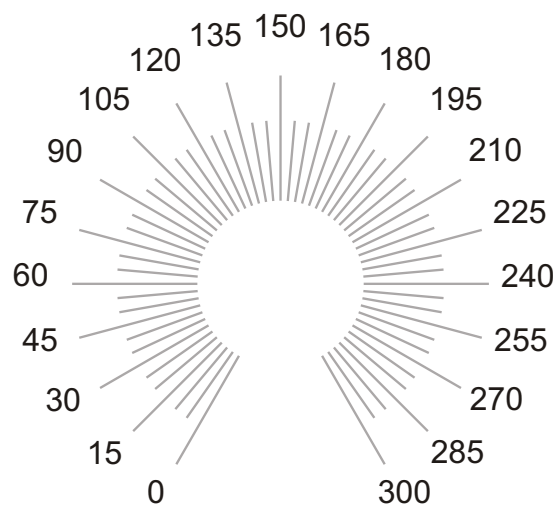


Рисунок 3. Пример разметки шкалы для R9.

которая включена также в пакет загружаемых данных.

Переключатель диапазонов генератора будет охватывать шесть декад, хотя минимальный период ограничен задержкой распространения в IC1. Это позволит охватить верхние шесть порядков величин емкостей или индуктивностей от минимальных до максимальных значений для диапазонов от А до F. Вставьте измеряемый компонент в зажимы схемы, установите правильные положения переключателя диапазонов и движка переменного резистора, при которых выходное напряжение равно 1.00 В, и найдите значение емкости или индуктивности на графике для соответствующего диапазона. В диапазоне А можно измерять наименьшие значения от 10 пФ или 2 мкГн, а в диапазоне F – максимальные значения до 10 мкФ или 4 Гн.

Чтобы расширить диапазон измерений примерно до 1 пФ и 200 нГн, можно использовать дополнительный прием. Элементы смещения C1 и L1 всегда немного увеличивают минимальную постоянную времени в режиме «С» или «L», и сравнивая изменения напряжения, считываемого внешним вольтметром, когда к этим небольшим элементам смещения добавляется тестируемое устройство, можно построить дополнительный калибровочный график для самого низкого диапазона значений.

Методика измерения для этого самого нижнего диапазона состоит в том, чтобы сначала не вставлять измеряемый компонент в схему, либо оставив контакты для подключе-

ния конденсатора разомкнутыми, либо замкнув контакты, предназначенные для подключения катушек индуктивности. Затем переключите генератор в диапазон А и регулируйте период потенциометром R9 до тех пор, пока при отсутствии тестируемого компонента (то есть, только с элементом смещения) напряжение не станет равным 1 В. Наконец, вставьте измеряемый компонент в схему и наблюдайте за изменением показаний вольтметра. Найдите это напряжение смещения на калибровочном графике, чтобы определить малые значения номиналов компонентов.

Пример разметки шкалы, некоторые образцы калибровочных графиков, а также используемые для их создания файлы данных и скриптов gnuplot, доступны для скачивания в разделе Загрузки. С точностью до ошибки вносимой типичным разбросом номиналов реактивных компонентов в $\pm 10\%$ и устраняемой применением метода наименьших квадратов, можно увидеть линейную зависимость результатов измерений от показаний шкалы во всех диапазонах. Выполненная вами калибровка, вероятно, будет отличаться из-за использования других компонентов, но файлы данных можно редактировать и создавать собственные графики. **PL**

Ссылки

1. [Домашняя страница gnuplot](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC14](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM78L05](#)

Загрузки

[Файлы данных для построителя графиков gnuplot](#)



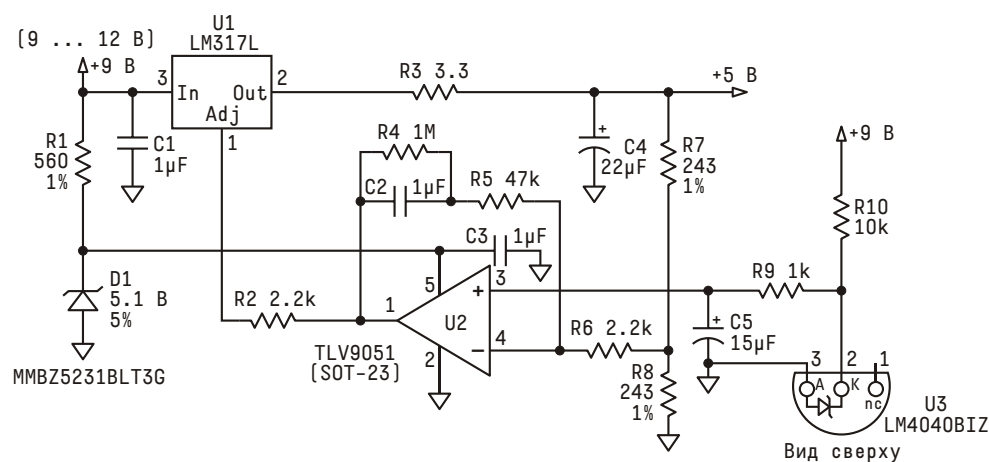
Недорогой прецизионный источник питания

Jim Mclucas

EDN

Бывает ли вам иногда нужен недорогой точный источник питания? В этой статье представлен прецизионный источник питания, защищенный от тепловой перегрузки и короткого замыкания, который может обеспечивать выходной ток 100 мА. Такой источник питания понадобился мне, и я начал с Google, чтобы найти подходящую схему в Интернете. Приемлемого решения я не нашел, но у меня появилось несколько идей, которые помогли мне начать работу над этой конструкцией.

Схема создана на основе регулятора напряжения LM317L. Да, это регулятор старого типа, но он все еще активно используется, дешев и легко доступен. В схеме, показанной на Рисунке 1, в цепи обратной связи от выхода микросхемы LM317L к ее входу регулировки используется rail-to-rail (по входу и выходу) операционный усилитель. опорное напряжение для операционного усилителя формируется недорогой микросхемой прецизионного опорного напряжения LM4040BIZ с точностью 0.2%.



Все резисторы 5% 1/4 Вт, если не указано иное
Все неполярные конденсаторы 10% керамические
Все полярные конденсаторы 10% или 20% танталовые

Рисунок 1. Эта схема источника питания разработана на основе регулятора напряжения LM317L.

На веб-сайте LTspice groups [1] я нашел SPICE-модель микросхемы LM317 и смоделировал несколько вариантов схемы, чтобы увидеть, смогу ли я реализовать устойчивую конфигурацию. Полученная конфигурация, согласно моделированию в LTspice и SPICE-модели, консервативно устойчива с запасом по фазе около 70 градусов. Включение на выходе LM317L последовательного резистора 3.3 Ом может показаться нелогичным, но он хорошо повышает устойчивость схемы, а потери мощности в резисторе при максимальном выходном токе 100 мА составляют всего 33 мВт.

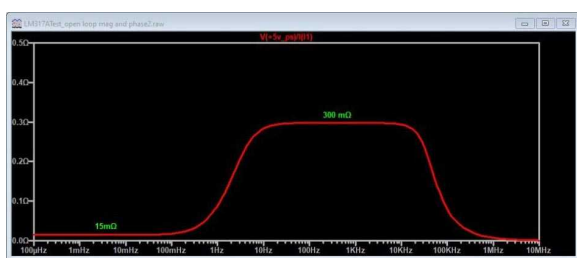


Рисунок 2. Цепь обратной связи поддерживает выходное сопротивление схемы на очень низком уровне.

Цепь обратной связи поддерживает выходное сопротивление схемы на очень низком уровне (Рисунок 2), поэтому резистор 3.3 Ом не создает проблем. Конденсатор выходного фильтра C4 способствует устойчивости петли обратной связи. Петля стабильна при емкости C4, равной 10 мкФ, но большее значение 22 мкФ обеспечивает лучший запас для наихудшего случая. Низкие сопротивления R7 и R8 позволяют гарантированно получить минимально необходимый выходной ток, и также делают контур обратной связи более устойчивым.

Внутренние схемы LM317L несколько различаются в зависимости от производителя, а также LTspice-модель LM317 может не

совсем точно соответствовать устройству, поэтому при стабилизации петли обратной связи я решил перестраховаться.

Обратите внимание, что фильтр R9-C5 на выходе микросхемы источника опорного напряжения может не потребоваться. Он предназначен для устранения большей части шумов, создаваемых LM4040BIZ. Вполне возможно, что будет достаточно сильной фильтрации, обеспечиваемой схемой операционного усилителя и выходным конденсатором C4.

Я собрал и протестировал эту схему, и она работала так, как и ожидалось. В качестве R7 и R8 я использовал два согласованных резистора с сопротивлениями 243 Ом, при этом точность схемы составила 0.2% при выходном напряжении 4.99 В. И, как и предсказывало моделирование в LTspice, петля обратной связи была устойчивой как при нагрузке менее 10 мА, так и при максимальной нагрузке 100 мА.

Наихудшая точность выходного напряжения составляет 1.2%, когда используются резисторы R7 и R8 с допуском 1%. Если используется согласованная пара R7 и R8, точность выходного напряжения близка к 0.2%. Для лучшей точности при некотором увеличении стоимости можно использовать версию LM4040 с гарантированным отклонением не более 0.1%. Мои результаты показывают, что схема хорошо работает как недорогой точный источник питания с выходным током до 100 мА. [РЛ](#)

Ссылки

1. [LTspice groups.io website](https://www.ltc.com/group)

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild LM317L](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM4040BIZ-4.1](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TLV9051](#)
4. [Datasheet Vishay MMBZ5231](#)

Электронный регулируемый «трансформатор» постоянного и переменного тока

Михаил Шустов, г. Томск

Приведена схема аналогового устройства, позволяющего имитировать работу трансформатора тока с плавно регулируемым коэффициентом трансформации. Электронный регулируемый «трансформатор» способен трансформировать входной постоянный или переменный ток, в том числе относительно высокой частоты в выходной постоянный или переменный ток.

Трансформатором, как известно, называют электрический прибор, посредством которого преобразуют переменное напряжение или ток одного уровня в переменное напряжение или ток другого уровня. Отношение напряжения или тока на входе трансформатора к напряжению или току на его выходе носит название «Коэффициент трансформации». В соответствии с коэффициентом трансформации, насколько повышается (понижается) напряжение на выходе трансформатора относительно входа, во столько же раз понижается (повышается) ток на выходе трансформатора. Во всех случаях соблюдается закон сохранения энергии: коэффици-

ент полезного действия трансформатора не может достигать 100%.

Обычный трансформатор способен работать только на переменном токе, и его коэффициентом трансформации управлять плавно крайне затруднительно.

Электронный регулируемый «трансформатор», Рисунок 1, способен трансформировать входной постоянный или переменный ток, в том числе относительно высокой частоты, в выходной постоянный или переменный ток с плавно регулируемым коэффициентом трансформации, причем коэффициент трансформации может быть как больше, так и меньше единицы.

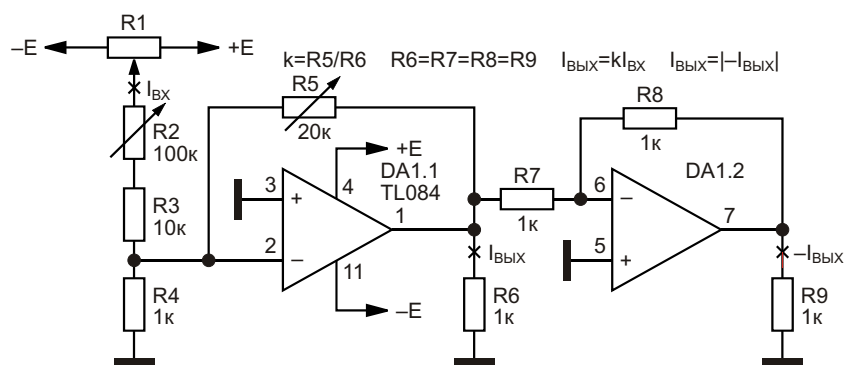


Рисунок 1. Электронный регулируемый «трансформатор».

Полярность и величина входного тока задаются потенциометром R1. Кроме того, при неизменной полярности величину входного тока можно плавно регулировать потенциометром R2. Резистор R3 служит для ограничения максимальной величины входного тока. Резистор R4 служит датчиком тока. Активная часть «трансформатора» выполнена на микросхеме TL084 (DA1.1, DA1.2). Нагрузками операционных усилителей служат резисторы R6 и R9, причем $R6 = R7 = R8 = R9$. Коэффициент трансформации тока k плавно регулируется потенциометром R5 ($k = R5/R6$; при $R5 = 20 \text{ кОм}$ и $R6 = 1 \text{ кОм}$ $k = 20$). Коэффициент трансформации тока k может принимать значения и меньше единицы, например, при $R5 = 200 \text{ Ом}$ и $R6 = 1 \text{ кОм}$ $k = 0.2$. Направление электрического тока в резисторе R9

обратно направлению электрического тока в резисторе R6.

Максимальный выходной ток «трансформатора» ограничен нагрузочной способностью операционных усилителей, напряжением питания, а также величиной нагрузочных сопротивлений. Величину этого тока можно увеличить за счет применения транзисторных выходных каскадов. Коэффициент полезного действия «трансформатора», разумеется, далек от 100%.

Электронные регулируемые «трансформаторы» постоянного и переменного тока могут быть использованы в измерительной, усилительной и преобразовательной технике. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL084](#)

Инструментальный усилитель работает от одного источника питания

Adolpho Garcia

EDN

Многим приложениям с однополярным питанием необходимы прецизионные усилители, способные работать от напряжения 5 В или ниже. Хотя в настоящее время доступно множество прецизионных операционных усилителей с однополярным питанием, два или три из которых могут быть включены в конфигурации инструментального усилителя (ИУ), для достижения высоких уровней точности и достоверности такие конструкции требуют большого внимания к деталям. Более того, на рынке достаточно и микросхем ИУ с однополярным питанием, однако их хорошие характеристики по постоянному и переменному току достигаются за счет ухудшения возможности использования при низких напряжениях и увеличения потребляемого тока. Наилучшие характеристики по-прежнему обеспечивают инструментальные усилители с двухполярным питанием.

Задача достижения высокой точности в приложениях с однополярным питанием является актуальной, поскольку в большинстве случаев выходные сигналы датчиков привязаны к средней точке источника питания или опорного напряжения схемы. Примерами могут служить тензодатчики, датчики силы и барометрические датчики. В этих приложениях не требуется, чтобы схема обработки сигнала работала вблизи шин положительного напряжения питания или земли датчика или схемы. Даже несмотря на то, что

схема формирования сигнала не обязательно должна работать у самых границ диапазона входных напряжений, для достижения максимального динамического диапазона размах выходного напряжения схемы должен быть как можно большим. Схема на Рисунке 1 обеспечивает высокую точность при работе от источника питания 5 В.

Суть здесь заключается в том, чтобы привязать входы ИУ с двухполярным питанием к стабильной средней точке питания, а после него включить прецизионный операционный усилитель с однополярным питанием и rail-to-rail выходом. Во входном каскаде этого «составного» ИУ используется прецизионный ИУ LT1167 (IC₁), а выходной каскад основан на сдвоенном быстродействующем операционном усилителе (ОУ) с rail-to-rail входами и выходом LT1498 (IC₂). Микросхема LT1634 (IC₃) – прецизионный шунтовой источник опорного напряжения 2.5 В, обеспечивает стабильную среднюю точку для 5-вольтового источника питания. Выход IC₃ подключен к входу повторителя напряжения на микросхеме IC_{2A}. Выход ОУ IC_{2A} служит низкоимпедансным источником для вывода 5 опорного напряжения микросхемы IC₁, который имеет входное сопротивление 20 кОм и входной ток до 50 мкА. Источник с низким выходным импедансом необходим для обеспечения высокого коэффициента подавления синфазного сигнала ИУ IC₁. Кроме того,

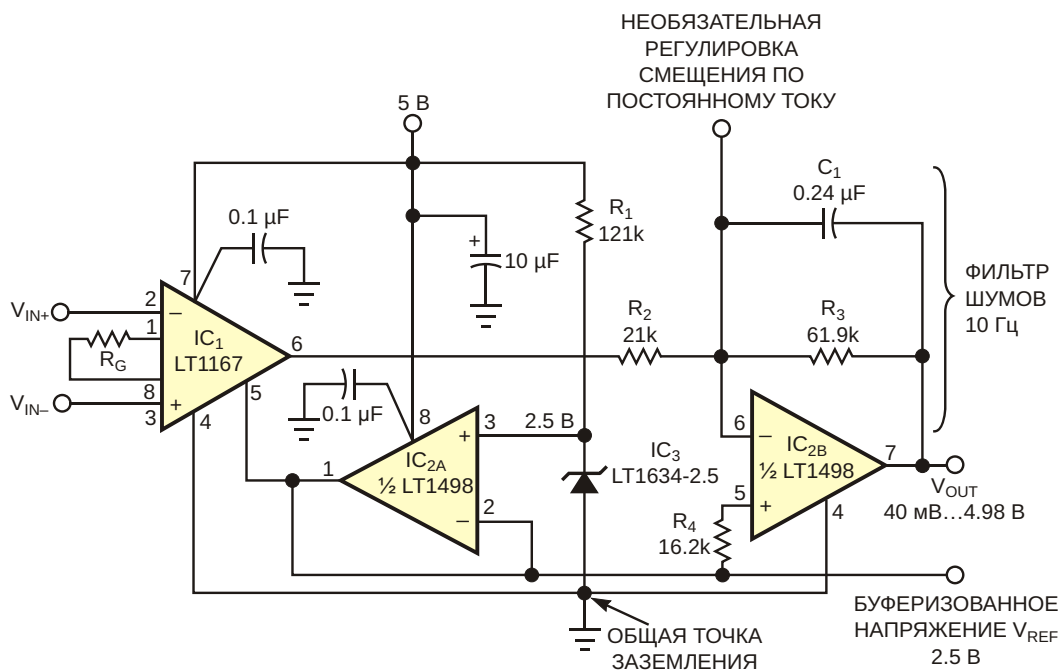


Рисунок 1. Микросхема источника опорного напряжения 2.5 В обеспечивает стабильную среднюю точку для инструментального усилителя с однополярным питанием.

выходной каскад IC_{2A} может отдавать для дополнительных внешних цепей токи нагрузки до 20 мА, не влияя на точность IC₃.

IC_{2B} – это инвертор с коэффициентом усиления, равным 3, размах выходного сигнала которого составляет ±2.5 В (rail-to-rail) при размахе выходного сигнала IC₁ всего ±0.82 В. Основная причина выбора инвертирующей конфигурации для выходного каскада – сделать возможными регулировки смещения системы по постоянному току. Цепи подстройки можно подключать к инвертирующему входу микросхемы IC_{2B}, не влияя на статическое или динамическое поведение схемы. Однако диапазон подстройки должен быть сделан таким, чтобы он не приводил к сужению выходного динамического диапазона схемы.

Высокая линейность усилителя IC₁ при напряжении питания 5 В обусловлена тем, что входная часть схемы сконфигурирована для работы от двух источников питания, а размах его выходного напряжения очень мал. Поскольку IC₃ сдвигает уровень всей схемы выше земли, конечное выходное напряжение схемы измеряется относительно уровня 2.5 В, а не 0 В. Выражение для коэффициента уси-

ления G составного ИУ объединяет формулы для усиления микросхемы IC₁ и инвертора с коэффициентом усиления 3:

$$G = 1 + \frac{49.4 \text{ кОм}}{R_G} \cdot \frac{R_3}{R_4}$$

Как видно из Рисунка 1, при выборе R_G=1.5 кОм коэффициент усиления составной конфигурации равен 100. Значения коэффициентов усиления, которые можно получить при использовании резистора R_G с другими сопротивлениями, показаны в Таблице 1. Хотя в том, чтобы входные сигналы схемы имели полный размах от положительной шины питания до шины земли, необходимости нет, возможность работы в синфазном режиме с широким диапазоном входных сигналов всегда полезна.

В этой конфигурации входной каскад IC₁ может без потери точности принимать сигналы до 3.7 В (синфазная плюс дифференциальная составляющие). Фактически, при низких коэффициентах усиления диапазон синфазных входных напряжений схемы составляет от 2.25 до 3.45 В. Такой широкий диапазон синфазных напряжений обеспечивает

Таблица 1. Сводка статических и динамических характеристик

Усиление схемы	R_G	Напряжение смещения*) (мкВ)	Полоса пропускания (кГц)	Шумы в полосе 0.1-10 Гц*) (мкВ пик-пик)
10	20.5 кОм	1300	900	2
30	5.36 кОм	450	850	0.7
100	1.5 кОм	160	500	0.4
300	487 Ом	100	160	0.3
1000	147 Ом	90	40	0.3

*) Приведенные ко входу

достаточный запас по допустимому дифференциальному входному напряжению, чтобы обеспечивать выходной размах ± 2.5 В относительно опорной точки V_{REF} . Еще один совет, касающийся применения этой схемы: Хотя входные токи смещения IC_1 меньше 1 нА, выводы дифференциальных входов схемы должны иметь для постоянного тока обратный путь к источнику питания.

В Таблице 1 приведены статические и динамические характеристики составного ИУ. При всех значениях усиления нелинейность остается ниже 0.006%. Благодаря широкополосному rail-to-rail выходному каскаду зависимость переходной характеристики схемы от коэффициента усиления и нагрузки имеет хороший вид. Обратите внимание, что приведенные в Таблице 1 результаты измерений переходных параметров и полосы пропускания для слабых и больших сигналов получены при отсутствии конденсатора C_1 . 10-мегагерцовое произведение усиления на полосу пропускания схемы и скорость нарастания

6 В/мкс гарантируют, что малосигнальные характеристики будут в первую очередь зависеть от параметров IC_1 . Конденсатор C_1 полезен в низкочастотных приложениях (при полосе пропускания сигнала менее 20 Гц) для исключения или значительного ослабления наведенных шумов. Шумы также могут проникать в схему через входные контакты IC_1 , особенно если датчик расположен на некотором расстоянии от схемы формирования сигнала. Шумы этого типа могут приводить к ошибкам из-за сдвига входного напряжения смещения усилителя IC_1 . Этот эффект обычно называют радиочастотным выпрямлением. Его можно легко уменьшить, добавив дифференциальный фильтр к входным контактам IC_1 . **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1167](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT1498](#)
3. [Datasheet Analog Devices LT1634](#)



РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

www.rlocman.ru/magazine

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

РАДИОЛОЦМАН.ФОРУМ

www.rlocman.ru/forum

Обсуждайте статьи и новости, общайтесь!
Приглашаем профессионалов.

РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

www.rlocman.ru/price

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

РАДИОЛОЦМАН.СОЦ.СЕТИ

Обновления в привычном формате.



vk.com/rlocman



facebook.com/rlocman



ok.ru/rlocman

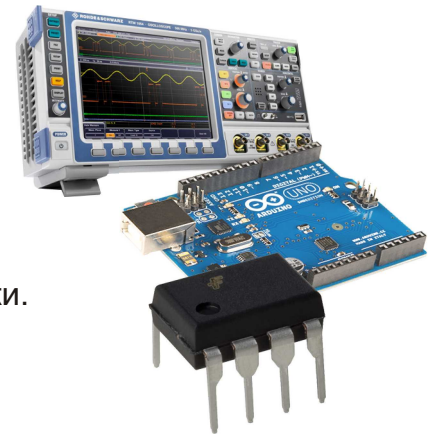


twitter.com/rlocman

И еще многое другое на портале:

РАДИОЛОЦМАН. ...

www.rlocman.ru



Микросхема 222 – альтернатива 555. ШИМ-генератор с независимой регулировкой частоты

M.A. Shustov

International Journal of Circuits and Electronics

Дано описание микросхемы 222 – генератора с независимой регулировкой частоты и коэффициента заполнения выходных импульсов. Микросхема имеет 6 выводов и способна выполнять свои функции всего при трёх навесных элементах. Приведены примеры возможного практического применения этой микросхемы в аналоговой и цифровой схемотехнике.

В 1971 г. швейцарский инженер-электрик и изобретатель Ханс Рудольф Каменцинд (Hans Rudolf Camenzind, 1934–2012) по контракту с компанией Signetics Corporation (США), затем Philips (Нидерланды) разработал универсальную интегральную микросхему-таймер 555 (The IC Time Machine), предназначенную для формирования одиночных и повторяющихся импульсов. Таймер 555 содержит два аналоговых компаратора, асинхронный RS-триггер, резистивный делитель напряжения и ряд других элементов [1, 2].

Микросхему 555 и её многочисленные аналоги применяют для создания таймеров, генераторов, устройств широтно-импульсного регулирования, модуляторов, пороговых устройств, реле времени, в преобразователях напряжения, системах автоматического регулирования и т.д.

Через полвека с момента создания микросхемы 555 автором настоящей статьи была предложена её альтернатива – микросхема 222, основное назначение которой –

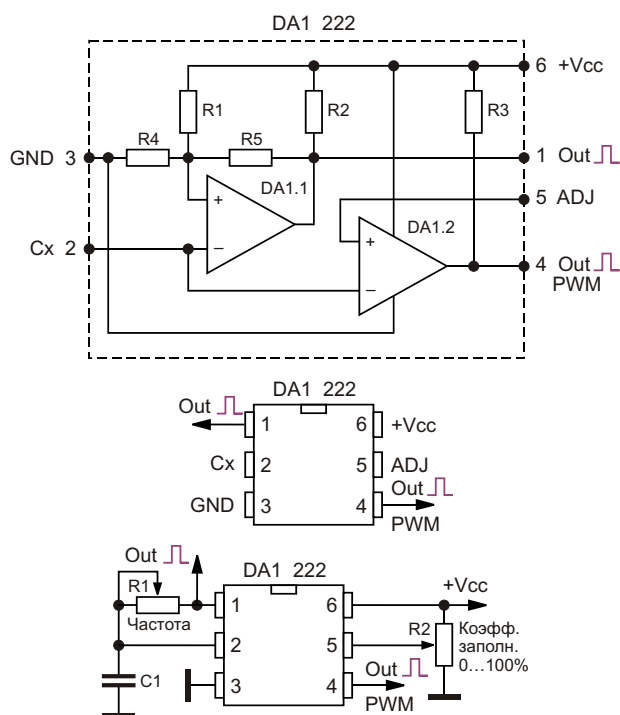


Рисунок 1. Внутренняя структура микросхемы 222 и простейшая схема ШИМ-генератора с независимым регулированием частоты.

генерация широтно-импульсно модулированного (ШИМ) сигнала с независимой регулировкой частоты.

Отметим, что решение подобной задачи при помощи микросхемы 555 напрямую невозможно.

В отличие от микросхемы 555 микросхема 222 выполнена по более простой схеме (Рисунок 1): она содержит вдвое меньше деталей – в том числе всего два компаратора и 5 резисторов, выполняя практически все те же функции, что и её предшественница.

Большим преимуществом микросхемы 222 является то, что она имеет только 6 выводов (Рисунок 1) и может поместиться в корпус типа DIP6 (у микросхемы 555 8 выводов), а устанавливаться в панельку DIP8. В корпусе DIP14 поместятся три полноценных элемента микросхемы 222 или два элемента микросхемы 555 (микросхема 556).

Внутреннее строение микросхемы 222 показано на Рисунке 1. **Вывод 1** микросхемы – выход сигнала прямоугольной формы (OUT); **вывод 2** – вход, к которому подключается времязадающий конденсатор (Cx); **вывод 3** – общий провод (GND); **вывод 4** – выход ШИМ-сигнала (OUT PWM); **вывод 5** – управление шириной выходного сигнала (ADJ) и **вывод 6** – напряжение питания (Vcc).

Простейшая схема ШИМ-генератора с независимой регулировкой частоты (Рисунок 1) содержит всего 3 навесных элемента. Это времязадающие конденсатор C1 и потенциометр R1 (регулировка частоты), а также потенциометр R2, регулирующий коэффициент заполнения импульсов (КЗИ) от 0 до 100%. Положительным свойством микросхемы 222 является то, что при изменении напряжения источника питания КЗИ выходного сигнала и его частота не изменяются.

Рассмотрим основные разновидности схем, в которых может быть использована микросхема 222. В тестовой модели микросхемы 222 (программный пакет NI Multisim) использован компаратор LM339 и 5 резисторов номиналом по 10 кОм. Питание устройств производится от источника напряжением 12 В, хотя сама модель микросхемы работоспособна в диапазоне питающих напряжений от 2 до 36 В (для микросхемы 555 диапазон питающих напряжений от 4.5 до 18 В).

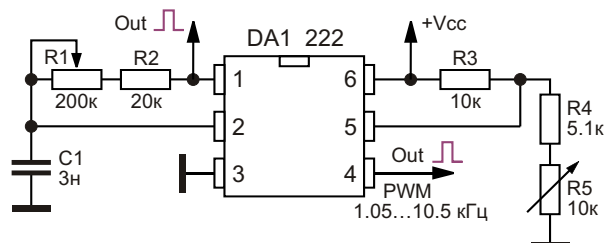
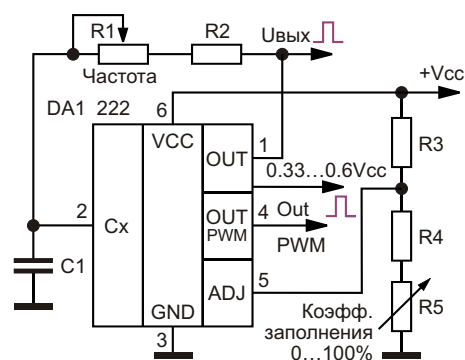


Рисунок 2. ШИМ-генератор с независимым регулированием частоты.

ШИМ-генератор с независимой регулировкой частоты (Рисунок 2) представлен в двух вариантах обозначения микросхемы 222. В отличие от предыдущей схемы (Рисунок 1) генератор содержит дополнительные элементы – резистор R2, ограничивающий верхнюю частоту генерации, а также резисторы R3 и R4, обеспечивающие изменение напряжения на входе ADJ микросхемы в пределах от 0.33 до 0.6 от напряжения питания Vcc при регулировке потенциометра R5 (регулировка КЗИ от 0 до 100%). Именно в таких пределах изменяется по пилообразному закону напряжение на конденсаторе C1. С выхода OUT и OUT PWM снимаются сигналы прямоугольной формы амплитудой $0.8V_{cc}$ и Vcc, соответственно.

Частоту генерации можно регулировать потенциометром R1 в пределах от 1.05 до 10.5 кГц.

Генератор импульсов (Рисунок 3) для разряда конденсатора C1 использует внешний транзистор VT1 BC557. Для этого с вывода 1 микросхемы 222 снимается импульсный сигнал с КЗИ, близким к 99%, и через резистор R3 подаётся на базу транзистора VT1. С вывода 4 снимается ШИМ-сигнал частотой от 0.7 до 4.1 кГц (регулировка потенциометром R1) с возможностью регулирования потенциометром R6 КЗИ от 0 до 100%.

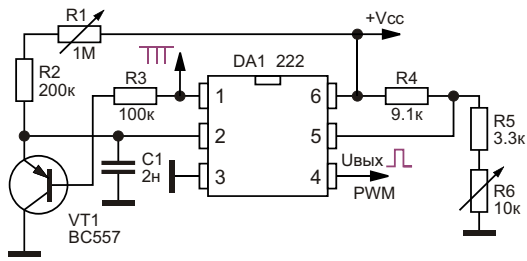


Рисунок 3. Генератор импульсов.

Генератор импульсов на два выхода с отдельно регулируемыми коэффициентами заполнения импульсов (Рисунок 4) обладает уникальной особенностью. С вывода 1 микросхемы можно снимать ШИМ-сигнал, регулировка КЗИ которого производится потенциометром R4; с вывода 4 – ШИМ-сигнал той же частоты с регулировкой КЗИ потенциометром R5. К недостаткам устройства стоит отнести то, что при регулировке потенциометра R4 частота генерации изменяется в пределах от 2 до 3 кГц.

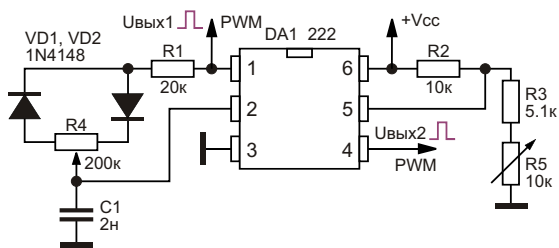


Рисунок 4. Генератор импульсов на два выхода с отдельно регулируемыми коэффициентами заполнения импульсов.

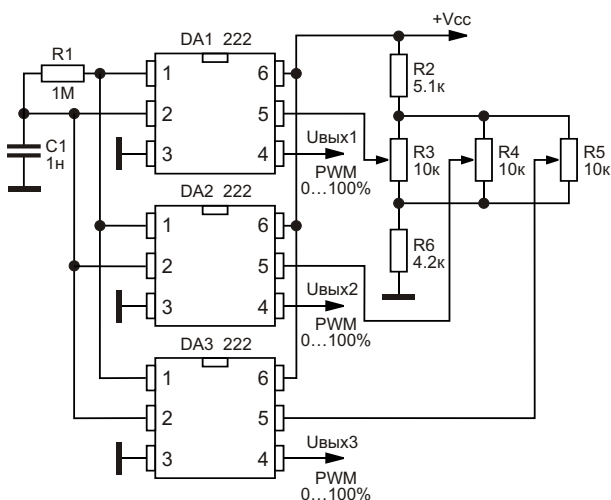


Рисунок 5. Многоканальный ШИМ-регулятор.

Многоканальный ШИМ-регулятор (Рисунок 5) при использовании n микросхем 222 позволяет получать n отдельно регулируемых ШИМ каналов управления. В примере (Рисунок 5) показаны лишь три канала. При необходимости частоту генерации можно плавно или ступенчато регулировать за счёт цепи R1C1.

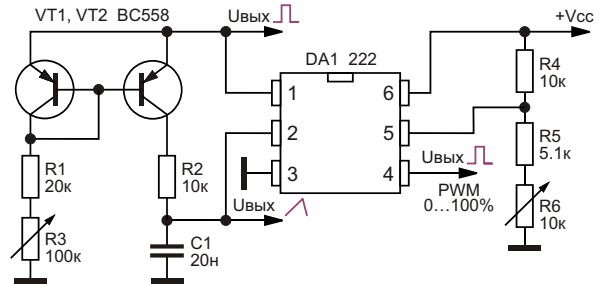


Рисунок 6. Генератор пилообразных и прямоугольных импульсов.

Генератор пилообразных и прямоугольных импульсов (Рисунок 6) содержит токовое зеркало на транзисторах VT1 и VT2 BC558 в зарядной цепи времязадающего конденсатора C1. Генератор (вывод 2) позволяет получить линейно нарастающий во времени сигнал, который резко обрывается в конце цикла. С вывода 1 снимается сигнал прямоугольной формы с КЗИ, близким к 50%. С выхода 4 – ШИМ-сигнал с возможностью плавного регулирования КЗИ от 0 до 100%. Частота генератора регулируется потенциометром R3 от 880 до 2100 Гц.

Генератор синусоидальных колебаний (Рисунок 7) выполнен с использованием двойного Т-моста на конденсаторах C1–C3 и

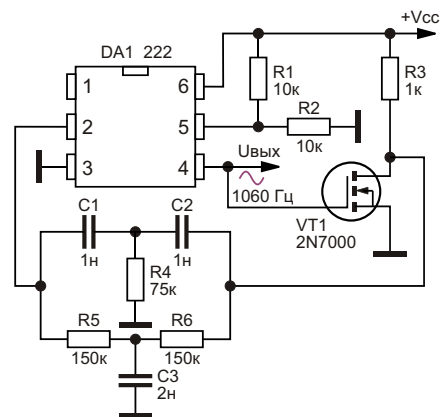


Рисунок 7. Генератор синусоидальных колебаний.

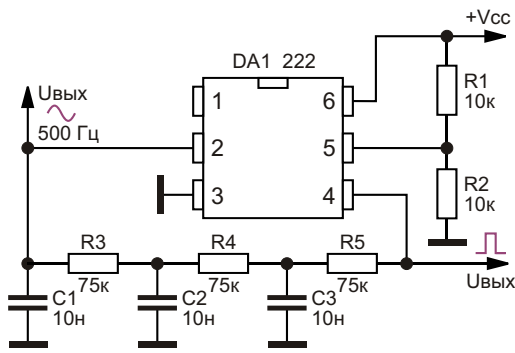


Рисунок 8. Генератор синусоидальных колебаний с фазосдвигающей цепочкой.

резисторах R4–R6. С вывода 4 микросхемы 222 снимается сигнал синусоидальной формы частотой 1060 Гц и амплитудой 5.3 В, коэффициент нелинейных искажений (КНИ) 0.1%.

Генератор (Рисунок 8) имеет фазосдвигающую цепочку R3–R5, C1–C3. С вывода 2 снимается сигнал синусоидальной формы частотой 500 Гц амплитудой 270 мВ, КНИ менее 4%. С вывода 4 одновременно можно снимать сигналы прямоугольной формы.

Функциональный генератор (Рисунок 9) является развитием схемы генератора синусоидальных колебаний (Рисунок 8). Сигнал треугольной формы формируется при помощи цепочки R7C4: резистор R7 служит генератором стабильного тока. В состав формирователя треугольного сигнала также входят транзистор VT1 BC547 и светодиод голубого свечения HL1 (может быть заменён низковольтным стабилитроном). С коллектора транзистора VT1 снимается сигнал треугольной формы амплитудой 1 В.

Кольцевой генератор импульсов (Рисунок 10) может быть выполнен на нечётном

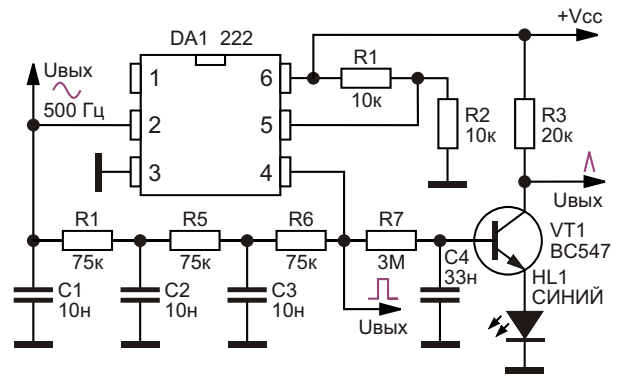


Рисунок 9. Функциональный генератор.

количестве микросхем 222 (3, 5, 7 ...). С выходов генератора можно снимать соответствующее количество фаз. В частности, при наличии трёх микросхем – трёхфазный сигнал с перекрытием фаз во времени. Частота генератора $F[\text{кГц}] = 0.33 / (R[\text{Ом}]C[\text{Ф}])$ определяется RC-постоянными времязадающих цепочек, где $R = R1 = R2 = R6$, $C = C1 = C2 = C3$. Для указанных на схеме номиналов $F = 400$ Гц. Фазовый сдвиг регулируется потенциометром R5.

Генератор качающейся частоты (Рисунок 11) включает в себя два генератора на микросхемах DA1 и DA2 222. Первый из генераторов вырабатывает прямоугольные импульсы с КЗИ, близким к 98%. С вывода 2 микросхемы DA1 222 управляющий сигнал пилообразной формы, соответствующий форме кривой заряда/разряда во времени конденсатора C1, поступает на управляющий вход (вывод 2) микросхемы DA2 222. С выхода микросхемы DA2 снимается сигнал, периодически изменяющийся по частоте.

Регулятор ширины внешнего сигнала (Рисунки 12 и 13) позволяет преобразовать

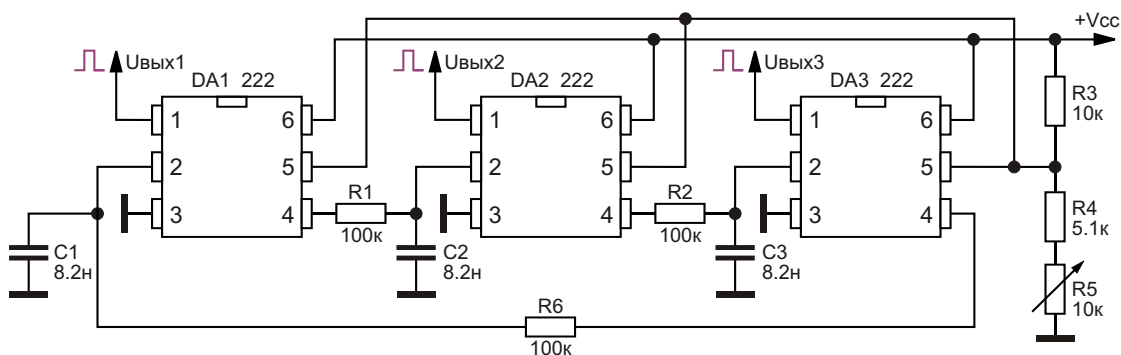


Рисунок 10. Кольцевой генератор импульсов.

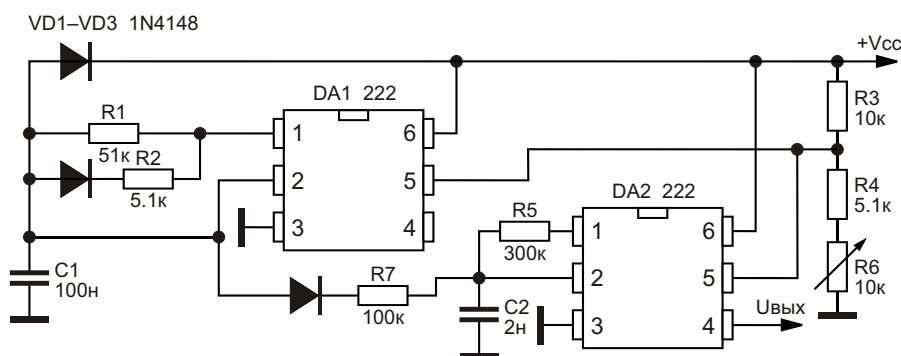


Рисунок 11. Генератор качающейся частоты.

входной сигнал прямоугольной формы в выходной сигнал той же формы с КЗИ от 0 до 100%.

Регулятор (Рисунок 12) преобразует входной сигнал прямоугольной формы частотой 10 кГц с КЗИ 50% в выходной с КЗИ 0...100%, регулируемым потенциометром R5.

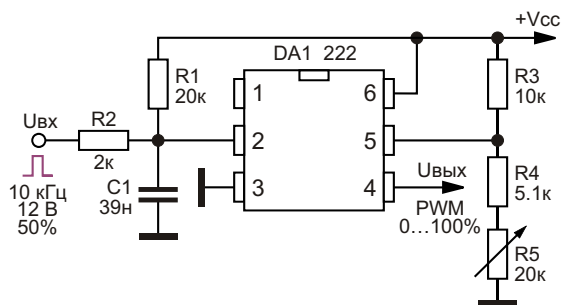


Рисунок 12. Регулятор ширины внешнего сигнала.

Регулятор (Рисунок 13) способен преобразовать входной сигнал прямоугольной формы частотой 10 кГц с КЗИ 1...99% в выходной с КЗИ 0...100%, регулируемым потенциометром R4.

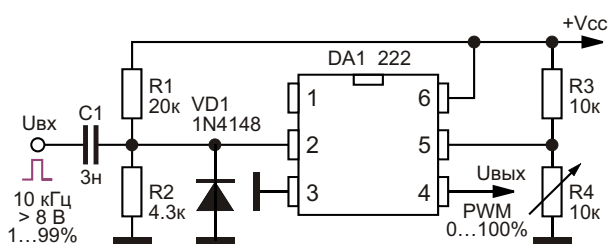


Рисунок 13. Преобразователь входного сигнала прямоугольной формы частотой 10 кГц с КЗИ 1...99% в выходной сигнал той же формы с КЗИ 0...100%.

Для преобразования сигналов иных частот необходима коррекция RC-элементов входных цепей преобразователей.

Преобразователь синусоидального сигнала в ШИМ (Рисунок 14). На вход устройства подаётся сигнал синусоидальной формы напряжением свыше 2 В; с вывода 1 микросхемы DA1 222 снимается сигнал прямоугольной формы с КЗИ порядка 50%, а с выхода 4 – ШИМ-сигнал с КЗИ от 0 до 100%. Регулировка осуществляется потенциометром R2.

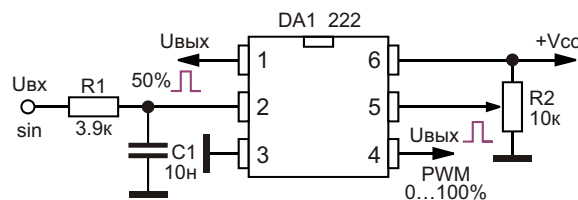


Рисунок 14. Преобразователь синусоидального сигнала в ШИМ.

Преобразователь аналоговых сигналов в ШИМ-сигналы прямоугольной формы (Рисунок 15) позволяет преобразовать входной сигнал, например, синусоидальной или треугольной формы в выходной ШИМ-сигнал прямоугольной формы.

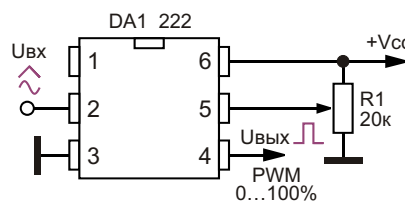


Рисунок 15. Преобразователь аналоговых сигналов в ШИМ-сигналы прямоугольной формы.

Восстановитель цифровых сигналов (Рисунок 16) предназначен для очистки зашумлённых или восстановления формы искажённых или ослабленных цифровых сигналов.

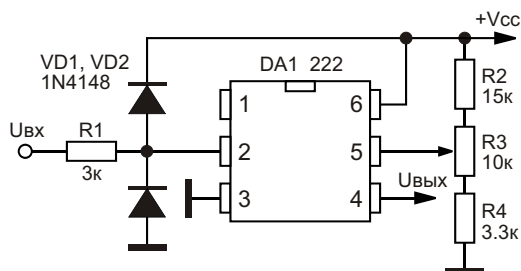


Рисунок 16. Восстановитель цифрового сигнала.

Элемент НЕ (инвертор) (Рисунки 17 и 18). Микросхему 222 можно с успехом использовать в качестве элементов цифровой техники, в частности, на Рисунке 17 показана возможность использования микросхем 222 в качестве элемента НЕ (инвертора).

Вариант элемента НЕ показан на Рисунке 18.

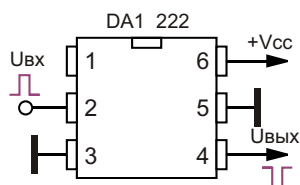


Рисунок 17. Элемент НЕ (инвертор).

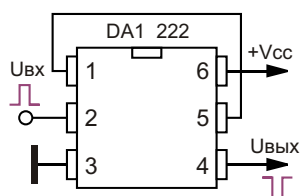


Рисунок 18. Вариант элемента НЕ.

Повторитель (Рисунок 19) на микросхеме 222 обладает повышенной нагрузочной способностью (выходной ток до 20 мА).

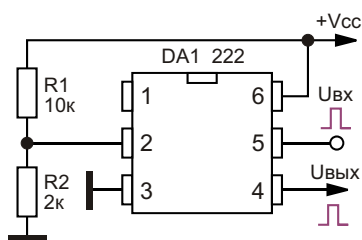


Рисунок 19. Повторитель.

Элемент 2И-НЕ (Рисунок 20) выполнен на микросхеме 222 и транзисторе VT1.

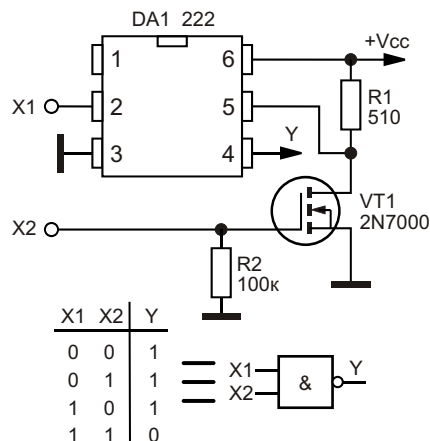


Рисунок 20. Элемент 2И-НЕ.

Импликатор (Рисунок 21) – логический элемент, имеющий два входа, один из которых имеет приоритет над другим. На выходе импликатора устанавливается уровень «лог. 0» только в том случае, если логический уровень на приоритетном входе превышает логический уровень на втором входе. Схема такого устройства, выполненного на микросхеме 222, его таблица истинности и эквивалент из элементов НЕ и 2ИЛИ, показаны на Рисунке 21.

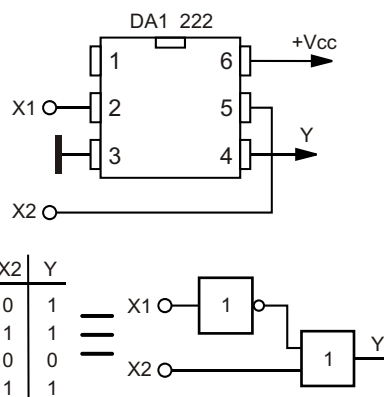


Рисунок 21. Импликатор.

Элементы дробной логики (Рисунок 22). Работа элементов дробной логики [3], полностью совместимой с традиционной, основана на суммировании токов на входном резисторе R4 порогового элемента (микросхема 222) и дробном сложении входных

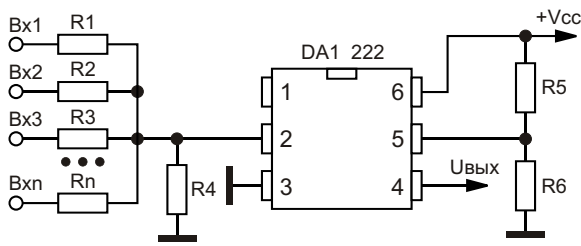


Рисунок 22. Элемент дробной логики.

токов. На входном резистивном делителе происходит преобразование n входных сигналов уровня «лог. 1» в сигналы уровня «лог. $1/n$ », например, «лог. $1/2$ », «лог. $1/3$ », «лог. $1/4$ » и т.д. Если сумма весов всех этих сигналов будет равна единице, то на выходе логического элемента сменится уровень логического сигнала.

Преобразователь уровня (Рисунок 23) позволяет преобразовать уровень входного сигнала в необходимый пользователю выходной уровень, задаваемый с помощью потенциометра R3. Логический уровень выходного напряжения может быть как выше, так и ниже уровня входного. Максимальное выходное напряжение сигнала равно $0.9V_{cc}$.

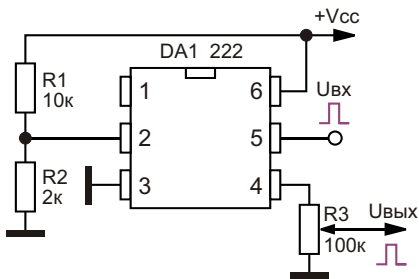


Рисунок 23. Преобразователь уровня.

Универсальный преобразователь уровня логического сигнала вверх-вниз (Рисунок 24). При подаче на вход устройства прямоугольных импульсов напряжением от 1.2 до 60 В (верхняя граница определяется мощностью рассеивания резистора R3, например, 0.25 Вт) уровень выходного сигнала можно регулировать потенциометром R5 от 0 до $0.9V_{cc}$. С вывода 1 микросхемы 222 снимается нерегулируемый сигнал уровня $0.9V_{cc}$.

Одновибратор (Рисунки 25–27) представляет собой устройство, преобразующее

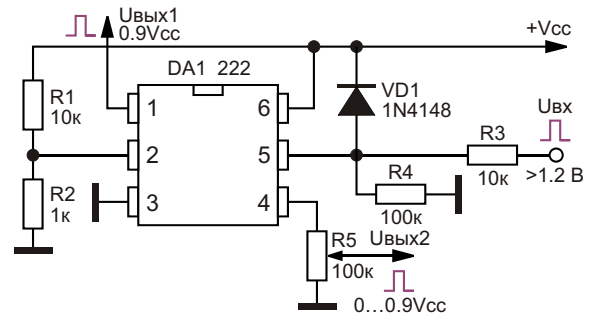


Рисунок 24. Универсальный преобразователь уровней логического сигнала вверх или вниз.

кратковременный входной сигнал в выходной сигнал заданной продолжительности во времени. Длительность выходного сигнала одновибратора (Рисунок 25) при кратковременном нажатии кнопки SB1 определяется времязарядной цепочкой R2C1 и составляет при напряжении питания 12 В 50 мс ($T[c]=2.5R[Om]C[Ф]$).

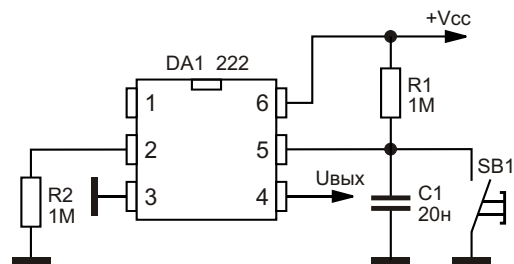


Рисунок 25. Одновибратор.

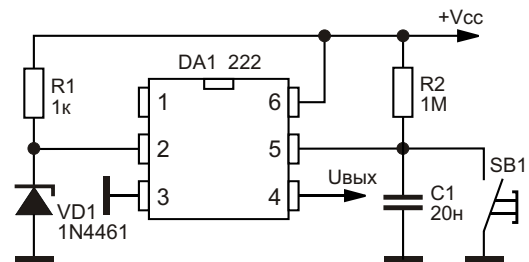


Рисунок 26. Вариант одновибратора.

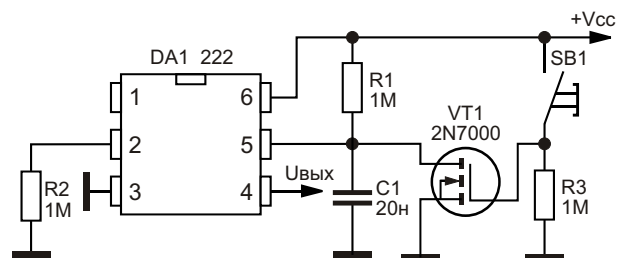


Рисунок 27. Еще один вариант одновибратора.

Для одновибратора (Рисунок 26), в котором использован стабилитрон VD1 1N4461 на напряжение 6.8 В, длительность выходного сигнала равна 28 мс ($T[c]=1.4R[Om]C[Ф]$).

Одновибратор (Рисунок 27) дополнительно содержит управляющий транзистор VT1 2N7000.

Длительность выходных сигналов одновибраторов (Рисунки 25–27) зависит от напряжения питания устройства.

Делители частоты входного сигнала (Рисунки 28–30) предназначены для деления частоты входного сигнала на заданное пользователем целочисленное значение цифрового ряда.

Делитель частоты (Рисунок 28) выполнен на транзисторах VT1 BC558 и VT2 2N6600. С вывода 1 микросхемы 222 снимается сигнал исходной частоты (600 Гц), делённой на коэффициент деления, ступенчато задаваемый потенциометром R5 в пределах от 1 до 4. С вывода 4 снимается сигнал исходной частоты.

Делитель частоты (Рисунок 29) содержит две микросхемы – DD1.1 CD4013 (D-триггер) и DA1 222. При частоте входного сигнала 10 кГц коэффициент деления, задаваемый потенциометром R1, может принимать значения 1, 2, 3 ... 20.

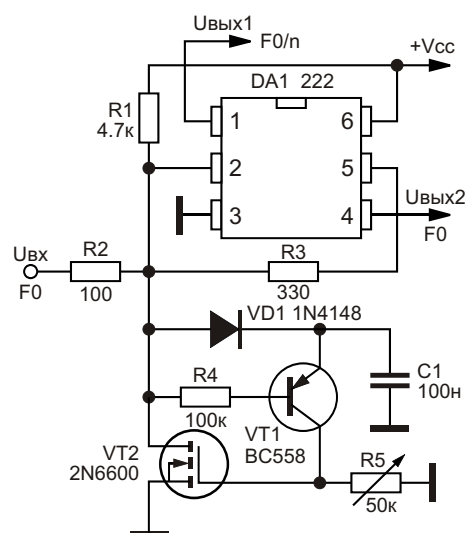


Рисунок 28. Делитель частоты входного сигнала на 1, 2, 3, 4.

Делитель частоты (Рисунок 30) выполнен на элементах микросхемы DD1.1 и DD1.2 CD4093 и микросхеме DA1 222. При частоте входного сигнала 100 кГц коэффициент деления, задаваемый потенциометром R1, может принимать значения 1, 2, 3 ... 20.

Для того чтобы делители частоты (Рисунки 28–30) могли работать при иных значениях входных частот, потребуется коррекция номиналов конденсаторов C1.

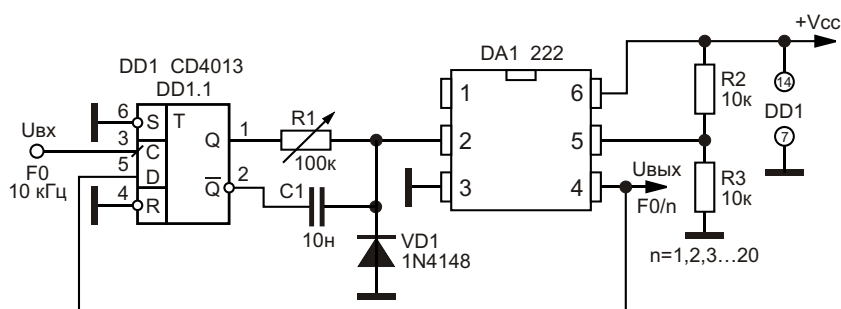


Рисунок 29. Делитель частоты на 1, 2, 3 ... 20.

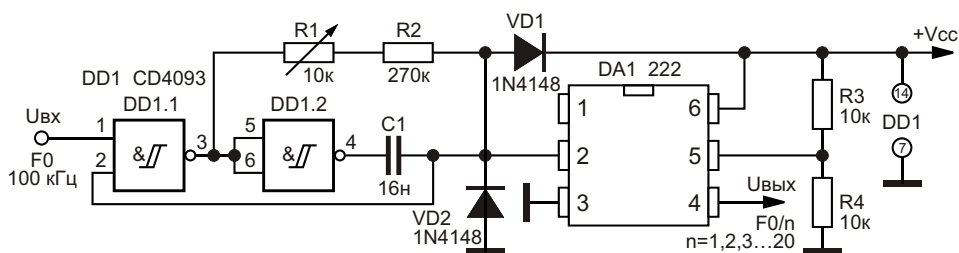


Рисунок 30. Второй вариант делителя частоты на 1, 2, 3 ... 20.

Частотное реле (Рисунок 31) – пороговое устройство, которое при превышении частоты на входе относительно заданного уровня переключает своё состояние.

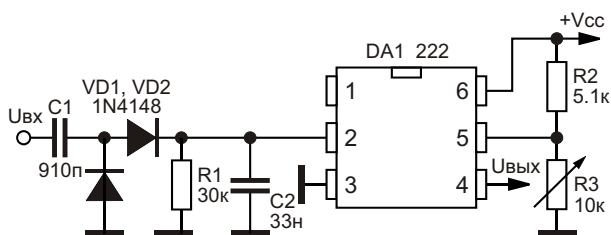


Рисунок 31. Частотное реле.

Входная цепь частотного реле представляет собой аналоговый частотомер, выходное напряжение которого пропорционально частоте входного сигнала. Это напряжение подаётся на вывод 2 микросхемы 222. На вывод 5 микросхемы поступает напряжение заданного потенциометром R3 уровня. Как только напряжение на выводе 2 превысит напряжение на выводе 5, на выводе 4 микросхемы произойдёт переключение логического уровня с «лог. 0» на «лог. 1».

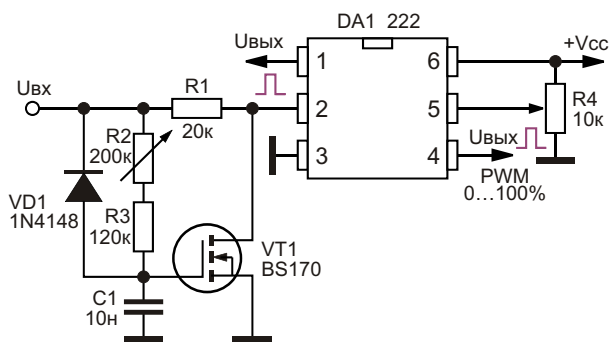


Рисунок 32. Регулируемый оконный компаратор с ШИМ.

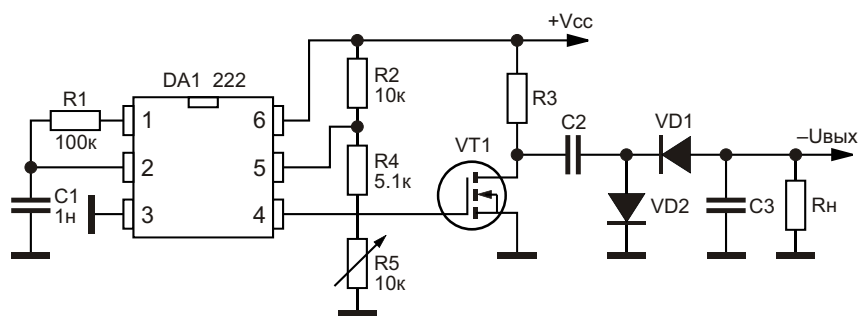


Рисунок 34. Преобразователь напряжения.

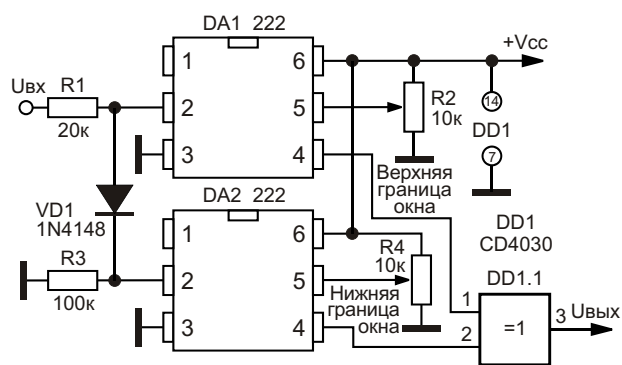


Рисунок 33. Оконный компаратор.

Потенциометром R3 частотную границу переключения реле можно задавать в пределах до 100 кГц.

Регулируемый оконный компаратор с ШИМ (Рисунки 32 и 33). Входная цепь оконного компаратора (Рисунок 32) выполнена на транзисторе VT1 BS170. Верхняя граница переключения окна плавно регулируется потенциометром R2. Ширину окна переключения устанавливают потенциометром R4. Устройство работает на частоте 1 кГц, при работе на других частотах потребуются коррекция номиналов R2, R3, C1.

Оконный компаратор (Рисунок 33) выполнен на двух микросхемах DA1 и DA2 222, а также на элементе «Исключающее ИЛИ» DD1.1 CD4030. Границы окон переключения можно плавно регулировать с помощью потенциометров R2 (верхняя граница) и R4 (нижняя граница). Устройство выгодно отличается от предшественника тем, что работает в широком частотном диапазоне.

Преобразователь напряжения (Рисунки 34 и 35). Преобразователь (Рисунок 34) выполнен на микросхеме 222, включённой по типовой схеме с возможностью регулирования ширины выходного сигнала при помощи

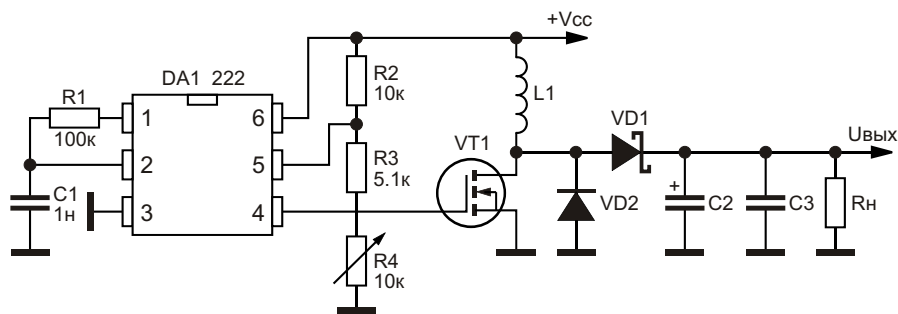


Рисунок 35. Преобразователь напряжения с индуктивностью.

потенциометра R5. С вывода 4 микросхемы управляющий сигнал подаётся на электронный ключ на транзисторе VT1, со стока которого импульсы напряжения поступают на классический выпрямитель, позволяющей получать на выходе напряжение отрицательной полярности.

Преобразователь напряжения (Рисунок 35) выполнен по аналогичной схеме, но нагрузкой транзистора VT1 является индуктивность L1; на выходе преобразователя создаётся выходное напряжение более высокого уровня, чем напряжение питания устройства.

Отметим, что вывод 5 микросхемы 222 (Рисунки 34 и 35) можно использовать для стабилизации напряжения на нагрузке.

Усилитель низкой частоты (Рисунки 36 и 37). Низкочастотный усилитель на микросхеме 222 (Рисунок 36) работает в полосе частот на уровне -3 дБ от 0.15 Гц до 220 кГц. Коэффициент передачи усилителя 9.6 дБ, КНИ 0.001%. С вывода 4 снимаются импульсы прямоугольной формы с КЗИ порядка 50%.

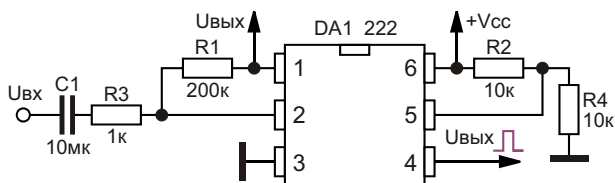


Рисунок 36. Усилитель низкой частоты.

Усилитель низкой частоты (Рисунок 37) также выполнен на микросхеме 222. Его полоса пропускания на уровне -3 дБ от 16 Гц до 5.8 МГц при коэффициенте передачи 46 дБ и КНИ 0.02%.

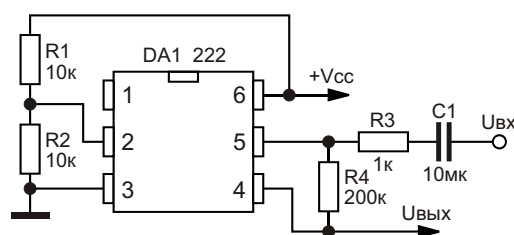


Рисунок 37. Вариант усилителя низкой частоты.

Усилитель D-класса (Рисунок 38) состоит из генератора прямоугольных импульсов на микросхеме 222, генератора стабильного тока на транзисторе VT1 BC557, что позволяет заряжать времязадающий конденсатор C1 по линейному закону, и модулятора на транзисторе VT2 BC547. Рабочая частота генератора 47 кГц. Ширина выходных импульсов модулируется низкочастотным аналоговым сигналом, подаваемым на вход устройства. Выходной каскад и фильтры усилителя не показаны.

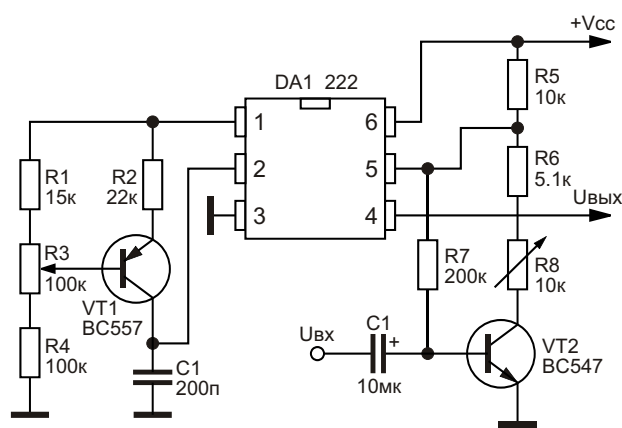


Рисунок 38. Усилитель D-класса.

Генератор световых импульсов или мигающий свет (Рисунок 39). Генератор импульсов герцового диапазона частот на микросхеме 222 управляет поочерёдным переключением светодиодов HL1 и HL2. Частота переключения задаётся резистором R1 и конденсатором C1 и равна примерно 2 Гц.

Визуальный индикатор освещённости или температуры (Рисунок 40) содержит генератор импульсов на микросхеме 222, ширина выходных импульсов которого задаётся при помощи управляемого аналога резистора, выполненного на полевом транзисторе VT2 2N7000.

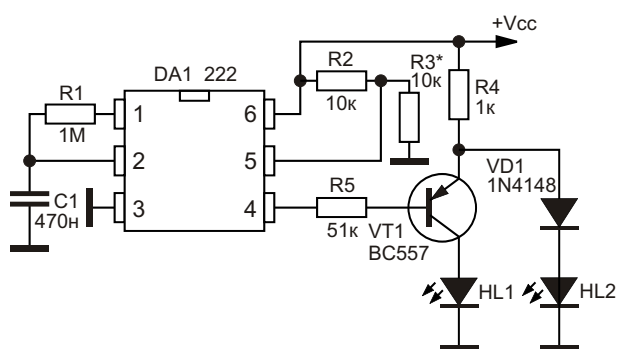


Рисунок 39. Генератор световых импульсов или мигающий свет.

Чувствительным элементом устройства является фото- или терморезистор R5. При изменении интенсивности светового потока или температуры меняется сопротивление этого резистора и, соответственно, сопротивление канала исток-сток транзистора VT2. Происходит и изменение ширины выходного сигнала, снимаемого с вывода 4 микросхемы 222.

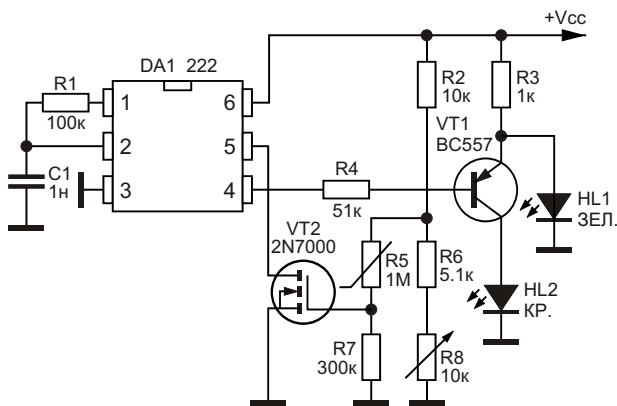


Рисунок 40. Визуальный индикатор освещённости или температуры.

Нагрузкой выходного каскада на транзисторе VT1 BC557 являются светодиоды HL1 и HL2 зелёного и красного свечения, соответственно. Повышение интенсивности светового потока или температуры будет сопровождаться изменением суммарной окраски излучения двух разноцветных светодиодов. Так, повышению температуры в помещении будет отвечать преобладание красного оттенка суммарного свечения светодиодов.

Фото- и термореле (Рисунок 41). В зависимости от температурного (светового) коэффициента сопротивления чувствительный элемент (фото- или терморезистор) может быть включён в верхнее или нижнее по схеме (Рисунок 41) плечо резистивного делителя R1, R5. Во второе плечо резистивного делителя включают подстроечный резистор близкого номинала. Потенциометром R4 регулируют порог переключения реле.

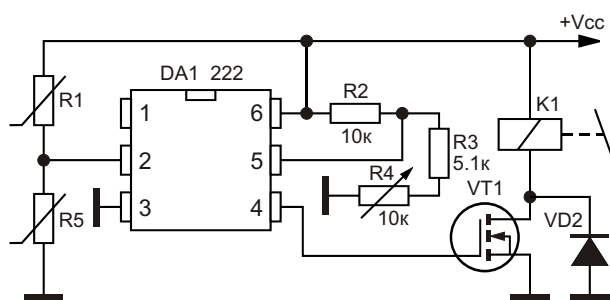


Рисунок 41. Фото- и термореле.

Реле времени (Рисунок 42). При нажатии на кнопку SB1 конденсатор C1 плавно заряжается через цепочку R1, R2 до уровня напряжения переключения, заданного резистивным делителем R3, R4. После этого срабатывает реле K1, включая своими контактами...

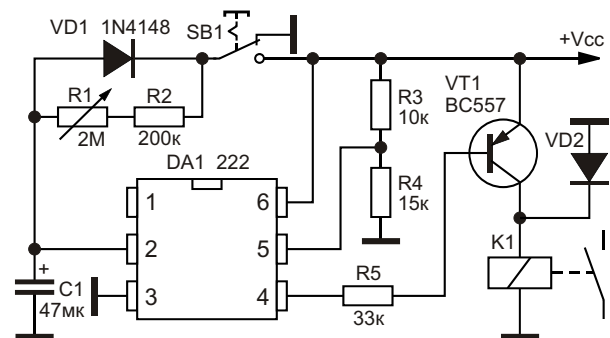


Рисунок 42. Реле времени.

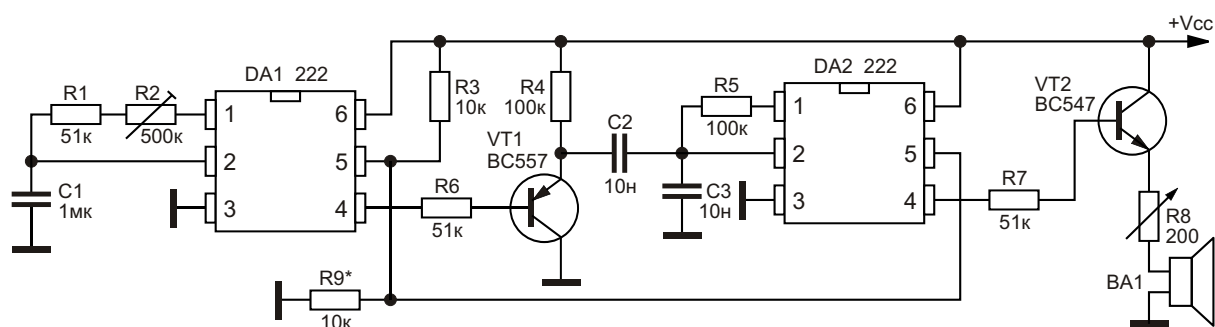


Рисунок 43. Сирена.

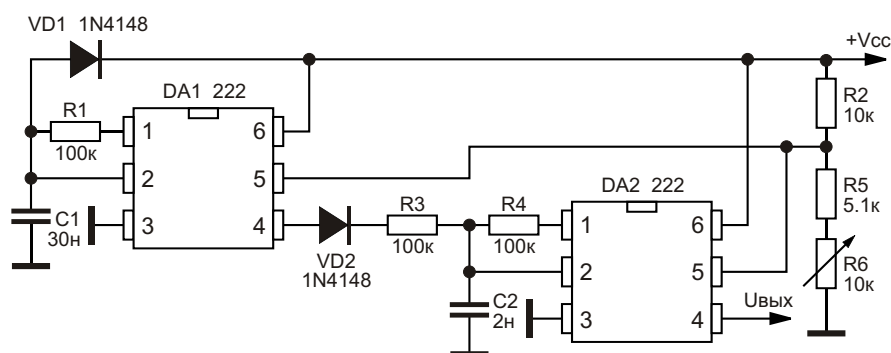


Рисунок 44. Генератор «БИП-БИП».

ми нагрузке. Диод VD1 способствует быстрому разряду конденсатора C1 при ненажатой кнопке SB1. Интервал времени срабатывания реле регулируется потенциометром R1 в диапазоне от 1 до 100 с и может быть определён как $T[c] = (R1 + R2)[MOM]C1[μкФ]$.

Сирена (Рисунок 43) выполнена на микросхемах DA1 и DA2 и транзисторах VT1 BC557 и VT2 BC547. Первый генератор низкой частоты на микросхеме DA1, регулировка частоты которого производится потенциометром R2, управляет работой генератора импульсов звукового диапазона частот на микросхеме DA2. Громкость выходного сигнала регулируют потенциометром R8.

Генератор «БИП-БИП» (Рисунок 44) позволяет получить на выходе пакеты сигналов звуковой частоты. На микросхеме DA1 выполнен задающий генератор низкочастотного диапазона, обеспечивающий длительность импульса посылки и паузы. На микросхеме DA2 выполнен управляемый генератор импульсов звуковой частоты.

Приведённый в статье перечень устройств далеко не исчерпан. На основе микросхемы 222 возможно создание целого ряда генера-

торов, таймеров, авторегуляторов, преобразователей, различного рода реле, зарядных и индикаторных устройств, систем контроля напряжения, охранных систем, систем автоматизации промышленного и бытового назначения и многого другого. **РЛ**

Литература

1. Camenzind H. Designing Analog Chips. – Virtualbookworm.Com Publishing, Incorporated, 2005. – 242 p.
2. Шустов М. А. Схемотехника. 500 устройств на аналоговых микросхемах. – СПб.: Наука и Техника, 2013. – 352 с.
3. Шустов М. А. [Дробная логика](#).

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4013B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4030B](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4093B](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)
5. [Datasheet Microchip 1N4461](#)
6. [Datasheet ON Semiconductor 2N6600](#)
7. [Datasheet Microchip 2N7000](#)
8. [Datasheet ON Semiconductor BC558B](#)
9. [Datasheet Vishay BS170](#)

Бестрансформаторный DC/DC преобразователь 12 В в 180 В

Francis Rodes

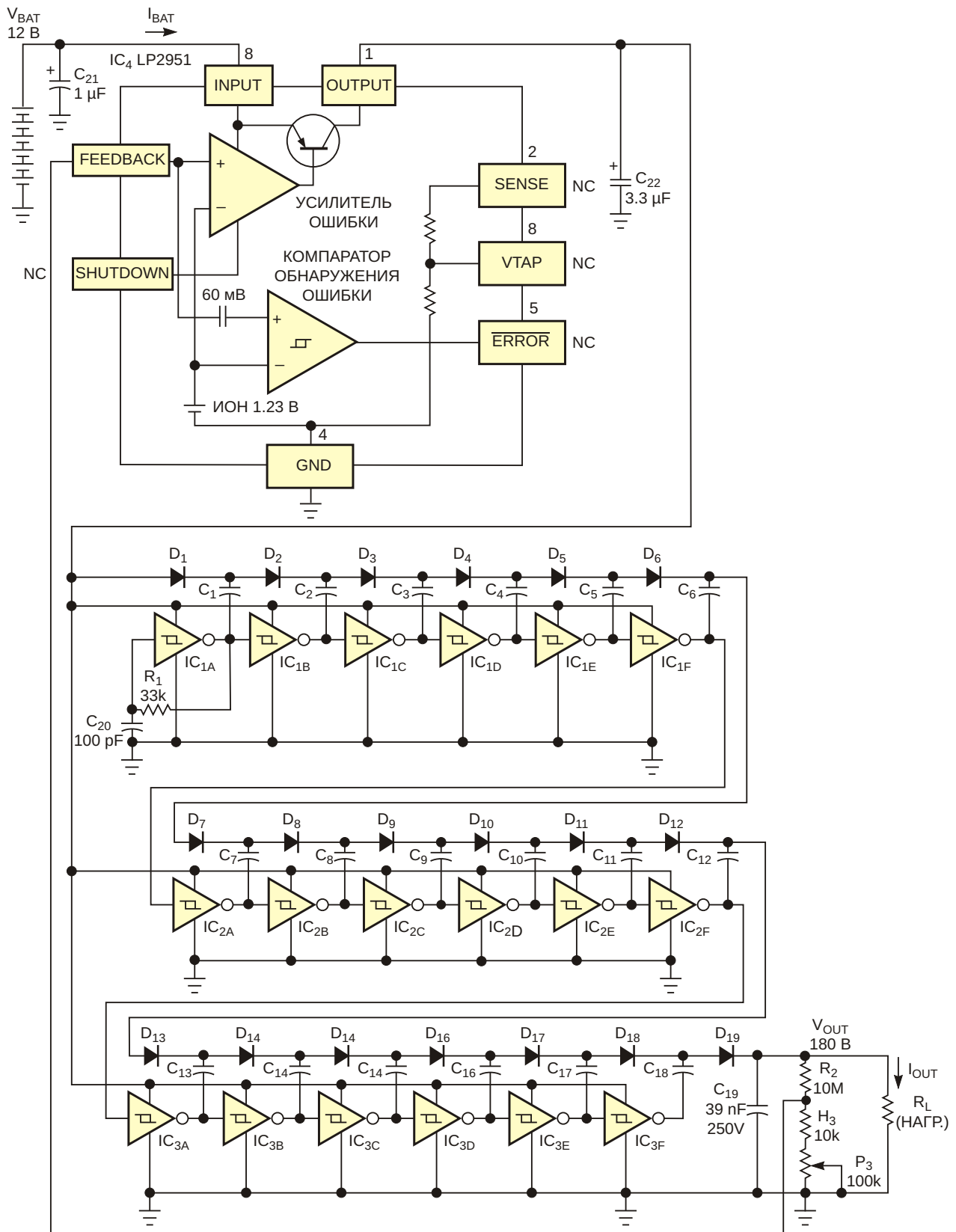
EDN

Некоторые датчики для портативных или автомобильных приложений нуждаются в точно регулируемом высоковольтном смещении и потребляют очень мало тока. Для получения таких высоких напряжений из низкого напряжения батареи разработчики обычно используют импульсные DC/DC преобразователи – как правило, обратноходовые. Эти преобразователи отличаются высоким КПД при средней или большой выходной мощности. Однако при низкой мощности, необходимой цепям смещения некоторых датчиков, ток, потребляемый драйвером силового ключа и схемой регулятора, может заметно снижать общий КПД. Кроме того, подходящий для такого преобразователя трансформатор редко удается найти среди стандартных компонентов, а значит, потребуется разработка заказного устройства. На это может уйти до 70% всего времени проектирования.

Схема на Рисунке 1 позволяет обойти проблемы, связанные с трансформатором, благодаря использованию бестрансформаторной топологии с коммутируемыми конденсаторами на общедоступных компонентах. Принципы работы схемы можно описать, рассмотрев сначала поведение одного элемента с переключаемым конденсатором, а затем распространив концепцию на N-элементный умножитель напряжения. Эквивалентная

схема первой ячейки с коммутируемым конденсатором изображена на Рисунке 2.

Два комплементарных MOSFET Q_1 и Q_2 в двухтактной конфигурации представляют выходной каскад инвертора с триггером Шмиттта CD40106. Входной сигнал V_{IN} управляет двухтактным каскадом, на выходе которого формируются прямоугольные импульсы с размахом от 0 до 12 В и частотой 150 кГц. Если считать, что в течение первого полупериода этих импульсов напряжение V_{IN} равно 12 В, то транзистор Q_1 будет открыт, а Q_2 – закрыт. Соответственно, диод D_1 смещен в прямом направлении, и конденсатор C_1 заряжается до положительного напряжения $V_{C1} = V_{DD} - V_D$, где V_D – прямое падение напряжения на D_1 (0.7 В). При этом диод D_2 смещен в прямом направлении, и конденсатор C_{OUT} заряжается до напряжения $V_{OUT} = V_{DD} - 2V_D$. Во время второго полупериода состояния меняются на противоположные: напряжение V_{IN} равно 0 В, Q_1 закрыт, а Q_2 открыт; в результате отрицательный вывод C_1 оказывается подключенным к напряжению питания. В таком состоянии потенциал положительного вывода C_1 поднимается до напряжения, превышающего напряжение питания V_{DD} . Теперь D_1 становится смещенным в обратном направлении, позволяя конденсатору C_2 вновь заряжаться через диод D_2 . Если пред-



ПРИМЕЧАНИЯ:

- C₁ ... C₁₈: 33 ... 100 nF (63 V).
- D₁ ... D₁₉: 1N4148 ИЛИ ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ.
- IC₁ ... IC₃: CD40106B.
- IC₄: LP2951.

Рисунок 1. Эта бестрансформаторная схема, в которой использованы четыре общедоступных микросхемы, преобразует 12 В в напряжение 180 В.

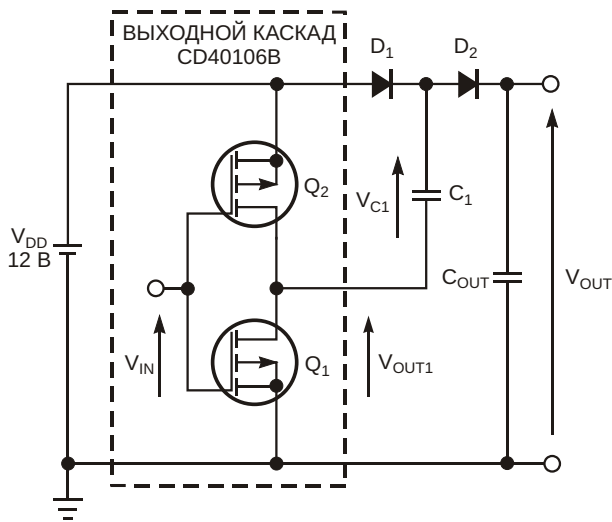


Рисунок 2. Эта схема иллюстрирует принцип работы базовой ячейки удвоителя напряжения.

положить, что емкость конденсатора C_{OUT} значительно меньше, чем C_1 , то значение, которого достигает напряжение V_{OUT} , можно рассчитать так:

$$V_{OUT} = V_{OUT1} + V_{C1} = 2(V_{DD} - V_D).$$

Таким образом, если считать, что $V_{DD} \gg V_D$, можно увидеть, что схема на Рисунке 2 действует как ячейка удвоителя напряжения.

Если соединить N удвоителей напряжения в цепочку, изображенную на Рисунке 1, расширение принципа удвоения напряжения даст

$$V_{OUT} = (N + 1)(V_{DD} - V_D). \quad (1)$$

Из этой формулы можно определить количество N инверторов, необходимых для получения заданного высокого выходного напряжения:

$$N = \frac{V_{OUT}}{V_{DD} - V_D} - 1. \quad (2)$$

Для того чтобы оценить ресурсы, необходимые для получения выходного напряжения 180 В из напряжения свинцово-кислотной батареи 12 В, которое может колебаться от 11 до 13.5 В, следует воспользоваться формулой (2) для худшего случая, когда $V_{DD} = 11$ В, что дает

$$N = \frac{180}{11 - 0.7} - 1 = 18.$$

Таким образом, для этой конструкции потребуются три микросхемы инверторов с триггерами Шмитта CD40106, как показано на Рисунке 1. Из формулы (1) можно увидеть, что колебания напряжения свинцово-кислотной батареи от 11 до 13.5 В приводят к пропорциональным отклонениям выходного напряжения от 195 до 243 В. Для приложений, требующих точного смещения, это неприемлемо. Очевидное решение проблемы состоит в том, чтобы стабилизировать выходное напряжение V_{OUT} . Можно использовать любой из двух методов регулирования: подключить высоковольтный регулятор непосредственно к выходной клемме V_{OUT} или управлять низким напряжением питания V_{DD} КМОП инверторов, чтобы косвенно регулировать выходное напряжение V_{OUT} . Из-за высокой стоимости и низкого КПД высоковольтных линейных регуляторов в схеме на Рисунке 1 используется второй метод регулирования.

Ключевым элементом цепи обратной связи является недорогой LDO стабилизатор напряжения LP2951 (IC_4). Регулируемое выходное напряжение V_{DD} этого стабилизатора используется для питания 16 инверторов с триггерами Шмита ($IC_1 \dots IC_3$). В такой конфигурации схемы микросхема IC_4 должна работать с входными напряжениями в диапазоне всего от 11 до 13.5 В. Выходное напряжение V_{OUT} подается обратно на усилитель ошибки микросхемы IC_4 через резистивный делитель R_2 , R_3 и P_3 . Первая ячейка умножителя IC_{1A} вырабатывает сигнал прямоугольной формы, необходимый 18-элементному умножителю напряжения на коммутируемых конденсаторах. Цепь обратной связи R_1 , C_1 превращает этот инвертор с триггером Шмитта в автоколебательный генератор, частота прямоугольных импульсов на выходе которого равна 150 кГц. В Таблицах 1 и 2 показаны измеренные электрические характеристики стабилизированного DC/DC преобразователя 12 В/180 В. Характеристики стабилизации

Таблица 1. Стабилизация входного напряжения при $I_{OUT} = 20$ мкА

V_{BAT} (В)	V_{OUT} (В)
11	180.3
12	180.3
13	180.3
14	180.3

Таблица 2. Стабилизация выходного напряжения по току нагрузки при $V_{\text{BAT}} = 12 \text{ В}$

I_{OUT} (мА)	V_{OUT} (В)	Пульсации пик-пик (В)	I_{BAT} (мА)	КПД (%)
0	180.3	0.08	3.4	—
200	180.6	0.1	7.6	40
400	180.7	0.1	11.7	52
800	180.2	0.15	19.8	61
1000	179	0.2	25	60

по входному напряжению в Таблице 1 подтверждают, что при отклонениях напряжения

батареи от 11 до 14 В существенных изменений выходного напряжения не происходит. Из характеристик стабилизации выходного напряжения по току нагрузки в Таблице 2 видно, что КПД мощности достигает 61%, максимальный выходной ток составляет 1 мА, а пиковые значения пульсаций выходного напряжения не превышают 0.2 В. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LP2951](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)

Таймер автоматического отключения питания на дискретных компонентах

Patrick Van Torre

EDN

За прошедшие годы было опубликовано множество различных схем отключения питания. Однако предлагаемая здесь схема очень проста и имеет прекрасные характеристики. Он обеспечивает быстрое отключение питания с падением напряжения всего 8 мВ во включенном состоянии и током утечки менее микроампера при отключенном питании.

Необходимо отметить, что многие схемы подобного типа переходят в выключенное состояние довольно медленно, что нежелательно. Предлагаемая здесь схема способна почти полчаса оставаться в открытом состоянии с очень низким падением напряжения, а затем полностью отключаться за доли секунды.

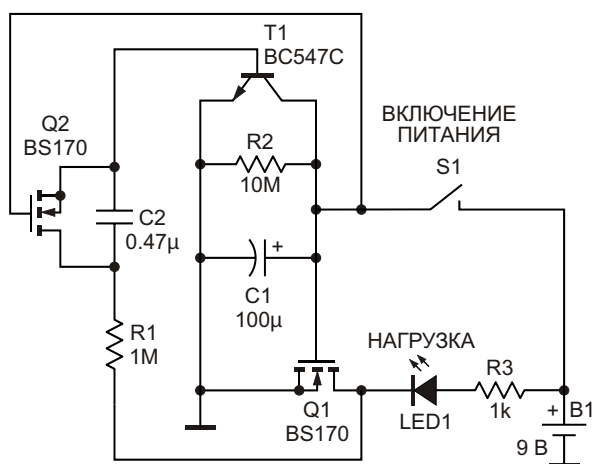


Рисунок 1. Принципиальная схема таймера автоматического отключения питания.

Чтобы сделать переход в выключенное состояние намного более резким, в схеме на Рисунке 1 используется положительная обратная связь. В ней также используется еще один прием, позволяющий сделать ток утечки в выключенном состоянии чрезвычайно малым. Для наблюдения за поведением при выключении схема содержит светодиод, и может быть легко протестирована на макетной плате.

Принцип работы заключается в следующем. Вначале конденсаторы разряжены, и, следовательно, оба MOSFET выключены. При полном отсутствии пути для постоянного тока разряд батареи практически равен нулю.

Нажатием кнопки S1 таймер переводится во включенное состояние. Зарядный ток ограничивается внутренним сопротивлением 9-вольтовой батареи. Конденсатор C1 почти мгновенно заряжается до напряжения батареи. MOSFET Q1 в открытом состоянии имеет очень низкое прямое падение напряжения. Важно отметить, что C2 также разряжается через Q2; его роль объясняется ниже.

Отпускание кнопки запускает таймер отключения питания. C1 начинает постепенно разряжаться через R2, и напряжение между стоком и истоком MOSFET Q1 медленно увеличивается, в результате чего транзистор T1 начинает открываться, получая базовый ток через резистор R1 и ранее разряженный конденсатор C2. Это резко ускоряет процесс разряда конденсатора C1, быстро при-

водя к еще большему увеличению напряжения на MOSFET Q1. Таким образом, начавшая работать петля положительной обратной связи, значительно ускоряет переход в выключенное состояние.

Время отключения приблизительно определяется выражением $1.5 \times R2 \times C1$. При показанных на схеме номиналах компонентов это равно 1500 секундам или 25 минутам.

Поведение схемы при отключении иллюстрирует осциллограмма напряжения на нагрузке, представленная на Рисунке 2. Обратите внимание, что потери напряжения во включенном состоянии незначительны, за исключением небольшого падения в последние несколько секунд из 25 минут включенного состояния. Как только начинает действовать петля обратной связи, происходит мгновенное отключение.

Чрезвычайно низкий ток при отключенном питании возможен только благодаря использованию элементов C2 и Q2. Система работала бы и без них, но при этом ток утечки при отключенном питании, обусловленный током через резистор R1 сопротивлением 1 МОм, составлял бы примерно 8 мкА. Благодаря включенному последовательно конденсатору C2 ток прекращается, как только заканчивается зарядка конденсатора.



Рисунок 2. Осциллограмма напряжения на нагрузке при отключении питания.

Следовательно, петля обратной связи активна только во время процесса выключения, и не может пропускать ток после выключения. Транзистор Q2 необходим для разряда конденсатора C2 при нажатии кнопки включения питания, что позволяет начать новый цикл. При желании между затвором Q1 и землей можно добавить кнопку выключения, предпочтительно с последовательным резистором 1 кОм, защищающим этот выключатель. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild BC547](#)
2. [Datasheet Vishay BS170](#)

Схема устраняет ошибку усилителя

David Magliocco

EDN

Схема на Рисунке 1, основанная на усилителе с малым смещением, представляет собой распространенную в мультиметрах входную цепь омметра, к которой добавлены два транзистора в диодном включении. Источник тока, величина которого выбирается в диапазоне от 100 нА до 1 мА, подает ток I_M в измеряемый резистор R_X . Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) с опорным напряжением 400 мВ считывает падение

напряжения на резисторе R_X . Для экономии заряда батарей производители цифровых мультиметров ограничивают I_M до 1 мА. Таким образом, чтобы измерить сопротивление ниже 40 Ом с разрешением 10 мОм, полностью используя динамический диапазон АЦП, необходимо усилить напряжение, падающее на R_X , в 10 раз.

Для высокоточных измерений понадобится усилитель с низким смещением и высоким входным сопротивлением. Хорошим выбором будет ОУ средней мощности OP97 компании Analog Devices. Поскольку входы OP97 защищены встречно-параллельными диодами, дифференциальные входные напряжения, превышающие 1 В, вызывают протекание тока через диоды, что приводит к ошибкам измерения. Ошибки могут возникать, например, при попытке измерить большое

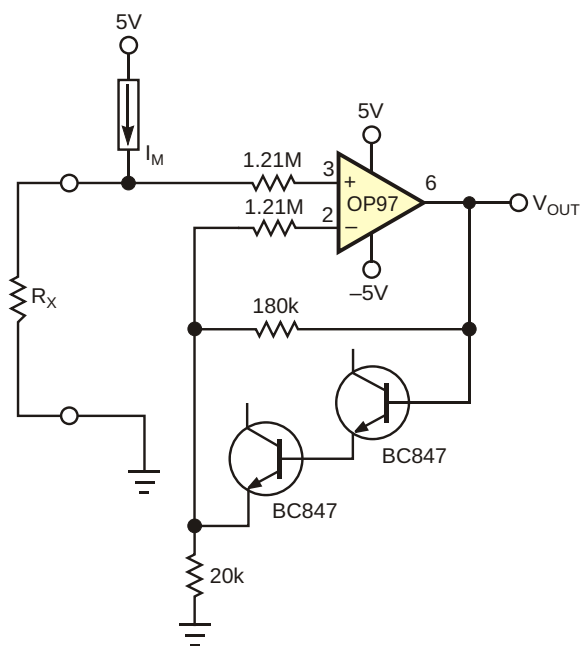


Рисунок 1. Добавление двух диодов в цепь обратной связи предотвращает прохождение чрезмерных входных токов в усилитель OP97.

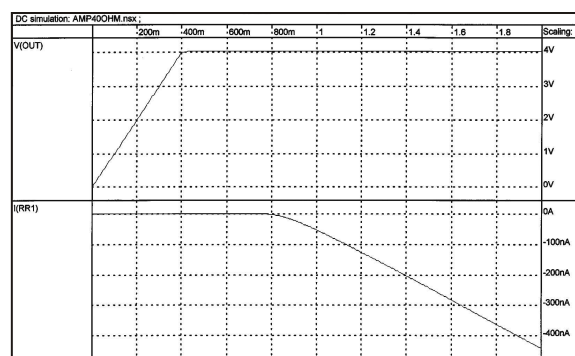


Рисунок 2. Без диодов усилитель в схеме на Рисунке 1 насыщается, и ток течет в дифференциальные входы.

сопротивление R_X , скажем, несколько мегом, при неправильно выбранном значении I_M . Из-за того, что не весь измерительный ток идет в R_X , преобразованное значение оказывается неточным.

На Рисунке 2 показаны зависимости выходного напряжения V_{OUT} и тока, идущего в неинвертирующий вход усилителя OP97 (без транзисторов в диодном включении), коэффициент усиления которого установлен равным 10, от входного напряжения, изменяющегося от 0 до 2 В. При входных напряжениях V_{IN} , превышающих 1 В, величина тока утечки становится значительной по сравнению с наименьшими значениями I_M . Простой способ ограничить ток утечки – ограничить коэффициент усиления усилителя для высоких входных напряжений.

Чтобы дифференциальное входное напряжение не превышало 1 В, можно уменьшить коэффициент усиления, ограничив напряжение на резисторе обратной связи. Когда это напряжение достигает приблизительно 0.8 В, например, при $I_M \cdot R_X = 10$ мВ, два включенных диодам транзистора начинают проводить ток и ограничивают усиление. Транзисторы лучше малосигнальных диодов, поскольку при низких напряжениях они имеют меньший

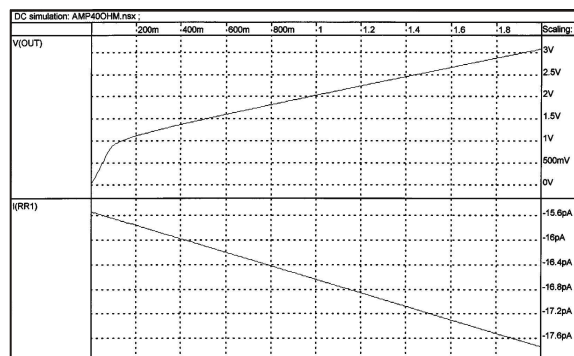


Рисунок 3. Диоды в схеме на Рисунке 1 предотвращают насыщение усилителя, поэтому входной ток остается незначительным по сравнению с I_M .

ток утечки. Низкий ток утечки имеет первостепенное значение для исключения дополнительных ошибок при считывании выходного напряжения OP97. На Рисунке 3 показаны зависимости напряжения V_{OUT} и тока, идущего в неинвертирующий вход усилителя OP97 в схеме на Рисунке 1, от входного напряжения, изменяющегося от 0 до 2 В. Ток утечки остается низким по сравнению с I_M . **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices OP97](#)

Источник истинно широкополосного шума на основе стабилитрона

Lukasz Sliwczynski

EDN

Широкополосный источник белого шума может быть полезен для измерения и тестирования коммуникационного оборудования. Источник на Рисунке 1 прост и обеспечивает большой размах шумового сигнала на своих

выходных клеммах. Схема состоит из стабилитрона и нескольких усилительных каскадов. Источником истинно широкополосного шума служит пробой стабилитрона. Истинно широкополосным этот процесс является пото-

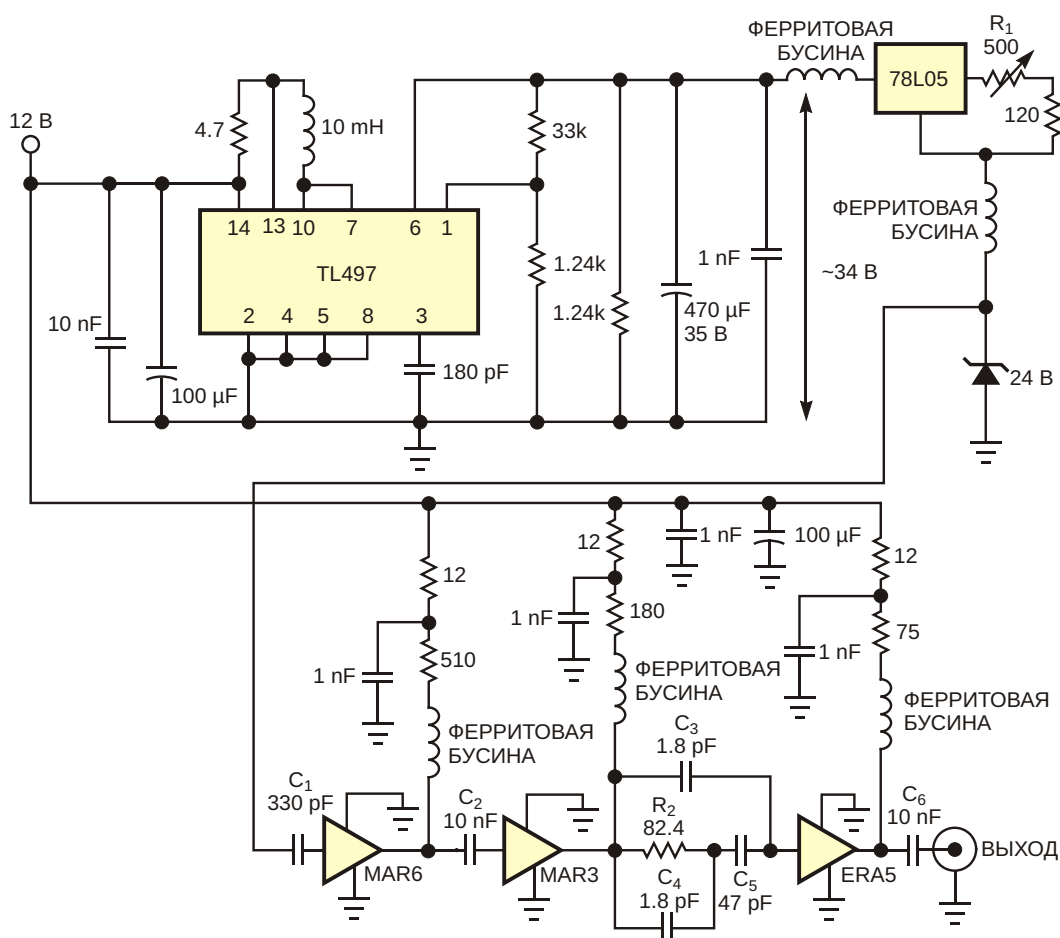


Рисунок 1. 24-вольтовый стабилитрон и цепочка СВЧ усилителей образуют широкополосный источник шума.

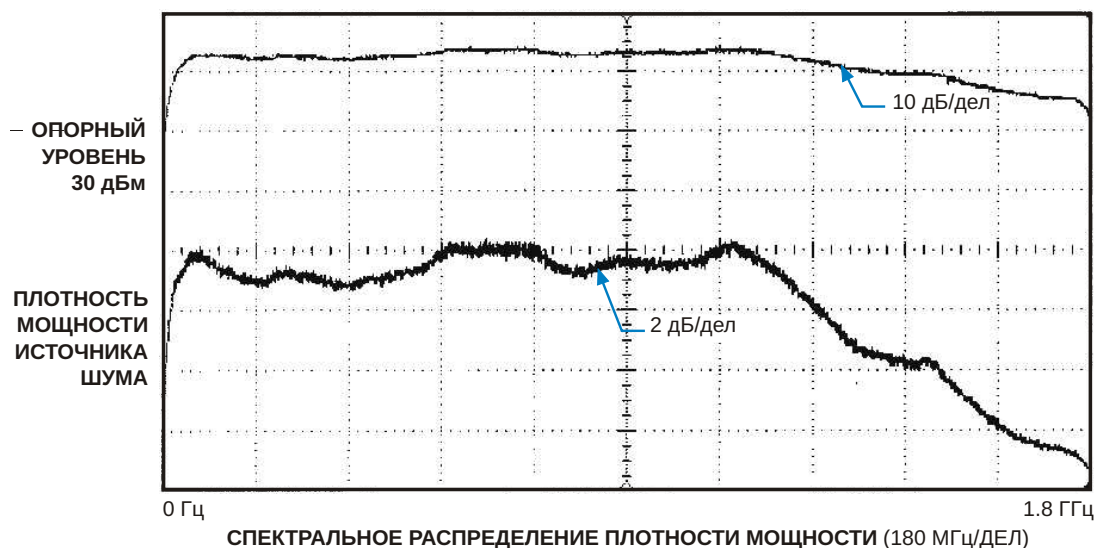
му, что значительный уровень шума можно измерить даже на частотах выше 2 ГГц.

Разделительный конденсатор связывает стабилитрон по переменному току с первым каскадом усилителя, а последующие каскады усиливают очень слабое шумовое напряжение стабилитрона. MAR-6, MAR-3 и ERA-5 – это монолитные СВЧ усилители, выпускаемые компанией Mini-Circuits. Общий коэффициент усиления по напряжению, составляющий порядка 58 дБ, достаточен для получения выходного сигнала примерно 224 мВ с.к.з. на согласованной нагрузке 50 Ом, что эквивалентно примерно 0 дБм. Точка компрессии каждого последующего каскада в цепочке на 1 дБ выше, чем у предыдущего усилителя. Хорошая линейность усилителя важна для того, чтобы выходной сигнал имел гауссову функцию плотности распределения вероятностей. Точка компрессии 1 дБ для последнего усилителя цепочки составляет более 18 дБм, чтобы гарантировать работу усилителя в линейном режиме.

Наблюдения и измерения показывают, что уровень шума лавинного пробоя диодов преобладает над шумом, обусловленным туннельным эффектом, и уровень этого шума увеличивается с увеличением напряжения стабилизации диода. Частотный спектр шумо-

вого сигнала не зависит от рабочего напряжения стабилитрона, хотя с ростом пробивного напряжения полоса спектра шумов обычно сужается. Использование в схеме на Рисунке 1 стабилитрона с напряжением пробоя 24 В позволяет увеличить уровень выходного сигнала на 10 дБ по сравнению с конструкцией, использующей стабилитрон на 9.1 В.

Импульсный регулятор TL497 и связанные с ним компоненты обеспечивают напряжение питания стабилитрона; остальная часть схемы питается от источника 12 В. Дополнительный линейный регулятор 78L05 стабилизирует питание стабилитрона. Изменяя значения тока стабилитрона путем подстройки потенциометра R_1 , можно получить плоский частотный спектр источника. Увеличивая ток до некоторого значения, можно найти оптимальную точку, в которой спектр шума будет плоским, а уровень шума максимальным. Для данной конструкции оптимальный ток составляет примерно 21 мА. Увеличение тока сверх этой оптимальной точки не рекомендуется, поскольку дальнейшее увеличение приводит к уменьшению размаха выходного сигнала. На Рисунке 2 представлено спектральное распределение плотности мощности шума, полученное с помощью анализатора спектра. В диапазоне частот от 20 МГц при-



ПРИМЕЧАНИЕ:
РАЗРЕШЕНИЕ ПО ЧАСТОТЕ 300 kHz.

Рисунок 2. Характеристика спектральной плотности мощности источника шума остается плоской с точностью ± 1 дБ в полосе частот от 20 МГц до 1 ГГц.

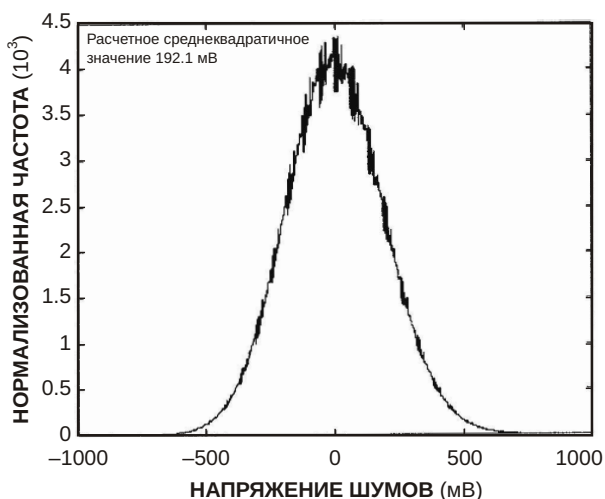


Рисунок 3. Функция распределения вероятности имеет гауссову форму, а рассчитанное среднеквадратичное значение составляет 192.1 мВ.

близительно до 1 ГГц спектр остается плоским с точностью ± 1 дБ, а ширина полосы по уровню 3 дБ составляет примерно от 10 МГц до 1.35 ГГц. Функция плотности вероятности, измеренная для 10^7 выборок, имеет хорошо известную гауссову форму (Рисунок 3). Среднеквадратичное значение, рассчитанное по гистограмме, немного отличается от измеренного значения мощности; это различие связано с ограниченной полосой пропускания схемы, используемой для получения выборок отсчетов.

Для достижения плоского спектрального распределения плотности мощности шума в низкочастотной области требуется некоторое спектральное отбеливание из-за наличия шума типа $1/f$. Эта схема обеспечивает необходимую форму частотной характеристики усилителя при правильном выборе емкостей межкаскадных разделительных конденсаторов C_1 , C_2 и C_6 и использовании корректирующей цепи перед последним каскадом — C_3 , C_4 , C_5 и R_2 . Значения номиналов всех компонентов, определяющих частотную характеристику, подбирались экспериментально при наблюдении спектра плотности мощности на экране анализатора.

Чтобы получить хорошие характеристики схемы, необходимо строго соблюдать все правила проектирования радиочастотных устройств. В частности, нужно стараться, чтобы контакты стабилитрона были как можно короче, а все развязывающие конденсаторы располагались рядом с СВЧ усилителями. Рекомендуется также экранировать всю схему. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Mini-Circuits ERA-5+](#)
2. [Datasheet Mini-Circuits MAR-3+](#)
3. [Datasheet Mini-Circuits MAR-6+](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TL497A](#)
5. [Datasheet Texas Instruments LM78L05](#)

Датчики положения обеспечивают логику управления двигателем

Steve Pomeroy и Russell Hedges

EDN

Предположим, что в схеме на Рисунке 1 щеточный электродвигатель постоянного тока должен перемещать нагрузку вперед и назад между двумя конечными точками ходового винта. Оптические датчики определяют конец перемещения, а однополюсный переключатель на два направления выбирает, к какому концу отправить нагрузку. Датчики сами обеспечивают всю необходимую логику управления движением, а симистор питает двигатель полуволновыми импульсами необходимой полярности от входного переменного

напряжения 13.5 В. Если вначале нагрузка припаркована на конце, который условно назовем «южным», и переключатель S_1 устанавливается в положение движения на «север», входное переменное напряжение подключается к светодиоду северного датчика IC_1 через токоограничивающий резистор R_1 и диод защиты от обратной полярности напряжения D_2 . Затем во время северного полупериода с выходного фототранзистора оптрона IC_1 импульсы включения подаются на затвор симистора Q_1 , и нагрузка направляется к этому детектору.

Аналогично оптрон IC_2 управляет двигателем во время другого полупериода, чтобы перемещать нагрузку на юг, и останавливается, когда она достигает южной конечной точки. Эта схема работает даже при изменении положения переключателя направления во время движения нагрузки. Питание для драйверов затвора поступает от входа переменного напряжения и однополупериодного выпрямителя, состоящего из D_1 и C_1 . Возможно, может понадобиться снабберная цепочка R_2 и C_2 , если индуктивность двигателя вызывает ложные срабатывания Q_1 во время нежелательных полупериодов. Ток заторможенного двигателя составляет примерно 2 А. Конструкцию легко масштабировать для моторов больших и меньших размеров. **ПЛ**

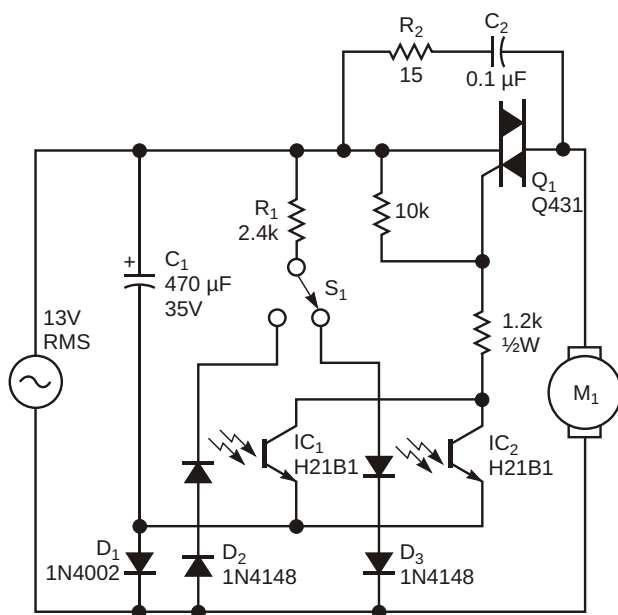


Рисунок 1. Оптоизоляторы обеспечивают как логику управления положением, так и управление затвором симистора привода двигателя.

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild H21B1](#)

от 1.8 до 6 В, подаваемого на вывод VIN. Вход силового каскада теперь можно подключать напрямую к батарее. Как правило, силовой каскад может подключаться к любому напряжению, более низкому, чем требуемое выходное напряжение. При использовании повышающей топологии входное напряжение силового каскада должно быть меньше выходного напряжения, иначе дроссель и диод будут пропускать входное напряжение непосредственно на выход. Кроме того, максимальное входное напряжение силового каскада ограничено максимально допустимым напряжением на выводе SW, которое составляет 28 В.

Этот метод также улучшает КПД системы. Измерения и расчеты для этой схемы показывают, что более высокие входные напря-

жения обеспечивают более высокий КПД. Если необходимо запустить драйвер светодиодов от напряжения ниже 6 В, питание для управления светодиодами будет «дважды преобразованным». Сначала исходное входное напряжение литий-ионного аккумулятора преобразуется в промежуточное напряжение системы, а затем промежуточное напряжение преобразуется в ток управления светодиодами. Внимательно изучив рабочие характеристики микросхемы, можно обойти ограничения на входное напряжение, сэкономить затраты и место на плате, а также повысить КПД системы. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TPS61042DRBT](#)
2. [Datasheet Diodes ZHCS400](#)

Кнопки и цифровой потенциометр управляют повышающим преобразователем

Simon Bramble

EDN

Цифровые потенциометры полезны для формирования аналоговых управляющих напряжений с помощью микроконтроллера. В некоторых приложениях можно заменить микроконтроллер кнопками и упростить конструкцию устройства. В механических кнопках происходит дребезг контактов, и, когда пользователь нажимает на них, они могут размыкаться и замыкаться много раз,

прежде чем достигнут стабильного состояния. Управляющие входы цифрового потенциометра не имеют цепей подавления дребезга, а его вход больше/меньше (U/\bar{D}) не подходит для кнопочного управления. Рисунок 1 демонстрирует способ решения этих проблем и показывает, как использовать цифровой потенциометр для управления повышающим преобразователем.

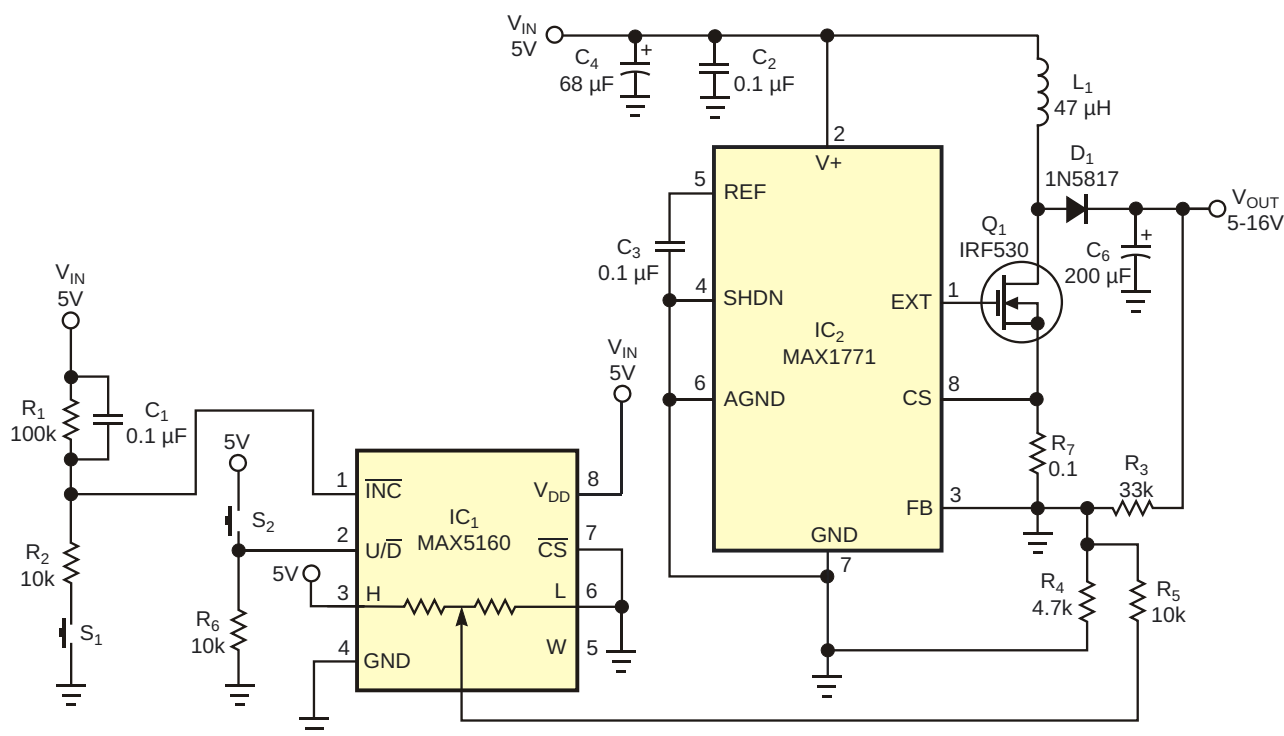


Рисунок 1. Цифровой потенциометр IC₁ и две кнопки S₁ и S₂ позволяют регулировать выходное напряжение повышающего преобразователя IC₂ в диапазоне 10 В.

Сопротивление между крайними выводами H и L потенциометра MAX5160M (IC₁) составляет 100 кОм. Для инкремента позиции движка W нужно нажать и удерживать кнопку S₂ на входе U/D, а затем нажать и отпустить кнопку S₁, чтобы подать на вход \overline{INC} одиночный импульс. Аналогично, для декремента позиции движка следует нажать и отпустить кнопку S₁ при отпущенной кнопке S₂.

Цепь задержки, образованная элементами R₁, R₂ и C₁, подавляет дребезг S₁, который в отсутствие этой цепи переключал бы положение движка между V_{DD} и примерно 0 В. При нажатии кнопки S₁, конденсатор C₁ заряжается через резистор R₂, вследствие чего напряжение на входе \overline{INC} медленно спадает к 0 В, устраняя, тем самым, дребезг контактов. Для того, чтобы кнопка S₁ оказала воздействие на вход \overline{INC} , ее необходимо держать нажатой в течение нескольких миллисекунд – этого требует постоянная времени R₁C₁.

В этом приложении импульсный преобразователь MAX1771 (IC₂) работает как стандартный повышающий преобразователь, увеличивающий входное напряжение 5 В до более высокого положительного выходного напряжения. Для того, чтобы установить на выходе IC₂ номинальное напряжение 12 В без цифрового потенциометра, можно использовать формулу (1):

$$V_{OUT} = \frac{1.5 (R_3 + R_4)}{R_4} \quad (1)$$

Подключение движка IC₁ через 10-килоомный резистор R₅ к входу обратной связи FB микросхемы IC₂ устанавливает уровень напряжения обратной связи. Хотя вклю-

чение резисторов обратной связи R₃, R₄ и R₅ и цифрового потенциометра IC₁ усложняет точный расчет выходного напряжения IC₂, можно упростить математические расчеты, вычислив выходные напряжения при крайних положениях движка потенциометра. Таким образом, при установке на движке IC₁ 0 В R равно сопротивлению параллельно соединенных R₄ и R₅, а максимальное выходное напряжение IC₂ выражается формулой (2):

$$V_{MAX} = \frac{1.5 (R_3 + R_4)}{R_4} \quad (2)$$

или V_{MAX} = 16.84 В.

Установив на движке IC₁ напряжение 5 В, можно попытаться вычислить минимальное выходное напряжение, суммируя напряжения в узле обратной связи:

$$V_{MIN} = \frac{V_{FB}}{R_4} + \frac{5 V_{FB}}{R_5} + R_3 V_{FB} \quad (3)$$

что упрощается до V_{MIN} = 0.48 В. Однако формула (3) дает неверное значение для V_{MIN}, поскольку выходное напряжение повышающего преобразователя не может быть ниже его входного напряжения. Но можно приблизительно рассчитать V_{MIN}, подставив значение 10 кОм для R₅ в формуле (3), что даст V_{MIN} = 4.93 В. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX1771](#)
2. [Datasheet Maxim MAX5160](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor IRF530](#)

Генератор случайных битовых последовательностей

Przemyslaw Krehlik, Lukasz Sliwczynski

EDN

Генераторы случайных битовых последовательностей являются основным оборудованием для создания прототипов и тестирования любой системы передачи данных. Такие генераторы находят применение при измерении коэффициента битовых ошибок (BER) и эффектов, не зависящих от структуры передаваемых данных. К этим эффектам относятся искажения вершин импульсов, случайные флуктуации фронтов импульсов, и джиттер восстановленного синхросигнала. В большинстве подобных генераторов используется псевдослучайная двоичная последовательность, получаемая с помощью сдвигового регистра с соответствующей

обратной связью. Таким образом, последовательность имеет ограниченную длину, и генератор непрерывно повторяет одну и ту же комбинацию импульсов. Генератор на Рисунке 1 лишен этого недостатка за счет формирования выходного потока данных на основе случайного шума. В схеме применены быстродействующие логические элементы семейства ECLinPS. Приемник линии MC10EL16 преобразует входной шум в цифровой сигнал. Затем передним фронтом тактового импульса этот случайный сигнал заносится в первый триггер. В идеале этот триггер должен обеспечивать случайную последовательность битов.

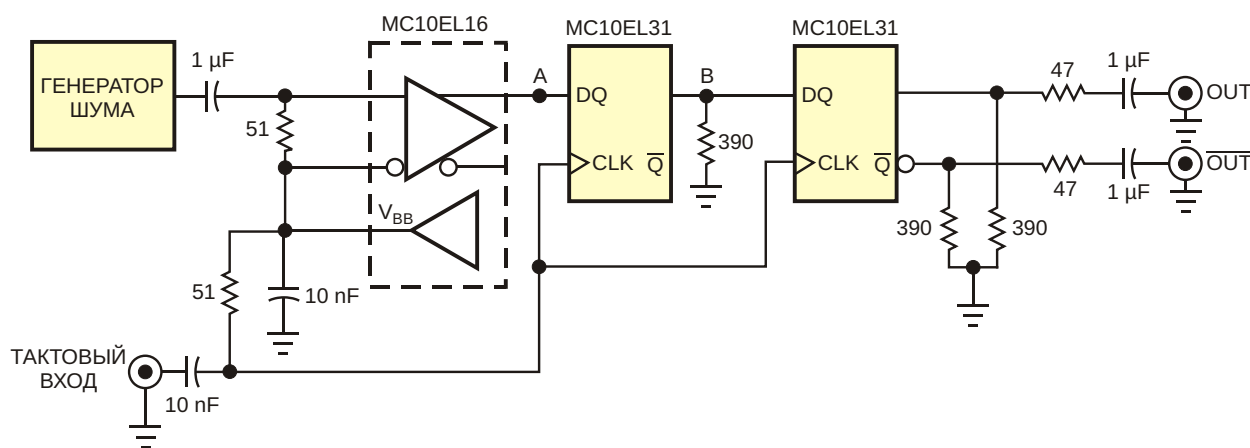


Рисунок 1. Этот генератор формирует истинно случайные битовые последовательности на частотах до 1 ГГц.

К сожалению, если данные на входе триггера изменяются одновременно с нарастающим фронтом тактового сигнала, триггер может перейти в метастабильное состояние. В результате состояние выхода оказывается неопределенным, что может привести к значительному увеличению задержки распространения и появлению джиттера в сгенерированной битовой последовательности. Второй триггер микросхемы MC10EL31 устраняет проблему джиттера. Мы тестировали генератор с тактовой частотой до 1 ГГц и не обнаружили аномалий в выходной глазковой диаграмме или частотном спектре. Обратите внимание, что устройства ECLinPS – это сверхбыстродействующие микросхемы, поэтому при проектировании печатной платы следует проявлять особую осторожность. Входы и выходы генератора должны иметь 50-омное

согласование, все соединения необходимо делать короткими, а питание каждой микросхемы должно быть развязано индивидуальными блокировочными конденсаторами. В качестве источника шума можно использовать схему из [1]. Напряжение источника шума должно находиться в пределах от 100 мВ до 1 В с.к.з., а ширина его частотного спектра должна быть, как минимум, равна значению тактовой частоты. **ПЛ**

Ссылки

1. Lukasz Sliwczynski. «Источник истинно широкополосного шума на основе стабилитрона». РадиоЛоцман, 2021, 09-10, стр. 112.

Материалы по теме

1. [Datasheet onsemi MC10EL16](#)
2. [Datasheet onsemi MC10EL31](#)

Прецизионный ограничитель защищает устройство регистрации данных

Jerry Steele

EDN

Эта схема родилась из приложения, в котором требовалось точно ограничить входной сигнал до уровня менее 2.5 В при работе от источника питания 2.5 В (фактически опорного напряжения) с максимальным выходным током 4 мА. Поскольку динамический диапазон сигнала составлял от 0 до 2.5 В, ограничение его простым диодом или стабилитроном съело бы слишком большую часть этого диапазона. Кроме того, напряжение ограничения сигнала должно было регулироваться более точно, чем могло обеспечить любое из простых устройств.

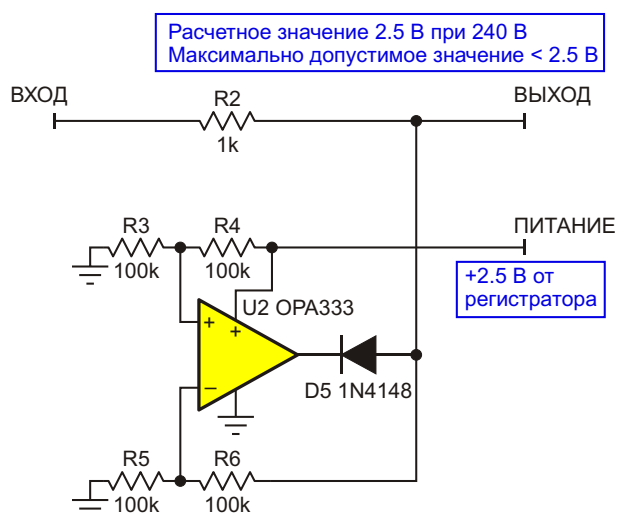


Рисунок 1. Схема для точного ограничения выходного напряжения на уровне 2.5 В, питающаяся от источника 2.5 В.

Это решение (см. Рисунок 1) основано на rail-to-rail операционном усилителе, способном работать от источника питания 2.5 В, но даже в этом случае наилучшую линейность обеспечивает работа входных и выходных узлов усилителя вблизи середины его диапазона 0...2.5 В.

Для этого опорное напряжение уменьшается вдвое делителем R3/R4 и подается на неинвертирующий вход. Измеряемое напряжение также делится пополам цепочкой R5/R6 и подается на инвертирующий вход.

Наконец, диод D5 на выходе усилителя позволяет усилителю принимать напряжение с узла ВЫХОД только в том случае, если уровень пытается превысить значение 2.5 В. Использование четырех резисторов одинакового номинала упрощает достижение высокой точности благодаря доступности прецизионных резисторных сборок.

R2 действует как последовательное сопротивление ограничителя выходного напряжения усилителя. Величина сопротивления R2 может широко варьироваться в зависимости от приложения, но необходимо учитывать, что используемый здесь операционный усилитель OPA333 (U2) рассчитан на максимальный выходной ток 5 мА.

Пример реализации этого ограничителя показан со схемой измерения переменного напряжения, для которой изначально он и создавался (Рисунок 2).

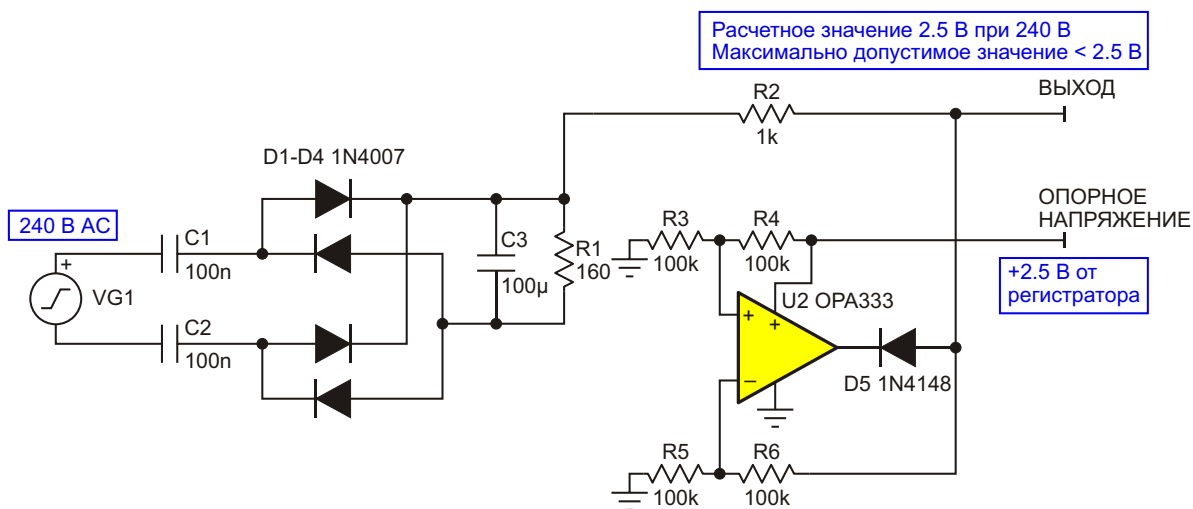


Рисунок 2. Схема ограничителя, показанная со схемой измерения переменного напряжения.

Схема измерения переменного напряжения подключена к регистратору с максимально допустимым входным напряжением 2.5 В. Регистратор также имеет выход опорного напряжения 2.5 В. Проблема заключается в том, что входное напряжение регистратора никогда не должно превышать 2.5 В. Этот

уровень ограничивается схемой, основанной на операционном усилителе ОРА333 (U2).

Емкостной attenuator и выпрямитель используются для измерения линии «240 В AC», где предполагаемое выходное постоянное напряжение составляет 2 В при входном напряжении переменного тока 240 В. На Рисунке 3 показан результат моделирования воздействия броска напряжения 5000 В на вход «240 В AC»

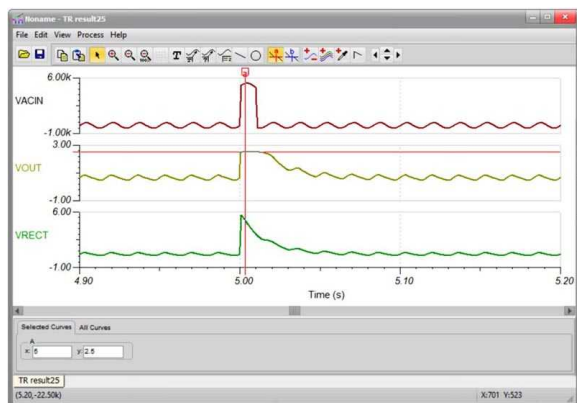


Рисунок 3. Моделирование воздействия броска напряжения 5000 В на вход схемы измерения переменного напряжения на Рисунке 2.

Заключение

Простота схемы, отличные характеристики и низкая стоимость реализации, сделавшие ее более чем удовлетворительной для моего приложения, должны сделать ее хорошим решением и для других приложений сбора и измерения данных, которым нужна быстрая, точная и доступная защита от повышенных напряжений. [PL](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA333](#)

Программно управляемый источник опорного напряжения

Reza Moghimi

EDN

По разным причинам разработчики часто обнаруживают, что их конструкция нуждается в дополнительных напряжениях питания. Например, системе, работающей от источников питания ± 2.5 В, вдруг может потребоваться точное опорное напряжение -1.4 В для схемы преобразования уровня сигнала и опорное напряжение 2.1 В для управления АЦП. Традиционное решение предполагает добавление пары операционных усилителей и резисторов для сдвига уровня и буферизации опорного напряжения системы или добавление пары ЦАП. Но в схемах операционных усилителей отсутствует возможность программирования для внесения изменений в конструкцию, и, хотя это можно сделать с помощью ЦАП, их настройки не энергонезависимы, а выходы, как правило, однополярные и слаботочные.

Схема на Рисунке 1 дает простой способ создания дополнительных опорных напряжений и обеспечивает несколько дополнитель-

ных преимуществ. Она позволяет легко получать программно управляемые положительные или отрицательные буферизованные опорные напряжения. Ее выходной буфер рассчитан на втекающий и вытекающий ток до 10 мА. Значения запрограммированных напряжений можно считывать и изменять. Встроенная память позволяет запоминать величины опорных напряжений и восстанавливать их после прерывания питания, а бит четности может указывать на неисправность, если внутренний сбой устройства случайно приведет к изменению запрограммированного напряжения.

Программируемый источник опорного напряжения основан на микросхеме AD8555 (IC_1) – инструментальном усилителе с автоматической коррекцией нуля и программируемым коэффициентом усиления, содержащей 8-битный ЦАП, управляющий схемой регулировки смещения. Используемый здесь не по прямому назначению монотонный ЦАП

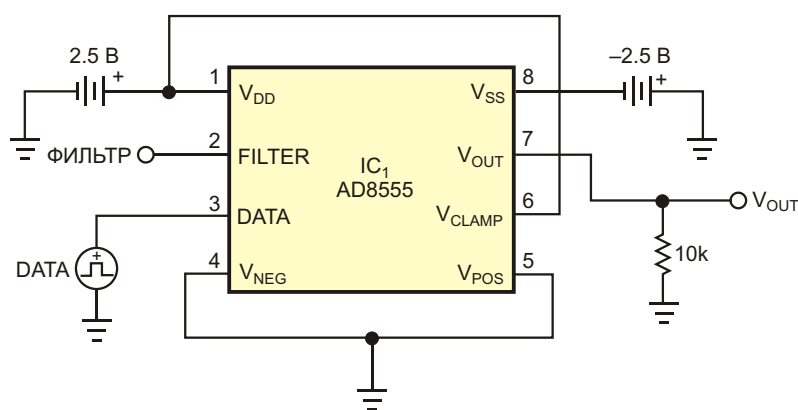


Рисунок 1. Программируемый инструментальный усилитель в миниатюрном 8-контактном корпусе LFCSP позволяет в последнюю минуту изменить величину биполярного опорного напряжения.

вырабатывает выходное напряжение, которое может изменяться от V_{SS} (входной код 0) до $V_{DD} - 1 \text{ LSB}$ (входной код 255). 8-битное разрешение ЦАП обеспечивает шаг изменения напряжения, равный 0.39% от разности напряжений V_{DD} и V_{SS} , что, например, при напряжении питания 5 В соответствует величине 19.5 мВ. Температурный коэффициент выходного напряжения ЦАП составляет менее 15 ppm/°C.

Внутреннее опорное напряжение ЦАП V_{DAC} описывается следующим приближительным выражением:

$$V_{DAC} = \frac{\text{CODE} \cdot 0.5}{256} (V_{DD} - V_{SS}) + V_{SS}$$

где CODE – входной цифровой код, устанавливающий выходное напряжение схемы V_{OUT} , определяемое формулой

$$V_{OUT} = \text{GAIN} (V_{POS} - V_{NEG}) + V_{DAC}$$

в которой GAIN представляет установленный по умолчанию внутренний коэффициент усиления, равный 70. Поскольку оба входа соединены с землей, первый член выражения близок к 0 В, а точнее, не превышает 10 мкВ из-за ошибок входного усилителя, а выходное напряжение схемы V_{OUT} равно V_{DAC} .

Пока внутренние регистры микросхемы не запрограммированы окончательно, они позволяют изменять выходное напряжение и исследовать поведение схемы в качестве источника фиксированного опорного напряжения и перепрограммируемого 8-битного

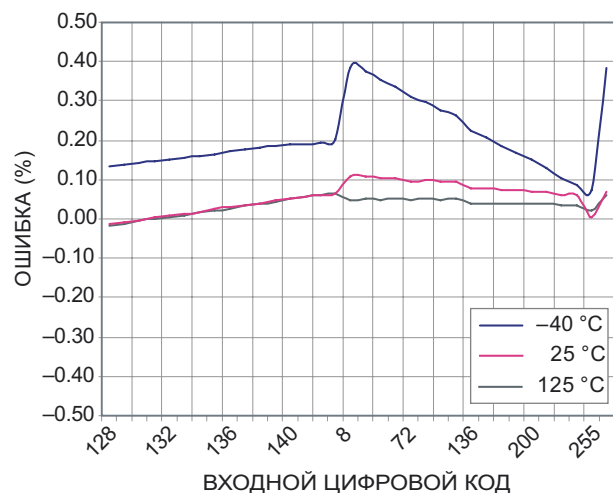


Рисунок 2. Ошибка выходного напряжения схемы опорного источника достигает максимального значения 0.4% при температуре -40 °C и напряжении питания 5 В.

ЦАП. Чтобы запрограммировать выходное напряжение, нужно выбрать подходящий код в соответствии с первой формулой и записать его в микросхему, следуя инструкциям из технического описания устройства. Пережиганием соответствующих внутренних поликремниевых перемычек устройства после проверки схемы можно установить постоянное выходное напряжение. Рисунок 2 показывает, что для данного уровня выходного напряжения абсолютная ошибка устройства в диапазоне температур от -40 до $+125\text{ °C}$ составляет менее 0.4%. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8555](#)

Мне нужна была дешевая схема, поэтому я предпочел решить эту задачу с помощью конструкции, сделанной на дискретных компонентах. На Рисунке 1 изображена схема светодиодной индикации для зарядного устройства.

Чтобы упростить объяснение, схема зарядного устройства была удалена. Каждое состояние схемы описано ниже.

Состояние 1:

Выход LED микросхемы BQ2000 имеет высокое сопротивление.

Транзистор Q2 закрыт, так как его затвор притянут к земле резистором R7. К точке соединения R2 и R3 через резистор R4 будет приложено напряжение +5 В, в результате чего D2 останется выключенным, так как падение напряжения на D2 и R2 слишком мало. Транзистор Q1 будет открыт, поскольку на его затвор через резистор R3 подано напряжение +5 В, и светодиод D1 будет зажжен. C4 не будет заряжаться, так как путь его заряда постоянным током блокирован конденсатором C7.

Состояние 2:

Выход LED микросхемы BQ2000 имеет низкое сопротивление.

Резистор R2 притянут к низкому уровню выводом 3 микросхемы BQ2000, и светодиод D2 зажжен. Q1 теперь будет выключен, поскольку на его затвор через резистор R3 подано напряжение низкого уровня, в результате чего светодиод D1 погаснет.

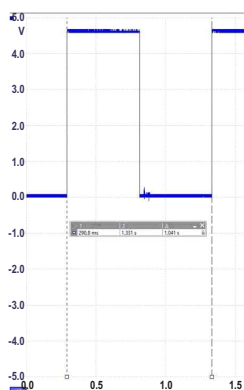


Рисунок 2. Сигнал 1 Гц на выходе 3 микросхемы BQ2000.

Состояние 3:

Выход LED микросхемы BQ2000 переключается с частотой 1 Гц.

На Рисунке 2 показан снимок экрана для сигнала 1 Гц на выводе 3 микросхемы BQ2000. Сигнал переменного тока, проходя через C7, заряжает конденсатор C4 через диод D7. Транзистор Q2 начинает проводить ток, как только напряжение на заряжающемся конденсаторе C4 достигнет порогового напряжения затвора. В результате уровень напряжения на стоке Q2 и затворе Q1 станет низким. D1 погаснет, потому что Q1 теперь закрыт.

C4 заряжается при каждом положительном фронте сигнала 1 Гц, а затем разряжается. Поэтому важно, чтобы напряжение на C4 оставалось выше порогового напряжения затвор-исток транзистора Q2. Иначе D1 также будет мигать. Это обеспечивается правильным выбором постоянной времени RC элементов C4 и R7.

Сигнал 1 Гц поступает также в точку соединения резисторов R2 и R3, заставляя светодиод D2 мигать с частотой 1 Гц.

Обратите внимание, что при высоком уровне сигнала 1 Гц во время высокоимпедансного состояния выхода 3 резисторы R4 и R3 образуют делитель напряжения:

$$U_{R2,D2} = \frac{R3}{R3 + R4} V_{SUP} = \frac{20 \text{ кОм}}{20 \text{ кОм} + 1 \text{ кОм}} \cdot 5 \text{ В} = 4.76 \text{ В.}$$

где V_{SUP} – напряжение питания

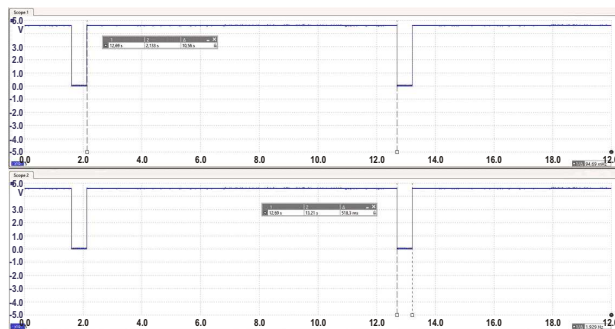


Рисунок 3. Сигнал на выходе 3 микросхемы BQ2000.

В этом случае падение напряжения на D2 и R2 составляет $5\text{ В} - 4.76\text{ В} = 0.24\text{ В}$, что недостаточно для включения D2.

D8 необходим для заряда C7 при низком уровне сигнала 1 Гц. Без D8 полярность сигнала 1 Гц будет преобразована в отрицательную.

Я обнаружил четвертый режим, который возникает, когда батарея не подключена к зарядному устройству. Форма сигнала на выводе 3 микросхемы BQ2000 для этого режима показана на Рисунке 3.

На нем виден импульсный сигнал, имеющий высокий уровень в течение 10.5 с и низ-

кий в течение 500 мс. Возможно, я что-то упустил, но какого-либо упоминания о таком режиме в описании BQ2000 я найти не смог. Я решил сообщить об этом для полноты картины. Номиналы C4 и R7 выбраны таким образом, чтобы светодиод D2 также мигал с этой частотой, и пользователь мог заметить, подключен аккумулятор или нет. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments BQ2000](#)
2. [Datasheet Fairchild FDV301N](#)
3. [Datasheet Broadcom ASMT-Rx45-xxxxx](#)

Преобразователь усредненного абсолютного значения на двух операционных усилителях

Dobromir Dobrev

EDN

Схема на Рисунке 1 полезна, когда требуется амплитудная демодуляция сигнала или нахождение его усредненного абсолютного значения. Схема состоит из двух каскадов, первый из которых – IC_{1A} – представляет собой преобразователь абсолютного значения с дифференциальным выходом. Второй каскад на элементе IC_{1B} – это обычный дифференциальный усилитель. Комбинация двух каскадов выполняет функцию нахождения абсолютного значения несимметричного сигнала, но только в том случае, если R₃ >> R₂. Конденсаторы C₁ интегрируют ток и выдают усредненные напряжения V_A и V_B. Кроме того, конденсаторы образуют точки с низким импедансом по переменному току в узлах V_A и V_B, когда выходные диоды смещены в обратном направлении. Дополнительные конденсаторы C₂, параллельные резисторам R₄, придают схеме характеристики фильтра нижних частот второго порядка и удаляют оставшуюся переменную составляющую сигнала. На практике

сопротивления резисторов R₃ нужно выбирать 5-10 раз большими, чем R₂.

Коэффициент усиления схемы равен

$$\frac{R_2 \parallel R_3}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3}$$

В большинстве приложений постоянные времени $\tau_1 = R_2 \parallel R_3 \cdot C_1$ и $\tau_2 = R_4 \cdot C_2$ выбирают равными. Схема на Рисунке 1 проста, симметрична и дешева. Она также позволяет легко рассчитать и установить коэффициент усиления с помощью одного резистора R₁. Еще одно преимущество заключается в том, что схема имеет одинаковую задержку для положительных и отрицательных сигналов и не нуждается в согласованных диодах. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL082](#)
2. [Datasheet NXP BAV99](#)

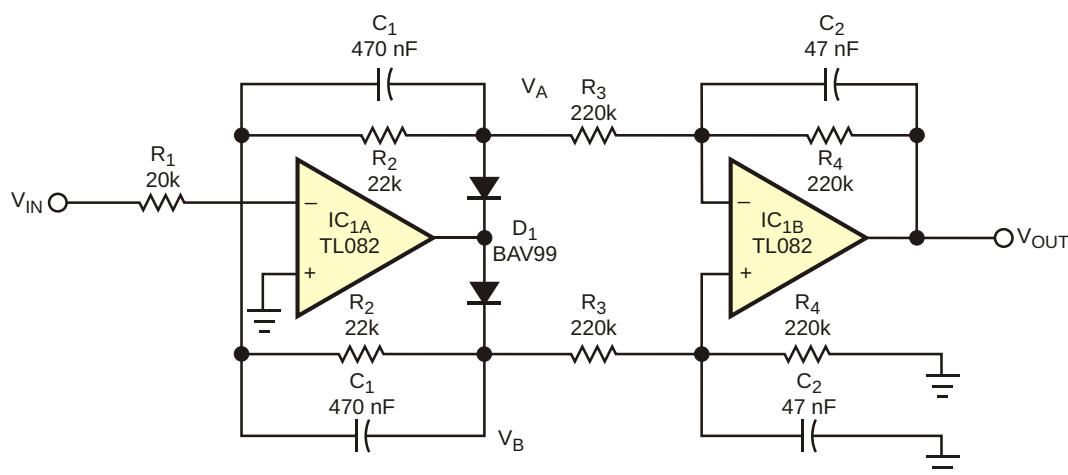


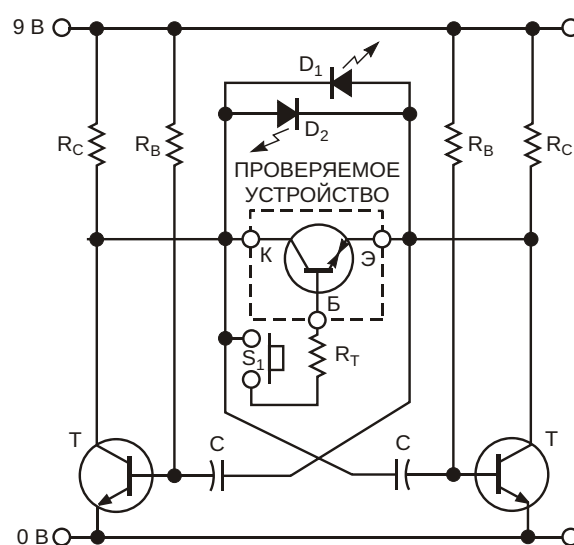
Рисунок 1. Этот преобразователь усредненного абсолютного значения с несимметричным входом полезен для амплитудной демодуляции.

Тестер транзисторов помещается в кармане

Jean-Bernard Guiot

EDN

Иногда может быть полезно быстро и легко определить тип (n-p-n или p-n-p) и работоспособность транзистора. Карманный тестер, показанный на Рисунке 1, идеально подходит для быстрой проверки транзисторов без учета таких параметров, как коэффициент усиления и граничная частота. Транзистор, или проверяемое устройство, включается между коллекторами транзисторов Т автоколебательного мультивибратора. Таким образом, между коллектором и эмиттером проверяемого устройства попеременно прикладывается положительное и отрицательное напряжение. Два светодиода во встречно-параллельном включении попеременно включаются в том случае, если устройство не проводит ток. Частота мультивибратора является функцией значений С и R_В. Если тестируемое устройство проводит ток только в одном направлении, то гаснет только один светодиод. Если устройство проводит ток в обоих направлениях, то гаснут оба светодиода. Можно оставить базу устройства неподключенной, чтобы проверить наличие чрезмерного тока утечки или короткого замыкания между базой и коллектором или базой и эмиттером. С помощью кнопки S1 можно сое-



ПРИМЕЧАНИЯ:
 ТРАНЗИСТОРЫ (Т) – BC108, BC547, 2N3904, 2N2222...
 КОНДЕНСАТОРЫ (С) – 100 нФ.
 R_С = 470 Ом, R_В = 39 кОм и R_Т = 3.9 кОм.
 СВЕТОДИОДЫ ПРЕДПОЧИТЕЛЬНО КРАСНЫЕ.

Рисунок 1. Этот простой тестер позволяет определить тип и работоспособность транзистора.

динить базу с коллектором для подачи тока в базу тестируемого устройства. Варианты поведения тестера сведены в Таблицу 1.

Таблица 1. Результаты тестов

Тест	D ₁	D ₂	S ₁	Комментарии
1	Вкл.	Выкл.	Выкл.	Неправильное подключение? Поменяйте клеммы «К» и «Б».
2	Выкл.	Вкл.	Выкл.	Неправильное подключение? Поменяйте клеммы «К» и «Б».
3	Выкл.	Выкл.	Выкл.	Проверяемое устройство закорочено (исправно).
4	Вкл.	Вкл.	Выкл.	Устройство исправно, если результаты тестов 5 и 6 положительны.
5	Вкл.	Выкл.	Вкл.	Проверяемое устройство является p-n-p транзистором.
6	Выкл.	Вкл.	Вкл.	Проверяемое устройство является n-p-n транзистором.

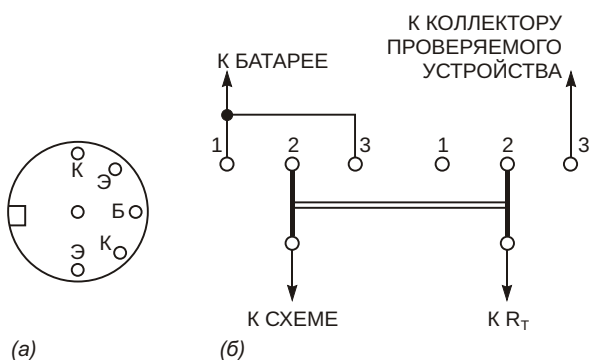


Рисунок 2. Разъем DIN позволяет легко подключить любой транзистор (а); двуполярный двунаправленный переключатель обеспечивает различные варианты тестирования (б).

Схема позволяет также проверять диоды, подключенные между клеммами «К» и «Э», полевые транзисторы, небольшие тиристоры

и симисторы. Весь тестер размещается в небольшом корпусе размером 20 × 30 × 60 мм. Для внешних подключений к тестируемому устройству можно использовать провода с зажимами «крокодил» или разъем. Практично и экономично использовать 5-контактное гнездо разъема DIN, расположив контакты так, как показано на Рисунке 2а. Такое расположение контактов позволяет легко подключать любой транзистор, независимо от порядка выводов «К», «Б», «Э». Подключение переключателя S1 показано на Рисунке 2б. S1 – это двуполярный двунаправленный переключатель:

- Позиция 1: включено, базовый ток отсутствует (S₁ разомкнут).
- Позиция 2: выключено (среднее положение).
- Позиция 3: включено, базовый ток течет (S₁ замкнут). **ПЛ**

Стрелочный прибор измеряет малые токи

Kevin Bilke

EDN

Хотя аналоговому стрелочному прибору может не хватать разрешения и точности, которые обеспечивает цифровой отсчет, для определенных приложений такой прибор остается предпочтительным устройством отображения данных. Цифровая индикация просто не может предоставить информацию о скорости изменения измеряемого параметра, и отслеживать тенденцию показаний проще на аналоговом измерителе.

Для полного отклонения стрелки больших магнитоэлектрических приборов может потребоваться значительное количество тока, а использование шунтирующего резис-

тора может оказаться непрактичным, если ток прибора больше, чем измеряемый ток. Можно решить проблему, подключив прибор к отдельному источнику питания (Рисунок 1). В этом примере для полного отклонения стрелки 8-дюймового стрелочного прибора, измеряющего токи от 0 до 1 А, требуется 15 мА. Этот метод также может упростить выбор или изготовление шунтирующих резисторов для нестандартных диапазонов тока. Во время работы выходной ток I_{OUT} микросхемы IC₁ равен $V_{SENSE}/100$ Ом, где V_{SENSE} – падение напряжения на резисторе R_{SENSE1} .

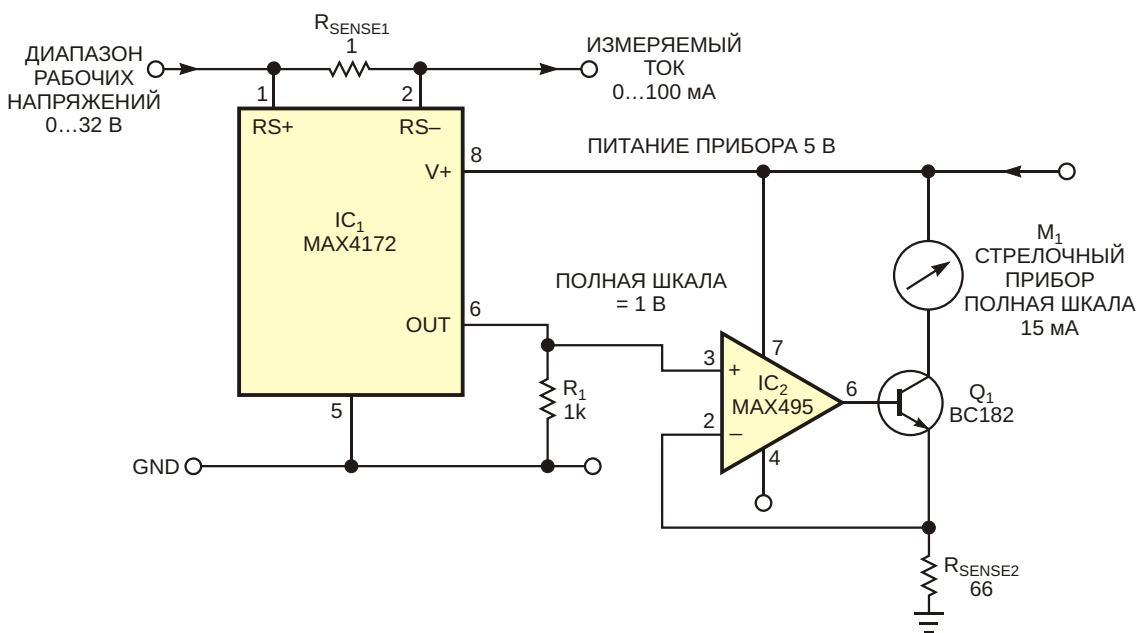


Рисунок 1. Эта схема позволяет использовать стрелочный прибор в приложениях, в которых ток измерителя составляет значительную часть измеряемого тока.

Из множества доступных токоизмерительных усилителей для этой схемы выбрана именно микросхема MAX4172 (IC₁), поскольку она имеет отдельный вывод напряжения питания внутренних цепей, в то время как другие устройства получают питание от измеряемого тока. В этом приложении ток полной шкалы 1 А создает на резисторе R_{SENSE1} падение напряжения 1 В, преобразуемое микросхемой IC₁ в максимальный выходной ток 10 мА, который создает на R₁ максимальное падение напряжения 1 В. Операционный усилитель IC₂ и транзистор Q₁ образуют управляемый напряжением источник втекающего тока, идущего через стрелочный прибор M₁. Пределу измерений 15 мА соответствует напряжение 1 В, падающее на 66-омном резисторе R_{SENSE2}. Сопротивление

этого резистора можно изменять для калибровки прибора или для изменения предельного значения измеряемого тока.

Эта схема также позволяет разнести в пространстве точку измерения и сам измеритель. Поскольку стрелочные приборы не предназначены для приложений, требующих точных измерений, можно использовать пассивные компоненты с увеличенными отклонениями номиналов. Для подавления помех питание прибора необходимо развязать конденсаторами. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4172](#)
2. [Datasheet Maxim MAX495](#)
3. [Datasheet onsemi BC182](#)

MOSFET улучшает измерения малых токов стрелочным прибором

Stefan Strózecki

EDN

В предыдущей статье [1] описывался интересный и полезный метод использования аналогового магнитоэлектрического прибора для измерения токов в диапазоне менее 1 А. Конструкция обеспечивает значительную гибкость в выборе чувствительности измерительного прибора и диапазона измерений, а также упрощает подбор шунтирующих резисторов. Хотя для управления стрелочным прибором в конструкции используется биполярный транзистор, в некоторых случаях более хорошим выбором будет MOSFET. Ориги-

нальная схема содержит источник втекающего тока управляемый напряжением, который измеряет ток эмиттера биполярного транзистора, однако аналоговый прибор управляется током коллектора. Эмиттерный и коллекторный токи биполярного транзистора – I_E и I_C , соответственно, – не идентичны, поскольку к току эмиттера добавляется базовый ток I_B .

Эти компоненты тока можно выразить как $I_E = I_C + I_B$ и, значит, $I_C = I_E - I_B$. Степень влияния базового тока на точность измерения зависит от величины I_B и величины коэффициента

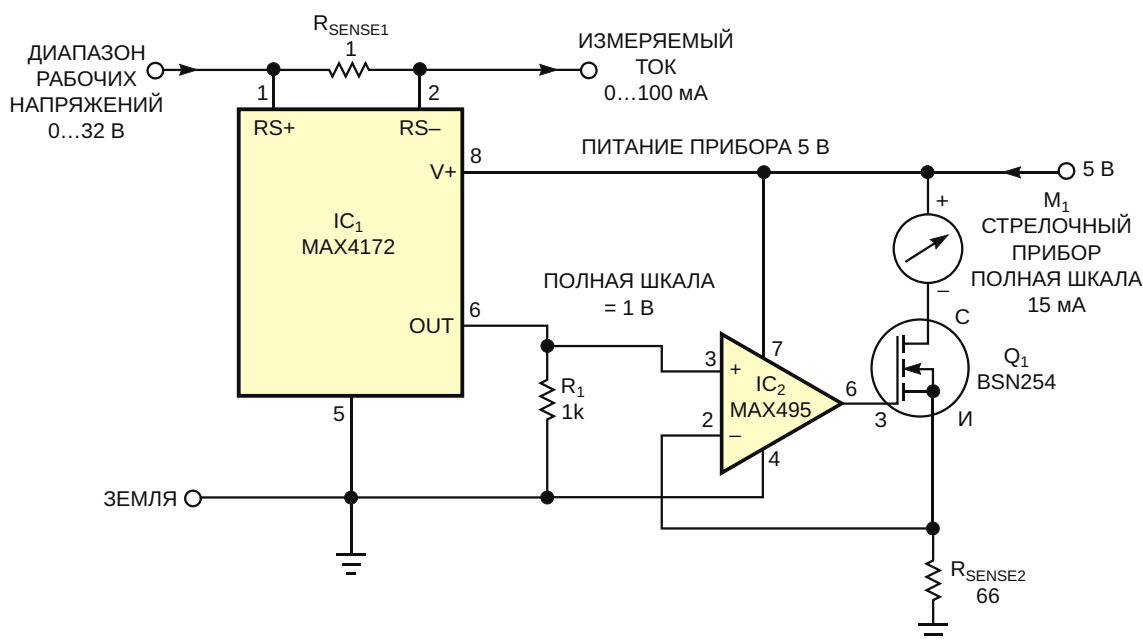


Рисунок 1. В этой усовершенствованной версии более ранней схемы для управления стрелочным прибором используется MOSFET.

передачи тока базы в схеме с общим эмиттером, поскольку ток базы $I_B = I_C / \beta$. Если β больше 100, вклад базового тока в ток эмиттера обычно незначителен. Однако иногда бывает меньше. Например, кремниевый п-р-п транзистор общего применения BC182 при малых токах и комнатной температуре имеет β , равный всего 40. Если бы в коллекторе транзистора использовался стрелочный прибор с током полного отклонения 15 мА, необходимый для полного отклонения ток базы I_B при минимальном β составил бы 0.375 мА. Вычитание базового тока из тока коллектора даст ошибку 2.5%.

Но если используется стрелочный прибор с током полного отклонения 150 мкА, ошибка измерения значительно возрастает, поскольку β уменьшается с уменьшением тока коллектора. У транзистора BC182 при уменьшении тока коллектора с нескольких миллиампер до 200 мкА коэффициент передачи тока снижается до 0.6 от первоначально значения и отрицательно влияет на точность показаний стрелочного прибора.

Чтобы решить проблему и повысить точность схемы, можно заменить BC182 n-канальным MOSFET, таким, например, как BSN254 (Рисунок 1). Поскольку затвор MOSFET не потребляет тока, ток его стока всегда равен току истока. При выборе MOSFET для этой схемы следует обращать внимание на его пороговое напряжение затвор-исток, которое должно быть как можно более низким. Например, пороговое

напряжение затвор-исток транзистора BSN254 при комнатной температуре составляет от 0.8 до 2 В. Остальная часть схемы не отличается от исходной; то есть, для максимального падения напряжения 1 В на резисторе R_1 сопротивление R_{SENSE2} рассчитывается следующим образом:

$$R_{SENSE2} = \frac{1 \text{ В}}{I_{METER}},$$

где

R_{SENSE2} – выражается в омах,

1 В – падение напряжения на резисторе R_1 ,

I_{METER} – ток полного отклонения стрелки прибора.

Обратите внимание, что ток на выходе OUT микросхемы IC₁ связан с напряжением V_{SENSE} на резисторе R_{SENSE1} соотношением $V_{SENSE}/100$ Ом. В этом приложении измеряемый ток 100 мА создает на R_{SENSE1} падение напряжения 0.1 В, и, таким образом, полному отклонению стрелки прибора соответствует напряжение 1 В на резисторе R_1 . **РЛ**

Ссылки

1. Kevin Wilke. «Стрелочный прибор измеряет малые токи». РадиоЛоцман, 2021, 09-10, стр. 130.

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4172](#)
2. [Datasheet Maxim MAX495](#)
3. [Datasheet onsemi BC182](#)
4. [Datasheet NXP BSN254](#)



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!