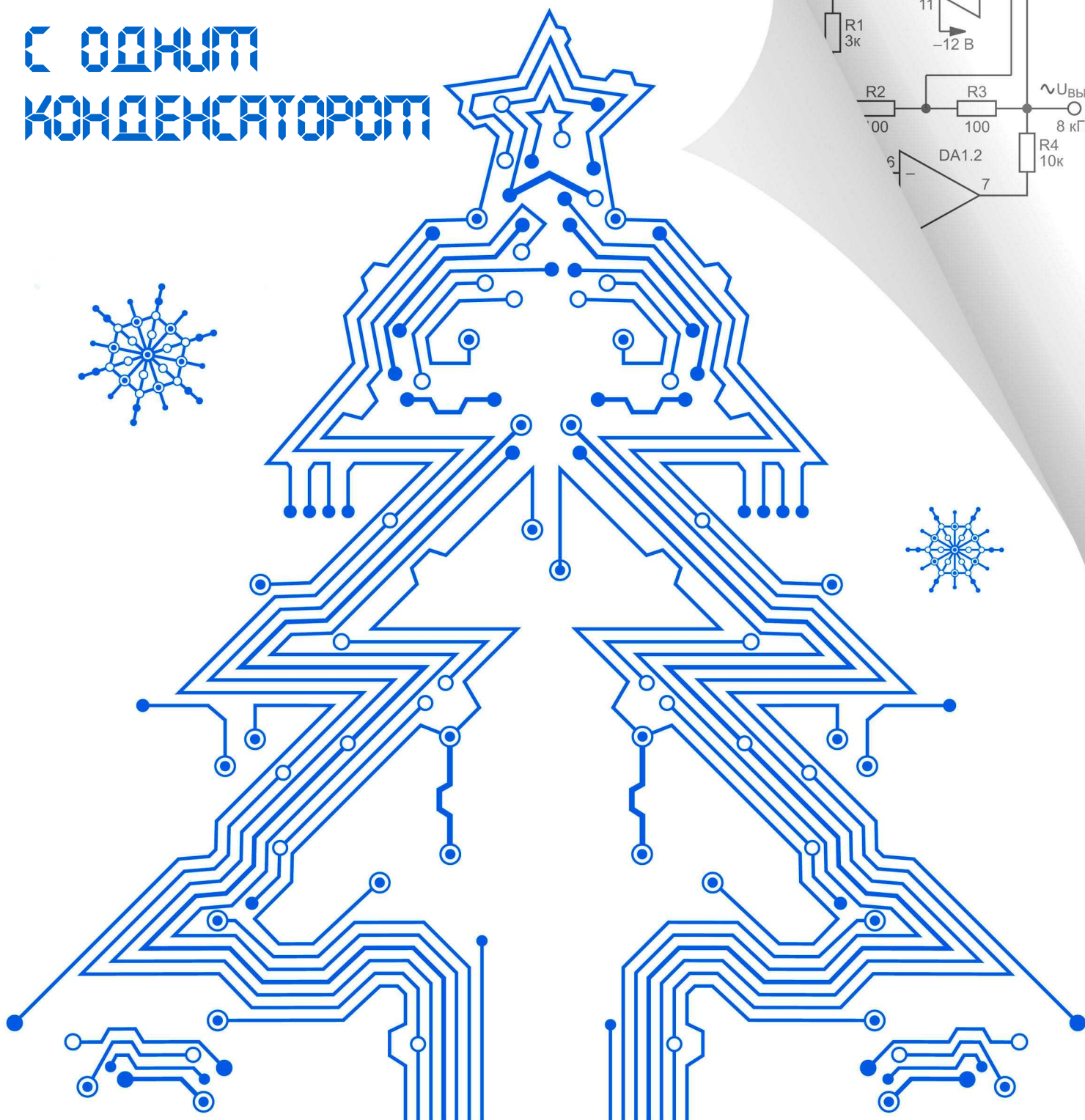
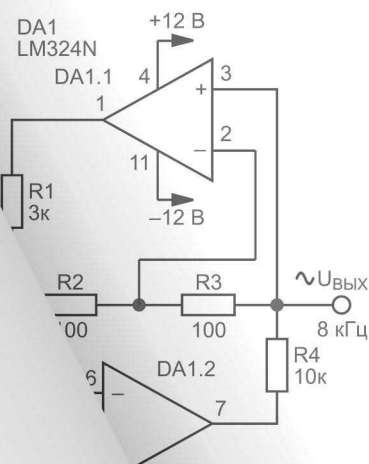




РАДИОЛОЦМАН

НОЯБРЬ-ДЕКАБРЬ 2021 (117)

РС-ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ С ОДНИМ КОНДЕНСАТОРОМ





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 Renesas представляет программируемый интеллектуальный драйвер затворов для бесщеточных двигателей постоянного тока
- 5 ACEINNA запускает в производство сверхточный датчик тока
- 6 Совместный продукт Arduino Pro и Bosch Sensortec делает интеллектуальные измерения доступными для всех
- 8 65-амперный чипсет ePower компании EPC меняет подход к преобразованию энергии
- 9 Analog Devices представила ультрастабильный источник опорного напряжения
- 10 Renesas представляет семейство 5-вольтовых приемопередатчиков RS-485/422 с лучшей в отрасли устойчивостью к быстрым переходным процессам

Статьи

- 12 Жонглируем прерываниями: особенности работы с модулем UART микроконтроллеров STM8
- 26 Raspberry Pi Zero 2 W за \$15 уже в продаже
- 30 Сравнение последовательных и шунтовых линейных регуляторов напряжения для небольших фотогальванических батарей
- 33 Простое измерение температуры микроконтроллером с помощью диода и конденсатора
- 35 Точное измерение тока нагрузки со стороны «земли»
- 38 Двухполупериодный выпрямитель на одном транзисторе
- 42 Следите за любой комнатой вашего дома с помощью Wi-Fi
- 44 Нетрадиционное использование выходного драйвера защищает монитор тока
- 46 Транзисторная пара улучшает точность схемы измерения тока
- 48 Генератор пилообразного напряжения с кварцевой стабилизацией частоты
- 51 Настройка квадратурного энкодера на слух

Схемы

- 52 Правильная последовательность включения напряжений обеспечивается двумя компонентами
- 54 Простые дополнения к аудиоусилителю предотвращают искажения при больших
- 56 Компенсация сопротивления подводящих проводов улучшает стабилизацию
- 58 Динамическая электронная нагрузка с регулируемой скоростью нарастания
- 61 Двухпороговые тиристоры ON/OFF, переключаемые по уровню входного сигнала
- 67 Стробоскопическая приставка к осциллографу с полосой пропускания 1 ГГц
- 70 Простая схема электронной нагрузки до 4.5 А с OLED дисплеем
- 75 Автоматический выключатель предотвращает разряд аккумулятора автомобиля
- 76 Интерфейсы, работающие на основе технологии «Touch'n'touch»
- 80 Аналоговый калькулятор на основе ШИМ обеспечивает четырехквadrантное умножение и деление
- 84 Генератор треугольных импульсов, управляемый напряжением
- 88 Термостабильный 20-ваттный усилитель класса АВ
- 91 Защита от неисправности с помощью следящего ограничения тока
- 94 Схема автоматического отключения батарейного питания
- 96 Трехфазный синус-генератор с цифровым управлением
- 98 Схема прогрессирующего ограничения тока линейного регулятора
- 100 Усилитель точно делит напряжение на два
- 102 RC-генераторы синусоидальных сигналов с одним конденсатором
- 104 В схеме ШИМ функцию токоизмерительного резистора выполняет предохранитель
- 106 Генератор синусоидальных колебаний на основе преобразователя полного сопротивления
- 108 Усовершенствованная схема автоматического отключения батарейного питания
- 110 КМОП инвертор преобразует радиочастотные сигналы в цифровые логические уровни
- 113 Подключение цифрового датчика температуры витой парой длиной 1 км
- 115 Токвый усилитель класса АВ с большим размахом выходного напряжения
- 118 Свободные выводы микроконтроллера можно использовать в конструкции источника питания
- 120 Простой анемометр на основе последовательной пары транзисторов
- 123 Модернизация винтажного осциллографа с помощью линии задержки
- 126 Логические элементы с памятью состояния
- 130 Зарядовый насос расширяет диапазон входных напряжений токоизмерительного усилителя
- 132 Трансформатор управления затвором обеспечивает быстрое выключение MOSFET
- 134 Схема задержки управляет последовательностью включения напряжений
- 136 Управление резистивным нагревательным элементом не создает помех системе

Renesas представляет программируемый интеллектуальный драйвер затворов для бесщеточных двигателей постоянного тока

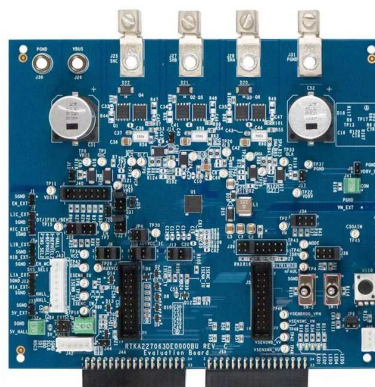
Renesas Electronics анонсировала интеллектуальный драйвер затворов RAA227063 для бесщеточных двигателей постоянного тока. Новое устройство программируется через интерфейс SPI, что позволяет ему поддерживать как двигатели с датчиками положения ротора, так и приложения без датчиков. В драйвере реализовано программирование напряжения управления затворами, обеспечивающее поддержку n-канальных MOSFET, обычно используемых в конструкциях инверторов двигателей, а также GaN МОП-транзисторов, используемых там, где требуется высокая плотность мощности. RAA227063 легко адаптируется для поддержки различных типов микроконтроллеров, включая широкий спектр предложений Renesas.



Помимо уникальной гибкости, трехфазный драйвер MOSFET RAA227063 отличается высокой степенью интеграции. Он содержит 500-миллиамперный понижающе-повышающий преобразователь для питания низковольтной логики непосредственно от аккумуляторной батареи с более высоким КПД (90%) по сравнению с традиционными LDO (40%). Кроме того, в устройство интегрирован 200-миллиамперный LDO регулятор, который может использоваться для питания как микроконтроллера, так и дополнительной аналоговой периферии. Три встроенных токоизмерительных усилителя с программируемыми коэффициентами усиления позволяют легко настраивать схему под различные конфигурации датчиков тока.

Основные характеристики интеллектуального драйвера затворов RAA227063

- Высокая степень интеграции упрощает конструкцию инвертора и позволяет адаптировать схему к различным микроконтроллерам;
- Программируемое напряжение управления затворами позволяет работать как с n-канальными MOSFET, так и с GaN МОП-транзисторами;
- Поддержка трапецеидального, синусоидального и векторного алгоритмов управления;
- Измерение противо-ЭДС упрощает бессенсорное управление;
- Программирование через SPI для поддержки бесщеточных двигателей постоянного тока с датчиками положения ротора на основе энкодеров или элементов Холла;
- До трех программируемых каналов измерения тока;
- Адаптируется под различные микроконтроллеры;
- Расширенный набор функций безопасности защищает инвертор от катастрофических отказов и обеспечивает выдачу предупреждений о неисправностях для облегчения поиска и устранения неполадок;



Оценочная плата RTKA227063DE0000BU для тестирования микросхемы RAA227063.

- Адаптивное мертвое время минимизирует потери переключения;
- Схема выборки и хранения позволяет использовать для управления бесщеточными двигателями постоянного тока любые микроконтроллеры общего назначения, имеющие не меньше трех АЦП и не меньше трех таймеров.

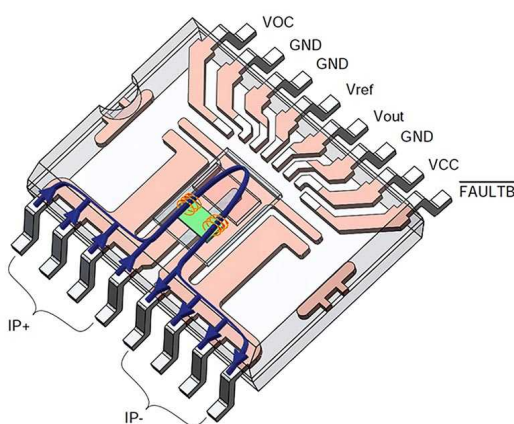
Доступность

RAA227063 уже выпускается в 48-контактном корпусе QFN с размерами 7 мм × 7 мм. Renesas предлагает также оценочный набор RTKA227063, содержащий 500-ваттный инвертор, для управления которым могут использоваться различные процессорные платы.

ACEINNA запускает в производство сильноточный датчик тока

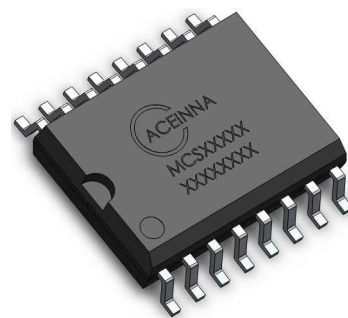
Полностью изолированный 65-амперный датчик тока на основе AMR доступен в версиях 3.3 и 5 В

ACEINNA анонсировала самый точный и широкополосный в отрасли сильноточный датчик тока MCx1101 с диапазоном измерений ± 65 А. Этот основанный на анизотропном магнетосопротивлении (AMR) высокоточный датчик тока, ориентированный на приложения, в которых используются силовые приборы из широкозонных полупроводниковых материалов, идеально подходит для широкого спектра систем питания следующего поколения. В настоящее время уже доступны как единичные образцы, так и промышленные партии нового прибора.



Малое время отклика и широкая полоса пропускания MCx1101 идеальны для контроля быстродействующих SiC и GaN импульсных силовых каскадов и позволяют разработчикам систем питания использовать возможности повышения скорости переключения и

выбора более компактных компонентов, предоставляемые широкозонными коммутаторами. Время отклика на выходной скачок тока составляет всего 0.3 мкс. MCx1101 также имеет встроенный флаг, который помогает реализовать контроль перегрузки по току, необходимый в современных системах питания. Время реакции на токовую перегрузку мало и составляет 0.2 мкс.



«Полностью интегрированные двунаправленные датчики тока MCx1101 компании ACEINNA обеспечивают гораздо более высокую точность и динамический диапазон измерений постоянного и переменного тока по сравнению с альтернативными решениями, – говорит Теоман Устун (Teoman Ustun), вице-президент по маркетингу компании ACEINNA. – Например, новые версии с измеряемыми токами ± 65 А имеют типовую точность $\pm 3\%$. Новый датчик тока, выпускаемый в стандартном для отрасли корпусе SOIC-16 с низкоимпедансным путем измеряемого тока

(0.9 мОм), сертифицирован для изолированных приложений по стандартам UL/IEC/EN60950-1».

В новом датчике тока реализовано уникальное сочетание высокой точности, полосы частот сигнала 1.5 МГц с эталонной для отрасли зависимостью фазового сдвига от частоты, быстрой переходной характеристики и напряжения изоляции 4.8 кВ, что делает его идеальным измерителем тока в быстродействующих системах токового регулирова-

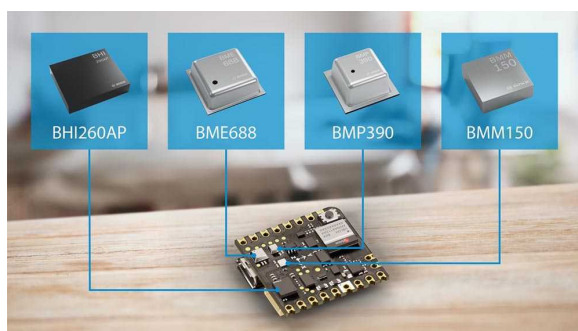
ния и защиты, обеспечивающим высокие технические характеристики источников питания, инверторов и приложений управления двигателями.

В дополнение к новой версии с диапазоном измеряемых токов ± 65 А существующее семейство датчиков ACEINNA включает 50-, 20- и 5-амперные устройства и предлагается в вариантах как с фиксированным коэффициентом усиления (MCA1101), так и с логотметрическим усилением (MCR1101).

Совместный продукт Arduino Pro и Bosch Sensortec делает интеллектуальные измерения доступными для всех

Самая маленькая на сегодняшний день плата Arduino готова воспринимать и осмысливать мир: современные технологии сочетаются с простой в использовании универсальностью первого продукта нового семейства Nicla

Arduino Pro и Bosch Sensortec объединились, чтобы установить новый стандарт интеллектуальных сенсорных решений. Nicla Sense ME – это самый последний и самый миниатюрный продукт Arduino Pro, в котором используется технология датчиков Bosch последнего поколения, поднимающая возможности измерений и интеллекта на беспрецедентный уровень.

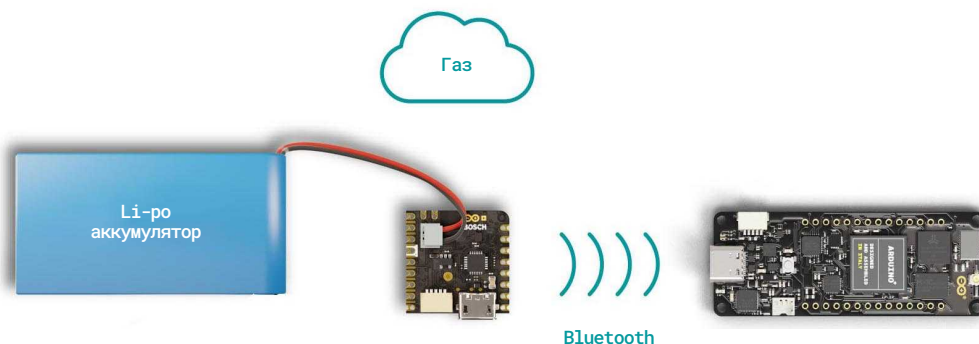


Кобрендовая плата интеллектуального датчика движения с девятью степенями свободы и 4D датчика окружающей среды с поддержкой искусственного интеллекта позволяет использовать широкий спектр приложений для различных сегментов рынка Интернета вещей, сохраняя при этом простоту интеграции и масштабируемость, присущие Arduino.

Nicla Sense ME поставляется с сенсорной системой Bosch Sensortec BH1260AP AI, в которую интегрированы датчик движения, магнитометр BMM150, датчик давления BMP390 и уникальный сверхточный высоколинейный газовый датчик BME688 с искусственным интеллектом, дополненный датчиками давления, влажности и температуры.

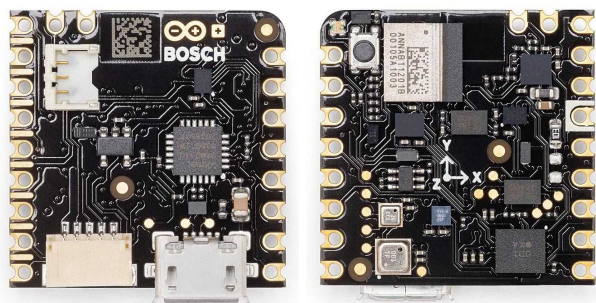
Его способность воспринимать и обрабатывать так много различных типов данных увеличивает автономность и снижает задержки и энергопотребление, обеспечивая большую конфиденциальность и сокращая объем передаваемых данных. «Это крошечная плата с действительно отличным набором датчиков и высокой вычислительной мощностью, открывающая совершенно новый спектр приложений. Автоматизация умных зданий, мобильные и носимые устройства, промышленное и профессиональное оборудование – вот ключевые задачи, для решения которых предназначена Nicla Sense ME», – говорит Адриано Чинелло (Adriano Chinello), глава Arduino Pro.

Более того, несмотря на то, что благодаря своей надежной конструкции Nicla Sense ME подходит для проектов, в которых необходимо максимально использовать возможности



Пример типичного решения для дистанционного зондирования окружающей среды, включающего Arduino Nicla Sense ME, Arduino Portenta H7 и Li-Po аккумулятор.

искусственного интеллекта, ее энергоэффективность и четкая структура программирования делают плату идеальной также для исследовательских проектов, быстрого прототипирования и разработки. Фактически, плата уже включена в «стартовый набор», предоставляемый всем командам, участвующим в конкурсе инноваций в области Интернета вещей Bosch SENSORTEC 2021, – уникальном онлайн-конкурсе, в котором студенты объединяют аппаратные и программные инструменты для разработки увлекательных решений IoT, основанных на датчиках.



Мало того, Sense ME, где «ME» означает «Motion (движение)» и «Environment (окружающая среда)» – лишь первый продукт в новом семействе Nicla. Эта новая модульная линейка интеллектуальных продуктов, удачно названная в честь греческой богини победы, добавит в экосистему Arduino новый ряд простых в использовании, экономичных, универсальных и доступных инструментов, как для продвинутых пользователей, так и для энтузиастов.

Основные преимущества Nicla Sense ME

Nicla Sense ME объединяет в себе малопотребляющие сенсорные узлы с высокопроизводительным мозгом, способным на высочайшем уровне решать задачи искусственного интеллекта и машинного обучения. В плате сочетаются скорость подключения и простота конфигурирования Arduino с современными компонентами Bosch SENSORTEC. Она готова к использованию сегодня, но также соответствует и требованиям будущего, поскольку позволяет устанавливать дополнительные датчики и совместима не только с перспективными продуктами Nicla, но и с семействами Arduino Pro MKR и Portenta.

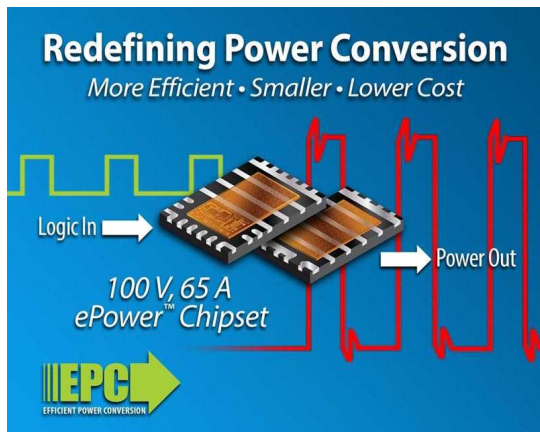
Все это занимает площадь лишь 22.86×22.86 мм, что делает плату идеальным выбором для приложений, требующих компактных размеров и низкого энергопотребления. Nicla Sense ME может питаться от батареи и либо использоваться как полноценная автономная плата, либо подключаться к плате Arduino для расширения ее возможностей.

От промышленного Интернета вещей до спортивного оборудования, от средств домашней автоматизации до управления профилактическим обслуживанием и от контроля качества воздуха до противокражных систем – компактная и интеллектуальная Nicla Sense ME готова обеспечить постоянный мониторинг данных с использованием возможностей искусственного интеллекта в любом месте и для каждого.

Плата Arduino Nicla Sense ME доступна для приобретения по цене €59/\$70.

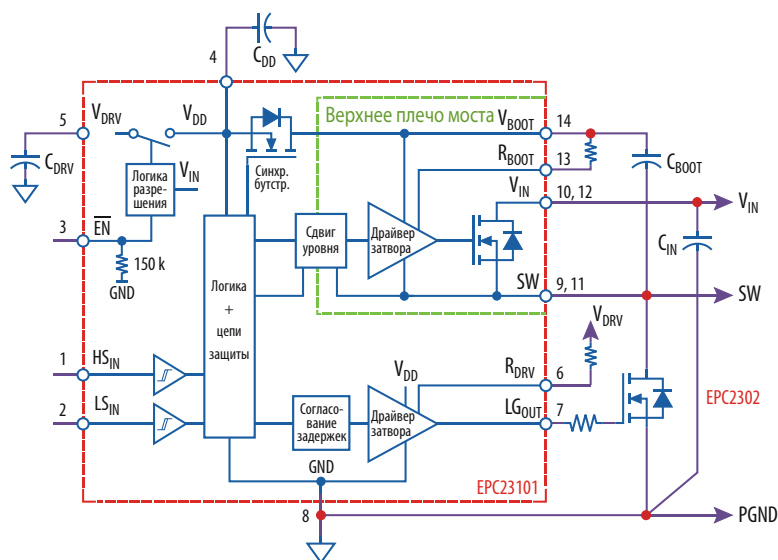
65-амперный чипсет ePower компании EPC меняет подход к преобразованию энергии

Компания EPC анонсировала набор 100-вольтных 65-амперных микросхем, предназначенных для DC/DC преобразования напряжения 48 В в вычислительных приложениях высокой плотности, а также для драйверов 48-вольтных бесщеточных двигателей постоянного тока, электромобилей, робототехники и беспилотных летательных аппаратов.



Нитрид-галлиевая (eGaN) микросхема EPC23101 и eGaN МОП-транзистор EPC2302 образуют новый чипсет ePower, способный выдерживать максимальное напряжение 100 В и обеспечивать ток нагрузки до 65 А, переключаясь с частотой более 1 МГц.

- Ключевые особенности интегральной схемы EPC23101, использующей запатентованную EPC технологию GaN микросхем, включают встроенный МОП-транзистор верхнего плеча с сопротивлением открытого канала 3.3 мОм с драйвером затвора, входной логический интерфейс, схему сдвига уровня, бутстрепную цепь, буферные схемы драйвера затвора и выход драйвера затвора для управления внешним eGaN МОП-транзистором нижнего плеча.
- eGaN МОП-транзистор EPC2302 имеет сверхмалое сопротивление открытого канала, равное всего 1.8 мОм, а также очень небольшие емкости затвора и низкие значения выходной емкости и емкости затвор-сток.
- Оба устройства выпускаются в корпусах QFN со сниженным тепловым сопротивлением и вскрытым теплоотводящим основанием, расположение выводов которых оптимизировано для удобства межсоединений. Общая площадь набора, составляющая 7 мм × 5 мм, позволяет создавать исключительно компактные решения для приложений с повышенной плотностью мощности.



Блок-схема прототипной платы EPC90142.

В схеме преобразователя, понижающего напряжение 48 В до 12 В, связка EPC23101 и EPC2302 обеспечивает КПД 96% при частоте переключения 1 МГц и 97% при частоте переключения 500 кГц и может отдавать в нагрузку ток 65 А, нагреваясь менее чем до 50 °С.

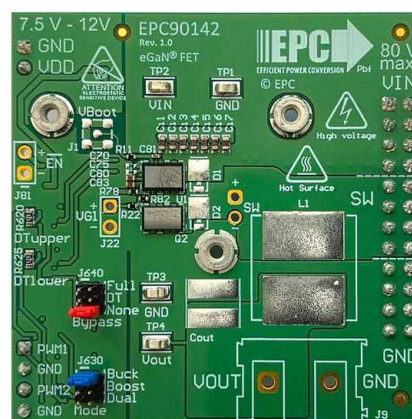


eGaN МОП-транзистор EPC2302.

Семейство продуктов ePower позволяет разработчикам легко воспользоваться преимуществами значительного улучшения характеристик, которые предоставила технология GaN. Интегрированные устройства упрощают конструирование, разводку плат и сборку, экономят место на печатной плате и повышают КПД.

Прототипная плата

Прототипная плата EPC90142 представляет собой 100-вольтовый полумост с максимальным выходным током 65 А, содержащий



Прототипная плата EPC90142.

микросхему EPC23101 и GaN МОП-транзистор EPC2302. Назначение этой платы – упростить процесс оценки набора микросхем ePower. Эта плата размером 50.8 мм × 50.8 мм с оптимизированными коммутационными характеристиками содержит все важнейшие компоненты, необходимые для легкой оценки набора.

Цены и доступность

Микросхемы EPC23101 в партиях из 1000 устройств продаются по цене \$5.28 за штуку.

Транзисторы EPC2302 в партиях из 1000 устройств продаются по цене \$4.91 за штуку.

Одна прототипная плата EPC90142 стоит \$156.25.

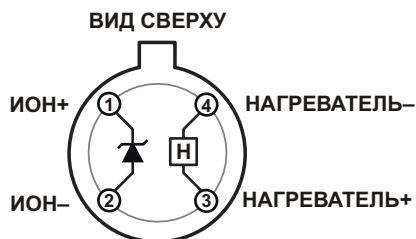
Analog Devices представила ультрастабильный источник опорного напряжения

Analog Devices представила прецизионный шунтовой источник опорного напряже-



ния ADR1399, отличающийся превосходной температурной стабильностью в широком диапазоне напряжений, температур и рабочих токов. Встроенный в активный стабилизатор на монолитной подложке контур стабилизации температуры практически исключает изменение напряжения с температурой. Все параметры схемы подповерхностного стабилизатора гарантируются при рабочем токе 3 мА и обеспечивают минимальное значение шума (1.44 мкВ пик-пик в полосе от 0.1 Гц до 10 Гц) и превосходную долговременную стабильность 7 ppm/ kHr (kHr – 1000 часов).

ADR1399 имеет гораздо более низкое выходное динамическое сопротивление (0.08 Ом), чем предшественник LM399, снижая влияние шунтирующего резистора и изменений напряжения питания на выходное опорное напряжение.



Конфигурация выводов микросхемы ADR1399.

Идеальные области применения ADR1399 включают сверхстабильные цифровые вольтметры, прецизионное калибровочное оборудование и аналого-цифровые преобразователи (АЦП) со сверхвысокой повторяемостью характеристик.

Основные характеристики

- Ультростабильный шунтовой источник опорного напряжения 7.05 В;
- Низкий температурный коэффициент 0.2 ppm/°C;
- Максимальное динамическое сопротивление 0.08 Ом;
- Типовой выходной шум 1.84 мкВ с.к.з. в полосе частот 10 Гц – 1 кГц;
- Начальная точность в диапазоне от –300 мВ до +250 мВ;

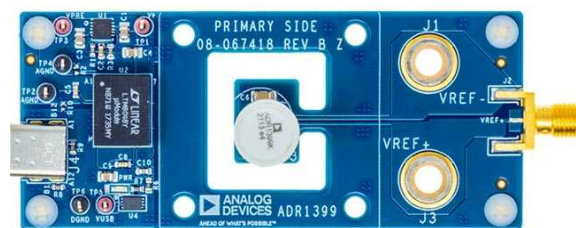
- 4-выводной металлический корпус TO-46;
- Предусмотрен внешний теплоизолятор;
- Замена устаревшего LM399.

Области применения

- Прецизионные источники опорного напряжения для мультиметров;
- Стандарты напряжения калибровочного оборудования;
- Лабораторное измерительное оборудование;
- Промышленные приборы контроля и управления;
- Сверхстабильные преобразователи данных.

Цена и доступность

Источники опорного напряжения ADR1399 уже поставляются заказчикам в 4-выводных металлических корпусах TO-46. Цена одной микросхемы при покупке 1000 приборов составляет \$10.27. Доступен также оценочный набор EVAL-ADR1399.



Оценочная плата ADR1399H-EBZ для ультростабильного источника опорного напряжения ADR1399.

Renesas представляет семейство 5-вольтовых приемопередатчиков RS-485/422 с лучшей в отрасли устойчивостью к быстрым переходным процессам

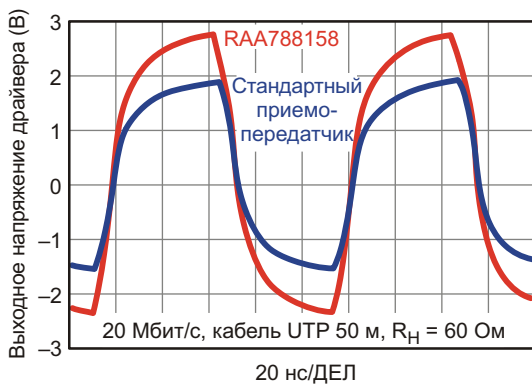
Новые дифференциальные приемопередатчики RS-485/422 для приложений промышленной автоматизации обеспечивают устойчивость к EFT до ±5000 В и электростатическим разрядам до ±16,000 В

Renesas Electronics представила семейство RAA78815x 5-вольтовых дифференциальных приемопередатчиков RS-485/422 с лучшей в отрасли устойчивостью к быстрым

электрическим переходным процессам (electrical fast transient, EFT) до ±5000 В и защитой от электростатических разрядов до ±16,000 В, что делает эти продукты идеаль-



ным решением для чувствительных к помехам сетей промышленной связи. Шесть новых полу- и полнодуплексных устройств повышенной надежности соответствуют стандартам связи RS-485 и RS-422 и идеально подходят для различных промышленных сетей, сетей управления технологическими процессами, систем автоматизации зданий, протяженных сетей и сетевых приложений для камер видеонаблюдения.



Типовые выходные характеристики драйверов приемопередатчиков RAA78815xE.

Новые устройства созданы на основе уже выпускаемых Renesas 5-вольтовых приемопередатчиков RS-485 семейства ISL315x путем повышения их устойчивости к EFT. В дополнение к лучшим в отрасли характеристикам EFT семейство RAA78815x обеспечивает исключительные уровни дифференциальных выходных напряжений, составляющие 3.1 В на требуемой стандартом RS-485 нагрузке 54 Ом. Токи утечки новых высокоскоростных приемопередатчиков не превышают 125 мкА, что соответствует истинно 1/8 единицы нагрузки на шину RS-485. Разработчики могут подключать к одной шине до 512 приемопередатчиков без использования репите-

ров и без нарушения требований по максимальной нагрузке в 32 устройства, регламентированных сетевым стандартом RS-485. В результате этих изменений семейство RAA78815x позволит снизить затраты на внедрение и простои, поскольку одна сеть может поддерживать больше узлов с меньшей вероятностью проблем, обусловленных электростатическими разрядами и EFT.

Основные характеристики микросхем семейства RAA78815x

- Устойчивость к EFT ± 5000 В;
- Устойчивость к разрядам статического электричества $\pm 16,000$ В;
- Дифференциальное выходное напряжение 3.1 В (типичное значение) при сопротивлении нагрузки шины 54 Ом;
- Низкие и ультранизкие токи:
 - ток шины 125 мкА,
 - ток потребления 550 мкА,
 - ток в режиме ожидания 70 нА;
- Сверхминиатюрные корпуса MSOP размером 3 × 5 мм и SOIC размером 6 × 8.6 мм;
- Поддержка различных скоростей обмена данными и двух режимов: полнодуплексного (RAA788150, RAA788153 и RAA788156) и полудуплексного (RAA788152, RAA788155 и RAA788158).

Доступность

Приемопередатчики RAA78815x уже выпускаются серийно в корпусах MSOP и SOIC с числом выводов от 8 до 14. Для новых приемопередатчиков доступна также оценочная плата.



Оценочная плата RTKA788152DE0000BU 5-вольтовых полудуплексных приемопередатчиков RS-485.

Жонглируем прерываниями: особенности работы с модулем UART микроконтроллеров STM8



Александр Русу, Одесса, Украина

Выйдя на рынок недорогих 8-разрядных микроконтроллеров, компания STMicroelectronics сделала «предложение, от которого нельзя отказаться». Судя по количеству проектов и публикаций в сети, радиолюбителям и профессиональным разработчикам особо «понравились» микросхемы бюджетной серии STM8S в компактных корпусах TSSOP20. Не последнюю роль в этом, возможно, сыграло наличие недорогих плат с предустановленными микросхемами STM8S103F3P6 (Рисунок 1), которые можно установить в бесплаеч-

ные отладочные платы, так обожаемые поклонниками платформы Arduino. И хоть сейчас из-за общемировой нехватки радиоэлементов розничные цены на микросхемы этой серии возросли более чем в пять раз, на сайте STMicroelectronics при заказе партии не менее чем из 10 тысяч приборов микроконтроллеры STM8S003F3P6 все еще доступны по цене 0.28 USD за штуку. А это, в совокупности с постепенным снижением розничных цен на эти микросхемы, происходившим в течение 2021 года, вселяет надежду, что они снова станут такими же доступными, как и раньше.

Я тоже не устоял перед искушением использовать эти микроконтроллеры в своих разработках и создал на основе STM8S003F3P6 небольшую систему домашней автоматизации, первая версия которой через несколько месяцев будет проходить испытания в установке для выращивания рассады. Фактически я создал конструктор, состоящий из унифицированных модулей с общим аппаратным и программным интерфейсом (Рисунок 2), комбинирование которых позволяет решать самые разные задачи. Например, в первом варианте система будет по расписанию управлять фитолампами, включая их только днем и при условии, что уровень внешнего освещения будет ниже запрограммированного порога.

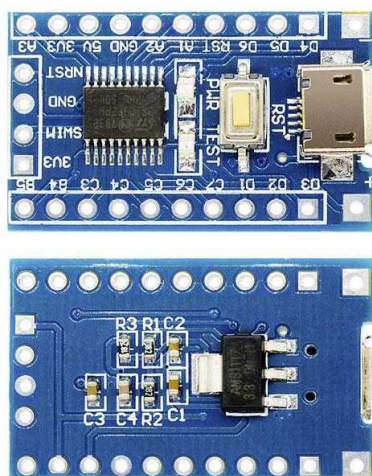


Рисунок 1. Отладочная плата с микроконтроллером STM8S103F3P6.

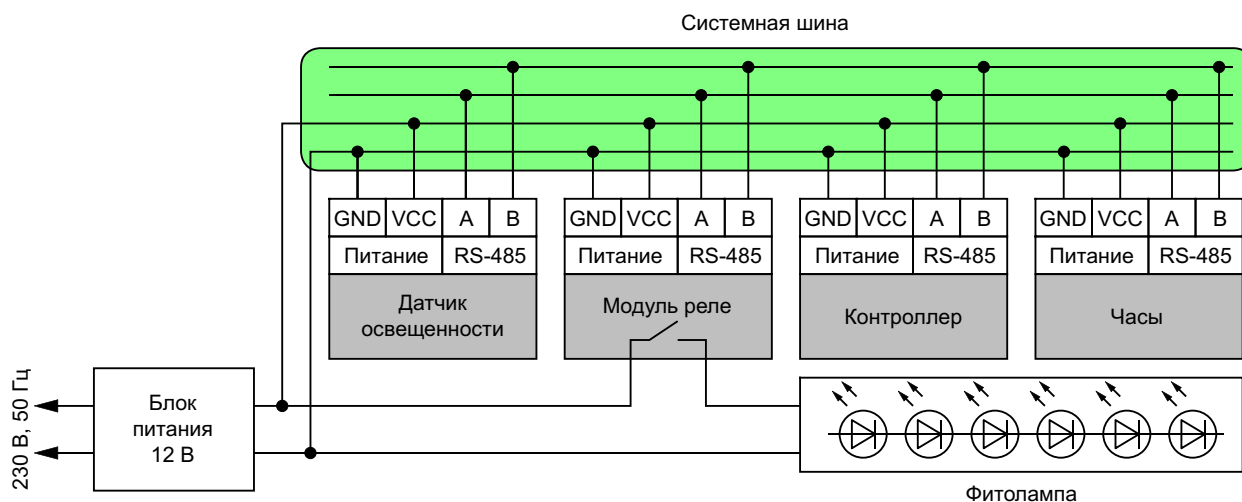


Рисунок 2. Структурная схема автоматизированной системы управления фитолампами.

В этой статье будут рассмотрены особенности работы с модулями UART микроконтроллеров STM8 при использовании прерываний. Статья будет полезна, в первую очередь, специалистам, находящимся на начальных этапах знакомства с этими микросхемами. Я надеюсь, что она действительно ускорит написание программного кода, потому что у меня, несмотря на наличие практического опыта работы с аппаратным UART на платформах AVR и PIC, на эту часть проекта ушло в несколько раз больше времени, чем я планировал.

Материал статьи рассчитан на читателя, уже имеющего определенный уровень подготовки и знающего что такое UART, RS-485, прерывания, флаги, регистры, переменные и прочие элементарные вещи. Энциклопедических данных и переводов технической документации в этой статье будет совсем немного – ровно столько, сколько нужно для пояснения того или иного момента. Поэтому хорошим дополнением к этой статье станут оригинальная техническая документация, а также примеры работы с UART из категории «что-то приняли и радуемся», которые можно найти не только в сети, но и в «фирменной» библиотеке STM8S/A Standard Peripherals Library (StdPeriph_Lib) [3].

Аппаратная часть системы

Электрические схемы всех модулей системы аналогичны (Рисунок 3), по крайней

мере, в части, связанной с обработкой информации. Приемопередатчиком интерфейса RS-485 является микросхема DA2 (SP485). Она связана с микроконтроллером DD1 (STM8S003F3P6) с помощью трех линий, две из которых соединены с интегрированным модулем UART (выводы 2 и 3), а третья – соединенная с выводом 1, настроенным в режиме обычного порта ввода-вывода, – используется для управления приемопередающей частью SP485.

В нормальном режиме работы микроконтроллер и приемопередатчик RS-485 питаются напряжением 5 В, формируемым стабилизатором DA1. Однако из-за того, что дешевые версии программатора ST-LINK могут работать только с сигналами, уровень которых равен 3.3 В, во время программирования и отладки программного обеспечения питать микроконтроллер и основные микросхемы приходится напряжением 3.3 В, получаемым от программатора через разъем X2. Однако это даже оказалось удобным, поскольку при отладке всю систему можно запитать от одного USB-порта и не возиться с громоздкими лабораторными источниками питания. Можно было бы, конечно, и перейти на основное питание 3.3 В, однако микросхемы, рассчитанные на работу при таком напряжении, например, MAX3485 или LM1117-3.3, почему-то стоят в несколько раз дороже своих 5-вольтовых аналогов.

Остальные элементы являются «стандартной обвязкой», установленной в соот-

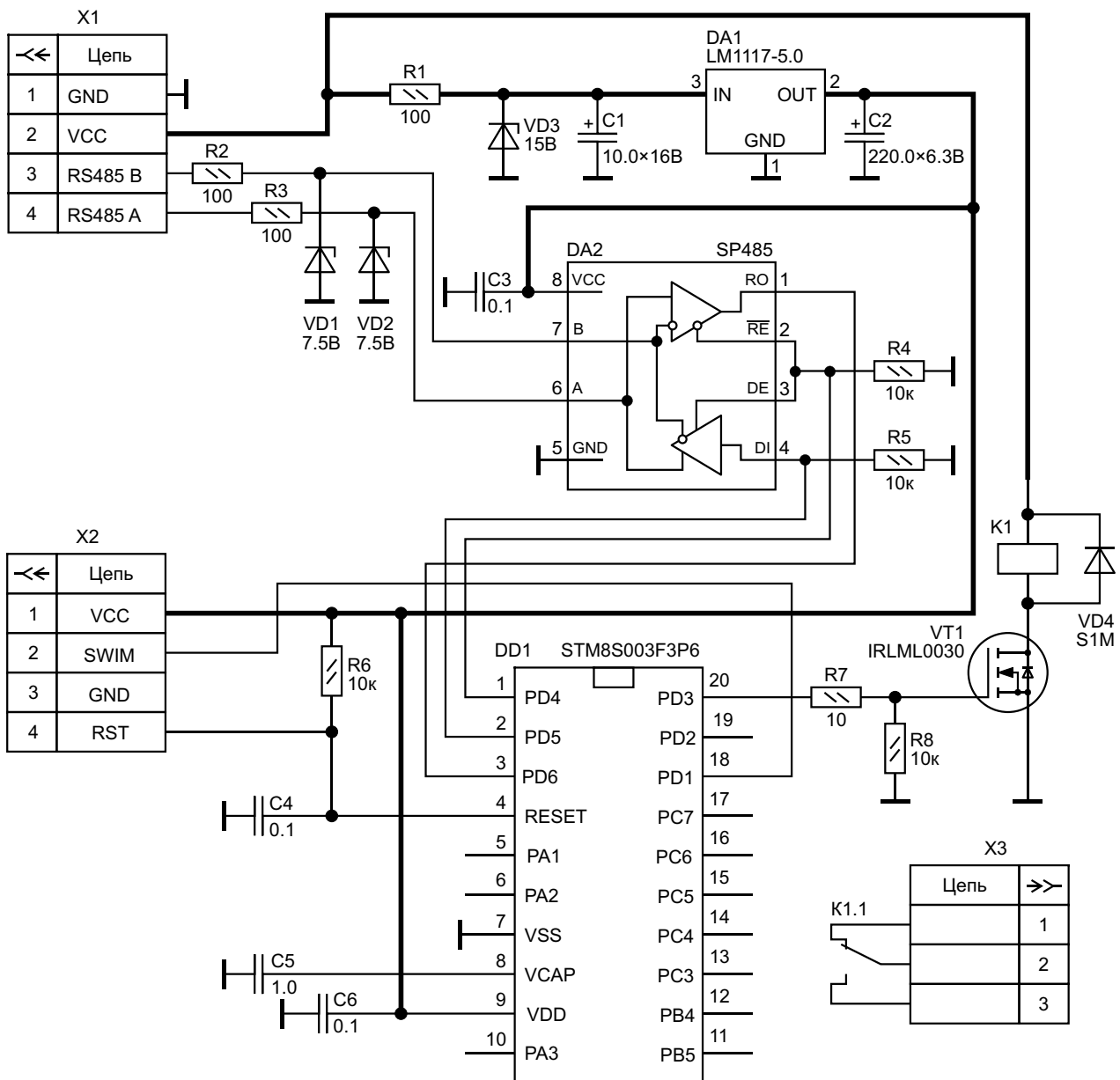


Рисунок 3. Принципиальная схема модуля реле.

ветствии с технической документацией на выбранные микросхемы или на основе общих принципов проектирования радиоэлектронных устройств.

Протокол обмена данными

Обмен данными в системе происходит в форме диалога. Ведущее устройство (модуль контроллера) периодически посылает каждому модулю команду в определенном формате (Рисунок 4).

Во время работы все ведомые модули «слушают» информационную шину и при обнаружении пакета, адресованного им (при

совпадении поля «Номер устройства» с настройкой, записанной в собственной энергонезависимой памяти), передают ведущему ответ, также в фиксированном формате (Рисунок 5).

Как видно из рисунка, структура ответа ведомого отличается от структуры запроса ведущего лишь одним полем – кодом ошибки.

Байт 0		Байт 1		Байт 2		Байт N	
Длина пакета	Номер устройства	Код команды	Данные (необязательно)		Контрольная сумма		

Рисунок 4. Формат команды от ведущего к ведомому.

Байт 0	Байт 1	Байт 2	Байт N	
Длина пакета	Номер устройства	Код ошибки	Данные (необязательно)	Контрольная сумма

Рисунок 5. Формат ответа ведомого устройства.

Код ошибки является критерием правильной работы ведомого устройства и корректности переданных данных. Например, если в модуле часов произошел сбой в работе микросхемы RTC (Real Time Clock), то при запросе времени технически проще передать последние данные, полученные от этого узла, с кодом «Аппаратная ошибка», чем как-то иначе сигнализировать о наличии неисправности. Ведущему этого будет вполне достаточно для того, чтобы «понять», что полученным данным о времени верить нельзя, и принять меры по восстановлению работы системы (например, перезагрузить аварийный модуль и, если ошибка не исчезла, «замигать» аварийным светодиодом).

Листинг 1. Исходный код инициализации аппаратной части.

```
// восстановление исходных настроек UART
UART1_DeInit();

// настройка UART
UART1_Init((uint32_t)9600,
           UART1_WORDLENGTH_8D,
           UART1_STOPBITS_1,
           UART1_PARITY_NO,
           UART1_SYNCMODE_CLOCK_DISABLE,
           UART1_MODE_TXRX_ENABLE);

// настройка порта ввода-вывода, связанного с приемопередатчиком RS485
GPIO_Init(GPIOD, GPIO_PIN_4, GPIO_MODE_OUT_PP_LOW_FAST);
```

Перед настройкой модуля UART рекомендуется вызвать вначале подпрограмму `UART1_DeInit` (в библиотеке `StdPeriph_Lib` подобные подпрограммы есть у каждого периферийного модуля). Она гарантированно вернет модуль UART в исходное состояние, поскольку подпрограмма `UART1_Init` изменяет лишь часть настроек, и если в момент вызова `UART1_Init` другие настройки UART были изменены, то модуль может работать некорректно.

В этой части кода также происходит настройка линии 4 порта D (вывод 1 микросхемы) для работы в качестве выхода в режи-

Инициализация модуля UART

Особенности аппаратной части модуля UART микроконтроллеров STM8 и его работы во всех возможных режимах достаточно хорошо описаны как в технической документации, так и в примерах, поэтому я не вижу особого смысла останавливаться на этом вопросе. При использовании библиотеки `StdPeriph_Lib` для настройки модуля проще всего использовать функцию `UART1_Init` (Листинг 1), передав в нее значения в виде заранее определенных констант. В данном примере модуль UART переводится в режим, используемый во многих радиолюбительских проектах: асинхронный режим работы (используются только выводы RX и TX), скорость обмена данными – 9600 бод, длина пакета – 8 бит, один стоповый бит, без бита четности. При инициализации модуля также сразу происходит включение и приемника, и передатчика – за это «отвечает» последний входной параметр, которому присваивается значение `UART1_MODE_TXRX_ENABLE`.

ме Push-Pull (Рисунок 3). После инициализации на этой линии порта сразу устанавливается низкий уровень, переводящий микросхему SP485 в режим приема. (За все эти настройки отвечает комбинированная константа `GPIO_MODE_OUT_PP_LOW_FAST`).

Особенности прерываний модуля UART

Модуль UART может генерировать восемь различных прерываний (Рисунок 6), перенаправляющих основной поток программы на один из двух обработчиков, вызываемых,

Таблица 1. Описание констант `UART1_IT_TypeDef`

Константа	Бит управления прерыванием	Флаг прерывания	Событие
<code>UART1_IT_TXE</code>	<code>CR2.TIEN</code>	<code>SR.TXE</code>	Регистр передачи пустой (начало передачи байта)
<code>UART1_IT_TC</code>	<code>CR2.TCIEN</code>	<code>SR.TC</code>	Завершение передачи байта
<code>UART1_IT_IDLE</code>	<code>CR2.ILIEN</code>	<code>SR.IDLE</code>	Прекращение приема данных (простой линии)
<code>UART1_IT_PE</code>	<code>CR1.PIEN</code>	<code>SR.PE</code>	Ошибка бита четности
<code>UART1_IT_OR</code>	<code>CR2.RIEN</code>	<code>SR.OR</code>	Переполнение приемного буфера
<code>UART1_IT_RXNE</code>	<code>CR2.RIEN</code>	<code>SR.RXNE</code>	Прием байта (регистр приема не пустой)
<code>UART1_IT_RXNE_OR</code>	<code>CR2.RIEN</code>	<code>SR.PE (!!!)</code>	Прием байта и переполнение буфера
<code>UART1_IT_LBDF</code>	<code>CR4.LBDIEN</code>	<code>CR4.LBDF</code>	Остановка обмена при работе по стандарту LIN

соответственно, при передаче и приеме информации. Однако не все прерывания нужны для нашей задачи.

Например, бит четности при передаче/приема пакета не используется, поэтому событие, возникающее при обнаружении его несоответствия, нас не интересует. Точно также нас не интересуют два специфических прерывания, возникающих при работе модуля по стандарту LIN (Local Interconnect Network) (`CR4.LBDF` и `CR6.LHDF`). Таким образом, остаются только пять событий, которые можно практически использовать в нашей задаче: освобождение передающего буфера (Transmit Data Register Empty, `TXE`), завершение передачи байта (Transmission Complete, `TC`), прием байта (Receive Data Register Not Empty, `RXNE`), переполнение приемного буфера (Overrun Error, `OR`) и остановка передачи данных в канале приема (Idle Line Detected, `IDLE`).

В микроконтроллерах STM8 система контроля и управления прерываниями приемопередатчика UART «размазана» по всему модулю. Например, биты `xIEN` (Interrupt ENabled), включающие прерывания, расположены в четырех разных конфигурационных регистрах (`CR1`, `CR2`, `CR4` и `CR6`). Точно также флаги, показывающие, какое событие стало причиной вызова обработчика, расположены в трех регистрах, один из которых (Status Register, `SR`), как и положено, относится к категории регистров состояния, а вот остальные (`CR4` и `CR6`) – к конфигурационным регистрам (Control Register, `CR`).

Но эта рассредоточенность не особо влияет на скорость написания программного кода. Например, если воспользоваться специализированными функциями из библиоте-

ки `StdPeriph_Lib`: `UART1_GetITStatus`, `UART1_ClearITPendingBit` и `UART1_ITConfig`, то можно вообще не думать о том, в каком из регистров физически находится тот или иной управляющий бит или флаг. Дело в том, что одним из параметров, передаваемых в эти функции, является константа типа `UART1_IT_TypeDef`, в которой уже закодированы и номер нужного регистра, и номер нужного бита (Таблица 1). Таким образом, включить и выключить любое прерывание в любой момент можно с помощью функции `UART1_ITConfig` (Листинг 2), не особо думая о технических подробностях этой операции (хоть и немного в ущерб быстродействию).

Листинг 2. Пример включения и выключения прерывания `TXE` с помощью подпрограммы `UART1_ITConfig`.

```
// включение прерывания TXE
UART1_ITConfig(UART1_IT_TXE, ENABLE);

// выключение прерывания TXE
UART1_ITConfig(UART1_IT_TXE, DISABLE);
```

Однако при использовании констант `UART1_IT_TypeDef` следует быть очень внимательным, поскольку разработчики `StdPeriph_Lib` немного «перемудрили» с этим инструментом. Например, при использовании подпрограммы `UART1_ITConfig` для того, чтобы включить прерывание при приеме байта и переполнении входного буфера, контролируемое общим битом `CR2.RIEN` (Рисунок 6), следует использовать константу `UART1_IT_RXNE_OR`. При включенной проверке значений входных параметров попытка передачи в эту подпрограмму констант `UART1_IT_OR` или `UART1_IT_RXNE`, ссылающихся на тот же управляющий бит, приведет к

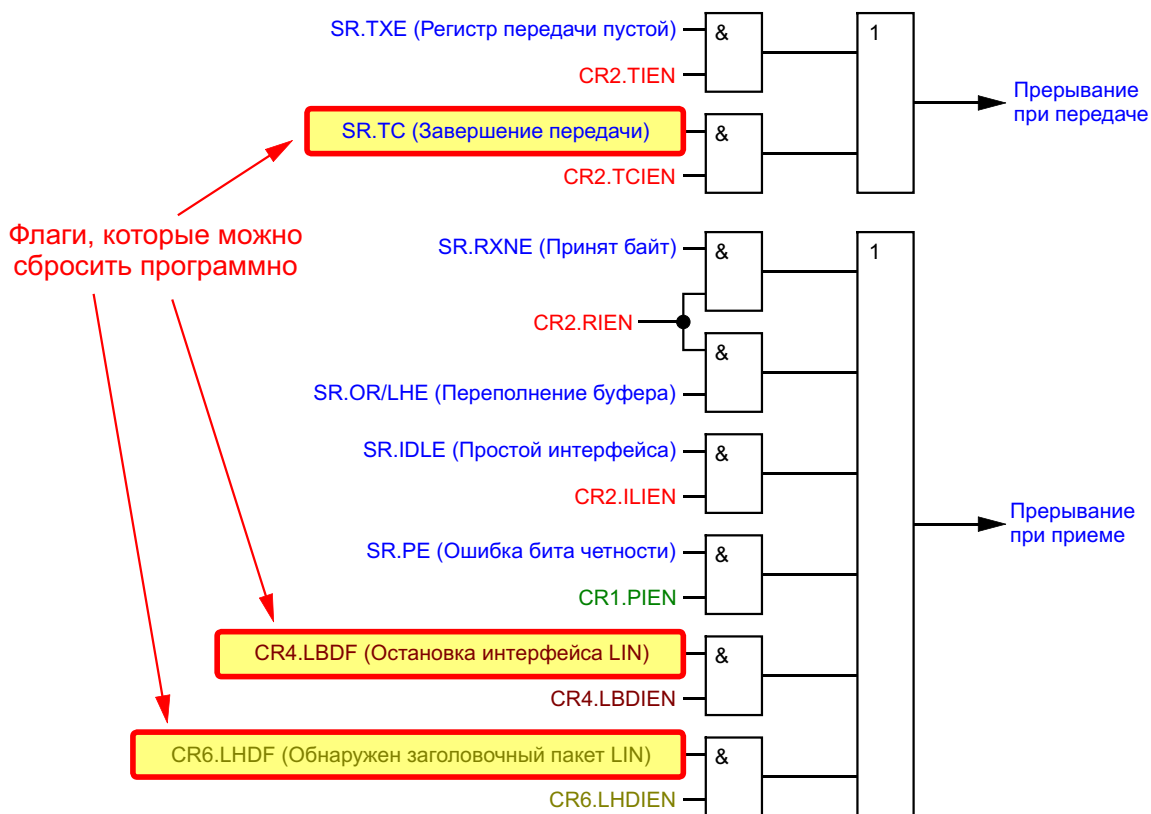


Рисунок 6. Организация прерываний модуля UART микроконтроллеров STM8.

срабатыванию конструкции `assert_param` и к безусловному переходу в цикл обработки ошибок. Но если эту проверку отключить, что обычно делается в первую очередь, когда прошивка уже «не влезает» в память программ, то результат будет аналогичен – бит `CR2.RIEN` будет установлен или сброшен при передаче в эту функцию любой из трех констант `UART1_IT_OR`, `UART1_IT_RXNE` или `UART1_IT_RXNE_OR`.

А вот при проверке флагов с помощью функции `UART1_GetITStatus` константу `UART1_IT_RXNE_OR` использовать категорически нельзя, потому что она проверяет флаг... ошибки бита четности. Дело в том, что принцип кодирования, использованный при формировании значений констант `UART1_IT_TypeDef`, не позволяет сослаться одновременно на два бита (`SR.OR` и `SR.RXNE`). Поэтому авторы `StdPeriph_Lib`, видимо, не смогли придумать ничего лучшего, как вместо флага `SR.OR`, который, согласно технической документации и здравому смыслу, не может быть установлен при опущенном флаге `SR.RXNE`, решили проверить бит

`SR.PE`, не имеющий никакого отношения к этим процессам (зато у него нулевая позиция). Поэтому при проверке флагов прерываний с помощью функций `UART1_GetITStatus` для проверки наличия принятого байта и переполнения входного буфера нужно использовать только соответствующие константы `UART1_IT_RXNE` и `UART1_IT_OR`.

Но особое недоумение вызывает функция `UART1_ClearITPendingBit`, предназначенная для сброса флага, вызвавшего прерывание. Дело в том, что в регистре статуса `SR` программно можно сбросить всего один флаг – флаг завершения передачи байта `SR.TC` (Таблица 2), но константы `UART1_IT_TC` в списке разрешенных параметров функции `UART1_ClearITPendingBit` почему-то нет. Зато есть константа `UART1_IT_RXNE`, хотя, согласно технической документации, бит `SR.RXNE` программно можно сбросить только в модулях `UART2` и `UART3`.

В общем, кроме функции `UART1_ITConfig`, инструменты, реализованные в `StdPeriph_Lib` для работы с прерываниями модуля `UART1`, как-то не особо вдохновили на их использо-

Таблица 2. Описание регистра SR (Status Register)

Бит	Обозн.	Функция	Бит, разрешающий прерывания	Алгоритм сброса бита
0	PE	Ошибка бита четности	CR1.PIEN	Чтение регистра SR с последующим чтением регистра DR, перед этим нужно дождаться установки флага RXNE
1	FE	Ошибка кадра	—	Чтение регистра SR с последующим чтением регистра DR
2	NF	Зашумленный прием	—	Чтение регистра SR с последующим чтением регистра DR
3	OR	Переполнение приемного буфера	CR2.RIEN	Чтение регистра SR с последующим чтением регистра DR
4	IDLE	Прекращение передачи данных	CR2.IIEN	Чтение регистра SR с последующим чтением регистра DR
5	RXNE	Прием байта	CR2.RIEN	Чтение регистра DR. В модулях UART2 и UART3 возможна программная установка в «0»
6	TC	Завершение передачи байта	CR2.TCIEN	Чтение регистра SR с последующей записью в регистр DR. Программная установка в «0»
7	TXE	Регистр передачи пуст	CR2.TIEN	Запись в регистр DR

Таблица 3. Область применения констант UART1_IT_TypeDef

Константа	UART1_GetITStatus	UART1_ClearITPendingBit	UART1_ITConfig
UART1_IT_TXE	+	—	+
UART1_IT_TC	+	—	+
UART1_IT_IDLE	+	—	+
UART1_IT_PE	+	—	+
UART1_IT_OR	+	—	—
UART1_IT_RXNE	+	+	—
UART1_IT_RXNE_OR	—	—	+
UART1_IT_LBDF	+	+	+

вание, однако это не значит, что их нельзя дорабатывать по своему усмотрению. В любом случае, разработчики StdPeriph_Lib все эти моменты прописали в исходном коде соответствующих модулей, честно написав в лицензионном соглашении, что они не дают никакой гарантии, что этот код будет правильно работать (только, кто же все это читает?). Поэтому при использовании констант `UART1_IT_TypeDef` следует, по возможности, не отключать конструкции `assert_param` и понять, что, где и когда можно использовать (Таблица 3).

И последней особенностью модуля UART, на которую нужно обратить особое внимание, является то, что почти все флаги в регистре статуса SR (Таблица 2) устанавливаются и сбрасываются только аппаратно и недоступны для изменения путем стандартных побитовых операций. Против аппаратной установки флагов никто особо не возражает – ради этого все и задумывалось изначально.

Однако невозможность напрямую сбросить ненужный флаг вызывает достаточно сильный дискомфорт при написании программного обеспечения.

Например, флаг SR.TXE (регистр передачи пуст) можно сбросить только путем записи информации в регистр DR (Data Register – регистр, через который проходит вся принимаемая и передаваемая информация) (Таблица 2). Но если все байты уже отправлены, то записывать в этот регистр уже нельзя, иначе передатчик только будет бесконечно что-то передавать. Но если в регистр DR ничего не записать, то флаг SR.TXE не будет опущен, и ядро микроконтроллера будет бесконечно выполнять инструкции из обработчика прерывания. Единственным выходом в этой ситуации является отключение этого прерывания, в данном случае – путем сброса бита CR2.TIEN.

В этом и состоит главное отличие работы с прерываниями, генерируемыми модулем

UART, от работы с прерываниями, генерируемыми, например, таймерами, где большинство флагов приходится сбрасывать программно. Прерывания модуля UART нужно включать только тогда, когда они необходимы, и выключать, когда они не нужны. Это «жонглирование» прерываниями является обязательным. В противном случае программа будет «висеть» в одном из обработчиков, ожидая сброса флага, который, возможно, уже не будет сброшен никогда. Следует отметить, что подобное «поведение» модуля UART характерно для многих платформ, в том числе PIC и AVR. Однако STM8, на мой взгляд, является абсолютным лидером по сложности сброса флагов этого узла.

Подготовка к процессу передачи/приема информации

Итак, теперь, когда мы разобрались со всеми тонкостями аппаратной части, попробуем реализовать обмен данными по описанному протоколу. В этой статье я не буду

затрагивать тонкости обработки команд, проверки контрольной суммы и прочих высокоуровневых моментов. Считаем, что в оперативной памяти микроконтроллера уже развернута структура, содержащая приемный и передающий буферы, причем передающий буфер уже содержит сформированный пакет данных, готовый для отправки.

В своих проектах я компоновал все переменные, связанные с модулем UART, в виде отдельной структуры **TCommunicator** (Листинг 3), содержащей, в том числе, и два буфера для передачи (Tx) и приема (Rx) данных размером 255 байт. Количество принятых/переданных байт хранится в переменной **DataCount**. Поскольку обмен информацией возможен только в полудуплексном режиме, то одной переменной вполне достаточно для обеспечения этого процесса. Также мне понадобились два собственных флага (**IsReceiveComplete** и **IsTransferComplete**), сигнализирующие высокоуровневым функциям об окончании, соответственно, приема и передачи пакета.



LED-ДРАЙВЕРЫ SLD

Уникальность в универсальности

- Мощность: 50 и 80 Вт
- Габариты: 17x30 мм
- ККМ
- Защитное заземление не требуется
- Стабилизация по напряжению и по току

Листинг 3. Описание структуры *TCommunicator*.

```
typedef struct
{
    // управление приемопередатчиком RS-485
    GPIO_TypeDef *RS485_Port;
    GPIO_Pin_TypeDef RS485_Pin;

    uint8_t DataCount;           // количество байт
    uint8_t Rx[255];            // буфер приема
    uint8_t Tx[255];            // буфер передачи

    bool IsReceiveComplete;     // флаг приема команды
    bool IsTransferComplete;    // флаг передачи команды
} TCommunicator;
```

Управление приемопередатчиком RS-485 может осуществляться любым портом ввода-вывода, поддерживающим режим Push-Pull. На практике вывод микросхемы, подключаемый к выводам 2, 3 микросхемы SP485 (Рисунок 3), может выбираться из достаточно большого количества соображений, в том числе и из соображений удобства разводки печатной платы. Поэтому в разных модулях системы (Рисунок 2) управление приемопередатчиком RS-485 может осуществляться разными выводами микроконтроллера. Чтобы потом «не блуждать в дебрях» уже написанного кода, в структуру *TCommunicator* были добавлены две переменные *RS485_Port* и *RS485_Pin*, которым на этапе инициализации микроконтроллера присваиваются нужные значения.

Алгоритмы передачи и приема пакетов для ведущего и ведомого устройств одинаковы. Разница заключается лишь в том, что ведущее устройство, в отличие от ведомого, не может бесконечно долго находиться в

состоянии приема. Если в течение некоторого времени после отправки запроса от ведомого нет ответа, то ведущий переходит к следующей операции, установив соответствующие флаги ошибок.

Перед началом передачи или приема информации следует выполнить ряд стандартных операций, в том числе и активизировать нужные прерывания. Перед началом передачи пакета данных необходимо вначале переключить приемопередатчик RS-485 в режим передачи (Листинг 4). После этого нужно записать в регистр DR первый байт буфера Tx, что приведет к сбросу флагов SR.TXE и SR.TC. И только после этого можно включать прерывания, причем вначале TC, а затем TXE. Дело в том, что после начала передачи первого байта регистр DR практически сразу станет пустым и первое прерывание, связанное с передачей, будет сгенерировано еще до окончания выполнения подпрограммы *StartTransfer*.

Листинг 4. Подпрограмма начала передачи пакета данных.

```
void Communicator_StartTransfer(TCommunicator* P)
{
    // включение передатчика RS-485
    if (P->RS485_Port != NULL)
        GPIO_WriteHigh(P->RS485_Port, P->RS485_Pin);

    // копирование данных
    UART1->DR = P->Tx[0];
    P->DataCount = 1;

    // настройка прерываний
    UART1_ITConfig(UART1_IT_TC, ENABLE);
    UART1_ITConfig(UART1_IT_TXE, ENABLE);
}
```

При подготовке к приему данных последовательность действий практически аналогична (Листинг 5), за исключением одной особенности – перед включением прерываний нужно очистить регистр DR – вдруг там находится какой-то «старый» необработанный байт, который будет удерживать флаги в регистре статус

са SR. Делать это нужно строго в соответствии с технической документацией: вначале читаем регистр SR, а затем – регистр DR, иначе флаги в регистре SR так и останутся поднятыми и после включения прерываний мы сразу же «влетим» в обработчик приема данных, которых пока еще не никто не отправлял.

Листинг 5. Подпрограмма начала передачи пакета данных.

```
void Communicator_ResetReceiver(TCommunicator* P)
{
    // выключение передатчика RS-485
    if (P->RS485_Port != NULL)
        GPIO_WriteLow(P->RS485_Port, P->RS485_Pin);

    // подготовка к приему данных
    P->DataCount = 0;

    // очистка флагов приема
    UART_Flags = UART1->SR;
    UART_Data = UART1->DR;

    // настройка прерываний
    UART1_ITConfig(UART1_IT_RXNE_OR, ENABLE);
    UART1_ITConfig(UART1_IT_IDLE, DISABLE);
}
```

Небольшая проблема заключается в том, что данные, полученные из регистров DR и SR, некуда девать. Из-за этого компилятор может «ругаться» на это место в коде, показывая на возможную ошибку. В данном случае я присвоил эти значения двум глобальным переменным – **UART_Flags** и **UART_Data**. Локальные переменные в такой ситуации лучше не использовать, а если и использовать, то с выключенной оптимизацией этого участка кода, потому что при формировании итоговой прошивки компилятор может исключить эти операции как бессмысленные, что приведет к тому, что при правильно написанном коде (на C/C++) регистры SR и DR останутся без изменений.

Обратите внимание, что в самом начале приема данных прерывание от простоя линии IDLE отключено – пока не принят первый байт пакета, нас это состояние совершенно не интересует.

Обработка прерывания при передаче данных

В начале передачи данных мы активизировали прерывания от всех событий, связанных с процессом передачи данных, поэтому обработчик этого прерывания будет вызываться и при опустошении буфера, и по окончании передачи байта. Согласно технической документации, флаг SR.TC (завершение передачи) может быть поднят только при поднятом флаге SR.TXE (регистр DR пуст). Это значит, что событие SR.TC должно произойти всего один раз – в самом конце передачи пакета, когда будет сформирован стоп-бит последнего байта (Рисунок 7). Поэтому в этом обработчике проверять флаги прерывания с помощью функции **UART1_GetITStatus** есть смысл только в случае, когда прерывания от модуля UART могут отключаться на длительное время. В рассматриваемой системе такое маловероятно, поэтому подобная проверка не реализовывалась.

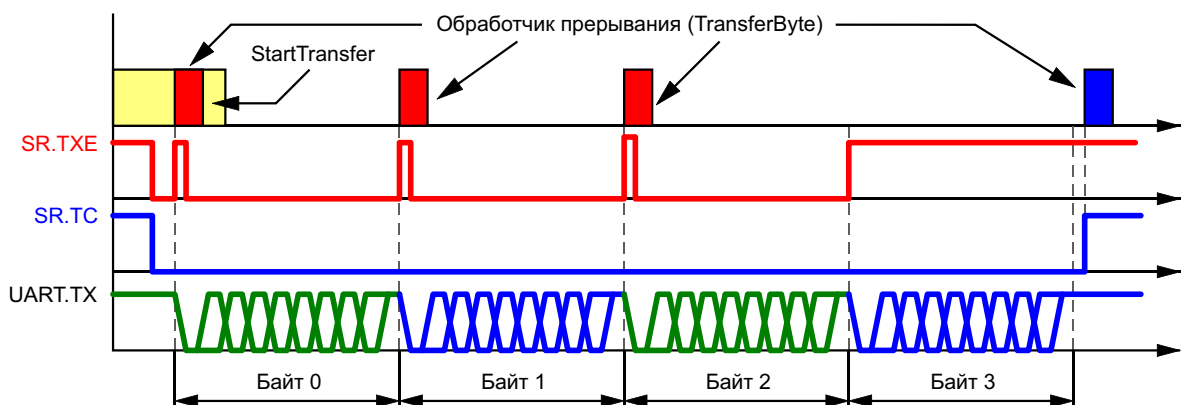


Рисунок 7. Процессы, происходящие при передаче пакета, содержащего четыре байта.

В этом случае алгоритм обработки прерывания при передаче данных (Листинг 6) определяется исключительно количеством уже переданных байт, содержащемся в переменной DataCount. Если значение этой переменной меньше размера пакета, хранимого в нулевом элементе буфера Tx, то мы копируем в регистр DR следующий байт, после чего увеличиваем на единицу переменную DataCount. После этого нам снова сравнить ее значение с размером пакета. Если оказалось, что мы отправили на передачу последний байт, то прерывание по флагу SR.TXE нужно отключить, ведь чтобы его сбросить в следующий раз, нужно будет что-

то записать в регистр DR, а мы уже записали в него все, что было нужно.

После отключения прерывания TXE обработчик будет вызван еще раз, но уже в самом конце передачи пакета, когда будет сформирован стоп-бит последнего байта (Рисунок 7). В этом случае прерывание будет гарантированно вызвано флагом SR.TC, а переменная DataCount будет равна размеру пакета, поэтому нам не остается ничего другого, как выключить передатчик RS-485, отключить последнее активное прерывание и, подняв флаг IsTransferComplete, указать высокоуровневым функциям, что передача пакета завершена.

Листинг 6. Обработчик прерывания передачи данных.

```
void Communicator_TransferByte(TCommunicator* P)
{
    if (P->DataCount < P->Tx[0])
    {
        UART1->DR = P->Tx[P->DataCount++];

        // отправили последний байт - отключаем прерывание
        if (P->DataCount == P->Tx[0])
            UART1_ITConfig(UART1_IT_TXE, DISABLE);
    }
    else
    {
        // все байты полностью переданы
        UART1_ITConfig(UART1_IT_TC, DISABLE);

        // выключаем передатчик RS485
        if (P->RS485_Port != NULL)
            GPIO_WriteLow(P->RS485_Port, P->RS485_Pin);

        P->IsTransferComplete = TRUE;
    }
}
```

Обработка прерывания при приеме данных

Обработка прерывания, возникающего при приеме данных, начинается со сброса флагов (Листинг 7). Здесь снова нужно строго соблюдать определенную последовательность действий: вначале читается регистр SR, а затем DR. Так же, как и в подпрограмме `ResetReceiver`, я сохранил значения этих регистров в переменные `UART_Flags` и `UART_Data`, хотя, в этом случае, тип переменных – локальные или глобальные – не принципиален.

Обработчик прерывания при приеме данных может быть вызван тремя событиями: приемом байта, переполнением входного буфера и прекращением поступления данных. При первых вызовах обработчика – когда значение переменной `DataCount` равно нулю – прерывание при обнаружении простоя линии отключено, поэтому, попав в этот обработчик, мы, в любом случае, что-то приняли.

В первую очередь нужно проверить аппаратные флаги SR.NF (зашумленная передача) и SR.FE (ошибка кадра). Установка хотя бы одного из них свидетельствует о наличии проблем на аппаратном уровне, например,

плохой пайке или несоответствии скоростей обмена приемника и передатчика. Наличие подобных ошибок является весомым основанием для игнорирования всех принятых данных, поскольку они, с большой вероятностью, являются некорректными.

Не самым хорошим событием является также и установка флага SR.OR (переполнение входного буфера). В технической документации указано, что сразу после установки этого флага данные еще можно получить в полном объеме, однако у модуля UART нет никаких инструментов для определения количества уже потерянных байт. Поэтому при установке флага SR.OR лучше всего проигнорировать все сообщение. А если этот флаг будет часто подниматься, то придется пересмотреть все программное обеспечение – похоже, микроконтроллер «не успевает» обрабатывать поток данных с нужной скоростью.

И аппаратные, и программные проблемы приведут к частичной потере данных, из-за чего дальнейшая обработка полученной информации будет невозможна. Поэтому если хотя бы один из флагов SR.NF, SR.FE или SR.OR поднят, приемник переводится в исходное состояние путем вызова подпрограммы `ResetReceiver`.

Листинг 7. Обработчик прерывания приема данных.

```
void Communicator_ReceiveByte(TCommunicator* P)
{
    // сброс флагов
    UART_Flags = UART1->SR;
    UART_Data = UART1->DR;

    // проверка ошибок
    if (UART_Flags & (UART1_FLAG_NF | UART1_FLAG_FE | UART1_FLAG_OR))
    {
        Communicator_ResetReceiver(P);
        return;
    }

    if (P->DataCount == 0)
    {
        // длина команды не может быть меньше 4 байт
        if (Data > 3)
        {
            // включаем другие прерывания
            UART1_ITConfig(UART1_IT_IDLE, ENABLE);

            // сохраняем данные
            P->Rx[P->DataCount++] = UART_Data;
        }
    }
}
```

```

}
else
{
    if (UART_Flags & UART1_FLAG_IDLE)
    {
        Communicator_ResetReceiver(P);
    }
    else
    {
        // сохраняем данные
        P->Rx[P->DataCount++] = UART_Data;

        // проверка все ли байты приняты
        if (P->DataCount == P->Rx[0])
        {
            // выключаем прерывания
            UART1_ITConfig(UART1_IT_RXNE_OR, DISABLE);
            UART1_ITConfig(UART1_IT_IDLE, DISABLE);

            P->IsReceiveComplete = TRUE;
        }
    }
}
}
}
}

```

Прием первого байта никак не гарантирует того, что мы приняли начало сообщения, ведь приемник может «включиться» в произвольный момент, например, на середине пакета, адресованного другому модулю. Достоверно определить, что принятый байт является первым и содержит информацию о длине информационной посылки невозможно. Даже если ввести специальный маркер начала передачи, например, 0xFF, и следить за тем, чтобы коды команд или параметров не принимали этого значения, все равно сущес-

твует высокая вероятность наличия подобных байтов в секциях данных или контрольной суммы. А использование более сложных маркеров приведет к значительному увеличению «накладных» расходов на обмен данными, ведь при минимальной длине команды 4 байта добавление даже однобайтного маркера приведет к увеличению длины сообщения на 25%.

Поэтому в нашем случае определить, что мы правильно синхронизировались с передатчиком, можно только в самом конце прие-

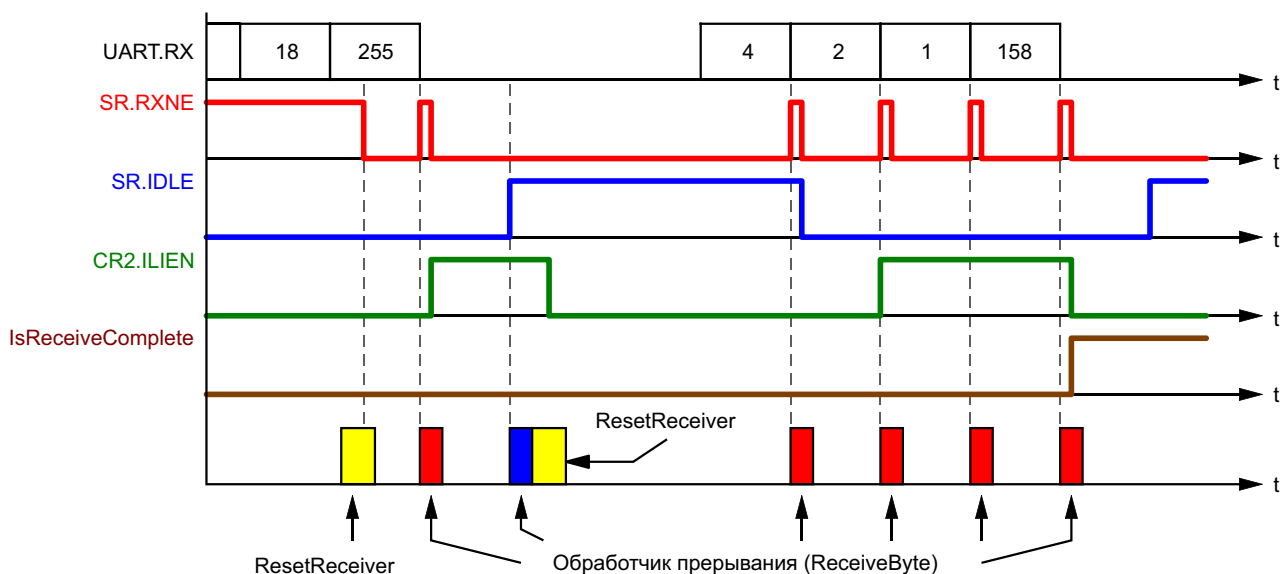


Рисунок 8. Процессы, происходящие при приеме пакета, содержащего четыре байта.

ма – при анализе контрольной суммы. При приеме первого байта это принципиально невозможно, поэтому в самом начале, когда переменная **DataCount** равна нулю, производится лишь примитивнейшая проверка: минимальная длина сообщения не может быть меньше четырех байт, поэтому если первый байт больше трех, то считаем, что передача началась. В этом случае мы сохраняем байт в приемный буфер, увеличиваем на единицу переменную **DataCount** и включаем прерывание при обнаружении остановки обмена.

Включение прерывания по флагу SR.IDLE является очень важным. Оно позволит приемнику «не зависнуть» при нарушении общей синхронизации. Например, пусть приемник начал «слушать» шину в самом конце сообщения и принял байт со значением, равным 255 (Рисунок 8). Пусть, сразу же после передачи этого байта на информационной шине наступила тишина, что может произойти, например, если пакет предназначался этому устройству, и теперь ведущий ждет от него ответа. Однако приемник, для того чтобы приступить к обработке к пакета, должен принять еще 254 байта, которых по информационной шине никто не передает. В этом случае через некоторое время, обычно равное длительности одного байта, в модуле UART поднимется флаг SR.IDLE, и произойдет прерывание, в данном случае – из-за прекращения передачи информации.

Поскольку сообщение было принято не до конца, приемник вернется в исходное состояние и при приеме следующего байта, который с большой вероятностью окажется началом нового пакета, информация будет принята корректно. Но если даже тишина на информационной шине не наступит, и приемник все-таки примет недостающие 254 байта, то сообщение не будет иметь нужную структуру, и расчетное значение контрольной суммы с высокой вероятностью не совпадет со значением, хранящемся в последнем байте.

Таким образом, синхронизация передатчика и приемников на уровне информационных пакетов рано или поздно произойдет в

любом случае, просто активизация прерывания при обнаружении простоя в линии позволит ускорить наступление этого события. Если же приемник принимает информацию синхронно с передатчиком, то выключение всех прерываний и установка флага **IsReceiveComplete** произойдут сразу после приема последнего байта – задолго до установки флага SR.IDLE и перевода приемника в исходное состояние.

Заключение

Модули UART микроконтроллеров STM8, как и любые другие, имеют свои особенности, достоинства и недостатки. Проводить сравнительную оценку их с аналогичными решениями других производителей лишено всякого смысла, ведь все они обеспечивают главную функцию – обмен информацией по нужным интерфейсам. А такое понятие как «удобство пользования», в данном случае – «удобство программирования», – является чисто субъективным. Вот и получается, что страдания программистов в процессе работы с этими периферийными модулями всегда можно объяснить недостатками и невежеством самих программистов, не уделивших должного времени и внимания изучению технической документации.

А на самом деле, для быстро освоения этих периферийных устройств нужно всего лишь несколько хорошо описанных практических примеров, желательно из реальных проектов. Поэтому, я надеюсь, что эта статья станет хорошим подспорьем для людей, решивших разобраться с этими микроконтроллерами. **PL**

Дополнительная информация

1. [STM8S Series and STM8AF Series 8-bit microcontrollers. Reference Manual](#)
2. [STM8S Value line](#)
3. [STM8S/A Standard Peripherals Library](#)
4. [Настройка UART на микроконтроллере STM8](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics STM8S003F3](#)

Raspberry Pi Zero 2 W за \$15 уже в продаже

Eben Upton

Raspberry Pi

Прошло почти шесть лет с тех пор, как неожиданно для всего мира мы выпустили Raspberry Pi Zero, продававшуюся за 5 долларов. Из всех запущенных нами продуктов Zero по-прежнему остается тем, чем я горжусь больше всего: эта плата лучше всего олицетворяет нашу миссию по устранению ценовых барьеров для предоставления доступа к вычислительным ресурсам максимально широкому кругу людей. Мы продали почти четыре миллиона 10-долларовых плат Zero и ее беспроводного старшего брата Zero W, которые нашли применение во множестве приложений, – от умных динамиков до аппаратов искусственной вентиляции легких. Но если мощность наших более крупных продуктов с годами неуклонно росла, способа повысить производительность устройств в формате Zero мы так и не нашли.

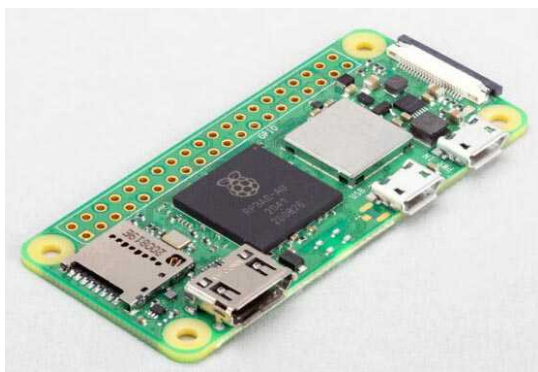


Рисунок 1. Raspberry Pi Zero 2 W.

Raspberry Pi Zero 2 W

В Raspberry Pi Zero 2 W, которая продается за 15 долларов, используется тот же кристалл SoC Broadcom BCM2710A1, что и в стартовой версии Raspberry Pi 3, с ядрами Arm, частота которых немного понижена до 1 ГГц, объединенный в одном корпусе вместе с 512 Мбайт синхронной динамической памяти LPDDR2 (Рисунок 1). Точное определение увеличения производительности по сравнению с Zero зависит от рабочих нагрузок, но для многопоточных системных тестов она почти в пять раз выше.

Raspberry Pi Zero 2 W можно купить уже сегодня в нашей сети официальных реселлеров. Если вы являетесь подписчиком The MagPi (Рисунок 2), Zero 2 W вы получите бесплатно; все новые подписчики получают устройство в качестве приветственного подарка.

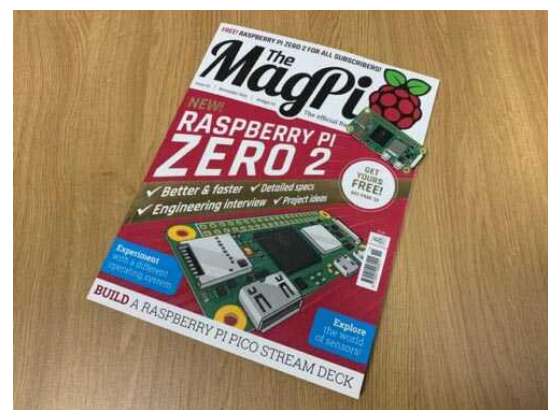


Рисунок 2. Zero 2 W на обложке The MagPi.

Технические характеристики Raspberry Pi Zero 2 W

Вот что нужно выделить в первую очередь:

- Четырехъядерная 64-битная СнК Broadcom BCM2710A1 (Arm Cortex-A53 с тактовой частотой 1 ГГц);
- 512 Мбайт синхронной динамической памяти LPDDR2;
- Беспроводная локальная сеть IEEE 802.11b/g/n 2.4 ГГц, Bluetooth 4.2, Bluetooth Low Energy;
- Интерфейс USB 2.0 с поддержкой OTG;
- NAT-совместимый 40-контактный разъем;
- Слот карты MicroSD;
- Порт Mini HDMI;
- Контактные площадки для подключения композитного видео и кнопки «Сброс»;
- Разъем подключения камеры CSI-2;
- Декодирование видео стандартов H.264 и MPEG-4 (1080p30), кодирование H.264 (1080p30);
- Графический интерфейс OpenGL ES 1.1 и 2.0.



Рисунок 3. Крохотное жизненное пространство.

Если многое из перечисленного кажется знакомым, то это потому, что Саймон Мартин (Simon Martin), разработавший и Zero 2 W, и систему-в-корпусе RP3A0, на которой основана Zero 2 W, смог втиснуть все эти дополнительные возможности в оригинальный форм-фактор Zero. Почти все корпуса и аксессуары, разработанные для Zero, должны идеально подходить и к новой плате, включая наш собственный корпус и набор кабелей (Рисунок 3).

Особенности корпуса

Главным препятствием для расширения возможностей Raspberry Pi Zero всегда был форм-фактор: на крошечной плате при односторонней установке компонентов нет физического места для размещения и основной системы на кристалле (СнК), и дискретного корпуса SDRAM.

Так же как Raspberry Pi 1 или Raspberry Pi Zero, Zero W сделана на базе СнК Broadcom BCM2835. Это позволило обойти проблему за счет использования технологии «корпус-на-корпусе», когда корпус SDRAM располагается непосредственно поверх СнК (Рисунок 4).

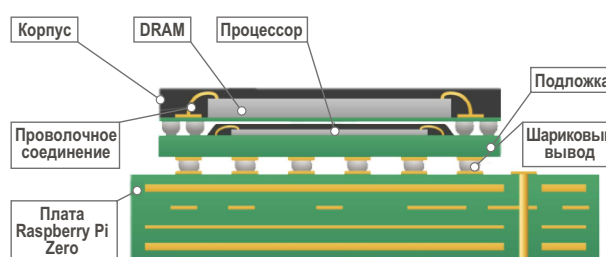


Рисунок 4. 168-контактный корпус памяти LPDDR2 установлен непосредственно на СнК BCM2835.

Корпус-на-корпусе – это элегантное решение, если кремниевый кристалл в СнК достаточно мал, чтобы вписаться в посадочное место между шариковыми выводами верхнего корпуса SDRAM. К сожалению, когда Broadcom добавила сначала четырехъядерный Cortex-A7 (для создания BCM2836), а затем четырехъядерный Cortex-A53 (для создания BCM2837), кристалл вышел за пределы посадочного места. Начиная с Raspberry Pi 2 и далее, мы используем дискретную микросхему SDRAM, но для будущего Zero такой вариант не годился.

Но есть еще один способ ухода от использования дискретной SDRAM, и если вы следовали за Raspberry Pi с самого начала, вы уже встречались с ним раньше. В свое время у BCM2835 был немного «злой» двойник BCM2763, который объединял кристалл SDRAM объемом 128 МБ в общем корпусе с кристаллом СнК; такая конструкция известна как система в корпусе. BCM2763 предназначался для использования в качестве графического сопроцессора в мобильных телефо-

нах и был основой оригинального прототипа Raspberry Pi, который мы продемонстрировали еще в 2011 году (Рисунок 5).



Рисунок 5. Прототип Raspberry Pi.

Саймон, десять лет назад разработавший корпус BCM2763 в компании Broadcom, теперь работает в Raspberry Pi. В промежутке между разработками официальной мыши и клавиатуры, Высококачественной камеры и Raspberry Pi 400 он нашел время для создания RP3A0 – современной системы в корпусе SIP, объединившей кристалл BCM2710A1, используемый в BCM2837A1, кристалл 4-гигабитной памяти LPDDR2 компании Micron и развязывающие конденсаторы, необходимые для сглаживания напряжения питания ядра (Рисунок 6).

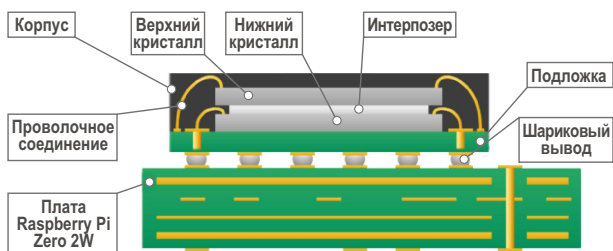


Рисунок 6. Система-в-корпусе RP3A0.

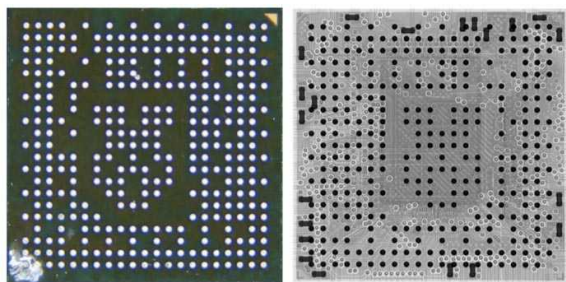


Рисунок 7. Не самый маленький логотип Raspberry Pi, но, возможно, с самым низким разрешением.

Никогда не упуская возможности для художественного самовыражения, Саймон даже сумел втиснуть логотип Raspberry Pi, правда, с очень низким разрешением, в шариковые выводы корпуса, что можно видеть на фотографии и рентгеновском снимке корпуса (Рисунок 7).

Особенности печатной платы

Когда в небольшой корпус помещается больше функций, возникает проблема тепло-выделения: можем ли мы отвести тепло, выделяемое более быстрым процессором? Как и в других последних продуктах Raspberry Pi, в Zero 2 W для отвода тепла от процессора используются толстые внутренние слои меди. Если вы возьмете в руки Zero W и Zero 2 W, вы действительно почувствуете разницу в весе.

Вся эта дополнительная медь повышает стабильность характеристик; мы обнаружили, что при температуре окружающей среды 20 °C Zero 2 W может без троттлинга бесконечно выполнять наш любимый стресс-тест линейной алгебры LINPACK.

Экранированная радиочастотная схема

Рядом с большим корпусом RP3A0 виден большой металлический экран (Рисунок 8), который закрывает радиочастотную схему и защищает ее от внешних помех. Как и все продукты Raspberry Pi, начиная с 3B+, Zero 2 W имеет сертификат FCC, что сокращает объем работ на подтверждение соответствия нормативным требованиям, связанных с включением платы в конечный продукт.

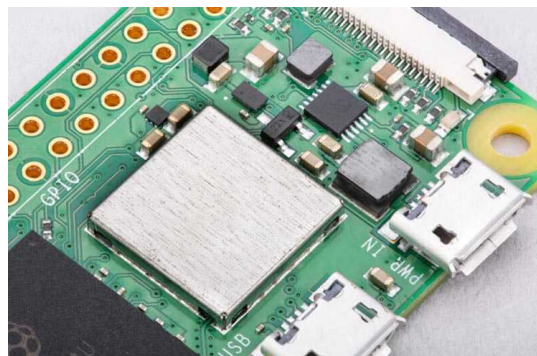


Рисунок 8. Экран радиочастотной схемы.

Новый источник питания для Raspberry Pi Zero 2

В дополнение к Zero 2 W мы также запускаем в производство новый официальный USB блок питания (Рисунок 9). Он очень похож на блок питания Raspberry Pi 4, но с разъемом USB micro-B вместо USB-C и с немного сниженным пиковым током 2.5 А. Даже это излишне при использовании Zero 2 W, но будет полезно, если вы захотите подключить Raspberry Pi 3B или 3B+.

Источник питания стоит \$8 и предлагается с сетевыми вилками следующих типов: тип А (США и Канада), тип С (Европа), тип D (Индия), тип G (Великобритания) и тип I (Австралия, Новая Зеландия и Китай).

Доступность Raspberry Pi Zero 2 W

В настоящее время плата Raspberry Pi Zero 2 W доступна в Великобритании, Европейском союзе, США, Канаде и Гонконге. По мере завершения нашей работы по подтвер-



Рисунок 9. Источник питания BS 1363 FTW.

ждению соответствия требованиям регулирующих органов, мы будем добавлять новые страны; первыми в конце года появятся Австралия и Новая Зеландия.

К сожалению, Zero 2 W не застрахована от нынешнего глобального дефицита полупроводников. В этом календарном году мы ожидаем отгрузить около 200 тыс. плат, а в первой половине 2022 года – еще 250 тыс. **РЛ**

Сравнение последовательных и шунтовых линейных регуляторов напряжения для небольших фотогальванических батарей

Stephen Woodward

EDN

Солнечные фотогальванические батареи, кажется, с каждым днем становятся дешевле и эффективнее, что делает их все более практичными для приложений возобновляемых и/или удаленных источников питания. При этом напряжение, вырабатываемое любой батареей, значительно зависит от нагрузки, интенсивности падающего света и температуры, поэтому часто требуется та или иная форма регулирования.

Как показано в более ранней статье [1], отслеживание точки максимальной мощности (Maximum Power Point Tracking, MPPT) и импульсная стабилизация могут значительно улучшить характеристики фотогальванической системы.

Но для небольших солнечных батарей дополнительная сложность схем MPPT и импульсного преобразователя может показаться неоправданной, что делает линейное

регулирование более простым и разумным выбором. В данной статье рассматриваются именно такие системы в плане сравнительных преимуществ двух топологий регуляторов – последовательной и шунтовой.

Давайте начнем с гипотетической небольшой солнечной батареи, оптимизированной для выходной мощности 12 Вт (при полном прямом солнечном свете $\sim 1 \text{ кВт/м}^2$) с током 1 А при напряжении 12 В, эффективностью преобразования света в электричество 20% и, следовательно, с расчетной площадью $\sim 0.06 \text{ м}^2$. Затем добавим к ней схему линейного регулятора для поддержания постоянного выходного напряжения 12 В при изменении тока нагрузки от 0 до 1 А.

На Рисунке 1 показан отвечающий этим требованиям последовательный регулятор, а на Рисунке 2 – сопоставимая топология с шунтом. Чтобы упростить сравнение преиму-

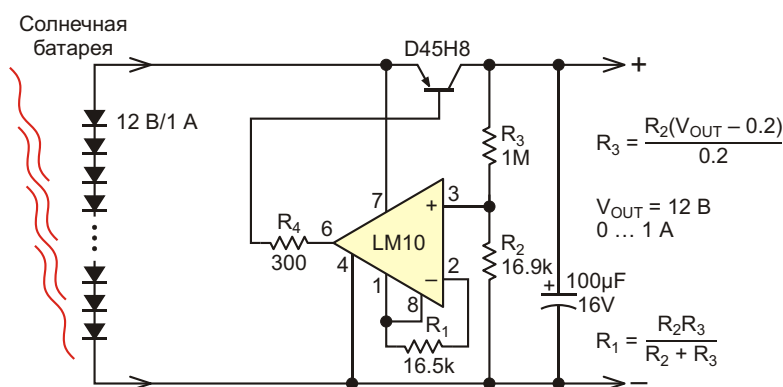


Рисунок 1. Вариант последовательного регулятора для небольших солнечных батарей.

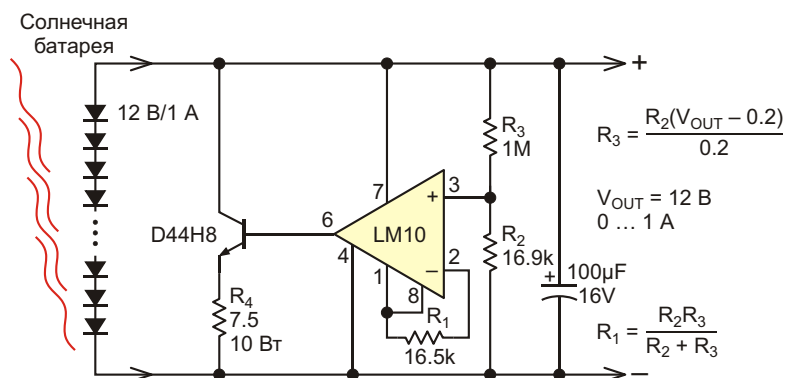


Рисунок 2. Вариант шунтового регулятора для небольших солнечных батарей.

ществ параллельного регулирования по сравнению с последовательным, в обоих регуляторах используется идентичная схема измерения и управления, основанная на почтенной комбинированной микросхеме LM10, содержащей операционный усилитель и источник опорного напряжения.

На этих рисунках внутренний источник опорного напряжения 200 мВ микросхемы LM10 (выводы 1 + 8) подключен к инвертирующему входу операционного усилителя (вывод 2) через резистор R_1 , обеспечивающий компенсацию входного тока смещения, сопротивление которого рассчитывается как

$$R_1 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3},$$

тогда как неинвертирующий вход (вывод 3) подключается к V_{OUT} через делитель напряжения 60:1, образованный резисторами R_2 и R_3 , выходное напряжение $V_{SETPOINT}$ которого равно

$$V_{SETPOINT} = 200 \text{ мВ} \cdot \frac{R_3}{R_2} \cdot 1.$$

Это значит, что напряжение на выходе операционного усилителя (вывод 6) будет отрицательным, когда $V_{OUT} < V_{SETPOINT}$, и положительным, когда $V_{OUT} > V_{SETPOINT}$.

На Рисунке 1 (последовательный регулятор) вывод 6 через токоограничительный резистор R_4 подключен к базе мощного p-n-p проходного транзистора D45H8, что увеличивает управляющее напряжение и ток нагрузки, когда $V_{OUT} < V_{SETPOINT}$, и уменьшает их, когда $V_{OUT} > V_{SETPOINT}$. На Рисунке 2 (шунтовой

регулятор) вывод 6 подключен к базе n-p-n шунтирующего транзистора D44H8, отводящего больше тока солнечной батареи на землю, когда $V_{OUT} < V_{SETPOINT}$, и меньше, когда $V_{OUT} > V_{SETPOINT}$.

Итак, какой тип регулирования, шунтовой или последовательный, лучше, и когда, и почему? Чтобы ответить на этот общий вопрос, мы рассмотрим три конкретные характеристики схемы:

1. КПД регулятора (максимальная доля мощности батареи, отдаваемая в нагрузку при пике потребления).
2. Проблемы управления температурным режимом (в первую очередь определяемые требуемой теплоемкостью радиатора силового транзистора, которая, в свою очередь, определяется максимальной рассеиваемой мощностью транзистора).
3. Влияние способа регулирования на температуру солнечной батареи и, соответственно, на эффективность преобразования энергии.

КПД регулятора

При полной нагрузке (1 А) КПД последовательной топологии, когда транзистор D45H8 включен и работает вблизи насыщения, ограничивается тремя факторами:

1. Типовое значение тока, потребляемого микросхемой LM10 и делителем напряжения $R_2 R_3$, равно 312 мкА.
2. Базовый ток транзистора D45H8 при токе коллектора 1 А равен 10 мА.
3. Типовое падение напряжения на насыщенном транзисторе D45H8 при токе коллектора 1 А равно 100 мВ.

Суммирование этих потерь дает оценочное значение типового КПД, равное 98%.

В отличие от этого, в шунтовой топологии силовой транзистор D44H8 при максимальной нагрузке полностью закрыт, а батарея напрямую подключена к выходу, что оставляет только один из трех перечисленных выше конкурирующих факторов, а именно, первый: ток 312 мкА, потребляемый микросхемой LM10. Это дает почти идеальный КПД 99.97%.

Вывод. С точки зрения КПД последовательная топология очень хороша, но шунтовая (практически) идеальна. Обратите внимание, что этот результат отличается от основанных на общих соображениях ожиданий, что КПД последовательного регулирования обычно должен быть выше, чем шунтового.

Проблемы управления тепловым режимом

Максимальная мощность, рассеиваемая проходным транзистором D45H8 последовательного регулятора, составляет примерно 1.33 Вт при токе нагрузки 0.66 А, что может быть компенсировано небольшим радиатором. Напротив, шунтирующим транзистором D44H8 максимальная мощность рассеивается при нулевом токе нагрузки, причем в намного большем количестве – около 4.5 Вт, что требует дорогого и громоздкого экструдированного радиатора для ограничения повышения температуры до приемлемого значения (порядка 40 °С) в условиях естественной конвекции и излучения.

По этому критерию последовательное регулирование является очевидным победителем с преимуществом более чем в 3 раза.

Влияние типа регулятора на температуру солнечной батареи

Полная солнечная энергия, поглощаемая солнечной батареей, может уходить только по двум путям:

1. Преобразовываться в электрическую мощность, подаваемую в подключенную схему;
2. Рассеиваться батареей в виде тепла.

Первый закон термодинамики гласит, что сумма двух последних всегда должна в точ-

ности равняться первому. Следовательно, чем меньше электрической энергии потребляется подключенной нагрузкой, тем больше ее должно выделяться батареей в виде тепла, что неизбежно повышает температуру батареи.

При последовательном регулировании большая часть мощности, не принимаемой нагрузкой, рассеивается батареей (помните, насколько холодным остается D45H8), в то время как при шунтовом регулировании лишняя мощность рассеивается транзистором D44H8 и резистором R4. Таким образом, при частичной нагрузке солнечная панель с шунтовым регулированием, имеющая эффективность 20%, работает при температуре на целых 10 °С более низкой, чем панель с последовательным регулированием. Эффективность преобразования солнечной батареи с повышением температуры снижается на 0.3–0.4% на каждый градус Цельсия, так что в некоторых обстоятельствах панель с шунтовым регулированием может быть на 3% или 4% эффективнее, чем панель с последовательным регулированием.

По этому критерию шунтовой регулятор явно лучше.

Подводя итог, мы видим неоднозначную картину: выигрывают ли шунтовые регуляторы в дерби конструкций, побеждая последовательные в двух заездах из трех? На этот вопрос нет однозначного ответа. Уравновешивание конфликтующих критериев при выборе разработчиком типа регулятора будет зависеть от конкурирующих приоритетов, поскольку именно они будут определяться в подробных требованиях к конкретному приложению. Вот почему мы, инженеры-конструкторы, зарабатываем большие деньги! Кхм... **РЛ**

Ссылки

1. [Контроллер солнечной батареи не использует умножителей для получения максимальной мощности](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM10](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics D44H8](#)
3. [Datasheet STMicroelectronics D45H8](#)

Простое измерение температуры микроконтроллером с помощью диода и конденсатора

Andreas Grün

EDN

Использование р-п перехода диода для измерений температуры, как правило, основано на изменении прямого напряжения диода, связанного с температурой коэффициентом 2 мВ/К. Обычно, прежде чем это напряжение можно будет использовать в микроконтроллере, его нужно усилить и оцифровать с помощью АЦП. Менее известен тот факт, что обратный ток диода с р-п переходом имеет хорошую экспоненциальную зависимость от температуры; увеличение температуры примерно на 12 К увеличивает ток утечки вдвое (Рисунок 1). Проще всего измерить ток в столь большом диапазоне значений от

двух до трех декад, зарядив и разрядив конденсатор и измерив время или частоту.

Микроконтроллер заряжает конденсатор, либо временно используя линию ввода/вывода как выход, либо подключая внутренний подтягивающий резистор R_{PULLUP} , име-

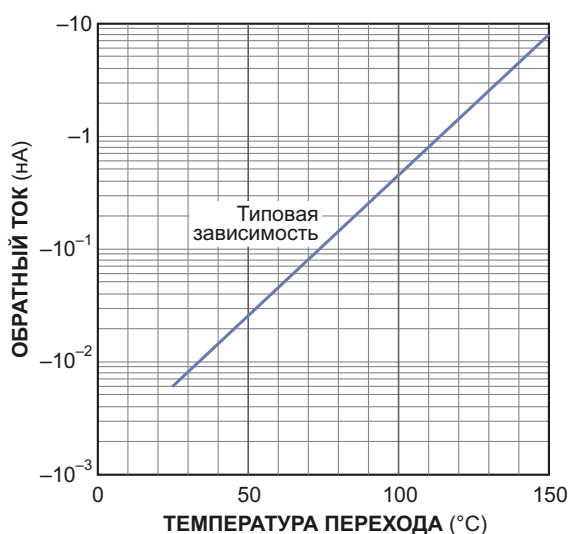


Рисунок 1. Обратный ток р-п перехода диода экспоненциально зависит от температуры. Увеличение температуры примерно на 12 К удваивает ток утечки.

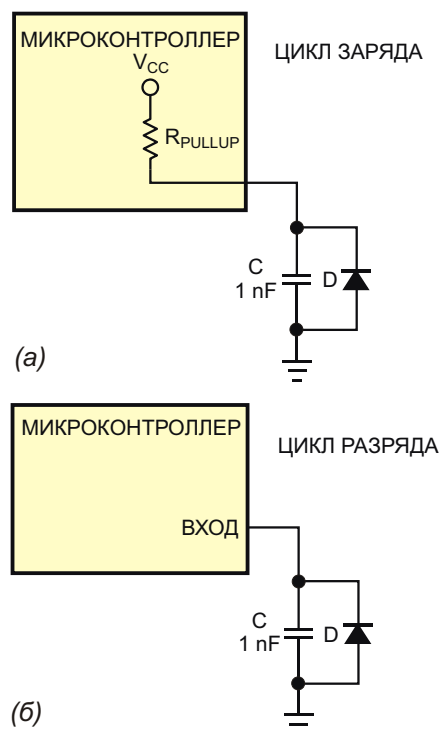


Рисунок 2. Конденсатор C сначала заряжается через подтягивающий резистор линии вывода-ввода микроконтроллера, сконфигурированной как выход (а). Затем конденсатор разряжается обратным током утечки диода D (б).



От ЖКХ до систем умного дома!

Серия APC

- 8/12/16/25/35 Вт
- Низкая стоимость
- Заземление не нужно

Серия LDC

- 35/55/80 Вт
- ККМ
- Димминг

Серия PLD

- 16/25/40/60 Вт
- ККМ
- Заземление не нужно

Серия PCD

- 16/25/40/60 Вт
- ККМ
- Димминг



ющийся в некоторых микроконтроллерах (Рисунок 2а). После заряда этот вывод конфигурируется как высокоимпедансный вход, и конденсатор разряжается током утечки диода (Рисунок 2б). Тогда время разряда будет пропорционально температуре диода. Для некоторых типов диодов экспоненциальное поведение может быть почти идеальным. Необходима калибровка устройства в нижней точке шкалы, поскольку абсолютные значения тока при заданной температуре имеют сильный разброс.

Выбор типа диода и емкости конденсатора требует определенного внимания. Чем мень-

ше р-п переход, тем меньше обратный ток, и тем больше время разряда. Периоды больше нескольких секунд обычно не подходят. Слишком малое значение емкости конденсатора приводит к ошибкам, поскольку начинают сказываться емкости кабеля и р-п перехода самого диода.

Хорошие результаты обычно дают мощные диоды, такие как 1N4001 с емкостью 1 нФ. Время разряда, при комнатной температуре составляющее примерно от 0.3 с до 1 с, при 100 °С падает в миллисекундный диапазон. В схеме также можно использовать р-п переход мощного транзистора. **ПЛ**

Точное измерение тока нагрузки со стороны «земли»

Texas Instruments

В большинстве электронных устройств измерение силы тока производится путем измерения падения напряжения на токоизмерительном резисторе. В цепи нагрузки есть два участка, в которые обычно добавляются такие резисторы. В первом варианте токоизмерительный резистор находится между шиной питания и нагрузкой. Этот метод называют измерением в цепи питания (нагрузки). Во втором случае токоизмери-

тельный резистор находится между нагрузкой и шиной «земли». Этот метод называют измерением в цепи общего провода. Оба метода измерения силы тока в нагрузке показаны на Рисунке 1.

У каждого из этих методов есть свои достоинства и недостатки. Одним из достоинств измерения со стороны «земли» является величина синфазного напряжения (или, что то же, среднего значения напряжения) на выводах токоизмерительного резистора, близкая к нулю. Это облегчает проектирование практических схем или выбор устройств, получающих сигнал с резистора. Поскольку один из выводов резистора здесь «заземлен», этот метод измерения тока предпочтителен при очень высоких напряжениях или в тех устройствах, где напряжение питания может быть подвержено всплескам или выбросам. Невосприимчивость к высоковольтным выбросам напряжения и способность контролировать ток в высоковольтных системах делают метод измерения со стороны «земли» распространенным во многих автомобильных, промышленных и телекоммуникационных приложениях. Основным недостатком этого метода является то, что сигнал с токоизмерительного резистора является разностью потенциалов между «землей» источника питания и «землей» нагрузки (системы). Это может быть проблемой, если к «земле» источника питания

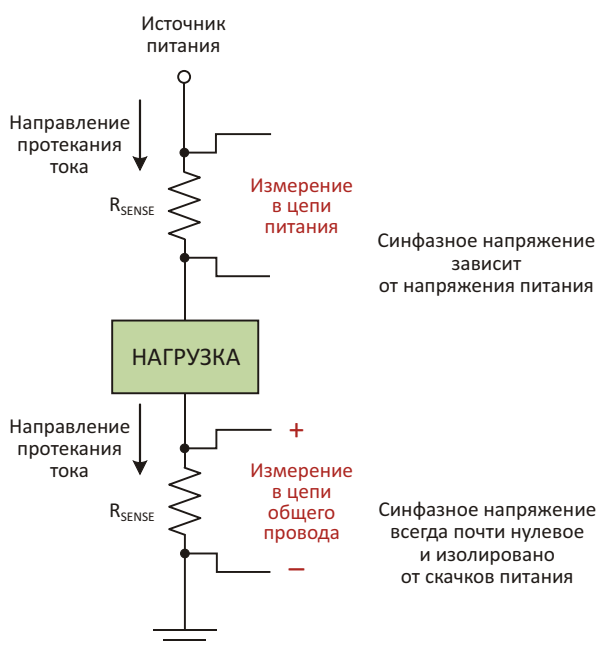


Рисунок 1. Методы измерения силы тока.

подключены другие схемы. Решением является соединение всех цепей нагрузки с одной общей «землей». Выбор минимально достаточного сопротивления токоизмерительного резистора делает разность потенциалов «земель» наименьшей.

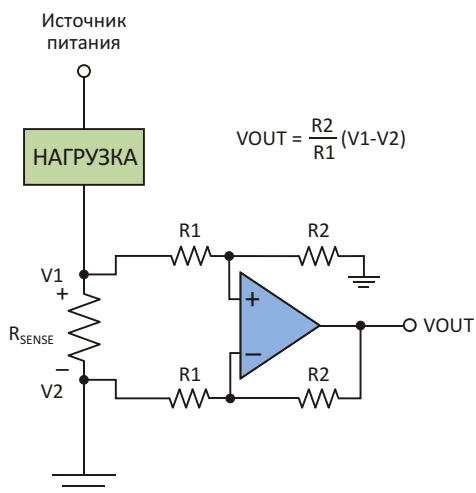


Рисунок 2. Схема на ОУ для измерения силы тока.

Измерение со стороны «земли» – самый простой метод с точки зрения проектирования схем или выбора устройств, получающих сигнал с токоизмерительного резистора. Благодаря низкому синфазному напряжению здесь можно использовать схему дифференциального усилителя. На Рисунке 2 показана классическая схема дифференциального усилителя на основе операционного усилителя (ОУ).

При использовании ОУ в схеме измерения тока его характеристики должны удовлетворять нескольким условиям, чтобы обеспечить правильную работу схемы. Во-первых, в случае однополярного питания ОУ диапазон его допустимых входных синфазных напряжений должен включать 0 В. Поскольку дифференциальный усилитель обычно усиливает разность потенциалов на своих входах, диапазоны входных и выходных напряжений ОУ должны достигать напряжений шин питания, что необходимо для правильной передачи сигнала на выход. По этим причинам ОУ с rail-to-rail входами и выходами, как правило, предпочтительнее для измерения токов. Из-за того, что параметры ОУ в конфигурации дифференциального усилителя в документации на

микросхему не нормируются, трудно сказать, какие характеристики можно получить в реальном приложении. Такие параметры ОУ, как скорость нарастания выходного напряжения, полоса пропускания, входной ток, подавление синфазного сигнала и дрейф, ухудшаются при добавлении в цепь обратной связи резисторов, необходимых для создания схемы измерения тока. Степень ухудшения параметров зависит от величины коэффициента усиления дифференциального усилителя и сопротивлений резисторов в его цепях обратной связи. В показанной на Рисунке 2 схеме отношения сопротивлений R1 и R2 и их допуски идентичны. Это необходимо учитывать при реализации схемы на дискретных компонентах, поскольку разброс параметров этих компонентов напрямую влияет на погрешность коэффициента усиления схемы.

Еще одним фактором, который следует учитывать при реализации токоизмерительного усилителя на дискретных компонентах, является компоновка печатной платы. Резисторы R1 и R2 необходимо размещать как можно ближе к ОУ и токоизмерительному резистору. При размещении этих компонентов рядом с ОУ снижается вероятность наводки помех на его неинвертирующий вход. Поскольку многие токоизмерительные усилители находятся возле DC/DC преобразователей, необходимо тщательно продумать размещение всей токоизмерительной схемы, чтобы избежать влияния создаваемых преобразователем помех. На Рисунке 2 показано выражение для расчета коэффициента усиления дифференциального усилителя. Однако любое увеличение или уменьшение коэффициента усиления влияет на устойчивость схемы и полосу пропускания. Устойчивость ОУ требует особого внимания в тех приложениях, где присутствует емкостная нагрузка, чтобы избежать возбуждения или чрезмерного «звона» выходного сигнала.

На Рисунке 3 показана схема с интегральным токоизмерительным усилителем, который является эффективным способом устранения недостатков схем на дискретных компонентах.

Токоизмерительный усилитель содержит на кристалле резисторы цепей обратной связи, решая этим многие проблемы компоновки

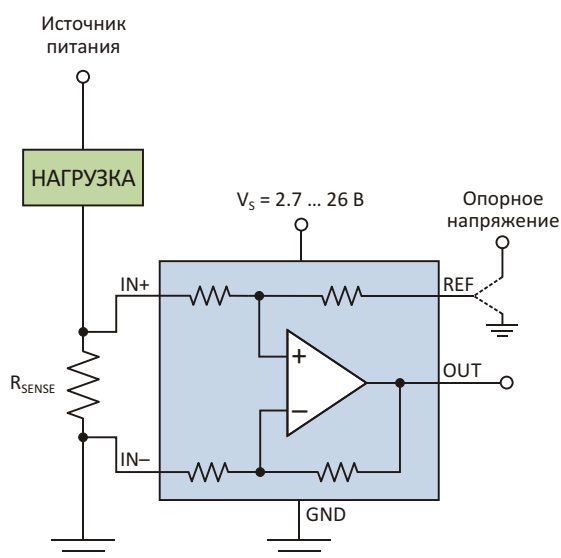


Рисунок 3. Измерение со стороны «земли» с помощью INA199.

платы, присущие дискретной схеме. Внутренние резисторы подвергаются подгонке для уменьшения разброса сопротивлений, что улучшает характеристики погрешности коэффициента усиления. Эти усилители предварительно сконфигурированы для удовлетворения различных требований к коэффициенту усиления. Например, усилитель INA199 доступен с коэффициентами усиления 50, 100 и 200 В/В. Полоса пропускания и устойчивость при емкостной нагрузке оптимизированы для каждого предустановленного коэффициента усиления при максимальной емкости нагрузки, указанной в техническом описании. Интеграция резисторов обратной связи снижает восприимчивость к помехам, позволяет сократить площадь печатной платы и упростить ее разводку. Размещение этих резисторов на кристалле усилителя не обязательно означает увеличение размеров его корпуса. Так, INA199 доступен как в выводном корпусе SC70-6 размером 2 × 1.25 мм, так и в корпусе UQFN размером 1.4 × 1.8 мм.

INA199 обеспечивает точность измерения тока выше той, которую можно достичь при использовании недорогих дискретных схем

на ОУ. Микросхема имеет максимальную погрешность усиления 1.5% в диапазоне температур от –40 °С до 105 °С. Напряжение смещение нуля INA199 составляет менее 150 мкВ, а температурный дрейф – менее 0.5 мкВ/°С.

INA199 также имеет вход опорного напряжения REF. Напряжение, подаваемое на вход REF, добавляется к выходному напряжению микросхемы. Это удобно в тех случаях, когда следующим за этой микросхемой устройствам необходим сигнал, сдвинутый по уровню.

Рекомендации по выбору других усилителей

Для схем измерения тока с повышенными требованиями к точности и компактности подходит усилитель INA185 в миниатюрном корпусе SOT-563, обеспечивающий погрешность коэффициента усиления 0.2%. Семейство микросхем INA210-215, предназначенное для высококачественных приложений, обеспечивает низкое напряжение смещения (максимум 35 мкВ) и малую погрешность коэффициента усиления (не более 1%). Если необходим высокоточный монитор тока с цифровым интерфейсом, можно выбрать INA226 с максимальным смещением нуля 10 мкВ и погрешностью коэффициента усиления 0.1%. Для портативных или других устройств с ограниченным объемом предлагается усилитель INA231 в крошечном корпусе размером 1.68 × 1.43 мм. Если требуется монитор тока с выходом по напряжению и коэффициентом усиления, задаваемым цифровым кодом на выводах микросхемы – используйте INA225. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments INA185](#)
2. [Datasheet Texas Instruments INA199](#)
3. [Datasheet Texas Instruments INA210](#)
4. [Datasheet Texas Instruments INA225](#)
5. [Datasheet Texas Instruments INA226](#)
6. [Datasheet Texas Instruments INA231](#)

Двухполупериодный выпрямитель на одном транзисторе

David L. Albean

Electronic Design

Показанная здесь простая схема, содержащая всего один транзистор, выполняет двухполупериодное выпрямление сигнала (Рисунок 1). Это достигается за счет использования явления «инверсии усиления», которое возникает с момента, когда транзистор начинает работать в области насыщения. Схема найдет применение в качестве детектора уровня сигнала (детектор АРУ), выпрямителя или детектора наличия сигнала.

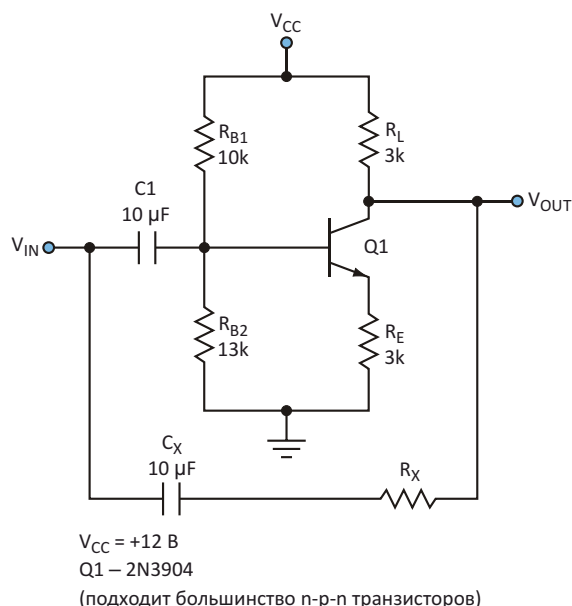


Рисунок 1. Эта схема, основанная на свойстве насыщенного биполярного транзистора, известном как «инверсный режим», может выполнять двухполупериодное выпрямление сигнала, используя только один транзистор.

Чтобы понять работу этой схемы, сначала предположим, что транзистор смещен так, что находится в насыщении. Условия насыщения устанавливаются элементами R_{B1} и R_{B2} . R_L и R_E выбираются, исходя из желаемого коэффициента усиления и/или смещения по постоянному току на выходе. В такой конфигурации схема представляет собой просто насыщенный усилитель с общим эмиттером.

Для последующего анализа используются компоненты с номиналами, указанными на схеме. Рассмотрим синусоидальный входной сигнал. При отрицательном входном напряжении V_{IN} выходное напряжение V_{OUT} положительно. Коэффициент усиления сигнала примерно равен

$$\frac{R_L \parallel R_X}{R_E} \approx \frac{R_L}{R_L + R_X}$$

(нормальная работа каскада с общим эмиттером). Однако для положительного входного сигнала переход коллектор-база становится смещенным в прямом направлении (так как транзистор насыщен), и транзистор работает как эмиттерный повторитель. В этот момент коллектор работает как эмиттер при прямом смещении. Выражение для усиления принимает вид:

$$1 \approx \frac{R_L}{R_L + R_X}$$

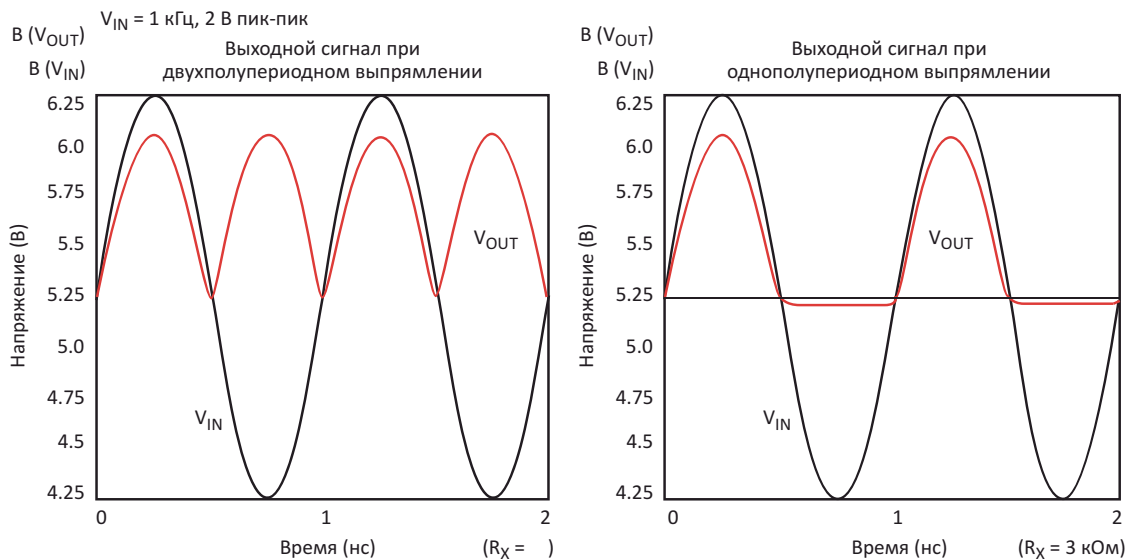


Рисунок 2. При установке $R_X = \infty$ получается двухполупериодный выпрямитель. Анализ в Spice предсказывает, что при $R_X = 3 \text{ кОм}$ выпрямитель будет однополупериодным.

Коэффициенты усиления двухполупериодного выпрямителя для положительных и отрицательных сигналов должны быть одинаковыми по величине, но противоположными по знаку. Для усиления, равного 1, установите сопротивление R_X , равным бесконечности, тогда приведенные выше формулы упростятся до

$$\frac{R_L}{R_E} = 1.$$

Для получения положительного выпрямленного выходного напряжения используется n-p-n транзистор. Использование p-n-p транзистора (и, при необходимости, реверсирование подключений) даст отрицательное выпрямленное выходное напряжение. Чтобы выбрать номиналы компонентов, начните со следующего (величины емкостей конденсаторов связи C_1 и C_X выбирайте настолько большими, насколько это необходимо для интересующего диапазона частот):

1. Обеспечьте насыщение: $V_{CC} - I_C(R_L + R_E) < V_{CESAT}$, где V_{CESAT} – напряжение насыщения коллектор-эмиттер, I_C – ток коллектора.
2. Выберите I_C .
3. Выберите значения R_L , R_E для желаемого коэффициента усиления.

4. В соответствии с вышеизложенным, выберите сопротивления делителя R_{B1} и R_{B2} .

Расчет для усиления, равного единице ($R_X = \infty$), и $I_C = 2 \text{ мА}$ дает: $R_{B1} = 10 \text{ кОм}$, $R_{B2} = 13 \text{ кОм}$, $R_L = R_E = 3 \text{ кОм}$. Можно получить усиления между 1 и 2, но для этого должно быть включено сопротивление R_X , как указано в более сложных расчетных формулах.

Начните с приведенных выше формул. Повторяйте итерации в Spice до получения оптимальных значений (Рисунок 2). Эту схему сложно смоделировать точно из-за присущей ей нелинейности. Поэтому наилучшие результаты даст анализ переходных процессов в среде Spice (Рисунок 3). Для точного предсказания поведения схемы в насыщении важно иметь хорошую модель транзистора. Кроме того, важно включить в Spice модель параметр BR (коэффициент передачи тока в инверсном режиме), поскольку работа схемы основана на инверсном режиме транзистора. Также с помощью Spice моделирования переходных процессов можно проверить эту схему на более высоких рабочих частотах.

Стоит принять во внимание пару замечаний:

1. Усиление ограничено минимальным значением 1. Масштабирование коэффициента усиления и добавление постоянного смещения можно выполнить на следующем этапе.

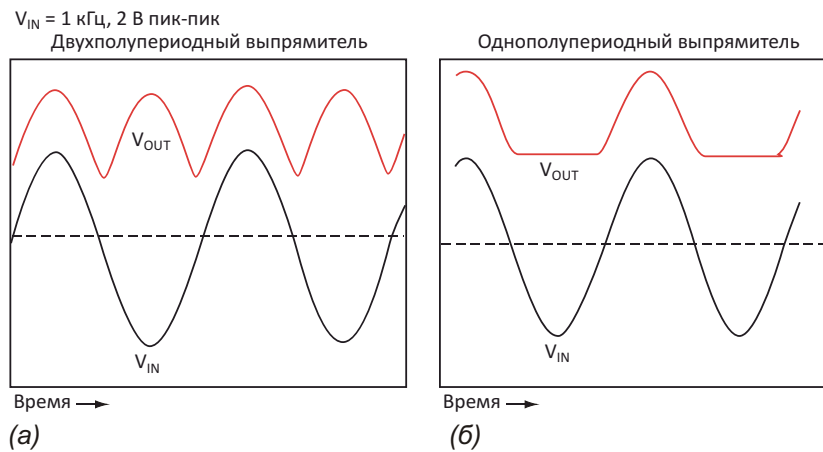


Рисунок 3. Осциллограммы сигналов подтверждают характеристики двухполупериодного выпрямителя (а) и предсказанные анализом в Spice характеристики однополупериодного выпрямителя (б).

2. В качестве элемента подстройки «симметрии» используйте R_X . Это приблизит к +1 усиление выпрямителя для положительных входных сигналов. Выпрямитель можно сделать однополупериодным, выбрав значения номиналов, при которых выполняется равенство

$$\frac{R_L \parallel R_X}{R_E} = \frac{R_L}{R_X}$$

Это равенство точно компенсирует положительные и отрицательные коэффициенты усиления для отрицательных полупериодов, что приводит к однополупериодному выпрямлению (транзистор будет работать как эмиттерный повторитель только для положительных входных сигналов). Например, при $R_X = 3 \text{ кОм}$ получится однополупериодный выпрямитель. **РЛ**



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

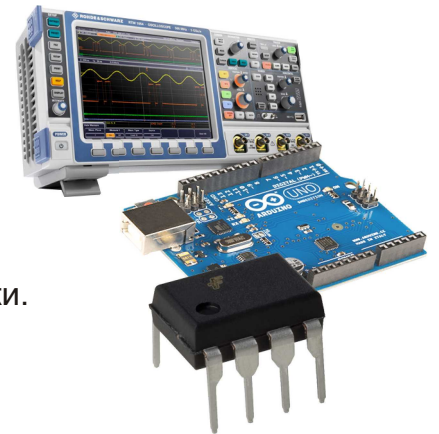


twitter.com/rlocman

И еще многое другое на портале:

РАДИОЛОЦМАН. ...

www.rlocman.ru



Следите за любой комнатой вашего дома с помощью Wi-Fi

William G. Wong

Electronic Design



Компания Origin Wireless разработала уникальный подход к охране жилища. Вместо камер или датчиков движения в своей системе домашней безопасности (Рисунок 1) компания использует Wi-Fi. Для управляющего устройства Wi-Fi служит не только средством связи с сетью, но также и средством определения движения в пределах охраняемой области, например, комнат в доме. Как же это?



Рисунок 1. Система домашней безопасности Hex Note состоит из управляющего хаба и нескольких небольших датчиков.

Что ж, в последних реализациях Wi-Fi 5 и 6 используются несколько приемных и несколько передающих антенн (MIMO). Базовые станции посылают множественные сигналы, а на другой стороне эта комбинация позволяет увеличить пропускную способность и повысить надежность связи, поскольку между устройствами существуют альтернативные пути. Обычно устройства используют это для отправки и получения данных, а качество сигналов их не волнует – лишь бы оно было достаточным для качественной связи.

Дело в том, что сигналы меняются в зависимости от положения и конструкции окружающих объектов – от стен до людей. Переместите объект, и это немного повлияет на множественные сигналы Wi-Fi. Задача заключается в том, чтобы обнаружить эти изменения.

Другая половина задачи – это анализ деталей. Здесь на помощь приходит цифровой сигнальный процессор. Там даже могут быть задействованы некоторые технологии машинного обучения. Система учитывает все изменения принимаемого сигнала. Даже незначительные движения повлияют на некоторые сигналы, изменение которых система способна обнаружить. С точки зрения реакции системы на движения существует 10 регулируемых уровней чувствительности.

Система состоит из управляющего хаба и нескольких блоков датчиков Hex Sense. Управляющий хаб – это стандартное устройство Wi-Fi, которое подключается к локаль-

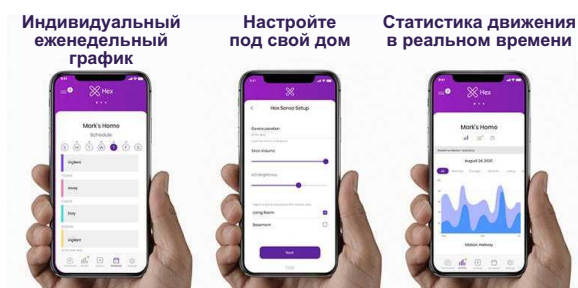


Рисунок 2. Приложение Hek Home может следить за несколькими комнатами. Также может отображаться информация датчика (справа).

ной сети Wi-Fi для связи с облаком. Конечно, это устройство Интернета вещей (IoT). Обратную связь и тревожные оповещения обеспечивает приложение для смартфона Hek Home (Рисунок 2).

Блоки датчиков подключаются непосредственно к настенной силовой розетке, в то время как управляющий хаб имеет внешний источник питания. Датчики получают сигналы Wi-Fi от управляющего хаба, но связываются с ним по отдельному каналу 2.4 ГГц диапазона ISM. В каждом датчике есть цифровой сигнальный процессор, выполняющий анализ сигналов. По сути, датчики отслеживают стандартные сигналы Wi-Fi от управляющего хаба и отправляют результаты обратно в хаб.

Система обнаруживает движение, чтобы понять, присутствует ли что-то в определенной области. Она не определяет абсолютное положение или расстояние от точки, как это делают радары или оптические системы. Преимуществом системы является возможность охвата большой площади всего несколькими датчиками. С помощью прило-

жения можно увидеть, как работает система при передвижении людей.

В системе также есть сирены с уровнями громкости 80 дБ. Как и большинство домашних систем безопасности, его можно настроить для отслеживания, уведомления или подачи сигнала тревоги при обнаружении нежелательного движения. Систему нельзя регулировать по высоте движущегося объекта, как некоторые другие сенсорные системы, но можно регулировать ее чувствительность. Система также может контролировать отдельные заданные области.

Работа системы отслеживается с помощью приложения. В разработке находится дополнительная услуга профессионального мониторинга, аналогичная тем, что предоставляют обычные охранные компании и системы обнаружения. Система может быть связана с другими устройствами, такими, например, как камера наблюдения, включаемая при обнаружении движения.

Одним управляющим хабом и парой датчиков может быть защищена площадь 1500 квадратных футов (140 м²). Цена системы начинается от \$179 с дополнительными датчиками Hek Sense за \$39. Для подсветки путей устройства Hek Sense также оснащены светодиодами. Обычно область покрытия системы охватывает один этаж, хотя общее покрытие будет зависеть от конструкции здания и находящихся в нем предметов. Электростатический экран может нарушить работу системы, но обычная конструкция здания обычно ей не мешает. Если Wi-Fi работает в помещении нормально, то с этой системой не должно быть никаких проблем. **PL**

Нетрадиционное использование выходного драйвера защищает монитор тока

Bob Urman

Electronic Design

В одном из выпускаемых нами изделий датчиком тока служит стандартный резистор для поверхностного монтажа мощностью 1/10 Вт, включенный между шиной питания и нагрузкой для обнаружения небольших изменений выходного тока устройства. Поскольку эта цепь связана с выходными клеммами прибора, она уязвима для коротких замыканий, возможных при ошибках подключения.

Если при неправильном монтаже изделия произойдет короткое замыкание выхода,

резистор, не способный рассеивать большую мощность, будет разрушен. Защита резистора с помощью устройства с положительным температурным коэффициентом затруднена из-за широкого диапазона выходных напряжений изделия, а использование предохранителя невозможно, поскольку прибор залит компаундом.

Наше решение состояло в том, чтобы использовать самозащищенный драйвер верхнего плеча. Мы подали ток измеритель-

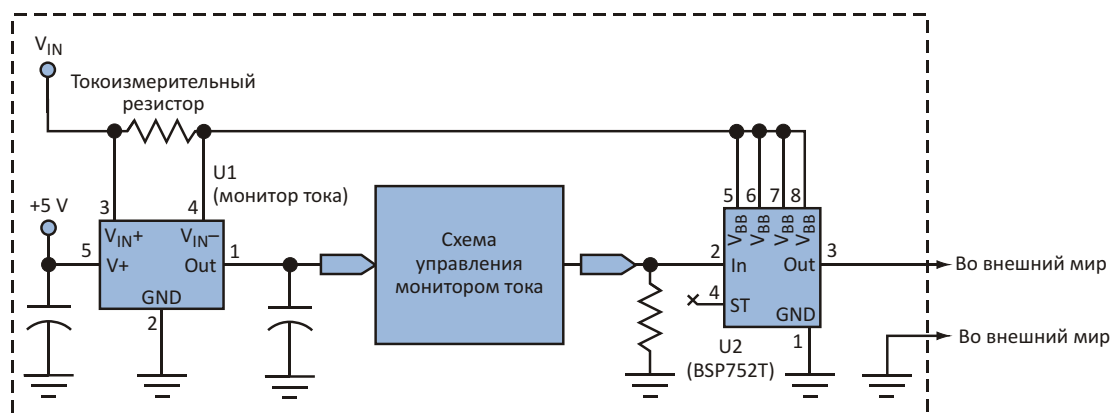


Рисунок 1. Чтобы защитить токоизмерительный резистор от ошибок подключения, которые могут вызвать короткое замыкание выхода, эта схема подает ток с резистора на вход V_{BB} самозащищенного драйвера верхнего плеча.

ного резистора на входы $V_{ВВ}$ драйвера и подключили выход драйвера к выходным клеммам устройства (Рисунок 1).

Хотя контролируемый ток теперь будет включать небольшое количество тока, потребляемого самим драйвером, для нашего приложения этот ток несущественен по сравнению с выходным током нагрузки, и его можно смело игнорировать.

Такое использование драйвера верхнего плеча, хотя и не типичное, дает два преимущества. Во-первых, встроенная в драйвер защита от короткого замыкания страхует наш прибор от повреждений, к которым могут привести ошибки подключения. Кроме того, поскольку аналоговый выходной сигнал монитора тока доступен для схемы

управления нашим прибором, эта схема также может контролировать вход разрешения драйвера.

Следовательно, в ситуации, когда для срабатывания внутренней схемы защиты от короткого замыкания выходного тока может быть недостаточно, драйвер может быть отключен. Однако ток все равно будет достаточно большим, чтобы повредить токоизмерительный резистор. Поэтому на вход разрешения драйвера добавлен резистор, подтягивающий его к «земле», который гарантирует, что драйвер останется выключенным до тех пор, пока схема управления не проснется. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Infineon BSP752T](#)

Транзисторная пара улучшает точность схемы измерения тока

Robert Zawislak

EDN

В источниках питания с несколькими выходами, к которым подключаются схемы с совершенно разными потребляемыми токами, необходимо контролировать ток нагрузки каждого выхода и отключать источник в случае обнаружения перегрузки в каком-либо канале. Это особенно актуально для защиты тонких проводников печатной платы в слабых точных схемах. В типичной схеме для включения цепей защиты источника питания использовалось бы пороговое напряжение база-эмиттер биполярного транзистора, равное приблизительно 0.6 В. И хотя такое решение недорогое, чрезмерная зависимость этого

напряжения от температуры делает порог срабатывания защиты нестабильным.

Схема на Рисунке 1 в значительной степени устраняет проблему температурной зависимости напряжения база-эмиттер, влияющую на точность выходного напряжения, пропорционального току нагрузки. Используя два биполярных транзистора в одном корпусе, можно добиться почти идеального согласования этих устройств. Хотя в статье описывается положительный источник питания, аналогичную схему можно реализовать для измерения выходного тока источника отрицательного напряжения, заменив сдвоенный p-n транзистор сдвоенным n-p прибором.

Ниже приведен вывод формулы, показывающей линейную зависимость выходного напряжения от тока нагрузки (см. Рисунок 1):

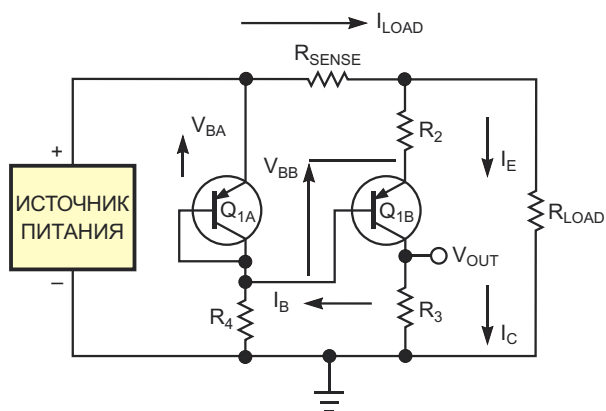


Рисунок 1. напряжение на выходе этой простой двухтранзисторной схемы пропорционально току, идущему через измерительный резистор R_{SENSE} .

$$V_{BA} = I_{LOAD} R_{SENSE} + I_E R_2 + V_{BB} \quad (1)$$

$$[(V_{BA} - V_{BB}) - (I_{LOAD} R_{SENSE})] = I_E R_2 \quad (2)$$

$$I_C = I_B + I_E \quad (3)$$

$$(V_{BA} - V_{BB}) - (I_{LOAD} R_{SENSE}) = (I_C - I_B) R_2 \quad (4)$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad (5)$$

$$(V_{BA} - V_{BB}) - (I_{LOAD} R_{SENSE}) = I_C \left(\frac{\beta - 1}{\beta} \right) R_2 \quad (6)$$

$$(V_{BA} - V_{BB}) - (I_{LOAD} R_{SENSE}) - I_C \left(1 + \frac{1}{R_2}\right) R_3 = 0.$$

$$V_{OUT} = I_C R_3.$$

$$I_C = \frac{V_{OUT}}{R_3}.$$

$$(V_{BA} - V_{BB}) - (I_{LOAD} R_{SENSE}) - \frac{V_{OUT}}{R_3} \left(1 + \frac{1}{R_2}\right) R_3 = 0.$$

Если $V_{BA} = V_{BB}$, то

$$V_{BA} - V_{BB} = 0$$

и

$$I_{LOAD} R_{SENSE} - \frac{V_{OUT}}{R_3} \left(1 + \frac{1}{R_2}\right) R_3 = 0.$$

$$V_{OUT} = I_{LOAD} R_{SENSE} \frac{R_3}{R_2} \left(1 + \frac{1}{R_2}\right).$$

При больших

$$1 + \frac{1}{R_2} \approx 1$$

и

$$V_{OUT} = \frac{I_{LOAD} R_{SENSE} R_3}{R_2} \cdot \text{П1}$$

Генератор пилообразного напряжения с кварцевой стабилизацией частоты

Gavin Watkins

EDN

Этот проект возник из-за необходимости создания стабилизированного кварцем генератора линейно нарастающего напряжения для высокочастотного генератора качающейся частоты HP 8620C. За основу была взята опубликованная ранее конструкция

генератора пилообразных сигналов [1]. Однако эта конструкция имела два недостатка: в ней использовался нестандартный кварцевый генератор 16.384 МГц, а время спада/обратного хода/гашения пилообразного сигнала было нулевым.

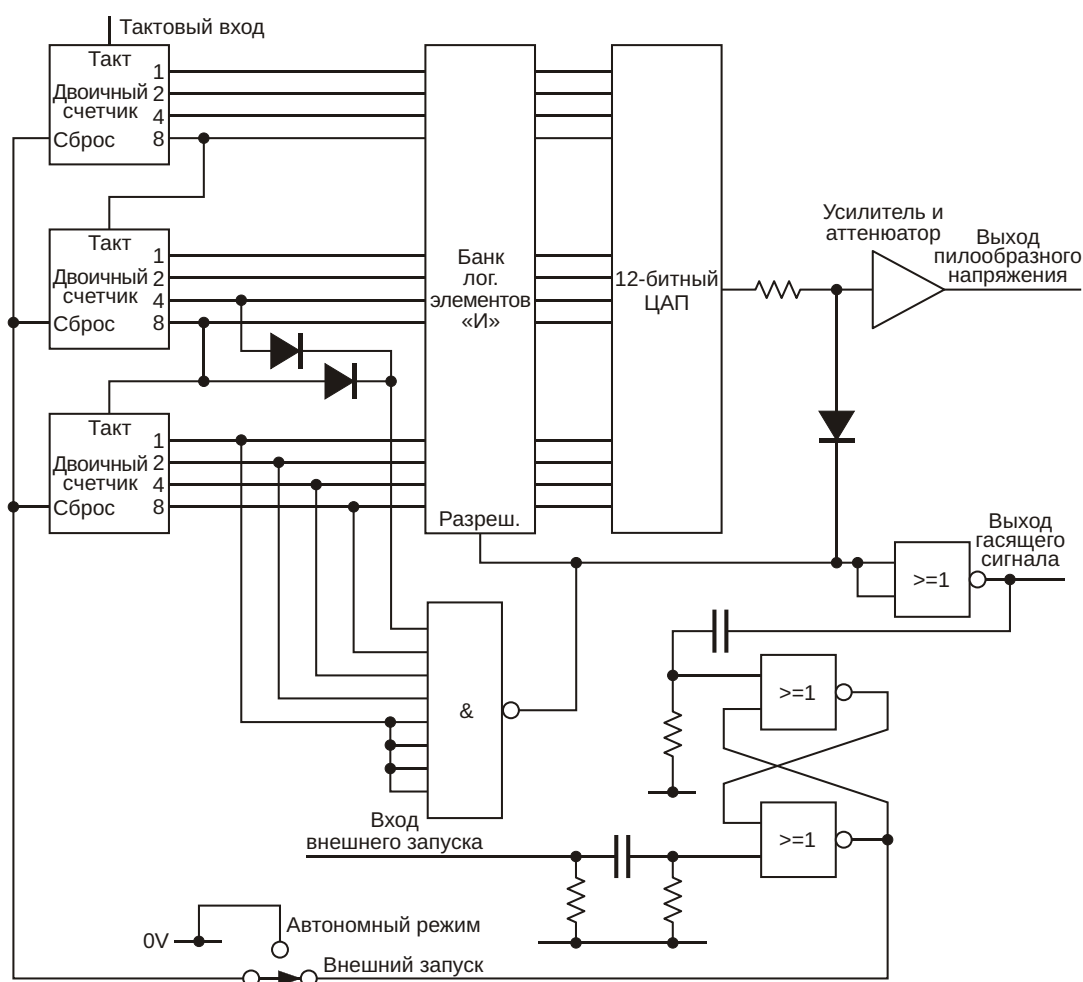


Рисунок 1. Схема генератора пилообразного напряжения.

Для решения первой проблемы в описанном здесь генераторе пилообразных сигналов используется стандартная тактовая частота 10 МГц, что позволяет интегрировать его в существующую испытательную установку. Важно также, что большинству оборудования требуется определенное время для возврата в исходное состояние перед началом нового цикла развертки. Конструкция, представленная на Рисунках 1 и 2 (см. ниже), позволила решить эти проблемы. Сначала будет описана секция генератора пилообразных сигналов, поскольку предъявляемые к ней требования определили схему тактового генератора.

Генератор пилообразных сигналов

Сердцем генератора пилообразных сигналов является 12-разрядный цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), управляемый двоичными счетчиками. ЦАП – дискретный типа R-2R, поскольку на момент разработки подходящая микросхема ЦАП была недоступна. Он управляется набором логических элементов «И» (три микросхемы 74НС08), которые, в свою очередь, управляются двумя сдвоенными 4-битными двоичными счетчиками 74НС393, половина одного из которых не используется. 12 бит позволяют получить максимальное возможное количество состояний, равное 4096. Упрощенная схема генератора пилообразных сигналов показана на Рисунке 1.

Чтобы установить время гашения, ЦАП выдает линейно изменяющееся напряжение

только для первых 4000 состояний. Для оставшихся 96 кодов выходное напряжение удерживается равным 0 В, что обеспечивает достаточное время для возврата HP 8620С к начальному значению частоты и подготовки к новому запуску. Во время фазы нарастания напряжения выходные сигналы счетчика проходят на ЦАП через логические элементы «И». В фазе гашения на входы логических элементов «И» подается «лог. 0», входной код ЦАП содержит только нули, и выходное напряжение равно 0 В. Двухвходовый логический элемент «ИЛИ» (два диода 1N4148 и резистор) и пятивходовый логический элемент «И-НЕ» (микросхема 74НС30, четыре входа которой соединены вместе) пропускают через себя выходные сигналы счетчика и управляют общим входом логических элементов «И» во время гашения. Также имеется инвертор, образованный логическим элементом «ИЛИ-НЕ» (74НС02), предназначенный для формирования положительного импульса гашения, который можно использовать для модуляции входа Z осциллографа.

Диодно-резисторный коммутатор на выходе ЦАП также включается во время фазы гашения, чтобы установить 0 В на выходе ЦАП. Во время фазы нарастания напряжения выходной сигнал ЦАП усиливается операционным усилителем, обеспечивающим требуемый для HP 8620С размах сигнала 10 В.

Генератор пилообразных сигналов, в зависимости от положения переключателя, может работать автономно или запускаться внешними сигналами; на Рисунке 1 он пока-

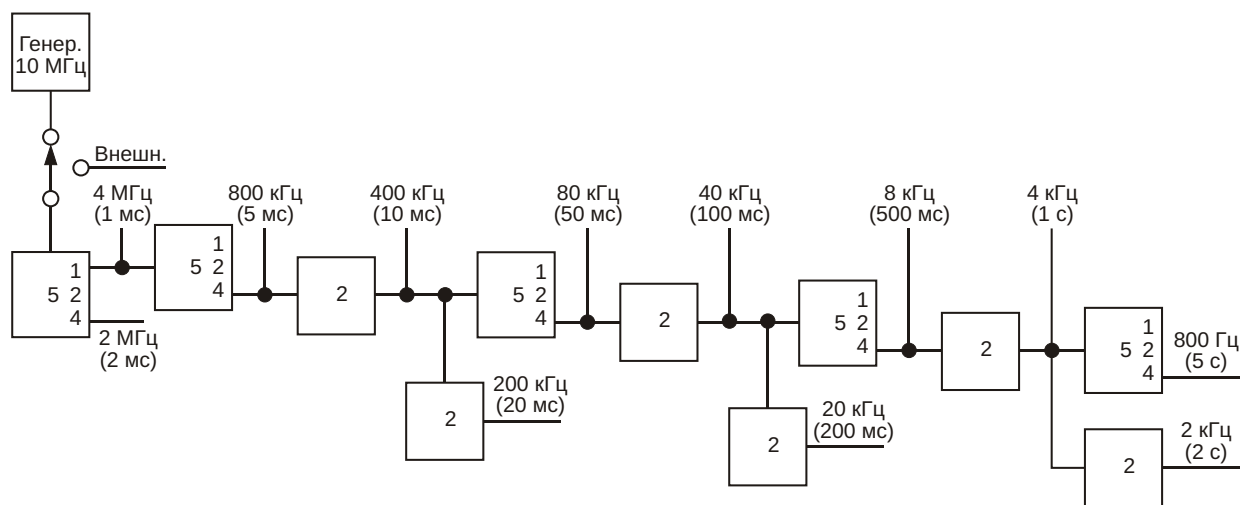


Рисунок 2. Схема генератора тактовых сигналов.

зан в режиме внешнего запуска. В режиме внешнего запуска RS-триггер, образованный двумя логическими элементами «ИЛИ-НЕ», переключается передним фронтом выходного гасящего импульса для сброса 12-битного счетчика. Сброс RS-триггера в исходное состояние, позволяющий 12-битному счетчику снова начать отсчет, происходит только при поступлении внешнего сигнала запуска.

Тактовый генератор

Частота сигнала внутреннего или внешнего опорного генератора 10 МГц делится на 12 отдельных значений и выбирается 12-позиционным галетным переключателем для подачи на генератор пилообразных сигналов. Поскольку сигнал на выходе генератора пилообразных сигналов существует только в течение первых 4000 состояний вместо 4096, можно использовать стандартные коэффициенты деления 2, 5 и 10 двукратного декадного счетчика 74НС390, как показано на Рисунке 2. 74НС390 состоит из двух отдельных счетчиков-делителей на 2 и на 5, которые сконфигурированы, как показано на рисунке. Помимо тактовой частоты на каждом выходе в скобках указано соответствующее время развертки.

Исключением из приведенного выше объяснения является время развертки 1 мс, для которого требуется тактовая частота 4 МГц. Поэтому первый каскад делителя делит входную частоту на 2.5. Это достигается снятием сигнала с младшего разряда счетчика-делителя на 5. На каждые пять входных импульсов он выдает два выходных импульса: 000, 001, 010, 011, 100, 000, 001, 010, 011 и т. д. Коэффициент заполнения этих 4-мегагерцовых импульсов меняется от периода к периоду, что приведет к незначительному дрожанию положения импульсов при времени развертки 1 мс, но это будет проявляться только в младшем бите счетчика генератора пилообразного напряжения и не повлияет на

качество пилообразного сигнала. Существуют альтернативные способы деления на 2.5 с фиксированным коэффициентом заполнения 50%, но они более сложны [2].

Результаты

Из осциллограмм сигналов на выходах пилообразного напряжения и гасящего импульса, показанных на Рисунке 3, видно, что они имеют точный период 100 мс, а пилообразное напряжение имеет высокую линейность.



Рисунок 3. Осциллограммы сигналов в схеме: выход пилообразного напряжения (желтый), гасящий импульс (зеленый).

Вся схема генератора пилообразного напряжения была собрана на беспаячной макетной плате и помещена в общий корпус с источником питания, став удобным лабораторным инструментом. **ПЛ**

Ссылки

1. Neil Johnson, "Ramp Generator", Everyday and Practical Electronics, July 1995, pp. 546-550.
2. Yongping Xia, "Divide by 2.5", Electronics World + Wireless World, December 1991, pp. 1051.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC02](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD74HC30](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD74HC390](#)

Настройка квадратурного энкодера на слух

Michael Covington

Electronic Design

Человеческое ухо очень хорошо улавливает шум или пропущенные циклы сигнала, и поскольку у нас два уха, мы можем отслеживать два сигнала одновременно.

Недавно я ремонтировал старый лабораторный прибор, содержащий квадратурный энкодер, сделанный из лампы накаливания, диска с прорезями и двух фотоэлементов (см. левую часть Рисунка 1). Оказалось, что яркость лампы, а значит, и напряжение питания были довольно критичными. Следовательно, чтобы обеспечить надежную работу, потенциометры пришлось регулировать.

Использовать в качестве выходного индикатора цифровой осциллограф было трудно, поскольку его дисплей был склонен зависать

каждый раз, когда происходило резкое изменение – именно то, что мы хотим, чтобы цифровой осциллограф делал в нормальных условиях. Аналогового осциллографа не было, поэтому в качестве выходного индикатора я решил использовать наушники (см. правую часть Рисунка 1).

Процедура регулировки заключалась в приглушении света в комнате, вращении вала и прослушивании жалобного завывания в наушниках. Чтобы установить каждый потенциометр в середину рабочего диапазона, мне потребовалось всего несколько минут. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM393](#)

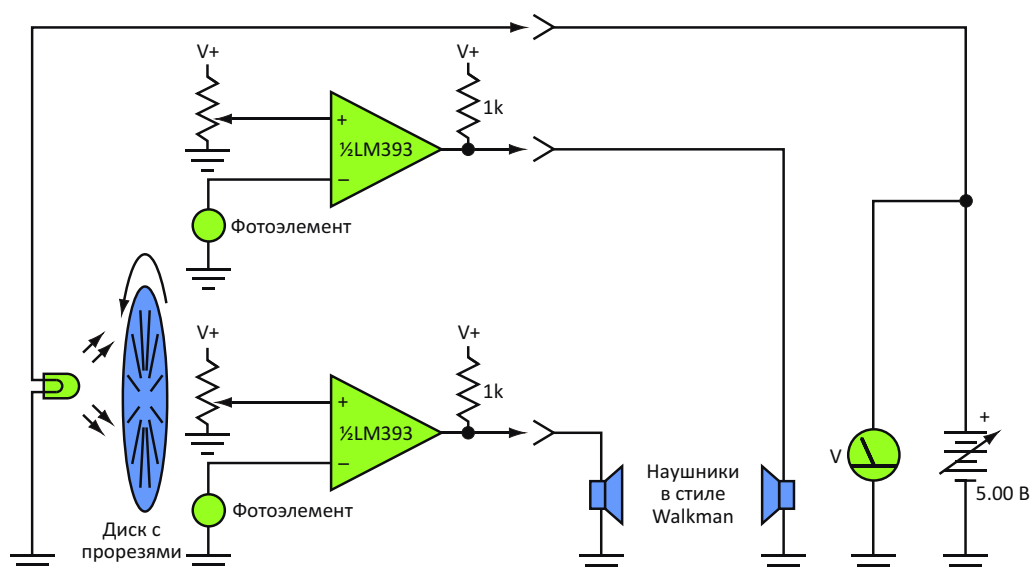


Рисунок 1. Используя пару наушников, подключенных к выходу этого старого лабораторного прибора, автор смог настроить потенциометры квадратурного энкодера на середину рабочего диапазона.

Правильная последовательность включения напряжений обеспечивается двумя компонентами

Alan Adamsky

Electronic Design

Современным цифровым микросхемам, как правило, нужна сложная последовательность подачи напряжений, для управления которой обычно требуются специальные микросхемы или микропроцессоры. Но что, если ваши требования более скромны? Для представленной здесь схемы управления последовательностью включения напряжений нужен всего один оптоин и резистор.

Предположим, что для включения DC/DC преобразователя на его вывод Вкл/Выкл должен быть подан низкий уровень напряжения, а при «плавающем» выводе преобразователь будет оставаться выключенным (см. Рисунок 1). Будем считать также, что в этом примере напряжение 5 В должно включаться раньше, чем 3.3 В. Уровень напряжения на выводе Вкл/Выкл 5-вольтового преобразова-

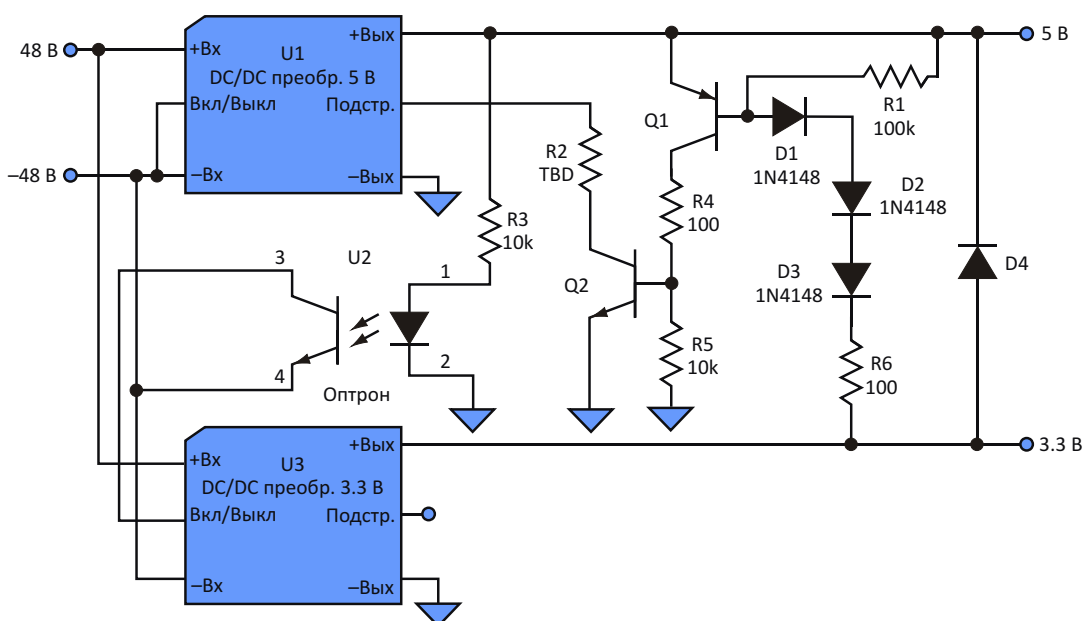


Рисунок 1. Добавление оптоизолятора (U2) и резистора к этой схеме источника питания – это все, что необходимо для обеспечения правильной последовательности запуска преобразователей 3.3 и 5 В.

теля низкий. При выключенном оптоизоляторе U2 вход Вкл/Выкл преобразователя 3.3 В остается плавающим.

При подаче питания преобразователь 5 В включается. По мере повышения напряжения 5 В оптопара в какой-то момент откроется, включив преобразователь 3.3 В. (Для неизолированных приложений оптрон может быть заменен транзистором).

Для многих логических микросхем, питающиеся от нескольких напряжений, допустимая разность напряжений на выводах 5 В и 3.3 В ограничивается, например, значением 2.5 В. При использовании этой схемы допустимая разность может быть превышена, если на выходе U1 напряжение 5 В установится до включения 3.3 В, или если преобразователь 3.3 В выйдет из строя. Предположим, что выходные напряжения DC/DC преобразователей изменяются в том же направлении, в котором изменяются напряжения на выводах подстройки. Многие преобразователи имеют вывод (Trim), позволяющий, согласно документации, подстраивать выходное напряжение в пределах $\pm 5\%$, но часто понизить выходное напряжение можно еще больше.

Разность напряжений ограничивается, когда переход база-эмиттер транзистора Q1,

а также диоды D1, D2 и D3 проводят ток. Тогда Q1 открывается, включая транзистор Q2, который, в свою очередь, притягивает вывод подстройки к «земле». Поэтому напряжение на выходе 5-вольтового преобразователя будет стабилизироваться на уровне, на 2-2.5 В превышающем напряжение 3.3 В. Фактическое напряжение стабилизации будет зависеть от того, при каких напряжениях открываются p-n переходы. Величина сопротивления R2 зависит от выбранного типа преобразователя.

Последнее требование состоит в том, чтобы не допустить ситуации, когда выходное напряжение преобразователя 5 В более чем на 0.7 В ниже выходного напряжения преобразователя 3.3 В, что может произойти при выключении схемы. Чтобы избежать этой проблемы, следует в качестве D4 использовать диод Шоттки. Использование D4 не ново, и упомянуто только для полноты картины.

Если допустимая разность напряжений на выводах питания не регламентирована, но напряжение 3.3 В не должно включаться, пока выходное напряжение 5 В отличается от номинального значения более чем на 10-15%, можно последовательно с R3 добавить диоды или стабилитрон. [РЛ](#)

Простые дополнения к аудиоусилителю предотвращают искажения при больших уровнях входного сигнала

John Guy

Electronic Design

Усиление человеческого голоса ставит перед разработчиком несколько непростых задач. Одна из самых сложных – обеспечение достаточного усиления, позволяющего услышать тихо говорящего человека, при сохранении достаточного запаса по уровню выходного сигнала для людей, которые говорят громко. Если усиление слишком велико, громкий голос или шум вызывают ограничение звукового сигнала, что делает его неразборчивым и неприятным для ушей.

Одним из решений этой дилеммы является ограничение сигнала с помощью нелинейной передаточной функции, реализованной путем добавления нескольких компонентов в стандартную прикладную схему (Рисунок 1). Когда положительный или отрицательный пик входного аудиосигнала превышает напряжение включения одного из встречно включенных диодов (D1), диод открывается и ослабляет любое дальнейшее увеличение амплитуды сигнала, подаваемого на усили-

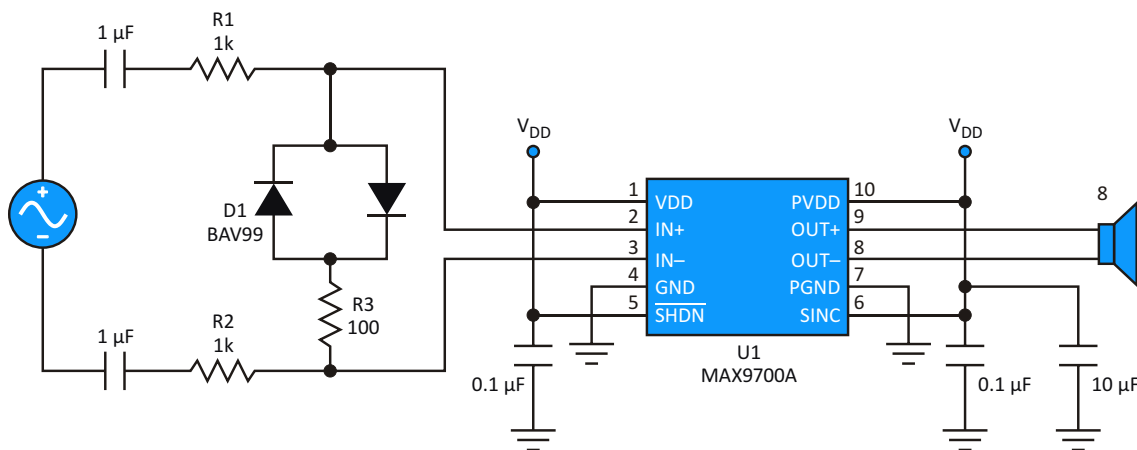


Рисунок 1. Ограничивая выходное напряжение усилителя, цепь из малосигнальных диодов предотвращает искажения звукового сигнала.

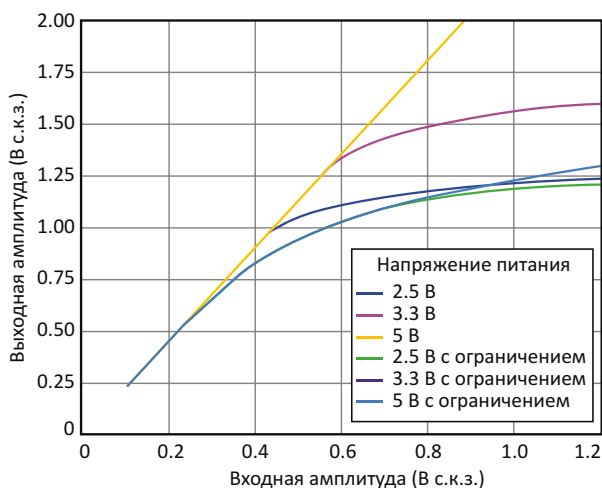


Рисунок 2. Благодаря ослаблению сигнала простой диодной цепью передаточная характеристика для входных сигналов с более высокой амплитудой становится нелинейной.

тель мощности класса D MAX9700A. Резисторы R1 и R2 добавляют последовательное сопротивление, предотвращающее перегрузку источника звука.

При нормальной работе входной аудиосигнал практически не ослабляется диодной

цепью, а увеличение выходного импеданса источника из-за дополнительных резисторов R1 и R2 не приводит к затуханию сигнала благодаря высокому входному сопротивлению микросхемы U1. По мере увеличения амплитуд входных сигналов передаточная функция смещается (Рисунок 2).

Как видите, для низкоуровневых сигналов выход отслеживает вход. При входных уровнях выше примерно 0.5 В с.к.з. наблюдается снижение усиления схемы. Компрессия усиления не зависит от пикового выходного напряжения, что подтверждается откликами для различных напряжений питания. Обратите внимание, что отклики для ограниченных входных сигналов при напряжениях питания 3.3 и 5 В абсолютно одинаковы, поэтому кривые накладываются друг на друга. Кроме того, при напряжениях питания 2.5 и 3.3 В из-за ограниченного диапазона изменения входные сигналы сжимаются даже при отсутствии компрессии. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX9700A](#)
2. [Datasheet NXP BAV99](#)

Компенсация сопротивления подводящих проводов улучшает стабилизацию напряжения

W. Stephen Woodward

Electronic Design

Решения, основанные на микросхемах линейных регуляторов, просты, эффективны и действенны для множества приложений стабилизации напряжения малой и средней мощности. Они также предоставляют возможности для множества простых, но полезных уловок, которые улучшают их характеристики и делают более пригодными для задач, требующих немного больших возможностей и большей универсальности, чем могут обеспечить микросхемы сами по себе. Одним из примеров является питание нагрузки, отделенной от регулятора соединительными проводами со значительным сопротив-

лением, – например, когда регулятор расположен на некотором удалении от нагрузки.

Классическим решением проблемы ухудшения стабилизации напряжения нагрузки из-за сопротивления подводящих проводов, конечно же, является четырехпроводное подключение Кельвина, в котором измерительные соединения регулятора выполняются отдельно от силовых проводов, по которым течет ток нагрузки. Уже давно доступны умные схемы, реализующие подключения Кельвина для микросхем регуляторов [1]. Но иногда дополнительные соединения и реализация топологии Кельвина бывают неудобными и чрезмерно

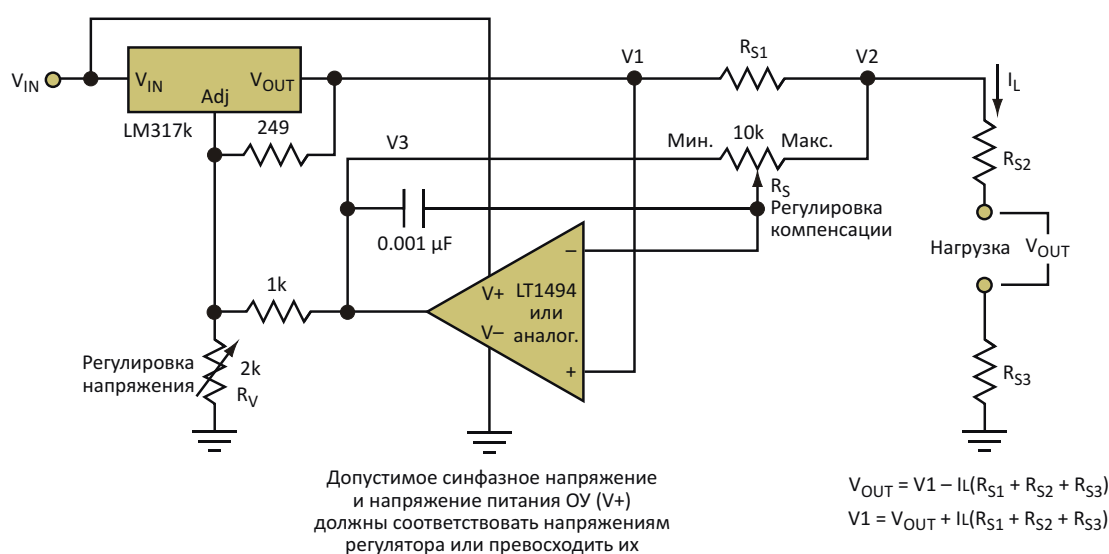


Рисунок 1. Сформировав корректирующее напряжение с помощью отдельного токоизмерительного резистора, разработчики могут исключить дополнительное четырехпроводное подключение Кельвина.

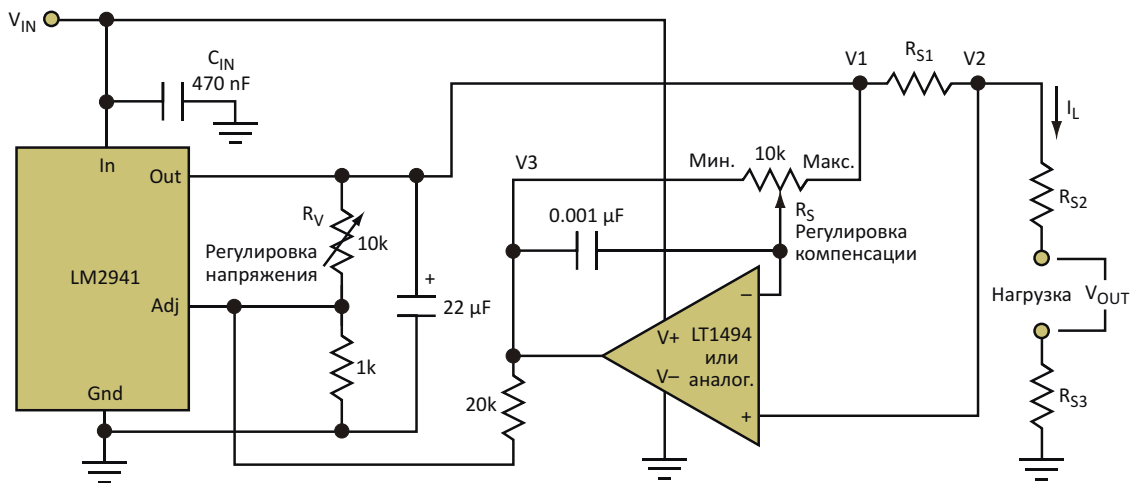


Рисунок 2. Этот вариант схемы обеспечивает отрицательную обратную связь для регуляторов, в которых используется опорное напряжение, привязанное к общей шине, например, LM2941.

затратными. В этой статье описывается альтернатива, в которой они не используются.

Дополнительные измерительные провода могут быть исключены, если необходимое напряжение для коррекции V_{OUT} создается с помощью отдельного токоизмерительного резистора R_{S1} (Рисунок 1). Резистор R_{S1} должен иметь примерно такое же сопротивление, что и сопротивления подводящих проводов R_{S2} и R_{S3} (обычно от нескольких десятков до сотен миллиом). Фактически, это может быть просто извилистая дорожка на печатной плате. Затем ОУ суммирует часть напряжения, снимаемого с R_{S1} , с выходным напряжением регулятора $V1$ для получения скорректированного сигнала обратной связи и напряжения питания нагрузки V_{OUT} , остающегося постоянным и независимым от тока нагрузки.

Необходимая полярность компенсирующей обратной связи зависит от типа используемого регулятора. Для регуляторов, поддерживающих постоянную разность напряжений между выходными и регулировочными выводами (например, LM317), требуется положительная обратная связь. Регулято-

рам, в которых используется опорное напряжение, привязанное к общей шине (например, LM2941), требуется отрицательная обратная связь (Рисунок 2). Но в обоих случаях масштабный коэффициент обратной связи корректируется с использованием одной и той же двухэтапной процедуры:

- В отсутствие нагрузки ($I_L = 0$) регулировкой R_V устанавливается необходимое значение V_{OUT} .
- При максимальной нагрузке ($I_L = \text{макс.}$) регулировкой R_S восстанавливается значение V_{OUT} , установленное на первом этапе. **РЛ**

Ссылка

1. Jim Williams, Application Note No. 2, "[Performance Enhancement Techniques for Three Terminal Regulators](#)," Linear Technology, 1984, Fig. 13.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM2941](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM317K](#)
3. [Datasheet Analog Devices LT1494](#)

Динамическая электронная нагрузка с регулируемой скоростью нарастания

Chester Simpson

Electronic Design

Поведение при нестационарных нагрузках стало наиболее важной характеристикой регуляторов напряжения, используемых для питания широкого спектра устройств, потребление тока которых быстро меняется в процессе работы. Для проверки переходных характеристик требуется нагрузка, скоростью изменения которой можно управлять.

В продаже имеются дорогие электронные нагрузки, но я не нашел ни одной, скорость изменения тока которой была бы выше 0.4 А/мкс, что слишком медленно для полной проверки переходных характеристик регуляторов напряжения. В этой статье показано, как создать недорогую и простую электронную нагрузку, которая может обеспечить скорости нарастания, превышающие 50 А/мкс.

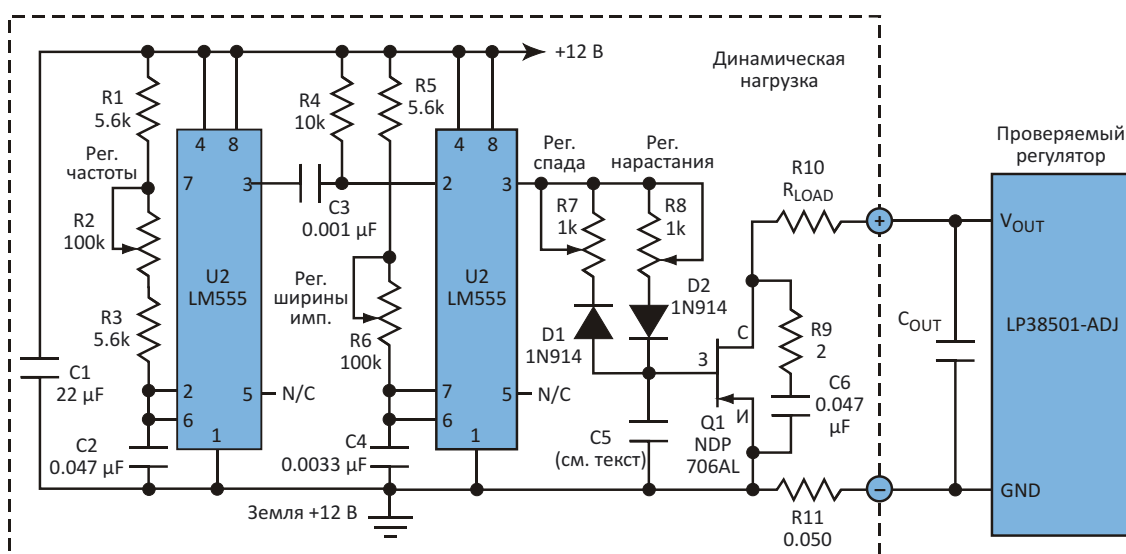


Рисунок 1. Этот электронный тестер переходных процессов в нагрузке позволяет пользователям изменять как частоту, так и длительность импульсов, управляющих током нагрузки. Также имеется возможность управления скоростью изменения тока нагрузки.

В качестве коммутатора для подключения/отключения сопротивления нагрузки R_{LOAD} к выходу регулятора в тестере используется n-канальный MOSFET Q1 (Рисунок 1). 50-миллиомный токоизмерительный резистор, включенный последовательно с коммутатором, позволяет наблюдать форму импульса тока в нагрузке.

Частота автоколебательного генератора на микросхеме U1 регулируется потенциометром R2, а длительность импульса ждущего мультивибратора на микросхеме U2, формирующего импульс нагрузки, – потенциометром R6. Таким образом, имеется возможность регулировки как частоты, так и длительности импульса тока нагрузки. При показанных на схеме номиналах компонентов частота может изменяться от 130 Гц до 2 кГц, а ширина импульса – примерно от 20 мкс до 400 мкс. С6 и R9 снижают коммутационный звон на транзисторе Q1.

Выход микросхемы U2 управляет затвором транзистора Q1, поэтому снижение скорости нарастания напряжения затвора снижает скорость нарастания тока MOSFET. Элементы D1, D2, R7, R8 и C5 управляют временами нарастания и спада напряжения на затворе. D1 и D2 обеспечивают независимость регулировок времени нарастания и спада. Емкость конденсатора C5 зависит от требуемых значений времени нарастания и спада.

Таблица 1. Скорости нарастания и спада импульса тока 0-3 А при различных значениях емкости C5

Емкость C5	Нарастающий фронт (А/мкс)		Спадающий фронт (А/мкс)	
	Мин.	Макс.	Мин.	Макс.
Ноль	0.50	85	2.2	15
1000 мкФ	0.45	75	1.9	12
0.01 мкФ	0.38	70	1.5	11
0.047 мкФ	0.25	50	0.75	10
0.1 мкФ	0.21	38	0.50	7.5

В Таблице 1 показаны скорости нарастания и спада импульса тока тестера при скачке от 0 до 3 А для разных значений емкости конденсатора C5. Обратите внимание, что характеристика управления по затвору Q1 имеет асимметричный характер. Уровень выходного сигнала U2 поднимается пример-

но до 11 В, но спадает лишь до уровня «земли». Поэтому включение MOSFET происходит гораздо активнее, чем выключение, что делает нарастающий фронт импульса нагрузки более быстрым, чем спадающий.

Чтобы получить одинаковую крутизну переднего и заднего фронтов, емкость конденсатора следует выбирать в соответствии с желаемой скоростью спада импульса. Сначала с помощью подстроечного резистора R7 устанавливают правильную скорость спада импульса тока, а затем резистором R8 крутизну переднего фронта делают равной крутизне заднего.

R7 и R8 – это многооборотные подстроечные резисторы, тогда как R2 и R6 – стандартные потенциометры с линейной характеристикой. Нагрузочный резистор R10 должен быть безындуктивным, предпочтительно углеродно-пленочным или металлооксидным. Токоизмерительный резистор R11 также должен быть безындуктивным. Рекомендуется выбрать металлопленочный резистор. Все конденсаторы, кроме танталового C2, керамические. Для улучшения теплоотвода транзистор Q1 припаян к медной контактной площадке размером 5 × 5 см.

На Рисунке 1 электронная нагрузка подключена к выходу 3-амперного линейного регу-

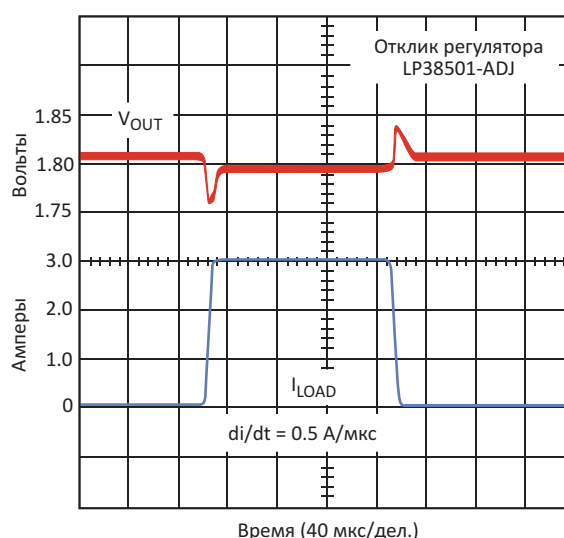


Рисунок 2. Результаты испытаний регулятора напряжения с малым временем отклика на изменения нагрузки показали лишь незначительные выбросы на фронтах выходного импульса напряжения при быстрых изменениях тока нагрузки.

лятора LP38501-ADJ с быстрой реакцией на переходные процессы. Регулятор тестировался при выходном напряжении, установленном равным 1.8 В, и с керамическим конденсатором 10 мкФ в качестве C_{OUT} . Скорость нарастания и спада импульса тока электронной нагрузки была установлена равной 0.5 А/мкс при использовании конденсатора С5 емкостью 0.1 мкФ, а затем регулировкой R7 и R8 времена нарастания и спада 3-амперного импульса, измеренные по уровням 10% и 90%, были сделаны равными по 6 мкс. Сопротивление резистора R10 было выбрано равным 0.6 Ом.

Результаты испытаний демонстрируют небольшие выбросы на фронтах V_{OUT} при изменениях нагрузки (Рисунок 2). Пиковые уровни этих выбросов равны примерно 40 мВ, составляя порядка 2.2% от номинального значения амплитуды выходного сигнала, что является хорошим результатом при использовании выходного конденсатора столь небольшой емкости. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM555](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LP38501-ADJ](#)
3. [Datasheet National Semiconductor NDP706AL](#)

Двухпороговые тиристоры ON/OFF, переключаемые по уровню входного сигнала

M.A. Shustov

International Journal of Circuits and Electronics

Дано описание нового класса бистабильных элементов – двухпороговых тиристоров, включение/выключение которых из одного состояния в другое происходит при подаче на вход тиристора управляющих напряжений двух уровней («Высокого» или «Низкого»), отличных от нуля.

В 1955 году американские ученые в области физики твердого тела из Bell Telephone Laboratories Джон Луис Молл (John Louis Moll, 1921–2011), Моррис Таненбаум (Morris Tanenbaum, 1928–), Джеймс/Джим М. Голди (James/Jim M. Goldey, 1926–2017) и Ник Холоньяк (Nick Holonyak, Микола Голоняк, 1928–) опубликовали статью, описывающую конструкцию четырехслойного полупроводникового устройства р-п-р-п-тиристора – управляемого кремниевого выпрямителя (Silicon Controlled Rectifier – SCR).

В 1956 году в Bell Telephone Laboratories была создана кремниевая полупроводниковая структура р-п-р-п (SCR), на основе которой Роберт Нозль Холл/Хелл (Robert Noel Hall, 1919–2016) и Фрэнк Уильям (Билл) Гутцвиллер/Гацвиллер (Frank William (Bill) Gutzwiller, 1926–2011), исследователи электротехнического концерна General Electric, в 1957 году разработали первые управляемые кремниевые выпрямители.

В 1981–1984 годы команда немецких ученых из Мюнхена – Людвиг Лейпольд (Ludwig Leipold), Йенс-Пер Штенгль (Jens-Peer Stengl) и Джено Тиханьи (Jeno Tihanyi) – решила проблему низкого входного сопротивления тиристоров (был создан тиристор, пред-

ставляющий собой комбинацию MOSFET или полевого транзистора и тиристора).

В 1984 году американский инженер Виктор А.К. Темпл (Victor A.K. Temple) из Harris Corporation предложил вариант мощного интегрированного тиристора MOS (MOSFET) – комбинацию МОП-транзистора и тиристора [1].

Обычные тиристоры имеют по входу один неуправляемый порог переключения. Когда этот порог превышен, тиристоры переключаются в проводящее состояние. Возврат тиристоров в исходное («выключенное») состояние возможен только путем отключения питающего напряжения или замыкания электродов анод-катод тиристора [2–9].

В дополнение к вышесказанному, тиристоры ранних выпусков имели низкое входное сопротивление, высокое падение напряжения на открытом тиристоре, низкое быстродействие и ряд других недостатков.

Для повышения входного сопротивления тиристора (см. выше [1]) было предложено объединить свойства МОП-транзистора и тиристора.

Чтобы включить/выключить тиристор путем подачи внешнего управляющего сигнала на его управляющий электрод, была раз-

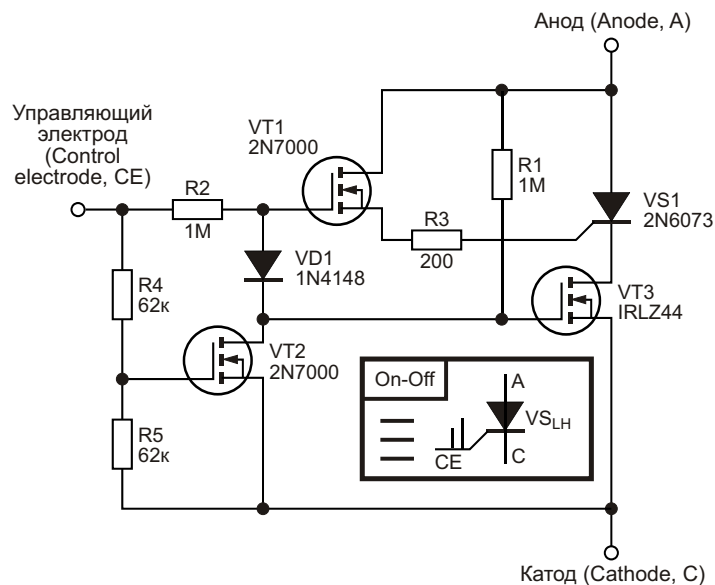


Рисунок 1. Электрическая схема двухпорогового LH-тиристора.

работана конструкция тиристора, содержащая во входных цепях пару транзисторов MOS-N и MOS-P – MOS-controlled thyristor (MCT) – тиристор, управляемый напряжением [1]. Переключение такого тиристора происходит в том случае, если на его вход подаётся импульс положительной или отрицательной полярности.

Очевидно, что использование управляющих сигналов разной полярности мало приемлемо на практике.

Для реализации функции двухпорогового переключения тиристора он должен иметь

электронные элементы, имеющие два разных порога переключения, которые не равны нулю.

Ниже (Рисунки 1–5) приведены варианты схем новых ON/OFF двухпороговых тиристорov, переключаемых из одного состояния в другое при подаче на их входы уровней напряжения: «Низкого – L» и «Высокого – H» (LH) или «Высокого – H» и «Низкого – L» (HL).

На Рисунке 1 показан пример практической реализации двухпорогового бистабильного элемента (LH-тиристора), выполненного на полевых транзисторах VT1–VT3 и тиристоре VS1.

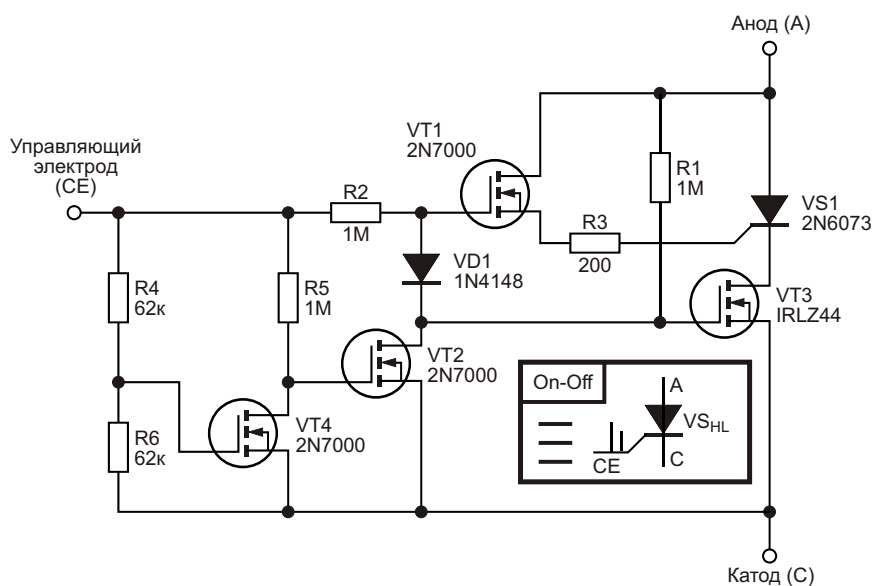


Рисунок 2. Электрическая схема двухпорогового HL-тиристора.

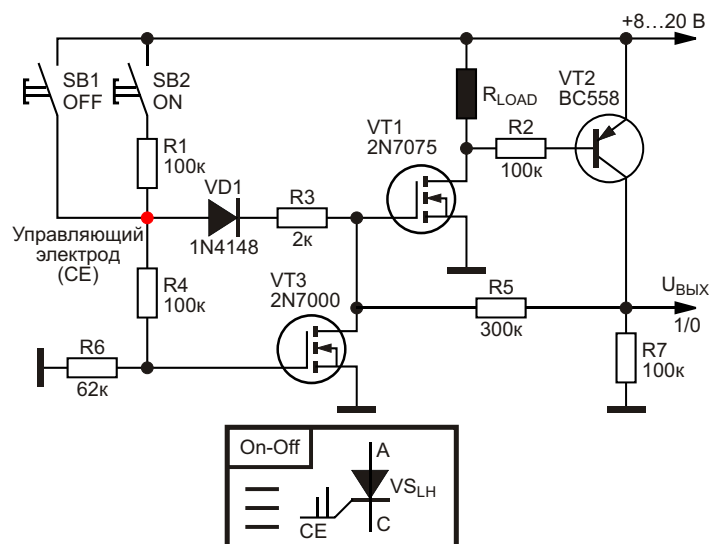


Рисунок 3. Электрическая схема двухпорогового ЛН-тиристора, полностью выполненного на транзисторах, и способ его управления по двухпроводной линии.

В начальный момент времени (когда подается напряжение питания и на входе отсутствует управляющее напряжение) тиристор VS1 находится в непроводящем состоянии. Транзисторы VT1 и VT2 закрыты, транзистор VT3 открыт. Если подать управляющее напряжение на вход ЛН-тиристора, постепенно увеличивая его (напряжение низкого уровня), то сначала откроется транзистор VT1, обеспечивающий подачу напряжения на управляющий электрод тиристора VS1. Тиристор открывается, тем самым, подключая сопротивление нагрузки к цепи питания.

При дальнейшем увеличении напряжения на входе CE (напряжение высокого уровня), Рисунок 1, транзистор VT2 открывается, шунтируя цепи управления транзисторами VT1 и VT3. Оба этих транзистора закрыты. Соответственно, ток в цепи тиристора VS1 прерывается, отключая этот тиристор и сопротивление нагрузки.

Порог включения тиристора ЛН (Рисунок 1) находится в диапазоне от 3.9 до 4.8 В. Порог отключения превышает 4.9 В.

Пороги переключения двухпорогового тиристора можно регулировать путем выбора номиналов резисторов R4 и R5.

НЛ-тиристор (Рисунок 2) также имеет два порога управления. Он содержит дополнительный транзисторный каскад-инвертор (транзистор VT4 и резистор R5). НЛ-тиристор

переходит в проводящее состояние, если на управляющий электрод CE подается напряжение высокого уровня, и выключается, если на этот электрод подается напряжение низкого уровня.

Пороговое значение входного напряжения для включения НЛ-тиристора превышает 3.9 В (Рисунок 2). Порог напряжения отключения находится в диапазоне от 3.2 до 3.8 В.

Двухпороговый бистабильный переключающий элемент (ЛН-тиристор), выполненный полностью на транзисторах (Рисунок 3), сочетает в себе возможность работы в широком диапазоне питающих напряжений (от 8 до 20 В) с высокой нагрузочной способностью, обеспечиваемой MOSFET VT1 2N7075 или его аналогом.

Диапазон рабочих напряжений устройства можно задавать выбором номинала резистора R1, а также типа используемых транзисторов.

Работает устройство следующим образом. Пульт управления, содержащий источник питания, две кнопки управления SB1 и SB2, а также резистор R1, соединен с двухпороговым бистабильным элементом линией связи. При кратковременном нажатии кнопки SB2 (ON) напряжение источника питания пульта управления через резистор R1 подается на вход устройства. Напряжение, поступающее на вход устройства, делится на резистивном делителе R1, R4, R6, поэтому

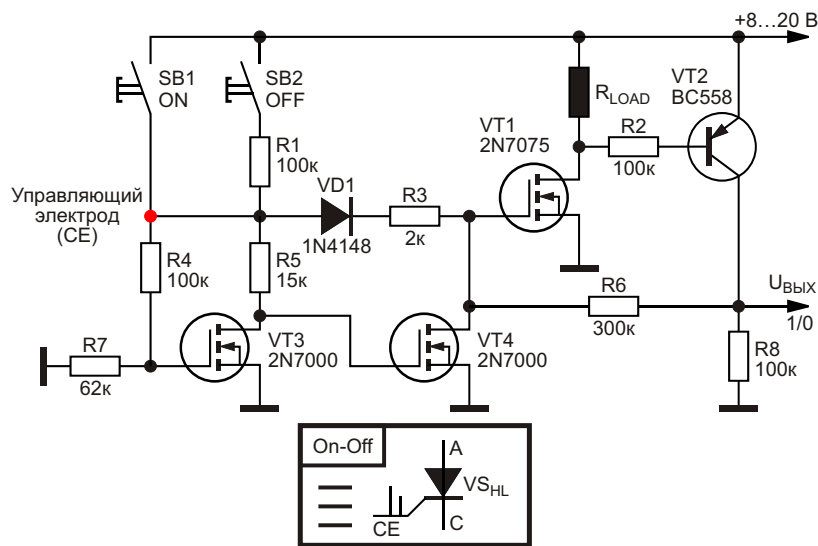


Рисунок 4. Электрическая схема двухпорогового HL-тиристора, полностью выполненного на транзисторах.

напряжение, подаваемое на затвор полевого транзистора VT3, недостаточно для его открытия. Следовательно, для этого случая полевой транзистор VT3 можно исключить из рассмотрения.

В то же время напряжение, снимаемое с резистивного делителя (напряжение низкого уровня), достаточно для открытия транзисторов VT1 и VT2. Напряжение высокого уровня, снимаемое с резистора R7 через резистор R5, поступает на затвор транзистора VT1. Происходит его «самозащелкивание». Двухпороговый бистабильный элемент остается во включенном состоянии.

Для того чтобы отключить нагрузку, следует кратковременно нажать кнопку SB1 (OFF). В

этом случае напряжение на затворе транзистора VT3 превышает порог его переключения (около 2.1 В). Транзистор VT3 открывается и шунтирует затвор транзистора VT1, в связи с чем транзистор VT1 разблокируется и переходит в исходное закрытое состояние. Нагрузка R_{LOAD} отключается от источника питания.

На Рисунке 4 приведены схема и способ управления работой двухпорогового HL-тиристора.

На основе рассмотренных ранее устройств может быть создан двуханодный MOSFET LH- или HL-тиристор с двухпороговым управлением (Рисунок 5). Такой тиристор имеет четыре контактных вывода: A1, A2, CE и GND [8]. Двуханодный LH- или HL-тиристор с

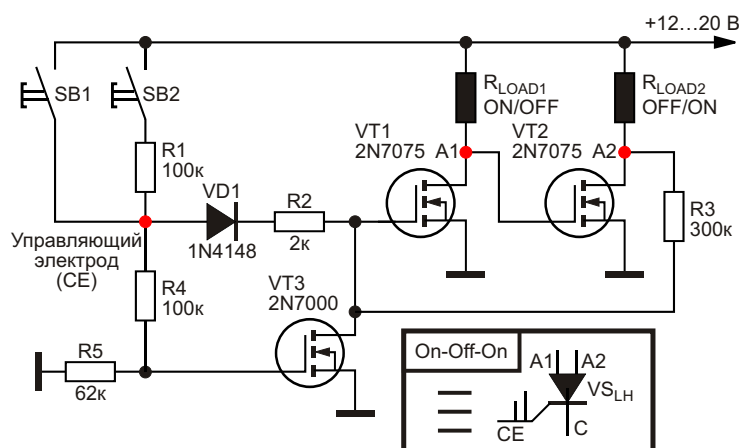


Рисунок 5. Двуханодный MOSFET LH-тиристор с двухпороговым управлением. (Рисунок по сравнению с оригиналом статьи изменен автором).

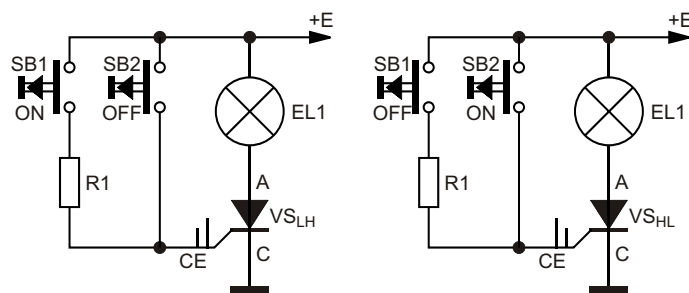


Рисунок 6. Примеры управления работой двухпорогового LH-тиристора (слева) и HL-тиристора (справа).

двухпороговым управлением способен работать на две нагрузки, переключая их по очереди. Если нет необходимости во второй нагрузке, вместо нее можно использовать высокоомный резистор.

Практические схемы использования двухпороговых тиристорov показаны на Рисунках 6–8. На Рисунке 6 показаны схемы управления нагрузкой, например, лампой накаливания EL1, с помощью кнопок «ON» и «OFF». Уникальной особенностью этих схем является то, что нагрузку можно включать и выключать

по двухпроводной линии с нескольких одинаковых пространственно разнесенных пультов управления.

На Рисунке 7 показана возможность использования двухпороговых LH- и HL-тиристорov в качестве обычных, однопороговых. Кроме того, параллельно управляющему электроду и катоду двухпорогового LH-тиристора может быть подключен стабилитрон, к которому через резистор и кнопку управления подается управляющее напряжение.

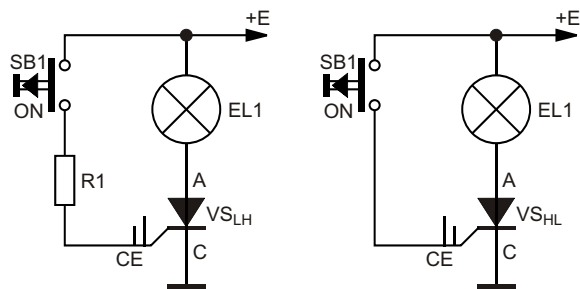


Рисунок 7. Использование двухпорогового LH- или HL-тиристора в качестве классического однопорогового тиристора.

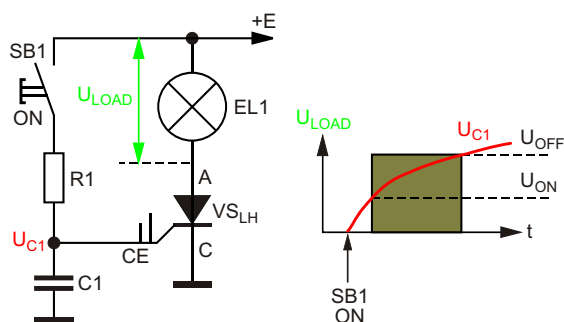


Рисунок 8. Таймер на основе LH-тиристора и динамика электрических процессов, иллюстрирующая его работу.

На основе двухпорогового LH-тиристора могут быть собраны таймеры (Рисунок 8). Уникальной особенностью такого таймера является то, что после замыкания управляющего ключа SB1 нагрузка подключается через определенное время, определяемое скоростью зарядки конденсатора C1 до напряжения первого порога переключения. Нагрузка отключается после того, как напряжение на конденсаторе C1 достигнет второго порога переключения.

На Рисунке 9 показана динамика электрических процессов на входах и выходах двухпорогового LH-тиристора (слева) и HL-тиристора (справа) при подаче линейно возрастающего напряжения на входы CE.

Основные преимущества двухпороговых LH- и HL-тиристорov:

1. Высокое входное сопротивление (десятки и сотни кОм).
2. Повышенная рабочая частота (десятки кГц).
3. Минимальное сопротивление в открытом состоянии (десятые-сотые доли Ом).
4. Управляемое включение и выключение тиристора.

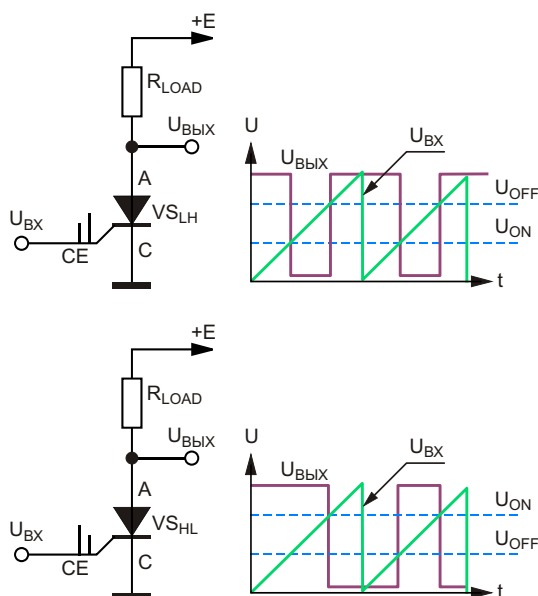


Рисунок 9. Динамика электрических процессов, когда на входе двухпорогового LH-тиристора (слева) и HL-тиристора (справа) напряжение U_{BX} линейно возрастает.

5. Возможность управления (включение/выключение нагрузки) по двухпроводной линии.
6. Возможность создания двуханодного тиристора с двухпороговым управлением.
7. Расширенная возможность синтеза новых электронных устройств различного назначения.

Двухпороговые LH- и HL-тиристоры могут использоваться в силовой электронике, в схемах автоматического регулирования,

релейных и коммутационных схемах, электрических переключателях, генераторах импульсов, удвоителях частоты и т.д. **РЛ**

Литература

1. Шустов М.А. История электричества. – Москва; Берлин: Директ-Медиа. 2019. 567 с.
2. Fraidoun Mazda. Power Electronics Handbook, Third edition, Newnes. 1997. 448 p.
3. Berde M.S., Thyristor Engineering (Power Electronics), Ninth Edition, New Delhi: Khanna Publishers. 2005. 739 p.
4. Rashid M.H., Power Electronics Handbook. 4th edition, Butterworth-Heinemann. 2017. 1510 p.
5. Shustov M.A. Push-button thyristor operation. Electronics World. 2001. V. 107. № 4(1780). P. 299.
6. Шустов М.А. Аналоги триисторов с полевыми транзисторами. Радио. 2016. № 12. С. 27.
7. Shustov M.A., Shustov A.M. Electronic Circuits for All. – London: Elektor International Media BV. 2017. 397 p.; Elektronika za sve: Priručnik praktične elektronike. – Niš: Agencija EHO. 2017; 2018. 392 St. (Serbia).
8. Shustov M.A., Shustov A.M., Giesberts T. Dual-Anode MOSFET Thyristor. ElektorLabs. 2019. V. 45. № 3(495). P. 15–19.
9. Shustov M.A. Pseudo-thyristor. Elektor. 2020. Vol. 46. № 6(504). P. 32.

Материалы по теме

1. [Datasheet Central Semiconductor 2N6073](#)
2. [Datasheet Microchip 2N7000](#)
3. [Datasheet Temic 2N7075](#)
4. [Datasheet Fairchild BC558B](#)
5. [Datasheet Vishay IRLZ44](#)

Стробоскопическая приставка к осциллографу с полосой пропускания 1 ГГц

Hubert Houtman

Electronic Design

Этот подключаемый модуль стробоскопического осциллографа может значительно расширить полосу отображаемых частот простого 10-мегагерцового осциллографа для повторяющихся сигналов (Рисунок 1). Используя 5-килоомный потенциометр и собственные регулировки осциллографа, скорость развертки можно менять от 1 нс/дел

до 50 нс/дел. Для более медленных разверток модуль должен быть просто обойден, и осциллограф должен использоваться «как есть». Добавив плату цифрового запоминающего осциллографа и компьютер, устройство можно превратить в цифровой стробоскопический осциллограф. Несложно реализовать и другие модификации, такие как использо-

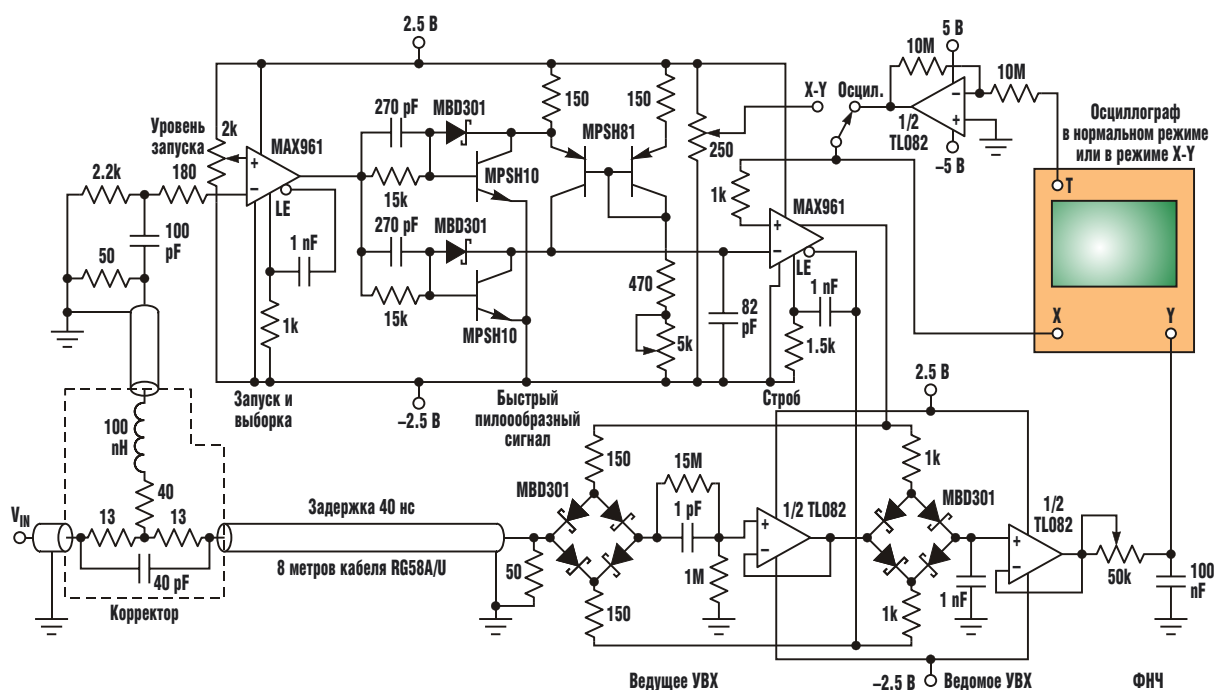


Рисунок 1. В этой стробоскопической приставке для осциллографа выходной сигнал генератора развертки (Т) или регулируемое напряжение (Х) пересекаются с синхронизированным быстрым пилообразным напряжением на входах компаратора строба, чтобы многократно переключать тандем из ведущей и ведомой схем УВХ, собирая выборки на входе Y для отображения на экране входного сигнала V_{IN} .

вание строба в качестве генератора с переменной задержкой. Также легко реализуется режим «синхроскопа» с компонентами внешнего запуска, установленными внутри линии задержки.

Входной сигнал V_{IN} поступает через помещенный в отдельный корпус амплитудно-фазовый корректор, представляющий собой аттенюатор 4.6 дБ, компенсирующий полюса передаточной функции нулями [1]. По сути, конденсатор емкостью 40 пФ отводит быстрые изменения сигнала в 40-наносекундную линию задержки на кабеле RG58A/U мимо индуктивной ветви Т-образного фильтра. Как было проверено при использовании этой приставки в качестве импульсного рефлектометра, входные сопротивления двух основных портов равны 50 Ом в полосе до 1 ГГц. Частотно-зависимые потери в кабеле задержки достаточно хорошо компенсируются, что подтверждается осциллограммой А на Рисунке 2, на которой показан отклик на скачок входного напряжения, созданный с помощью герконового реле. При использовании обычного аттенюатора 4.6 дБ фронты получаются заваленными (Рисунок 2, осциллограмма В).

Хотя импульс запуска развертки извлекается индуктивной ветвью из входного сигнала, при необходимости можно подключить внешние запускающие сигналы. Эти сигналы также можно наблюдать, направив их в приставку через линию задержки. Для каждого входного импульса левый по схеме компаратор MAX961 запускает регулируемый формирователь быстрого пилообразного сигнала, включая два транзистора MPSH10 с ограничителями на диодах Шоттки. В это же время 4-вольтовый перепад на его комплементарном выходе быстро включает собственную внутреннюю защелку (вход LE), блокируя дальнейшие изменения выходного сигнала. Этот стробируемый компаратор позволяет коммутируемому источнику тока на транзисторах MPSH81 линейно и непрерывно заряжать конденсатор 82 пФ от -2 В до 2 В. Через 500 нс резистор разряжает конденсатор 1 нФ до 0 В, тем самым восстанавливая работу компаратора и повторно активируя цепь формирования пилообразного напряжения.

На неинвертирующий вход компаратора строба MAX961 подается либо медленно нарастающее напряжение с выхода генера-

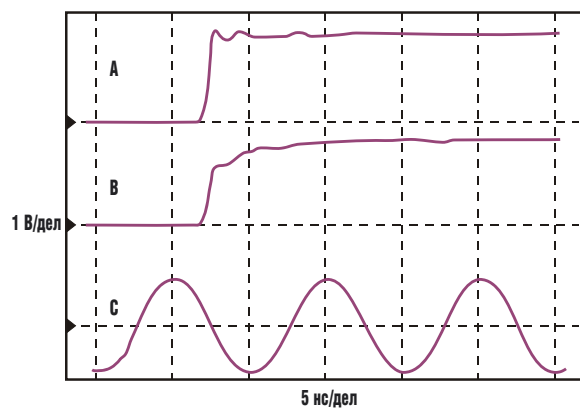


Рисунок 2. На этих осциллограммах выходных сигналов стробоскопической приставки кривая А представляет реакцию на скачок сигнала частотой 3.7 кГц, созданный герконовым реле, кривая В иллюстрирует использование нормального аттенюатора, а кривая С получена для 100-мегагерцовой синусоиды.

тора развертки осциллографа (Т), либо устанавливаемое вручную с помощью 250-омного потенциометра постоянное напряжение для режима X-Y. Это напряжение изменится в том же диапазоне от -2 В до 2 В, который используется для сигнала горизонтального отклонения. Каждый раз, когда быстрый пилообразный сигнал пересекает это напряжение, уровень выходного напряжения компаратора меняется с 2 В на -2 В. Одновременно его комплементарный выход переключается с -2 В на 2 В. Время перехода обоих выходов из одного состояния в другое, согласно данным из технического описания микросхемы, составляет 2.3 нс. Они также симметрично управляют включенными последовательно ведущим и ведомым УВХ (устройство выборки и хранения) на диодных мостах, которые последовательно выбирают прошедший через кабель задержки входной сигнал V_{IN} .

Фактическое событие выборки происходит при переходе от слежения к удержанию. На это уходит нескольких сотен пикосекунд, в течение которых сопротивление ведущего моста на диодах Шоттки переключается с низкого на высокое. Это переключение происходит в пределах небольшой средней части приложенной 8-вольтовой ступеньки.

Следовательно, время его переключения должно составлять лишь небольшую часть времени переключения компаратора строба.

Защелкой компаратора строба управляет RC-цепь задержки. Пока ведомое УВХ находится в режиме слежения, эта защелка в течение 650 нс блокирует ведущее УВХ в состоянии удержания.

В течение этого периода 650 нс ведущий биполярно-полевой усилитель (половина микросхемы TL082) может буферизовать выборку импульса на собственной входной емкости порядка 15 пФ. Это напряжение является уменьшенной копией выбранного напряжения, поступающего на емкостной делитель 1 мкФ/15 пФ. Параллельно емкостному делителю подключен резистивный делитель 15 МОм/1 МОм, который вместе с емкостным делителем образует законченный широкополосный частотно-корректированный аттенюатор. Поэтому ведущий мост оказывается нагруженным лишь небольшой входной емкостью около 1 пФ. Поскольку сопротивление включенного моста составляет порядка 100 Ом, постоянная времени RC-цепи равна примерно 100 пс.

Постоянно буферизуя запоминающий конденсатор 1 нФ, биполярно-полевой усилитель ведомого УВХ (вторая половина микросхемы TL082) формирует ступенчатое низкочастотное представление входного сигнала V_{IN} . Для режима осциллографа это происходит на низкой промежуточной частоте, а для режима X-Y – на нулевой. Коммутационные помехи устраняются с помощью регулируемого фильтра нижних частот (ФНЧ). Усредняя выходной сигнал по любому желаемому количеству входных импульсов, это устройство значительно снижает уровень шума.

Полоса пропускания этой стробоскопической приставки превышает 1 ГГц. Время ее установления составляет примерно 300 пс, что вместе с временем нарастания сигнала в герконовом реле порядка 250 пс дает измеренную на экране длительность переходного процесса 400 пс (еще раз возвращаемся к

осциллограмме А на Рисунке 2). Осциллограмма С иллюстрируют калибровку временной шкалы и линейность вертикальной шкалы на примере 100-мегагерцовой синусоиды с постоянной составляющей. Для этого высокочастотного измерения использовался делитель частоты, включенный перед компаратором запуска и выборки [2]. Для отображения более высоких частот с помощью этой приставки делителю должен предшествовать прескалер, такой, например, как схема на элементах эмиттерно связанной логики, описанная в [3].

Дополнительные эксперименты подтвердили, что количество синхронизированных каналов можно довольно легко увеличить, используя стробируемый компаратор в качестве разветвителя, управляющего двумя или более аналогичными компараторами. Через отдельные линии задержки каждый из этих компараторов управляет отдельными УВХ для выборки нескольких входных сигналов. **ПЛ**

Ссылки

1. G. Amsel, R. Bosshard, R. Rausch, and C. Zajde, "[Time Domain Compensation Of Cable Induced Distortions Using Passive Filters For The Transmission Of Fast Pulses](#)," Review of Scientific Instruments, Vol. 42, No. 8, p. 1237-1246, August 1971.
2. H. Houtman, "[Counter Circuit Improves Oscilloscope Triggering](#)," Electronic Design, Vol. 48, No. 15, p. 126, July 2000.
3. F.I. Hufft, "[Build This 1.6-GHz Counter Prescaler](#)," Radio-Electronics, Vol. 61, 10, p. 47-54, October 1990.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL082](#)
2. [Datasheet Maxim MAX961](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor MBD301](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor MPSH10](#)
5. [Datasheet ON Semiconductor MPSH81](#)

Простая схема электронной нагрузки до 4.5 А с OLED дисплеем

Stefan Wagner

GitHub

TinyLoad – электронная нагрузка постоянного тока на микроконтроллере серии ATtiny45/85 с OLED дисплеем и максимальным током до 4.5 А

Общие сведения

Устройство, получившее название TinyLoad, представляет собой регулируемую электронную нагрузку постоянного тока, предназначенную для оценки параметров блоков питания или аккумуляторов (Рисунок 1). Прибор выполнен на микроконтроллере (МК) серии ATtiny45/85, который измеряет напряжение, ток и температуру радиатора, вычисляет мощность, энергию, сопротивление и емкость и отображает все перечисленные параметры на OLED дисплее. С помощью кнопки пользо-



Рисунок 1. *TinyLoad* – электронная нагрузка с OLED дисплеем на микроконтроллере ATtiny45/85.

ватель может переключать режимы отображения параметров (мощность/сопротивление и потребляемая мощность/емкость).

Принципиальная схема

Типовая схема управления электронной нагрузкой, состоящая, в основном, из потенциометра, операционного усилителя, силового MOSFET и токоизмерительного резистора, обеспечивает протекание неизменного тока, независимого от приложенного напряжения (Рисунок 2).

В нашем устройстве для этой цели в цепи нагрузки включен токоизмерительный резис-

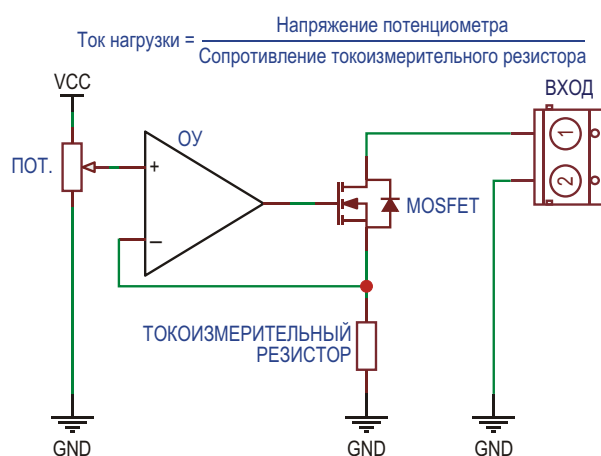


Рисунок 2. *TinyLoad* – типовая схема узла управления электронной нагрузкой.

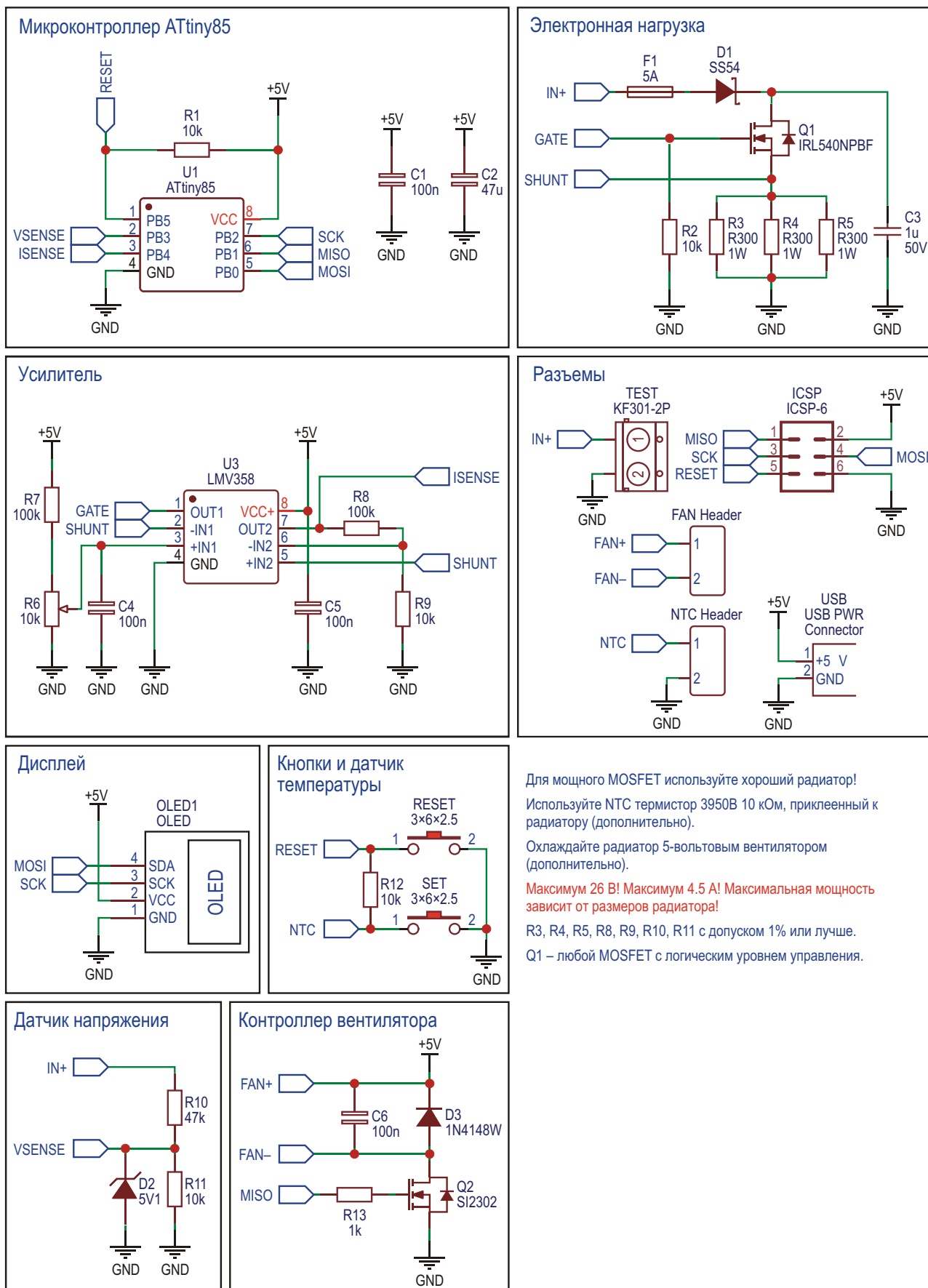


Рисунок 3. Принципиальная схема электронной нагрузки TinyLoad с OLED дисплеем на микроконтроллере ATtiny45/85.

Для мощного MOSFET используйте хороший радиатор!
 Используйте NTC термистор 3950В 10 кОм, приклеенный к радиатору (дополнительно).
 Охлаждайте радиатор 5-вольтовым вентилятором (дополнительно).
Максимум 26 В! Максимум 4.5 А! Максимальная мощность зависит от размеров радиатора!
 R3, R4, R5, R8, R9, R10, R11 с допуском 1% или лучше.
 Q1 – любой MOSFET с логическим уровнем управления.

тор 100 мОм, состоящий из трех резисторов по 300 мОм, соединенных параллельно для надлежащего отвода тепла (R3, R4, R5). Rail-to-rail операционный усилитель LMV358 сравнивает это значение с целевым значением, которое задается с помощью многооборотного потенциометра 10 кОм, включенного последовательно с резистором 100 кОм (Рисунок 3), и управляет затвором силового транзистора IRL540N (с логическим уровнем порога), который, в свою очередь, регулирует ток через свое внутреннее сопротивление. Ток, протекающий через токоизмерительный резистор, также усиливается вторым операционным усилителем и измеряется с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) MKATtiny.

Напряжение измеряется с помощью делителя напряжения (R10, R11). Для измерения температуры силового MOSFET используется NTC термистор 10 кОм (типа 3950B). При необходимости, можно установить вентилятор охлаждения радиатора, который включается через MOSFET Q2.

Все проектные файлы доступны для скачивания в разделе загрузок, в репозитории на сайте Github [1], а также на сайте EasyEDA [2].

Вид нижнего слоя печатной платы с установленными компонентами показан на Рисунке 4.

Измерение основных параметров

Для наиболее точных измерений с максимальным разрешением с помощью АЦП МК ATtiny в качестве источника опорного напряжения используются как напряжение питания 5 В, так и два внутренних источника опорного напряжения. Сначала с использованием внутреннего источника опорного напряжения 1.1 В выполняются измерения напряжения питания МК и опорного напряжения 2.56 В и вычисляются соответствующие калибровочные коэффициенты. При каждом измерении сначала проверяется, какой из трех источников опорного напряжения (5 В, 2.56 В или 1.1 В) является наиболее подходящим. Далее этот источник выбирается для выполнения преобразования. На момент выполнения любого измерения МК переводится в спящий режим с целью снижения шума (ADC noise canceler). Для дальнейшего

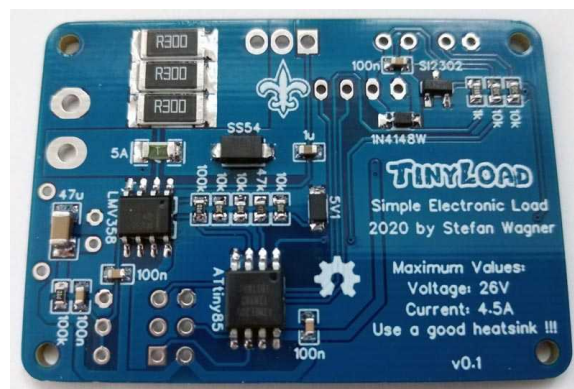


Рисунок 4. Вид печатной платы электронной нагрузки TinyLoad со стороны установки компонентов.

увеличения разрешающей способности последовательно выполняются 64 измерения (передискретизация), и измеренные значения суммируются. Усреднение значений выполняется только в конце следующих вычислений, чтобы не потерять разрешающую способность измерения. Кроме того, точность измерения существенно зависит от точности источника опорного напряжения 1.1 В, и при необходимости его можно откалибровать вручную.

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 вычисления энергии и мощности

Для тактирования МК и, соответственно, для расчета значений энергии и емкости используется внутренний RC-осциллятор, точность которого после заводской калибровки составляет $\pm 10\%$. Ее можно улучшить до $\pm 2\%$ с помощью дополнительной ручной калибровки или с помощью специального 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: ATtiny45 или ATtiny85 (в зависимости от того, какой МК вы используете в схеме);
 - Clock: 8 MHz (internal);
 - Millis/Micros: disabled;
 - B.O.D.Level: B.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 TinyLoad 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 «t85» на обозначение используемого МК и «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:tinyload.hex
```

Работа с прибором

- С помощью потенциометра установите минимальный ток нагрузки (поверните до упора против часовой стрелки).
- Подключите прибор с помощью кабеля microUSB к источнику питания 5 В.

- Подключите к тестовым клеммам прибора испытуемый источник питания (или испытуемый аккумулятор) с соблюдением полярности.
- Поворачивайте потенциометр по часовой стрелке для установки требуемого тока нагрузки.

Калибровка прибора

АЦП и внутренние источники опорного напряжения МК обеспечивают все необходимое, чтобы сделать электронную нагрузку достаточно точным инструментом, но для этого потребуется небольшая калибровка. Процесс калибровки следующий:

- В скетче установите значения ULCAL и ILCAL, равные «1», скомпилируйте и загрузите скетч в МК;
- Подайте на прибор стабильное входное напряжение 5 В и поворачивайте потенциометр до тех пор, пока на дисплее не отобразится значение тока 0.7 А. Измерьте напряжение и ток с помощью проверенного и точного мультиметра (или хорошего лабораторного источника питания);
- Рассчитайте калибровочные коэффициенты следующим образом: $ULCAL = U_M/U_{TL}$, $ILCAL = I_M/I_{TL}$ (U_M – напряжение, измеренное мультиметром, U_{TL} – напряжение, отображаемое на OLED дисплее прибора, I_M – ток, измеренный мультиметром, I_{TL} – ток, отображаемый на OLED дисплее прибора);
- Установите полученные значения коэффициентов в скетче, скомпилируйте и снова загрузите в МК.

Предостережения

- Используйте хороший радиатор с вентилятором (с напряжением питания 5 В) для силового MOSFET;
- Будьте осторожны с нагрузкой большой мощности – это устройство не зря называется TinyLoad;
- Перед подключением нагрузки всегда устанавливайте потенциометром минимальное значение (до упора против часовой стрелки);
- Из-за входного напряжения смещения операционного усилителя минимальный ток нагрузки составляет 17 мА. Вы можете использовать операционный усилитель

лучшего качества, например OPA2330 или OPA2333;

- Максимальный ток нагрузки составляет 4.5 А, однако для малых напряжений он может быть меньше;
- Не превышайте максимальное входное напряжение 26 В. **ПЛ**

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 AVR Dude](#)

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 Vishay IRL540](#)
6. [Datasheet Texas Instruments LMV358](#)
7. [Datasheet Texas Instruments OPA2330](#)
8. [Datasheet Texas Instruments OPA2333](#)
9. [Datasheet Solomon Systech SSD1306](#)

Загрузки

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



Автоматический выключатель предотвращает разряд аккумулятора автомобиля

Paul Moffat

Electronic Design

Воспользовавшись в походе термоэлектрическим холодильником, на следующее утро я обнаружил, что аккумулятор моего автомобиля полностью разрядился. Я никак не ожидал, что нагрузка 3.5 А сможет разрядить аккумулятор за восемь часов. Поэтому я решил создать схему, которая могла бы поместиться в стандартном штекере автомобильного прикуривателя, таком например, как показанный на Рисунке 1 MPD APP-001. В штекере имеются предохранитель и светодиод, которые также были использованы в схеме, показанной на Рисунке 2.



Рисунок 1. Штекер автомобильного прикуривателя MPD APP-001.

Основная проблема заключалась в том, чтобы обеспечить на затворе MOSFET напряжение, достаточное для достижения минимального сопротивления открытого канала. Управление проходным транзистором со стороны шины питания казалось непрактичным, поэтому я инвертировал логику и использовал р-п-р ключевой транзистор (Q1). Q1 управляется стабилитроном D2, задающим пороговые напряжения включения и выключения. Резистор R1 ограничивает ток через транзистор. Содержащиеся в штекере компоненты R2 и D1 используются для индикации протекания тока нагрузки. MOSFET Q2 – это выходной ключ. При подаче на его затвор не менее 12 В транзистор

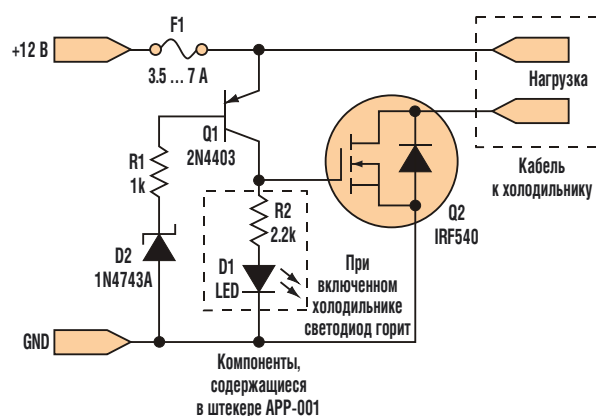


Рисунок 2. Эта схема, размещенная в корпусе стандартного штекера для автомобильного прикуривателя, отключает питание термоэлектрического холодильника, когда напряжение аккумулятора падает ниже 12 В.

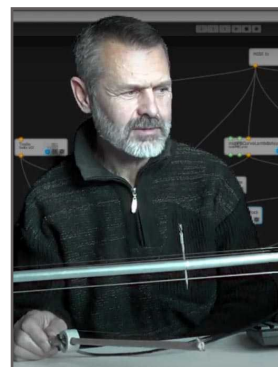
полностью открывается, и сопротивление его канала должно достигать номинального значения 44 мОм.

При нагрузке 7 А на MOSFET будет рассеиваться мощность около 2 Вт. Заменяв стабилитрон D2 на прибор с другим напряжением стабилизации, можно адаптировать схему под требования конкретного приложения. 12-вольтовый стабилитрон позволит холодильнику работать в течение некоторого времени после остановки двигателя. Но если вы забыли вынуть штекер из гнезда прикуривателя, схема отключит нагрузку, чтобы предотвратить разряд аккумуляторной батареи. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet TSC 1N4743A](#)
2. [Datasheet onsemi 2N4403](#)
3. [Datasheet Vishay IRF540](#)

Интерфейсы, работающие на основе технологии «Touch'n'touch»



Терехов Александр

Любым техническим устройством, без которых жизнь в современном мире кажется уже невозможной, мы управляем посредством физических интерфейсов. И если многообразие самих устройств уже не поддается учету, то интерфейсы при сравнении окажутся, в принципе, удивительно однообразными. Все они (если не учитывать устройства отображения информации) состоят из стандартных элементов (манипуляторов). Это кнопки, рычаги, различные ползунки, «крутилки» и «возилки» (мышки, сенсорные пэды и экраны).

Так вот, все существующие манипуляторы построены на принципе отслеживания движения точки в рабочем пространстве. Примером элементарного линейного манипулятора может служить обыкновенный переменный резистор, где вдоль линейного проводника (размерность равна 1) перемещается «точечный» ползунок (размерность 0). Итоговая размерность манипулятора $1 + 0 = 1$.

Перейдем к плоскостным манипуляторам, самые распространенные из которых – компьютерные мышь и тачпэд (тачскрин). Здесь по рабочей плоскости (размерность равна 2), в случае мыши – это коврик, а в случае тачпэда (тачскрина) – его сенсорная поверхность, перемещается точечный объект (размерность 0) – чувствительный элемент мыши или точка соприкосновения стилуса (пальца) и сенсорной поверхности. Не вдаваясь в подробности конструкции конкретных устройств, можно сказать, что формула размерности манипулятора в этом случае $2 + 0 = 2$.

Гораздо менее распространены 3D-манипуляторы, где рабочее пространство трехмерно, а перемещается в нем, опять же, «точечный» объект, например, рабочий конец рукоятки 3D-джойстика. В этом случае справедлива формула $3 + 0 = 3$. Интенсивно разрабатываемые в последнее время пространственные интерфейсы с видеозахватом движений тоже можно отнести к этому классу.

Но почему бы, например, не разложить рабочее пространство 2D-манипулятора таким образом: $2 = 1 + 1$ и перемещать один линейный элемент относительно другого, неподвижного?

Соответственно принципу относительности (не путать с теорией относительности ☺), точка пересечения этих элементов будет перемещаться по плоскости, осями координат которой и будут являться элементы.

На практике самой простой реализацией интерфейса $1 + 1 = 2$ будет система из двух линейных проводников, один из которых подвижен относительно второго. Я назвал эту систему 2D-реохордом.

Если помните из школьного курса физики, на заре электротехники, еще во времена Эдисона, применялся такой прибор – реохорд. Он состоит из проволоки высокого удельного сопротивления и скользящего по нему контакта (второй контакт закреплен на одном из концов проволоки). То есть, это – прадедушка самого распространенного в наше время электрорегулятора – переменного резистора (дедушка – реостат, где провод намотан на каркас).

Так вот, идея до смешного проста: берем два провода, один из которых закреплен, второй – подвижен. Получаем реохорд в квадрате: относительно каждого провода второй служит скользящим контактом. «Струна» и «смычок» служат осями координат общей для них плоскости. Все отличие от имеющихся решений в области 2D манипуляторов (самый распространенный – планшет) – перемещающийся объект привязан к началу координат, а оси движутся относительно него. Что, принимая во внимание принцип относительности, одно и то же.

Посредством 2D-Реохорда мы будем иметь возможность плавно манипулировать двумя параметрами управляемого прибора.

Упрощенная схема 2D-Реохорда представлена на Рисунке 1.

При включении устройства во время отсутствия контакта в точке «а» по схеме на Рисунке 1 на выходах ОУ устанавливается напряжение, близкое к 0 В. Затем при создании контакта в точке «а» (соприкосновение подвижной струны R_{c-d} и неподвижной струны на корпусе R_{c-d}) по цепи $VC - R_{c-a} - R_{a-e}$ начинает протекать электрический ток, сила которого определяется источником стабильного тока I_1 . На инвертирующий вход DA1.1 поступает напряжение

$$U_1 = I_1 \times R_{a-e},$$

на неинвертирующий вход

$$U_2 = I_1 \times (R_{c-a} + R_{a-e}),$$

а результирующее выходное напряжение

$$OUT1 = K_1 \times I_1 \times R_{c-a},$$

где K_1 – коэффициент усиления DA1.1.

На неинвертирующий вход DA1.2 поступает напряжение

$$U_1 = I_1 \times R_{a-e},$$

а результирующее выходное напряжение

$$OUT2 = K_2 \times I_1 \times R_{a-e},$$

где K_2 – коэффициент усиления DA1.2. Таким образом, выходное напряжение на OUT1 прямо пропорционально длине участка (с-а) подвижной струны, а на OUT2 – прямо пропорционально длине участка (а-е) неподвижной струны.

Для упрощения конструкции устройства, а именно «смычка», можно видоизменить схему в соответствии с Рисунком 2, при этом подвижная струна соединяется с устрой-

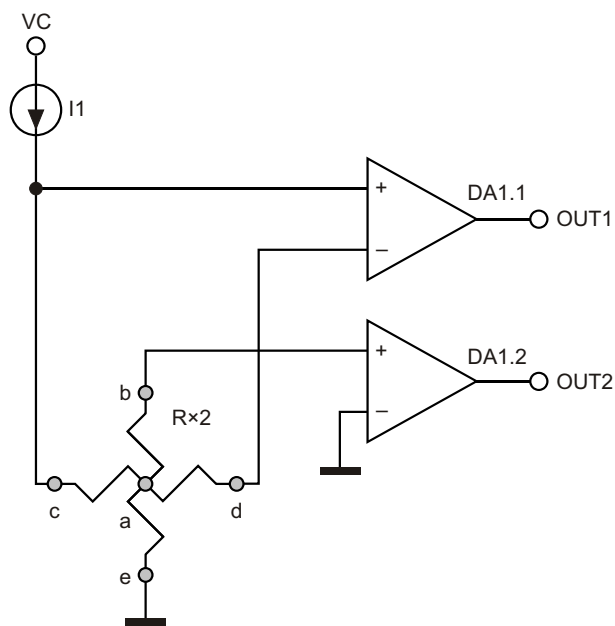


Рисунок 1. Упрощенная схема 2D-Реохорда.

ством только одним проводом, но в холостом режиме DA1.1 будет входить в насыщение, и в результате, как показала практика, труднее будет бороться с последствиями дребезга контакта в точке «а», который, к сожалению, неизбежен.

По этой же причине нежелательно значительно снижать силу тока источника I_1 ; оптимальным мне показалось значение 10 – 25 мА, хотя это зависит от конкретных условий.

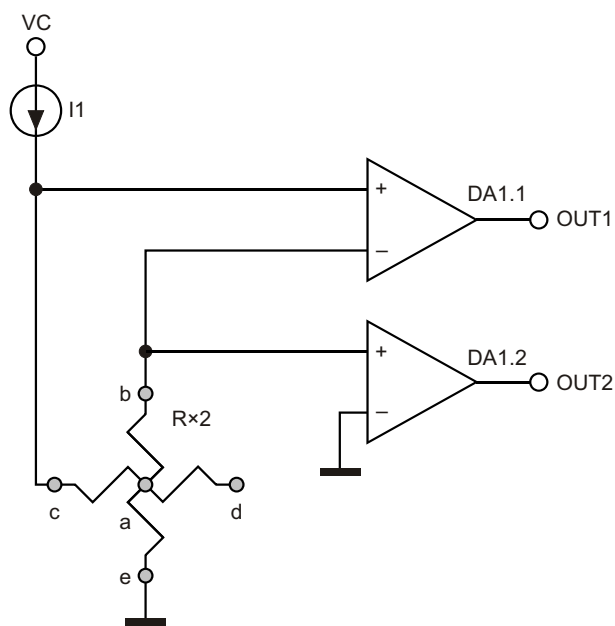


Рисунок 2. Упрощенная схема 2D-Реохорда с подключением «смычка» одножильным проводом.

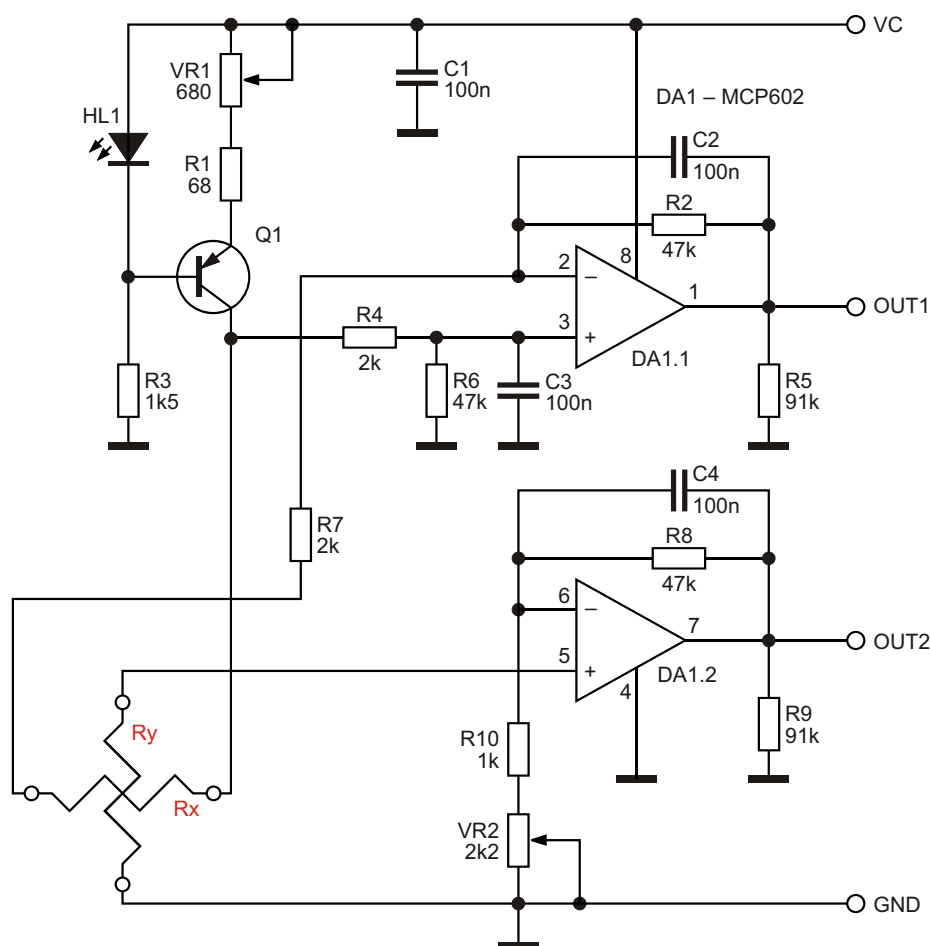


Рисунок 3. Полная принципиальная схема 2D-Реохорда.

Полная принципиальная схема 2D-Реохорда приведена на Рисунке 3. В качестве струн использовались отрезки нихромовых проводов диаметром 0.2 – 0.3 мм и длиной 200 – 500 мм. ОУ выбраны низковольтные, rail-to-rail как по входу, так и по выходу. В первых опытных приборах использовались обычные ОУ, но при этом схема неоправданно усложнялась. VR2 служит для подстройки усиления усилителя постоянного тока на DA1.2, а VR1 – для общего масштабирования путем регулировки силы тока источника тока на транзисторе Q1. Конденсаторы C2, C3, C4 сглаживают дребезг контакта.

Практическое применение 2D-Реохорд нашел в конструкции ЭМИ «Rheolin» («Реолончель»), где 2D-Реохорд подключен к MIDI-USB контроллеру, собранному на Arduino-micro. Процесс звукоизвлечения можно посмотреть на Видеоролике 1.

На Видеоролике 2 демонстрируется трехструнный вариант Реолончели.

Теоретически возможны конфигурации N-размерных интерфейсов по формулам $1 + 1 + 1 = 3$, $2 + 1 = 3$. (Кстати, попробуйте представить и изобразить, как они будут выглядеть – это будет неплохая разминка для пространственного воображения 😊).

Но мы эти этапы перепрыгнем, и поиграем с конфигурацией... $2 + 2 = 4$. Да-да, будем работать в 4-мерном пространстве! Правда, пространство это будет виртуальное, и, если мы планируем, например, управлять перемещением реального объекта, четвертый параметр можно будет использовать, скажем, для управления вращением в какой-либо плоскости.

Наиболее перспективной моделью 4D- и даже 5D-манипулятора, как мне представляется, будет 5D-мышь (Видеоролик 3).

4D-контроллер мне представлялся делом далекого будущего: изготовить выпуклую сенсорную поверхность – операция не для кустарных условий домашней мастерской.



Рисунок 4. Общий вид «компромиссной модели» 4D-манипулятора.



Рисунок 5. Общий вид 4D-манипулятора с коврикком минимального размера.

Но как-то наткнулся на описание гибких плеченочных сенсоров, и, как оказалось, они были доступны для заказов на Амазоне.

Конечно, с помощью гибких сенсоров 4D-мышь не соорудишь, но, выгнув оба сенсора, придав им «полуцилиндрическую» форму, можно достигнуть того же результата – при непараллельном взаиморасположении сенсоров при соприкосновении возникает точечный контакт. То есть, система из двух цилиндрических поверхностей топологически эквивалентна системе из сферической и плоской поверхностей.

В результате экспериментов была выбрана оптимальная кривизна сенсорных поверхностей (при малой кривизне точка контакта превращалась в контактное пятно, и точность позиционирования недопустимо падала, а большая кривизна приводила к ложным срабатываниям без контакта).

На Видеоролике 4 можно наблюдать процесс управления виртуальным объектом (кубом) в пространстве с помощью 4D-манипулятора. Конечно, в таком виде 4D-манипулятор существенно менее удобен, чем гипотетическая 4D-мышь. Но, даже просто уменьшив размеры сенсоров, особенно подвижного, получаем эргономически более приемлемые модели (Рисунки 4 и.5).

На Видеоролике 5 можно посмотреть использование 4D-манипулятора компромиссной конфигурации в 2D-графике. «Лишние» размерности отвечают за размер и цвет кисти. А гипотетический вариант специализированного графического 4D-манипулятора (4D-кисть для планшета) представлен Видеороликом 6. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MCP602](#)

Загрузка видеороликов

1. Реолончель (Rheolin) в режиме имитации Терменвокса	
2. Трехструнный вариант Реолончели	
3. 5D-мышь. Сенсорные поверхности расположены как на коврикке, так и на рабочей (нижней) поверхности мыши	
4. Процесс управления виртуальным объектом (кубом) в пространстве с помощью 4D-манипулятора	
5. Применение 4D-манипулятора в 2D-графике	
6. Гипотетический вариант специализированного графического 4D-манипулятора	

Аналоговый калькулятор на основе ШИМ обеспечивает четырехквadrантное умножение и деление

Mark Thoren

Electronic Design

Для выполнения точного четырехквadrантного умножения и деления можно создать аналоговый калькулятор с использованием широтно-импульсного модулятора (ШИМ). Хотя этот подход не претендует на математическую точность, он демонстрирует некоторые полезные подходы, расширяющие функциональные возможности управляемого напряжением ШИМ-модулятора TimerBlox LTC6992.

LTC6992-1 преобразует входное напряжение от 0 до 1 В на выводе MOD в выходной сигнал с коэффициентом заполнения от 0% до 100% при частоте от 3.81 Гц до 1 МГц. Эту частоту задают резистор на выводе SET и резистивный делитель, подключенный к выводу DIV. В некоторых приложениях модулятор LTC6992 будет находиться в цепи прямой передачи сигнала контура обратной

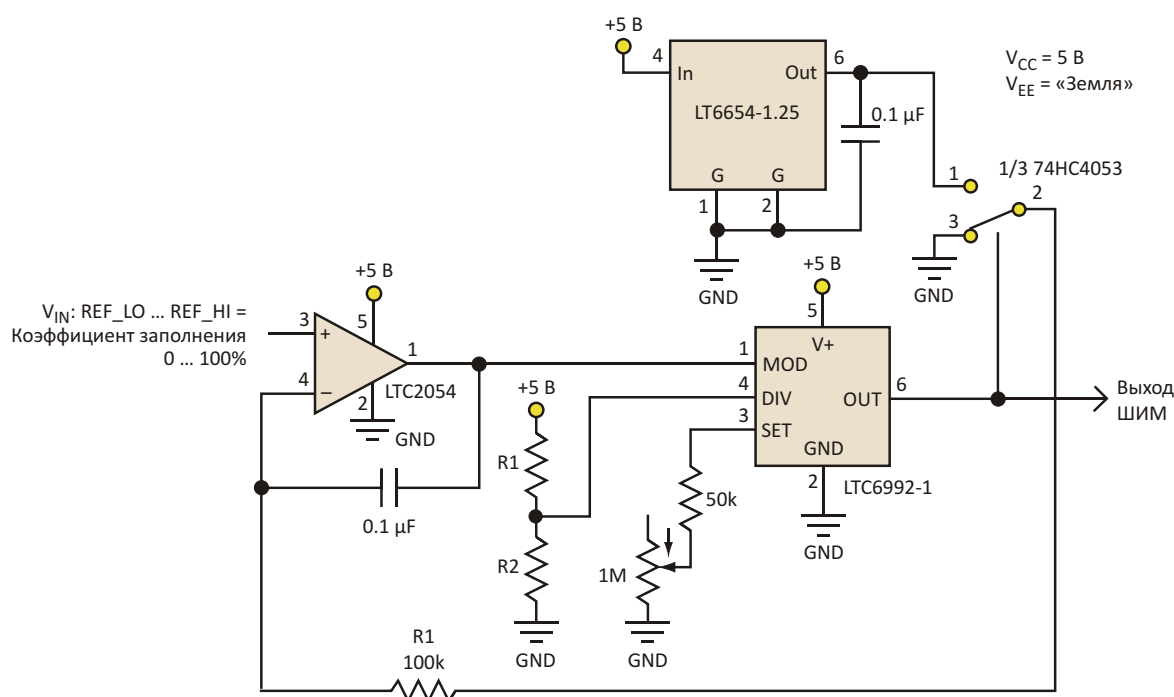


Рисунок 1. Этот базовый линейаризованный формирователь ШИМ даже без внешнего механизма обратной связи может обеспечивать точность 0.1%.

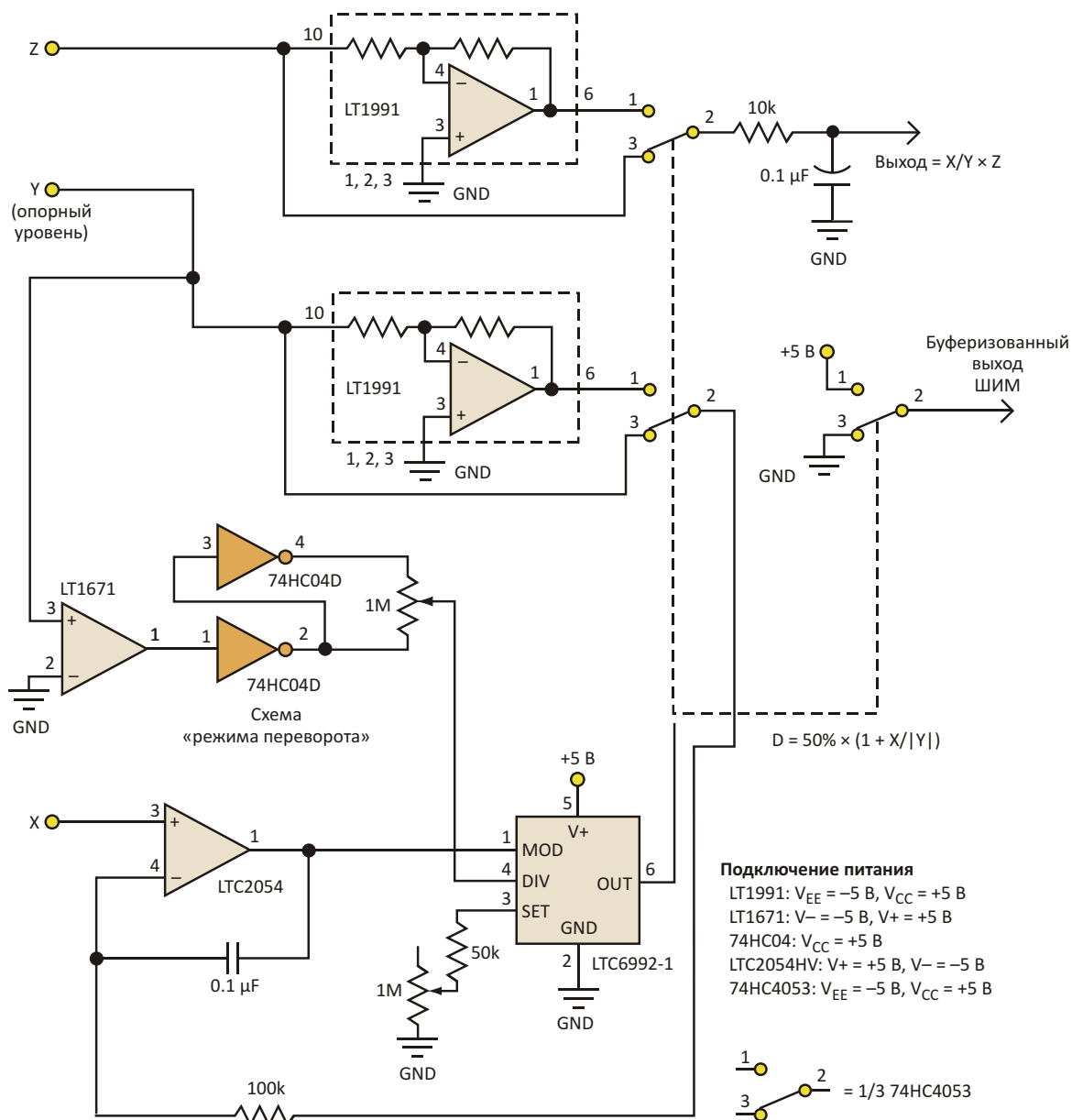


Рисунок 2. Это усовершенствование схемы на Рисунке 1 расширяет диапазон аналогового умножения/деления на все четыре квадранта аналоговых сигналов.

связи системы управления (как в контроллере скорости двигателя), поэтому его типовая линейность в 1% обеспечивает стабильность общих характеристик контура.

На Рисунке 1 показан базовый линейризованный формирователь ШИМ для приложений, требующих точной ШИМ без внешнего механизма обратной связи. Эта схема легко обеспечивает точность ШИМ, равную 0.1%. Выход LTC6992 управляет одной секцией строенного аналогового коммутатора 74HC4053, выход которого переключается между землей и источником опорного напряжения LT6654-

1.25. Интегратор сравнивает этот сигнал с напряжением V_{IN} на управляющем входе. Коэффициент заполнения выходных импульсов будет пропорционален дробной части опорного напряжения 1.25 В, присутствующего на входе. Термин «дробный» означает, что эта схема выполняет деление, поскольку коэффициент заполнения выходного сигнала ШИМ равен V_{IN}/V_{REF} .

Схема на Рисунке 2 расширяет эту концепцию, используя X в качестве входных данных (числитель) и Y в качестве опорного уровня (знаменатель). Микросхема LT1991, сконфи-

Таблица 1. Программирование DIVCODE

DIVCODE	POL	N _{DIV}	Рекомендованная частота	R1 (кОм)	R2 (кОм)
0	0	1	62.5 кГц – 1 МГц	обрыв	к.з.
1	0	4	15.63 – 250 кГц	976	102
2	0	16	3.906 – 62.5 кГц	976	182
3	0	64	976.6 Гц – 15.63 кГц	1000	280
4	0	256	244.1 Гц – 3.906 кГц	1000	392
5	0	1024	61.04 – 976.6 Гц	1000	523
6	0	4096	15.26 – 244.1 Гц	1000	681
7	0	16384	3.815 – 61.04 Гц	1000	887
8	1	16384	3.815 – 61.04 Гц	887	1000
9	1	4096	15.26 – 244.1 Гц	681	1000
10	1	1024	61.04 – 976.6 Гц	523	1000
11	1	256	244.1 Гц – 3.906 кГц	392	1000
12	1	64	976.6 Гц – 15.63 кГц	280	1000
13	1	16	3.906 – 62.5 кГц	182	976
14	1	4	15.63 – 250 кГц	102	976
15	1	1	62.5 кГц – 1 МГц	к.з.	обрыв

гурированная как инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления -1 , формирует точную отрицательную копию Y , расширяя рабочую область до четырех квадрантов (положительные и отрицательные значения X и Y) с коэффициентом заполнения D , равным

$$D = 50\% \cdot \left(1 + \frac{X}{|Y|}\right)$$

Как и при любой физической реализации деления, нулевое значение знаменателя Y даст неопределенный выходной сигнал. Отрицательное напряжение, приложенное к входу Y , инвертирует полярность сигнала

обратной связи интегратора, что требует еще одной инверсии где-нибудь в контуре обратной связи, чтобы обратная связь была отрицательной.

Напряжение на выводе DIV внутренне преобразуется в 4-битный код $DIVCODE$, три младших бита которого (N_{DIV}) задают коэффициент деления частоты задающего генератора. Это напряжение может быть сформировано резистивным делителем, включенным между шинами V_{CC} и GND (см. $R1$ и $R2$ на Рисунке 1). Старший бит $DIVCODE$ (POL) определяет, инвертируется ли сигнал ШИМ перед передачей на выход. Когда $POL = 1$, изменению входного напряжения от 0 до 1 В

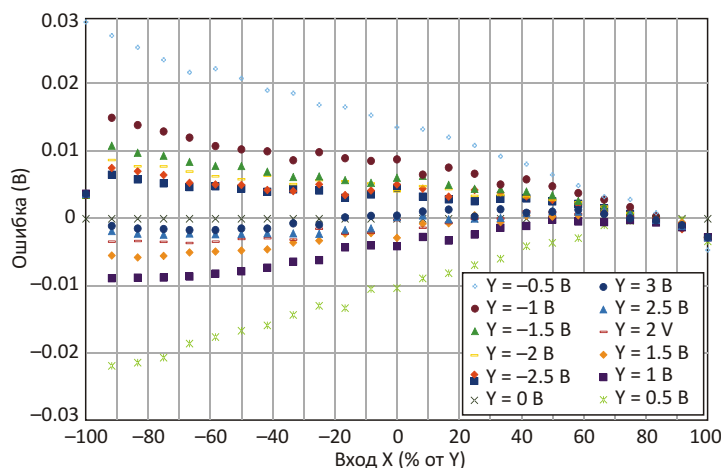


Рисунок 3. Этот график абсолютной ошибки показывает, что при больших значениях Y погрешность составляет менее 0.1%.

соответствует изменению выходного коэффициента заполнения от 100% до 0%.

Напряжение на входе SET устанавливает величину тока, вытекающего из этого вывода. Количество тока программирует частоту задающего генератора.

Величины N_{DIV} отражаются вокруг $V_{CC}/2$, где перестановка номиналов в резистивном делителе инвертирует передаточную функцию при сохранении того же значения делителя (см. Таблицу 1).

Компаратор LT1671 определяет полярность сигнала на входе Y и поддерживает правильную работу, устанавливая полярность соответствующим переключением напряжения, подаваемого на потенциометр-делитель. Для экспериментов хорошо подходит 10-оборотный потенциометр. После выбора требуемого значения N_{DIV} этот потенциометр можно заменить постоянным резистором.

Вход Z умножается на частное X/Y путем подачи сигналов Z и $-Z$ на другой коммутатор. (Опять же, LT1991 обеспечивает точную инверсию). Это умножитель «ширина импульса/высота импульса», также работающий в четырех квадрантах.

На Рисунке 3 показана абсолютная погрешность схемы на частоте 1.5 кГц при изменении X от $-Y$ до $+Y$ для значений Y от -3 В до $+3$ В, когда на входе Z поддерживается постоянное напряжение 5 В. Даже при значении Y, равном 0.5 В (где источники ошибок более значительны), наихудшая погрешность составляет около 0.6% и быстро уменьшается при бóльших значениях Y. Источники ошибок включают погрешность 0.04% микросхемы LT1991, несоответствие сопротивлений коммутатора между двумя его положениями по сравнению с сопротивлением выходного фильтра и реакцию выходов LT1991 на переходные процессы при переключениях, влияние которых будет варьироваться в зависимости от частоты ШИМ. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1671](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT1991](#)
3. [Datasheet Analog Devices LTC2054](#)
4. [Datasheet Analog Devices LT6654](#)
5. [Datasheet Analog Devices LTC6992](#)
6. [Datasheet Texas Instruments CD74HC04](#)
7. [Datasheet NXP 74HC4053](#)

Генератор треугольных импульсов, управляемый напряжением

Larry Stabile

EDN

Автоколебательные генераторы с пилообразно или экспоненциально изменяющимся выходным напряжением широко распространены и, как правило, просты в изготовлении. Но иногда требуются сигналы более чистой формы, и спроектировать генераторы четносимметричных сигналов немного сложнее.

Генераторы треугольных сигналов обычно реализуются с помощью интегратора на основе операционного усилителя (ОУ) и компаратора; см., например, [2] и [3]. Однако разработка генератора треугольных импульсов на ОУ, частота которого могла бы управляться напряжением, требует определенных усилий.

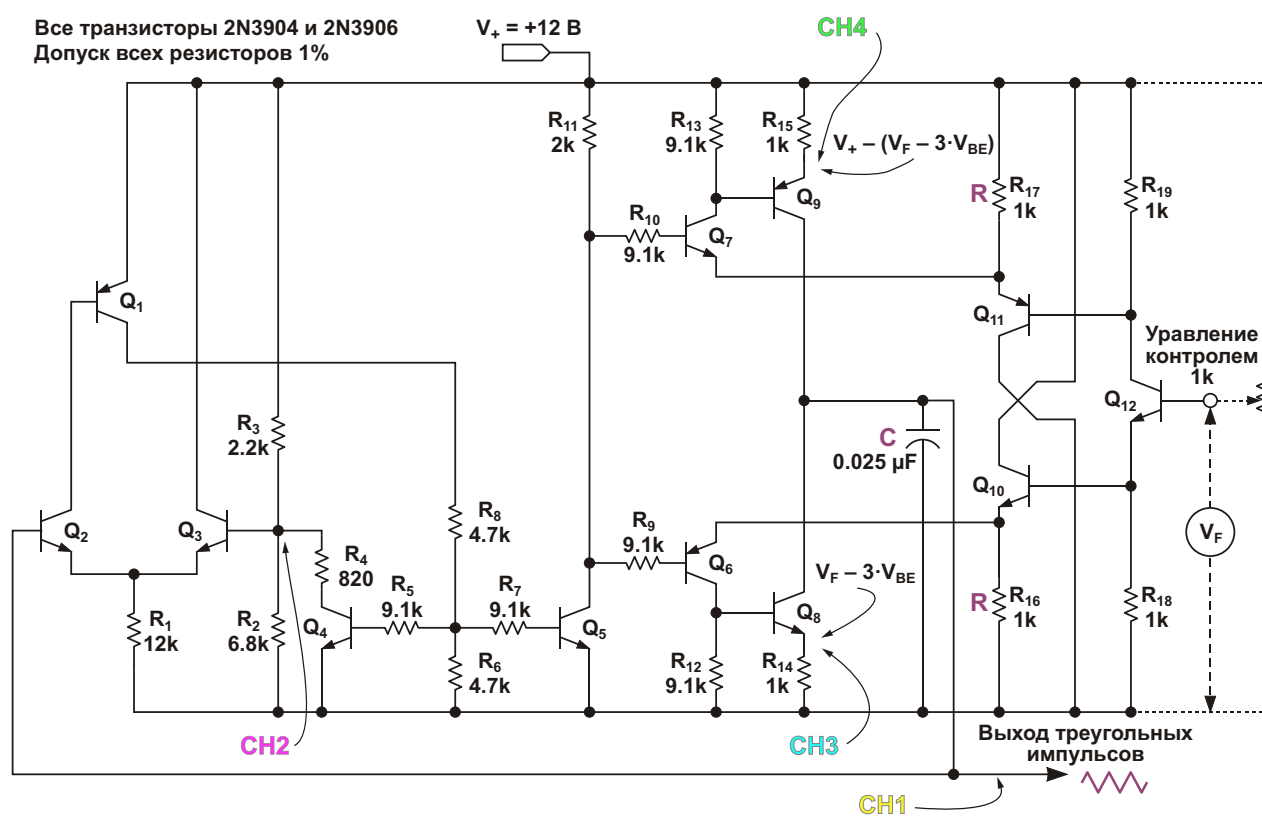


Рисунок 1. Схема генератора треугольных импульсов, управляемого напряжением.

В этой статье представлен управляемый напряжением генератор треугольных импульсов хорошей формы, с достаточно широким частотным диапазоном и небольшим количеством компонентов. Он не намного сложнее автоколебательного генератора пилообразных импульсов, и в нем используется всего один конденсатор. Хорошие результаты получаются при использовании компонентов со стандартными допусками, не требующих предварительного подбора.

Схема показана на Рисунке 1. Частота сигнала на выводе «Выход треугольных импульсов» является линейной функцией входного напряжения V_F , подробно описанной ниже. Выделенные жирным шрифтом **R** и **C** являются обозначениями основных компонентов, определяющих частоту.

Для получения широкого диапазона требуется высокоимпедансный усилитель, позволяющий малым током заряжать конденсатор до необходимого порогового уровня. Такой усилитель с дифференциальным входом образуют транзисторы Q_2 и Q_3 . 12-килоомный резистор эмиттерного смещения обеспечивает входное сопротивление со стороны базы Q_2 в диапазоне 1 МОм.

При включении питания напряжение на базе транзистора Q_2 равно нулю, а на базе Q_3 – около 9 В. Таким образом, Q_3 включен, а Q_1 , Q_2 , Q_4 и Q_5 выключены. В результате Q_7 открывается и включает источник тока на транзисторе Q_9 , заряжающий конденсатор C , напряжение на котором начинает линейно нарастать.

При достижении напряжением на конденсаторе порогового уровня (6 В) транзистор Q_2 начинает открываться, и следовательно, начинает открываться и Q_1 , включенный здесь как каскад с высоким коэффициентом усиления. Q_1 , в свою очередь, открывает Q_4 , еще больше понижая пороговое напряжение. Такая положительная обратная связь увеличивает скорость переключения. Благодаря задержке, вносимой транзисторами Q_5 и Q_7/Q_9 или Q_6/Q_8 , конденсатор C продолжает заряжаться, давая нам гарантию, что процесс переключения завершится. В этот момент напряжение на базе Q_2 немного превышает 6 В, а пороговое напряжение на базе Q_3 составляет около 3 В. Источник тока Q_8 включен и забирает ток из конденсатора C с

такой же скоростью, с какой Q_9 заряжал его. Когда пилообразное напряжение опускается ниже порогового уровня, цикл повторяется.

Источники тока, управляющие конденсатором C , питаются заданным напряжением V_F (минус напряжение база-эмиттер V_{BE}) и его дополнением, создаваемым на эмиттере и коллекторе Q_{12} , соответственно. Q_{11} снижает выходное сопротивление коллектора транзистора Q_{12} . Q_{10} уравнивает Q_{11} , внося соответствующее падение напряжения V_{BE} на переходе база-эмиттер. Следовательно, напряжение на резисторе R_{17} равно напряжению на резисторе R_{16} .

Поскольку Q_6 и Q_7 работают как комплементарные ключи, управляемые ключевым транзистором Q_5 , они вводятся в насыщение и начинают забирать базовые токи из эмиттеров соответствующих транзисторов Q_{10} или Q_{11} . Однако эти базовые токи довольно малы по сравнению с током, идущим через **R**, и одинаковы для каждой из сторон. Таким образом сохраняется симметрия треугольных импульсов.

В связи с тем, что выходной сигнал генератора берется непосредственно с конденсатора **C**, впоследствии он должен быть буферизован усилителем с высокоомным входом. На Рисунке 2 показаны осциллограммы сигналов, обозначенных на схеме в соответствии с цветами и номерами индикаторов каналов CHn. Обратите внимание, что постоянные составляющие сигналов всех каналов, кроме канала 1, не показаны.

Частота колебаний может быть определена путем вычисления времени зарядки конденсатора **C** источниками тока в пределах между верхним и нижним порогами V_{TH} и V_{TL} ;

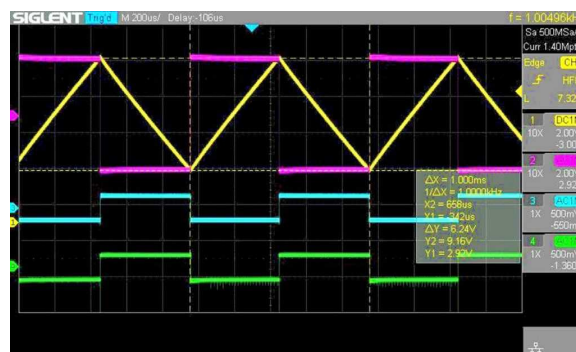


Рисунок 2. Осциллограммы сигналов в точках, показанных на схеме.

удвоение этого числа дает период колебаний. Полученная таким образом частота F является линейной функцией V_F и определяется следующим образом:

$$F = \frac{V_F}{2(V_{TH} - V_{TL})RC} \cdot \frac{3V_{BE}}{V_{TL}}$$

При номиналах компонентов, показанных на схеме, $V_{TH} = 9$ В, $V_{TL} = 3$ В и $V_{BE} = 0.68$ В:

$$F = \frac{V_F}{2 \cdot 6.0} \cdot \frac{2.01}{10^3 \cdot 0.025 \cdot 10^6}$$

Измерение показало, что при напряжении V_F , равном 2.36 В, частота $F = 1066.67$ Гц. Это достаточно хорошо согласуется со значением 1004.96 Гц, показанным на осциллограмме. Входное напряжение, необходимое для получения заданной частоты, определяется как:

$$V_F = 2F(V_{TH} - V_{TL})RC \cdot \frac{3V_{BE}}{2.01}$$

В конкретном случае здесь:

$$V_F = 2 \cdot F \cdot 6.0 \cdot 10^3 \cdot 0.025 \cdot 10^6 \cdot \frac{2.01}{2.01}$$

Крутизна управления частотой составляет примерно 3 Гц/В или 3 Гц/мВ, что говорит о неплохой чувствительности генератора к входному напряжению. Для частоты 2 кГц расчет дает $V_F = 2.64$ В, а для 4 кГц $V_F = 3.24$ В. Измерения на этих частотах показали значения 2.71 В и 3.46 В, соответственно, что вполне согласуется с расчетными значениями, особенно с учетом чувствительности. Хорошая симметрия треугольника сохраняется примерно от 600 Гц до значений чуть выше 6 кГц.

Колебания прекратятся, когда напряжение на эмиттере Q_8 станет больше напряжения нижнего порога V_{TL} . В данном случае это порядка 3 В или входное напряжение V_F около 5 В. Нижний уровень V_F должен быть чуть больше 2 В для того, чтобы превысить падения напряжения на трех переходах база-эмиттер.

Прямоугольные импульсы, показанные в канале 2 осциллограммы на Рисунке 2, измерены на базе транзистора Q_3 , то есть на пороговом входе дифференциального усилителя. Обратите внимание, что время спада значительно меньше времени нарастания. Это свя-

зано с тем, что петля положительной обратной связи, которая работает при нарастании импульса, становится неэффективной при спаде, поэтому Q_4 и Q_5 выключаются медленнее, чем включаются. Но на форму треугольного импульса это оказывает лишь минимальное влияние, поскольку порог включения Q_7 довольно низкий, что гарантирует своевременное изменение наклона импульса.

Осциллограммы, показанные на Рисунках 3 и 4, отображают это несоответствие. На Рисунке 3 время спада составляет примерно 88 нс, тогда как время нарастания на Рисунке 4 равно 760 нс. Однако обратите внимание, что в каналах 3 и 4 на этих осциллограммах показаны времена нарастания и спада на эмиттерных резисторах источников тока (Q_8 и Q_9), которые остаются низкими, не выходя из диапазона 75 нс. Но при этом существует задержка переключения, равная примерно 600 нс в одном случае и примерно 1.6 мкс в другом.

Все резисторы имеют допуски 1% и стандартные номиналы, и поэтому могут быть приобретены легко и недорого. Использованные транзисторы не подбирались в пары и не согласовывались каким-либо иным образом.

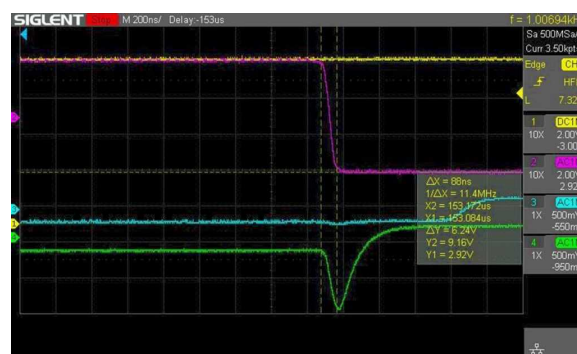


Рисунок 3. Время спада.

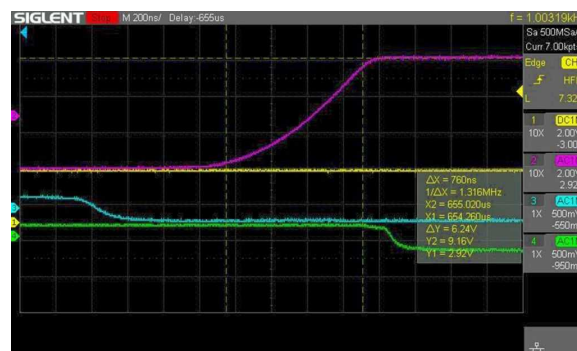


Рисунок 4. Время нарастания.

Есть несколько вариантов изменения схемы, которые могут быть интересны для изучения. Расширить частотный диапазон можно сужением разности между уровнями верхнего и нижнего порогов. Разумеется, тогда может потребоваться дополнительное усиление. Кроме того, можно было бы добавить управление коэффициентом заполнения. Достойным внимания также может быть поиск значений **R** и **C**, которые оптимизируют потребляемую мощность, частотный диапазон или разрешение. Выбранные здесь номиналы компонентов несколько произвольны, но не критичны; например, у меня закончились резисторы 10 кОм, поэтому вместо них я использовал 9.1 кОм.

Интересной задачей могла бы быть разработка более симметричной схемы. Это может, например, обеспечить поддержание положительной обратной связи при пересечении как верхнего, так и нижнего порога, что позволило бы решить проблему времени нарастания/спада и, возможно, расширить частотный диапазон. **РЛ**

Ссылки

1. Dufresne, Daniel, [Scheme yields frequency-locked triangle waves](#), February 2, 1998
2. Chkalov, Valery G., EDN Access – 12.8.94 [Summer linearizes ramp and triangle generator](#), December 8, 1994
3. Arturo Rivera. [RC-цепь генерирует треугольные импульсы](#)

Термостабильный 20-ваттный усилитель класса АВ

Jordan Dimitrov

EDN

Усилители класса АВ были рабочими лошадками в мире аудио благодаря своей простоте и способности обеспечивать высокие уровни мощности при низком уровне искажений. Но есть также ряд подводных камней, скрытых в архитектуре АВ, в основном в виде нестабильности смещения и других проблем, связанных с температурой. Я разработал эту схему, чтобы устранить некоторые неприятные недостатки, с которыми я столкнулся в

конструкциях усилителей мощности класса АВ, сохранив при этом все достоинства, которые одинаково ценятся как инженерами, так и аудиофилами.

Стандартная топология усилителя мощности класса АВ показана на Рисунке 1а. При отсутствии входного сигнала через транзисторы протекает относительно небольшой ток, чтобы поддерживать их в усилительном режиме. Этот ток смещения определяется падени-

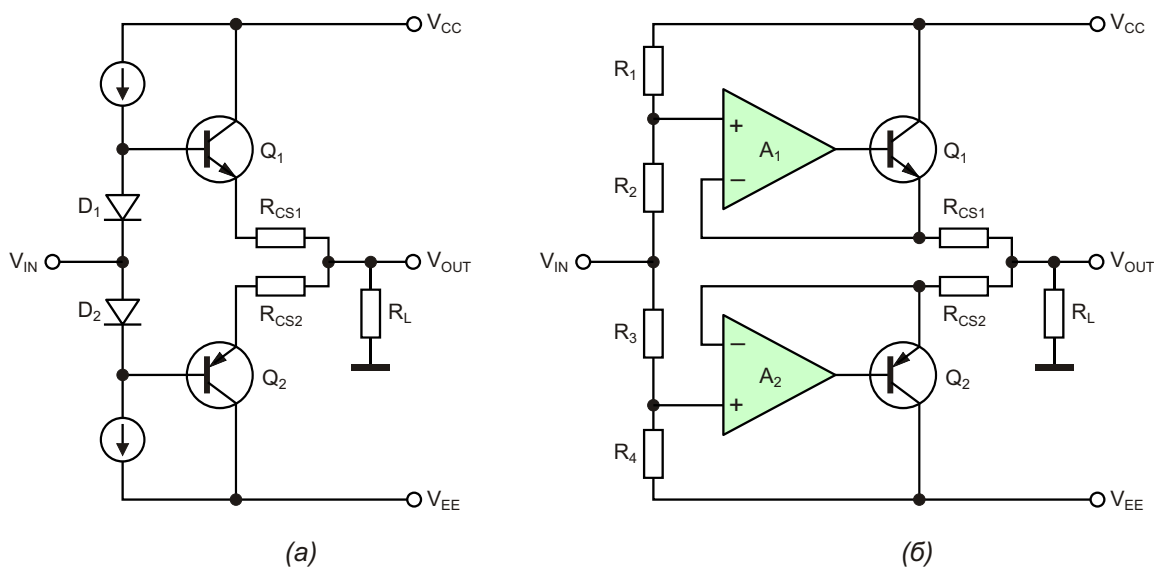


Рисунок 1. Топологии усилителя мощности с диодным смещением (а) и смещением, поддерживаемым операционными усилителями (б).

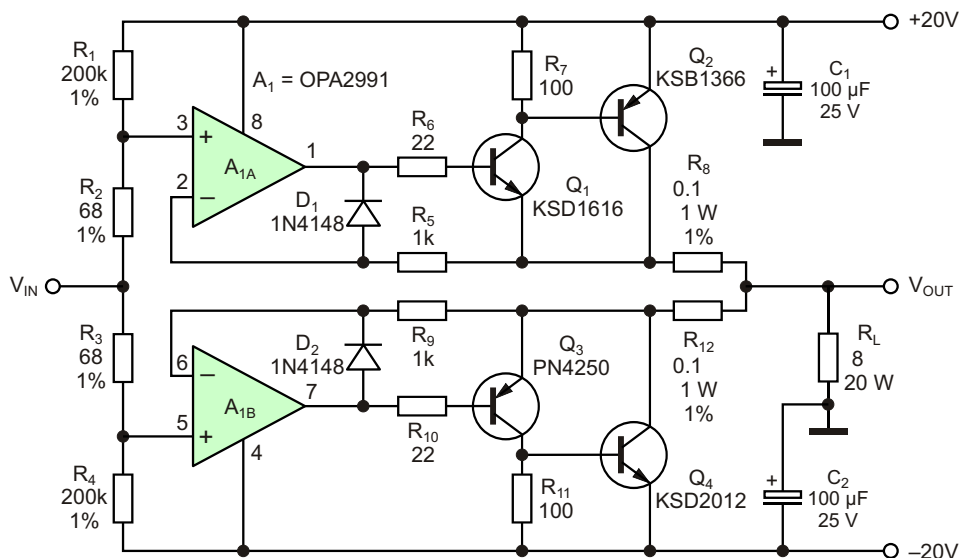


Рисунок 2. Эта схема с увеличенным выходным током обеспечивает мощность до 20 Вт и демонстрирует четко определенный, не зависящий от температуры ток покоя.

ями напряжений на диодах D_1 , D_2 , переходах база-эмиттер транзисторов Q_1 , Q_2 и токоизмерительных резисторах R_{CS1} , R_{CS2} .

Падения напряжения на четырех p-n переходах неодинаковы, и все они зависят от температуры. Поэтому определить нужное значение тока смещения довольно сложно, и часто требуется его регулировка. Чтобы свести к минимуму эти температурные эффекты, диоды и транзисторы усилителя должны находиться в тесном тепловом контакте, чтобы обеспечивать нормальное смещение при различной выходной мощности.

Схема на Рисунке 1б решает проблемы смещения. Поскольку в контуре, образованном R_2 , A_1 , R_{CS1} , R_{CS2} , A_2 и R_3 , температурно-зависимых компонентов нет, ток смещения может быть точно рассчитан, и не будет зависеть от температуры. В схеме, приведенной в [1], такая топология использовалась для создания 2-ваттного аудиоусилителя с хорошими характеристиками.

Предлагаемая здесь схема (см. Рисунок 2) расширяет пределы мощности предыдущей конструкции.

Основным элементом схемы является операционный усилитель OPA2991 с rail-to-rail входами и выходом, способный работать от источника питания ± 20 В. Используя токоизмерительные резисторы небольшого сопротивления и две пары комплементарных тран-

зисторов для увеличения выходного тока, схема может выдавать до 20 Вт на нагрузке 8 Ом при умеренном токе покоя, малых искажениях и широкой полосе пропускания. В отличие от традиционных конструкций класса

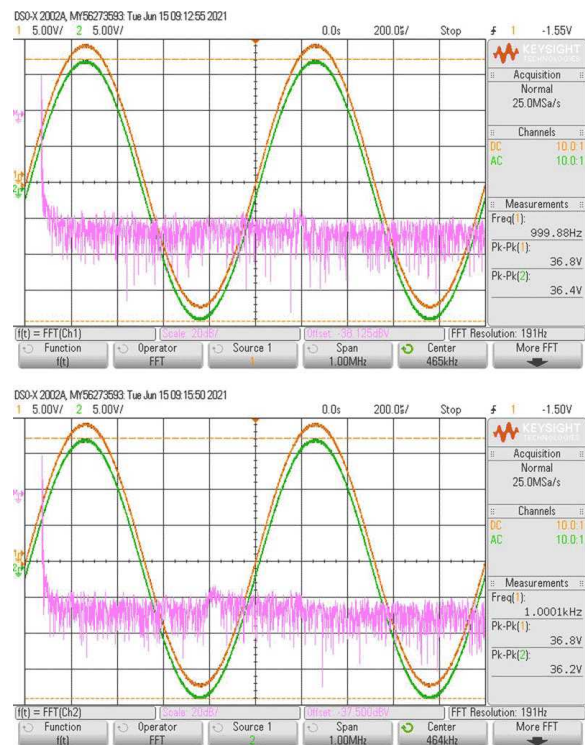


Рисунок 3. Сигналы V_{IN} и V_{OUT} при максимальной выходной мощности на частоте 1 кГц. На верхнем графике показан спектр V_{IN} , на нижнем – спектр V_{OUT} .

АВ, его ток смещения не зависит от температуры и не требует регулировки. Диоды D_1 и D_2 включены, когда транзисторы не проводят ток, поэтому операционные усилители всегда находятся в активном режиме.

Характеристики усилителя подчеркивают преимущества его усовершенствованной архитектуры:

- Входное сопротивление равно 100 кОм и не зависит от частоты.
- При входном напряжении, равном нулю, выходное напряжение составляет примерно 10 мкВ, и схема потребляет от источников питания 60 мА.

На Рисунке 3 показаны формы сигналов V_{IN} (оранжевая кривая), V_{OUT} (зеленая кривая) и их спектры при максимальной мощности на частоте 1 кГц.

Другие важные выводы:

- Коэффициент передачи составляет 0.99.
- Мощность, отдаваемая в нагрузку, достигает 20.4 Вт.
- От каждого источника питания схема потребляет токи по 700 мА.
- Каждый из транзисторов Q_2 и Q_4 рассеивает мощность порядка 4 Вт, что требует их установки на соответствующие радиаторы.

Моделирование показывает, что схема имеет значительную полосу пропускания и низкие искажения. На частоте 1 кГц уровень шума примерно на 80 дБ ниже основного пика. Два спектра практически идентичны, что означает, что схема не вносит искажений. Согласно результатам моделирования, общие гармонические искажения (THD) равны 0.021%. Рисунок 4 иллюстрирует вышесказанное для частоты 50 кГц.

На частоте 50 кГц уровень шума примерно на 60 дБ ниже основного пика. Шумовые составляющие двух спектров практически

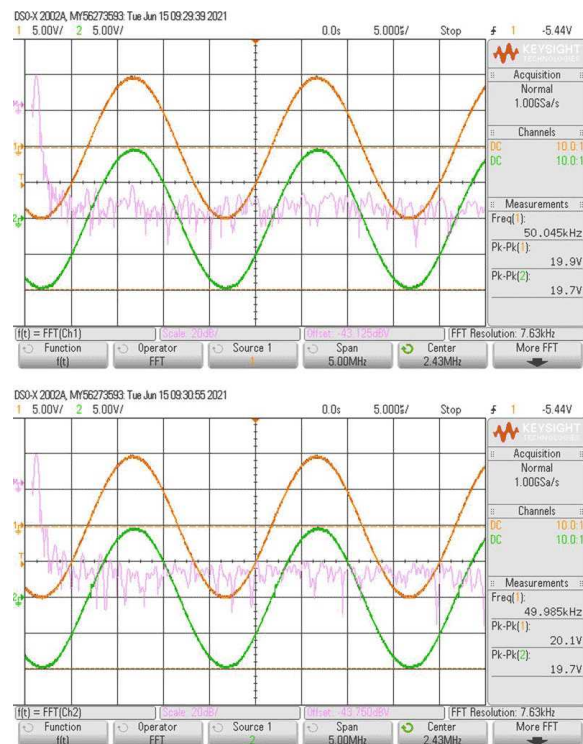


Рисунок 4. Сигналы V_{IN} , V_{OUT} и их спектры на частоте 50 кГц.

идентичны. Вблизи основного пика (в левой колонке прямоугольников на графиках) выходной спектр немного выше входного; это означает, что схема вносит здесь некоторые искажения. Моделирование показывает, что THD = 0.216%. [PL](#)

Ссылка

1. Charles Wenzel. [Высококачественный аудио усилитель](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA2991](#)
2. [Datasheet Fairchild KSB1366](#)
3. [Datasheet MCC KSD1616](#)
4. [Datasheet Fairchild KSD2012](#)
5. [Datasheet Central Semiconductor PN4250A](#)

Защита от неисправности с помощью следящего ограничения тока

Martin Galinski

EDN

Монолитные линейные регуляторы можно использовать в большинстве приложений при токах ниже 5 А. Для предотвращения повреждений в аварийных ситуациях большинство производителей этих устройств интегрируют в них цепи ограничения тока и отключения при перегреве. Для токов более 5 А в большинстве линейных источников питания используются контроллеры, позволяющие пользователю выбирать внешний проходной элемент, соответствующий различным требованиям по току. Хотя эти линейные контроллеры могут поддерживать ограниче-

ние тока, тепловое отключение в них, как правило, не предусмотрено. Это ограничение требует, чтобы конструкция выдерживала максимальную рассеиваемую мощность и поддерживала приемлемую температуру перехода проходного элемента. К примеру, представим, что используется линейный источник питания 1.8 В/8 А, работающий от шины 2.5 В. Мощность, рассеиваемая проходным элементом, равна

$$(V_{IN} - V_{OUT}) I_{OUT} \\ (2.5 \text{ В} - 1.8 \text{ В}) 8 \text{ А} = 5.6 \text{ Вт.}$$

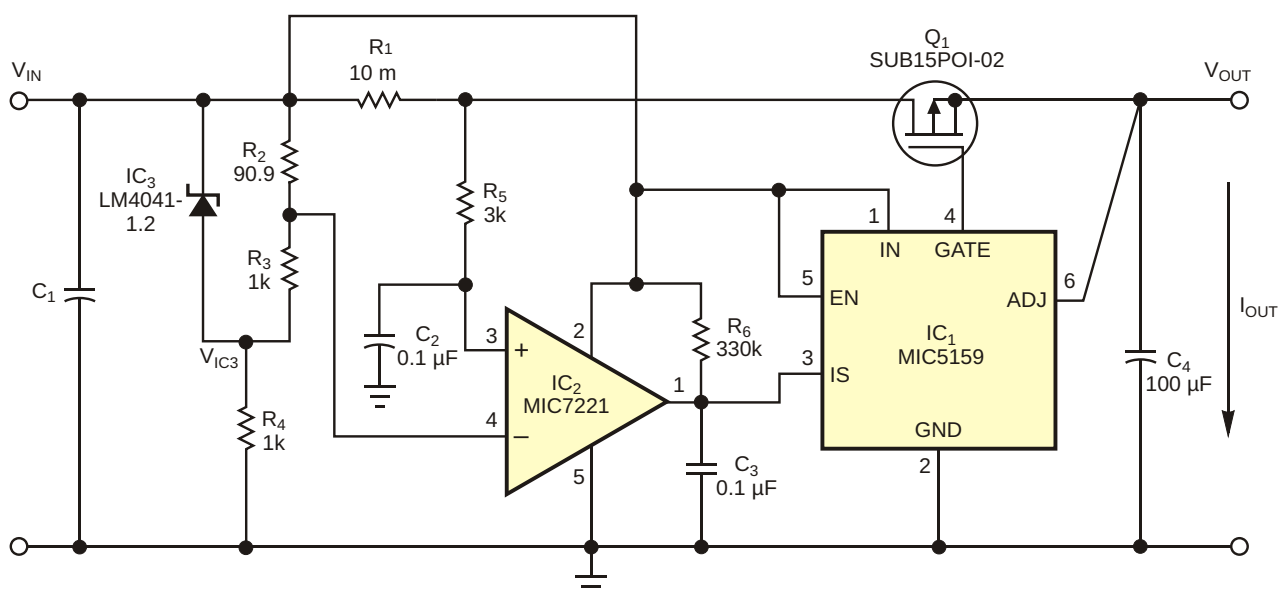


Рисунок 1. Эта схема обеспечивает прогрессирующее ограничение тока, снижая требования к мощности, рассеиваемой проходным элементом.

В заданном температурном диапазоне проходной элемент должен быть способен рассеивать это количество энергии и иметь при этом температуру перехода ниже максимально допустимой для данного устройства. Для реализации такого подхода, возможно, потребуется от трех до четырех MOSFET в корпусах габарита D-Pack. Серьезная проблема возникает, когда большая мощность рассеивается при длительном коротком замыкании. Тогда проходной элемент должен обеспечивать рассеивание мощности 20 Вт. В этом случае для поддержания приемлемой температуры перехода пришлось бы включить параллельно 10 MOSFET в корпусах D-Pack. Это значит, что для обеспечения устойчивости устройства к возможным неисправностям потребуется перепроектирование источника питания, которое повлечет за собой увеличение стоимости и размеров печатной платы. Схема на Рисунке 1 решает проблему мощности, рассеиваемой ограничителем тока.

В схеме используется отдельный контур управления, выполняющий следующее ограничение токов во время неисправности, и не создающий проблем для линейного ограничения тока. При линейном ограничении могут возникать проблемы с отключением ограничителя тока во время запуска схемы и с возвращением к режиму полной нагрузки после исчезновения неисправности. Эти проблемы, как правило, приводят к блокировке регулятора в состоянии ограничения тока. Мик-

росхема IC₃, подключенная к верхней шине питания, формирует опорное напряжение, меньшее напряжения питания, которое подается на инвертирующий вход компаратора IC₂. Компаратор сравнивает это опорное напряжение с потенциалом вывода резистора R₁, подключенного к MOSFET. Когда ток превышает порог ограничения, напряжение на инвертирующем входе IC₂ становится выше, чем на неинвертирующем. В этом состоянии на выходе компаратора устанавливается низкий уровень, притягивающий токоизмерительный вход IS микросхемы IC₁ к «земле». Порог ограничения тока LIM можно рассчитать по следующей формуле:

$$LIM = \frac{V_{IN} \cdot V_{IC3} \cdot \frac{R_2}{R_2 \cdot R_3}}{R_1},$$

$$LIM = \frac{2.5 \cdot 1.225 \cdot \frac{90.9}{90.9 \cdot 1000}}{10 \text{ МОм}},$$

$$LIM = 10.207 \text{ A}.$$

Когда напряжение на токоизмерительном выводе становится на 50 мВ ниже входного, выход регулятора отключается. Это приводит к уменьшению тока до нуля и появлению высокого уровня на выходе компаратора. Компаратор имеет выход с открытым коллектором, поэтому напряжение на выводе IS нарастает со скоростью, определяемой постоянной времени R₆C₃. Выход регулятора остается отключенным, не потребляя тока, до тех пор, пока напряжение на входе IS не достигнет уровня, на 50 мВ меньшего, чем V_{IN}. В этот момент выход включается вновь. R₅ и C₂ обеспечивают задержку перед повторным включением ограничителя тока. Эта задержка предотвращает преждевременное срабатывание ограничителя от тока, заряжающего выходные конденсаторы. Это также дает схеме время для стабилизации и определения того, может ли она обеспечить нагрузку необходимым выходным током. Если нагрузка все еще остается слишком большой, ограничитель срабатывает снова. На Рисунке 2 представлены осциллограммы, иллюстрирующие работу схемы. Хотя это

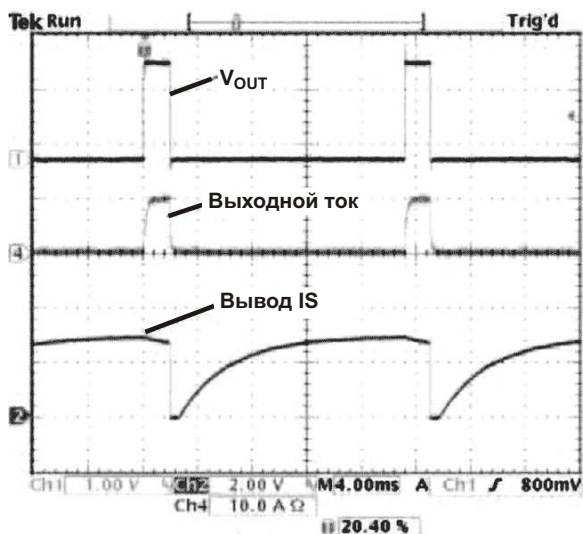


Рисунок 2. Циклическое изменение тока в схеме на Рисунке 1 в случае неисправности.

циклическое изменение тока периодически увеличивает его до максимального значения I_{PK} , во времени он интегрируется в более низкий средний ток. Средний ток I_{AVG} можно рассчитать как произведение пикового тока I_{PK} на отношение времени включенного (T_{ON}) и выключенного (T_{OFF}) состояния:

$$I_{AVG} = I_{PK} \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} = 10.2 \text{ A} \cdot \frac{2 \text{ мс}}{17 \text{ мс}} = 1.2 \text{ A}.$$

Такое снижение среднего тока эквивалентно снижению рассеиваемой мощности. При токе 1.2 А рассеиваемая мощность снижается до 3 Вт. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip LM4041](#)
2. [Datasheet Microchip MIC5159](#)
3. [Datasheet Microchip MIC7221](#)
4. [Datasheet Vishay SUB15P01](#)

Схема автоматического отключения батарейного питания

Miguel Gimenez

EDN

Схема на Рисунке 1 обеспечивает простой и недорогой способ защиты одного из самых важных компонентов портативных устройств – аккумулятора. Перечень приложений, где может использоваться эта схема, включает все портативное оборудование, требующее ограничения времени работы, например, контрольно-измерительные приборы, гитар-

ные тюнеры и электронные игрушки. Нажатие на кнопку запускает процесс, и схема подает питание на схему приложения. Если в любой момент нажать на кнопку еще раз, схема отключится и будет «спать» до следующего включения. На случай, если вы забудете выключить схему, в ней предусмотрена функция автоматического отключения, кото-

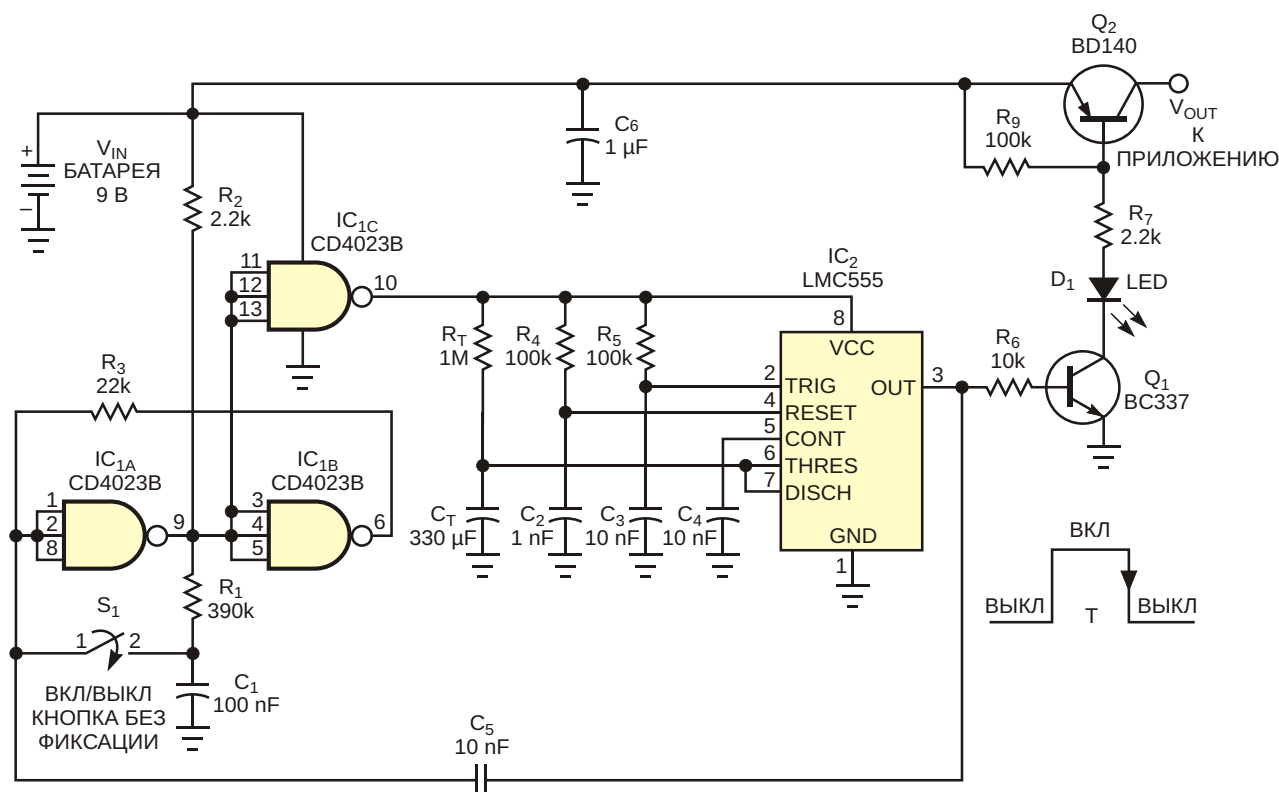


Рисунок 1. Эта схема, позволяющая экономить заряд батареи, удобна для приложений, требующих ограниченного времени работы.

рая разорвет цепь питания через промежуток времени, заданный параметрами времязадающей цепочки.

Микросхема IC₁ и связанные с ней компоненты образуют бистабильный переключатель и, кроме того, обеспечивают защиту от дребезга контактов. IC_{1C} буферизует сигнал переключения и изолируют зарядный ток цепочки R₁-C₁. Этот сигнал поступает на микросхему таймера IC₂, сконфигурированную как ждущий мультивибратор, остающийся активированным в течение времени $t = 1.1 \times R_T C_T$. Это и есть интервал времени, по истечении которого происходит автоматическое отключение питания. В данном примере он составляет примерно шесть минут. Выход таймера управляет инвертором на транзисторе Q₁, который включает проходной транзистор средней мощности Q₂. Для снижения потерь в нагрузке использован р-п-р транзистор. Источником потерь является только напряжение насыщения транзистора, которое при токе 100 мА равно приблизительно 0.2 В, что соответствует мощности 20 мВт. Для приложений, требующих большего тока, можно выбрать более подходящий транзистор. Если нужно еще больше снизить потери

в режиме ожидания или уменьшить падение напряжения между батареей и схемой приложения, более эффективным решением может быть использование MOSFET. Потери в режиме ожидания пренебрежимо малы, поскольку схема питается только от логического элемента КМОП, находящегося в выключенном состоянии. Светодиод D₁ индицирует статус включения/выключения схемы. На питание этого светодиода заряд батареи не расходуется, поскольку светодиод включен в цепь источника тока драйвера проходного транзистора. Переход уровня выходного сигнала в ноль в начале тайм-аута обеспечивает запрограммированное отключение питания через конденсатор обратной связи C₅, которое переводит бистабильную схему в выключенное состояние, выполняя ту же функцию, которую должны были, но, возможно, забыли выполнить вы с помощью кнопки включения/выключения. Эта простая схема полезна для тех приложений, которым не требуется микроконтроллер. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4023B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LMC555](#)

Трехфазный синус-генератор с цифровым управлением

Михаил Шустов, г. Томск

Дано описание низкочастотного генератора трехфазных сигналов синусоидальной формы, частотой работы которого можно управлять ступенчато при помощи сдвоенного резистивного 16-позиционного цифрового потенциометра на основе реверсивного счетчика импульсов.

Для генерации сигналов синусоидальной формы зачастую используют генераторы на фазосдвигающих цепочках, либо с использованием двойного Т-моста, либо моста Вина – Робинсона. Для создания многофазных генераторов сигналов синусоидальной формы наиболее часто используют генераторы с фазосдвигающими цепями.

На Рисунке 1 приведена достаточно типовая схема RC-генератора трехфазных сигналов синусоидальной формы с фазосдвигающими цепочками. Для того чтобы обеспечить перестройку частоты такого генератора к точкам X и Y (Рисунок 1) и общей шине подключают сдвоенный потенциометр. Подстро-

ечный потенциометр R3 регулируют по минимуму искажений синусоидального сигнала.

На Рисунке 2 показана возможность замены механического сдвоенного потенциометра его электронным цифровым аналогом. Сдвоенный резистивный цифровой потенциометр выполнен с использованием микросхемы реверсивного счётчика DD1 CD4516BE.

При включении устройства счётчик устанавливается в исходное состояние за счёт цепочки C1R4. Начальная частота работы генератора составляет 6.8 кГц. При последовательном нажатии на кнопку SB2 «Установка» и отжатой кнопке SB1 «Направление счета» генератор ступенчато понижает частоту

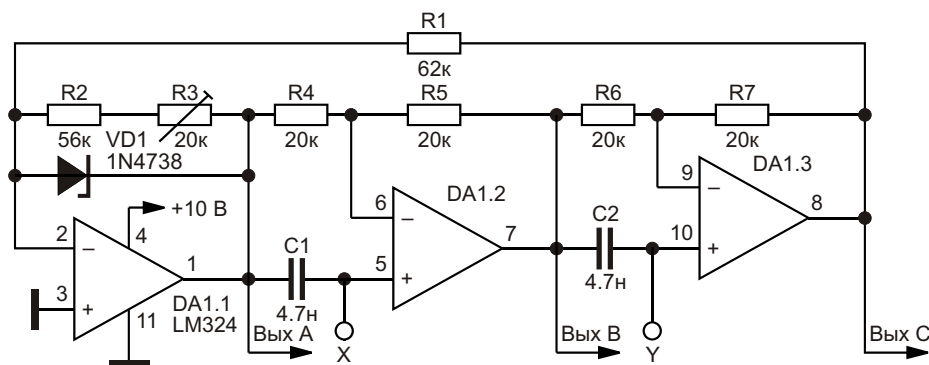


Рисунок 1. Трехфазный генератор синусоидального сигнала.

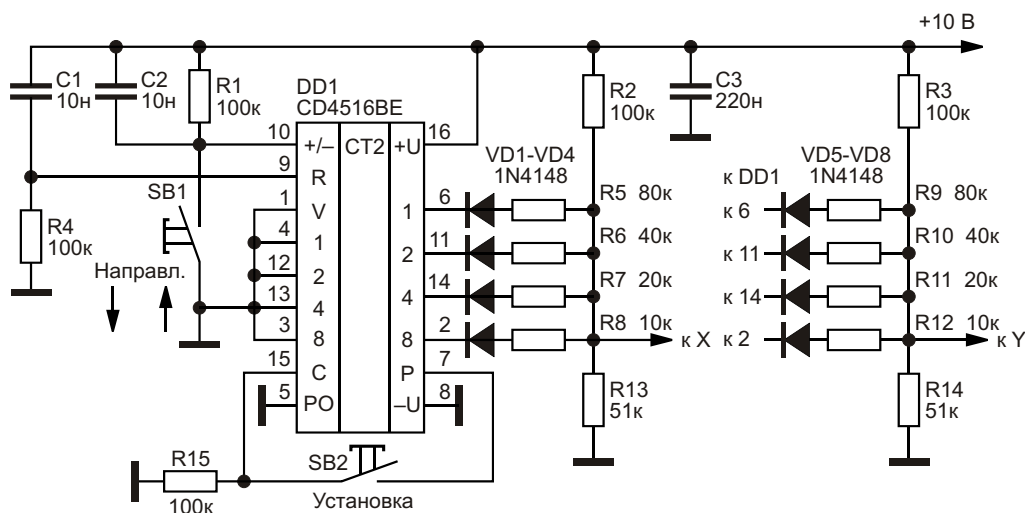


Рисунок 2. Электронный сдвоенный потенциометр.

ту генерации вплоть до частоты 1 кГц. Последующие нажатия на кнопку SB2 изменить частоту генерации не могут. Для изменения частоты в обратную сторону (в сторону повы-

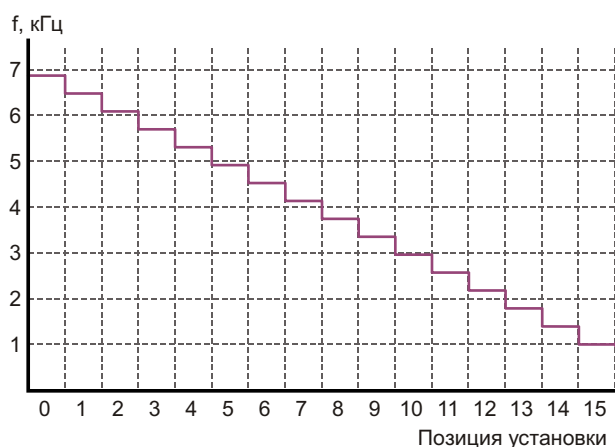


Рисунок 3. Зависимость частоты генерации от позиции установки электронного потенциометра.

шения частоты) нажимают и удерживают кнопку SB1 и одновременно последовательно нажимают кнопку SB2. Может показаться, что одновременное нажатие кнопок SB1 и SB2 неудобно для эксплуатации устройства, однако к этому легко привыкнуть.

На Рисунке 3 показана зависимость частоты генерации трехфазного синусоидального сигнала от позиции установки.

Трехфазные сигналы синусоидальной формы снимают с выходов А, В и С элементов микросхемы DA1.1, DA1.2 и DA1.3; амплитуда выходных сигналов составляет 250 мВ. Коэффициент нелинейных искажений во всем диапазоне частот генерации не превышает 0.4%. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM324](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4516B](#)

Схема прогрессирующего ограничения тока линейного регулятора

Rafael García-Gil u JM Espí

EDN

Для многих приложений, потребляющих от источника питания ток в несколько ампер или меньше, удобным решением, обеспечивающим простоту использования, низкую стоимость и полную встроенную защиту от перегрузки, являются трехвыводные регулируемые линейные регуляторы напряжения, такие как LM317. Добавление нескольких компонентов может повысить надежность трехвыводного регулятора за счет реализации функции быстродействующего ограничителя тока короткого замыкания. Ограничитель тока защищает регулятор от повреждений, поддерживая максимальный выходной ток на постоянном уровне I_{MAX} , безопасном для регулятора [1]. Когда возникает неисправность, мощность, рассеиваемая в проходном транзисторе, приблизительно равна

$V_{IN} \times I_{MAX}$. При проектировании регулятора, способного выдержать перегрузку, используются компоненты, выбираемые с большим запасом, а конструкция часто оказывается чрезмерно сложной, если только не будет предусмотрена возможность снижения или прогрессирующего ограничения выходного тока при возникновении неисправности [2].

В схеме на Рисунке 1 для защиты проходного транзистора прогрессирующее ограничение тока реализовано путем добавления резистора обратной связи R_4 . В нормальных условиях транзистор Q_2 закрыт, и резисторы R_1 и R_2 поддерживают на затворе MOSFET Q_1 напряжение, открывающее транзистор. При перегрузке выхода Q_2 открывается, уменьшая открывающее напряжение на затворе Q_1 , и, таким образом, увеличивая его сопро-

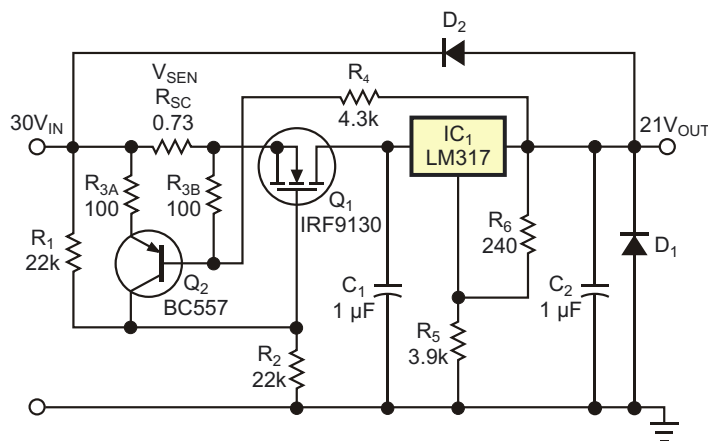


Рисунок 1. Эта схема добавляет прогрессирующее ограничение тока для защиты линейного регулятора.

тивление сток-исток и ограничивая ток, протекающий через регулятор IC₁. Добавление резистора R₄ делает ток смещения транзистора Q₂ зависимым от выходного напряжения V_{OUT}, которое уменьшается при перегрузке.

Для схемы на Рисунке 1 максимальный ток в режиме прогрессирующего ограничения и ток короткого замыкания, I_{KNEE} и I_{SC}, соответственно, можно рассчитать по следующим формулам:

$$I_{KNEE} = \frac{(R_3 + R_4)V_{SEN}}{R_{SC}R_4} (V_{IN} - V_{OUT}) \frac{R_3}{R_{SC}R_4}. \quad (1)$$

$$I_{SC} = \frac{(R_3 + R_4)V_{SEN}}{R_{SC}R_4} V_{IN} \frac{R_3}{R_{SC}R_4}. \quad (2)$$

На практике сначала выбирают токи I_{KNEE} и I_{SC} и равные значения R_{3A} и R_{3B}, а затем используют формулы (1) и (2) для расчета сопротивлений резисторов R_{SC} и R₄. Для схемы на Рисунке 1 максимальный выходной ток в режиме ограничения и ток короткого замыкания зафиксированы на уровнях 0.7 А и 0.05 А, соответственно. При R_{3A} и R_{3B}, равных 100 Ом, решение уравнений дает 0.73 Ом для R_{SC} и 4.3 кОм для R₄. Чтобы продемонстрировать характеристики схемы, можно нагрузить ее переменным резистором, сопротивление которого регулируется от 0 до 200 Ом. Как

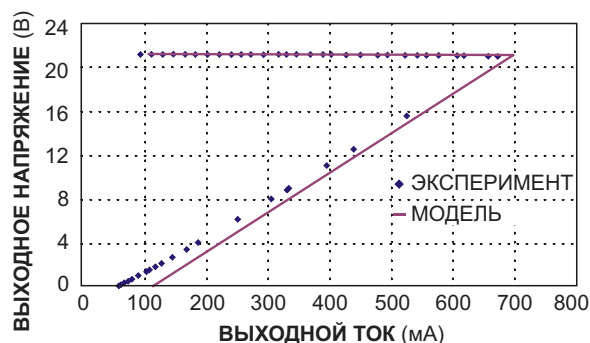


Рисунок 2. Смоделированный и измеренный отклик схемы прогрессирующего ограничения при изменении сопротивления нагрузки от 200 Ом до 0.01 Ом демонстрируют хорошее совпадение.

видно из Рисунка 2, смоделированные и измеренные выходные вольтамперные характеристики (зависимости V_{OUT} от I_{OUT}) находятся в хорошем соответствии. [РЛ](#)

Ссылки

1. Hulseman, Herb, "[MOSFET enhances voltage regulator's overcurrent protection](#)," EDN, March 3, 2005, pg 74.
2. Martin Galinski «Защита от неисправности с помощью следящего ограничения тока». РадиоЛоцман, 2021, 11-12, стр. 92.

Материалы по теме

1. [Datasheet Intersil IRF9130](#)
2. [Datasheet Fairchild LM317](#)

Усилитель точно делит напряжение на два

Glen Brisebois

EDN

В классической реализации схемы деления напряжения пополам используются два резистора с одинаковыми номиналами. Резисторы с допуском 1% обеспечивают точность выходного напряжения делителя 2%. Для большинства приложений такая точность является более чем достаточной, а цена решения низкой. Однако, когда необходима максимальная точность, этот подход требует соответствующих точных резисторов и может стать дорогостоящим. Добавление обратной связи вокруг инструментального усилителя с конечным коэффициентом усиления дает схему деления на 2 с дополнительным преимуществом буферизованного выхода (Рисунок 1).

Работа схемы проста. Измерительный усилитель имеет единичное усиление, поэтому напряжение между его входами равно напряжению между V_{REF} и V_{OUT} :

$$V_{OUT} - V_{REF} = V_{IN(+)} - V_{IN(-)}.$$

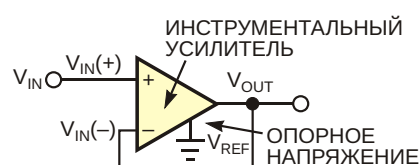


Рисунок 1. Простая схема деления на 2 на основе инструментального усилителя.

Но, рассматривая схему на Рисунке 1, можно увидеть, что $V_{OUT} = V_{IN(-)}$ и $V_{REF} = 0$. Подставляя это в предыдущую формулу, получаем

$$V_{OUT} = V_{IN(+)} - V_{OUT},$$

$$2V_{OUT} = V_{IN(+)},$$

или

$$V_{OUT} = 1/2 V_{IN(+)}.$$

Таким образом, мы имеем схему деления на 2. Одна из интересных особенностей этого решения состоит в том, что входное и выход-

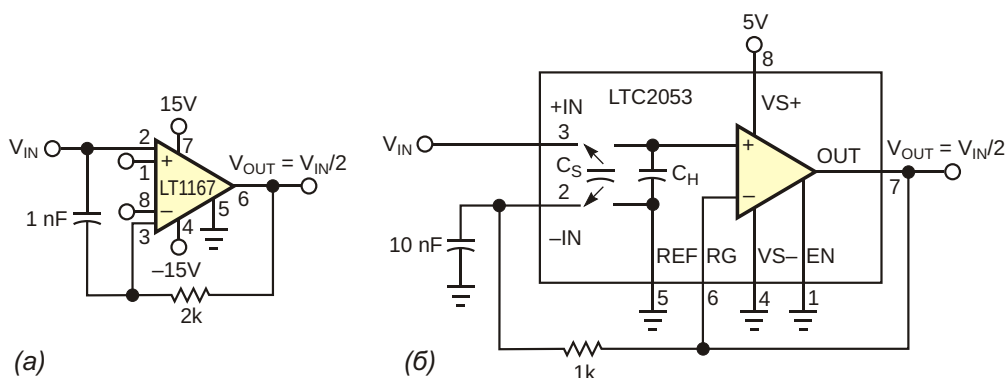


Рисунок 2. Практическая реализация схемы на Рисунке 1, использующая микросхемы LT1167 (а) и LTC2053 (б).

ное напряжения смещения инструментального усилителя также делятся на 2.

Можно собрать макет схемы, используя инструментальные усилители LT1167 или LTC2053 (Рисунок 2). Хотя в тестах нет необходимости, можно ввести RC-цепочку в петлю обратной связи, чтобы ограничить шум и гарантировать поведение доминирующего полюса. Для проверки смещения микросхемы LT1167 подайте 0 В на вход $V_{IN}(+)$, а напряжение на входе $V_{IN}(-)$ чередуйте между 0 В и V_{OUT} . Этот тест подтверждает, что обратная связь уменьшает общее напряжение смещения вдвое. При делении 10 В до 5 В микросхема LT1167 дает ошибку 100 мкВ. При делении 2.5 В до 1.25 В с помощью более точной микросхемы LTC2053 ошибка уменьшается до почти неизмеряемого значения 2.5 мкВ. Используя охлаждающий спрей и фен, можно увеличить эту ошибку до 15 мкВ. Однако, возможно, не меньший интерес представляют результаты, рассчитанные для наихудшего случая.

Расчеты для наихудшего случая показывают, что в диапазоне температур от 0 до 70 °С при входном напряжении 10 В и выходном напряжении 5 В максимальная ошибка, вносимая микросхемой LT1167, составляет 1.22 мВ. Этому числу соответствует общая температурная ошибка 224 ppm. Чтобы гарантировать такую точность, уход номинала каждого резистора в диапазоне температур не должен превышать 112 ppm. В случае исполь-

зовании резистивного делителя потребовалась бы точность начального согласования их сопротивлений порядка 50 ppm при температурных коэффициентах лучше 1 ppm/°С.

Расчеты для наихудших условий работы микросхемы LTC2053 при входном напряжении 2.5 В и выходном напряжении 1.25 В дают максимальную ошибку 80 мкВ в диапазоне температур от 0 до 70 °С. Этому числу соответствует общая температурная ошибка 64 ppm. Резисторы, которые гарантировали бы такую ошибку, должны в диапазоне температур иметь максимальное отклонение сопротивления 32 ppm. Потребовалось бы начальное согласование сопротивлений примерно 15 ppm (0.0015%) и согласование температурных коэффициентов лучше 0.25 ppm/°С. В любом случае резисторы такого класса были бы чрезвычайно дорогими, если бы вообще были доступны. Кроме того, усилители обеспечивают дополнительные преимущества в виде высокого входного сопротивления и буферизованного выходного напряжения. Более того, в расчетах ошибок учитывалось влияние входного напряжения смещения, тока смещения, ошибки усиления и коэффициента подавления синфазного сигнала, которые все равно добавил бы операционный усилитель в схеме с резистивным делителем. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1167](#)
2. [Datasheet Analog Devices LTC2053](#)

RC-генераторы синусоидальных сигналов с одним конденсатором

Михаил Шустов, г. Томск

RC-генераторы синусоидальных сигналов с плавной перестройкой частоты, описание которых приводятся в статье, радикально и выгодно отличаются от ранее известных генераторов подобного назначения наличием всего одного частотозадающего конденсатора.

RC-генераторы синусоидальных сигналов были и остаются одними из самых востребованных устройств в радиоэлектронике. Несмотря на свою многодесятилетнюю историю, схемотехника таких генераторов не претерпела существенных изменений. В частности, любой такой генератор требует для своего построения как минимум двух частотозадающих конденсаторов.

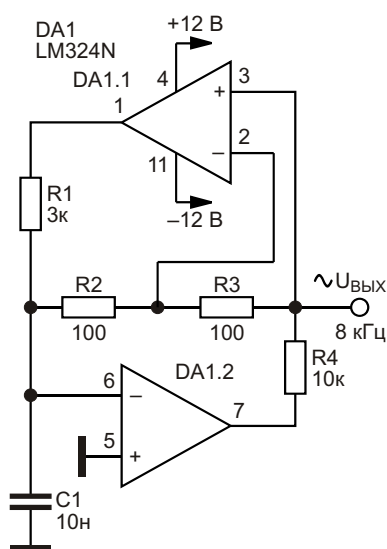


Рисунок 1. Генератор синусоидальных сигналов на микросхеме LM324N.

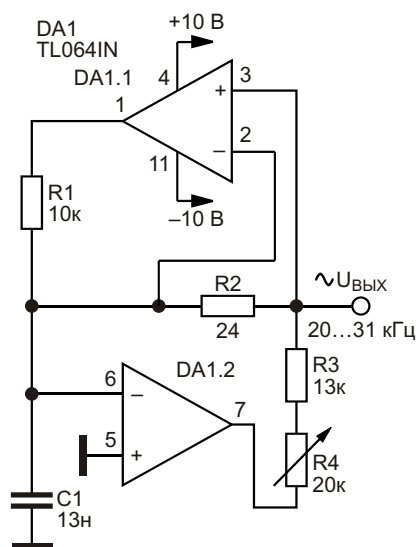


Рисунок 2. Генератор синусоидальных сигналов на микросхеме TL064IN.

На Рисунках 1–3 приведены схемы несложных RC-генераторов синусоидальных сигналов, выполненных на паре операционных усилителей и содержащих кроме нескольких резисторов всего один частотозадающий конденсатор.

RC-генератор, Рисунок 1, содержит два операционных усилителя DA1.1 и DA1.2 микросхемы LM324N. Генератор работает на

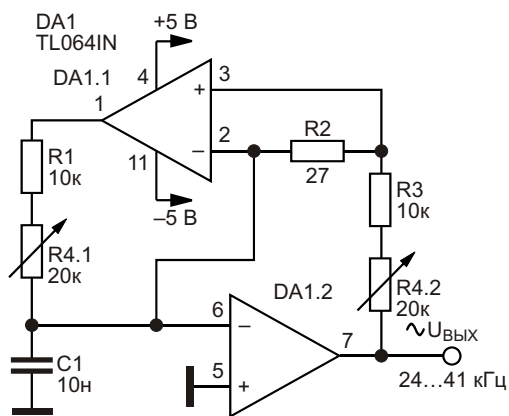


Рисунок 3. Вариант генератора синусоидальных сигналов на микросхеме TL064IN.

фиксированной частоте 8 кГц. Амплитуда выходного напряжения синусоидальной формы при напряжении питания 12 В составляет 4.8 В при коэффициенте нелинейных искажений (КНИ) 1.26%.

В генераторе на Рисунке 2 использована микросхема TL064IN. Эта схема отличается от предыдущей также номиналами RC-элементов и напряжением питания. При помощи потенциометра R4 генератор перестраивается в диапазоне частот от 20 до 31 кГц. КНИ изменяется при этом от 0.85 до 0.45%, а амплитуда выходных сигналов – от 180 до 230 мВ. Сигналы синусоидальной формы можно снимать и непосредственно с выходов

операционных усилителей, например, с выхода DA1.2 амплитуда сигнала равна 8.4 В, но при КНИ 1.32%.

В генераторе, Рисунок 3, для регулировки частоты генерации использован сдвоенный потенциометр R4.1, R4.2. Этот генератор работает в диапазоне частот 24...41 кГц. Амплитуда выходного сигнала этого генератора мало зависит от частоты. При напряжении питания 5 В и частоте 24 кГц амплитуда сигнала равна 3.25 В (КНИ равен 0.05%); при частоте 41 кГц амплитуда сигнала равна 3.33 В (КНИ равен 0.64%).

Частота генерации генератора, Рисунок 3, обратно пропорциональна квадратному корню из произведения $C1(R1+R4.1)$. Емкость конденсатора C1 должна лежать в пределах от 10 до 100 нФ.

К недостатку рассмотренных выше генераторов следует отнести то, что частота их генерации заметно зависит от напряжения питания. С другой стороны, это свойство можно использовать во благо – при создании генераторов с автоподстройкой частоты или генераторов, управляемых по частоте за счет изменения напряжения питания. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM324](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TL064](#)

В схеме ШИМ функцию токоизмерительного резистора выполняет предохранитель

Eugene Karlounovski

EDN

Высокий КПД и, следовательно, низкие потери – обычные требования, предъявляемые к проектируемой схеме ШИМ. На Рисунке 1 показан один из нескольких каналов эффективного ШИМ-управления гидравлическими клапанами, используемыми в тяжелом промышленном оборудовании. Обычно эти клапаны имеют сопротивление постоянному току порядка 12 Ом и значительное индуктивное сопротивление. Рабочее напря-

жение составляет 24 В, а частота ШИМ обычно находится в пределах от 50 до 500 Гц, чтобы предотвратить заедание клапана. Для минимизации потерь, вносимых сопротивлением открытого канала мощного MOSFET, в схеме используется транзистор MTP36N06, даже несмотря на то, что его допустимый ток значительно превышает требования к току нагрузки. Управление затвором обеспечивает драйвер верхнего плеча MIC5021; его высо-

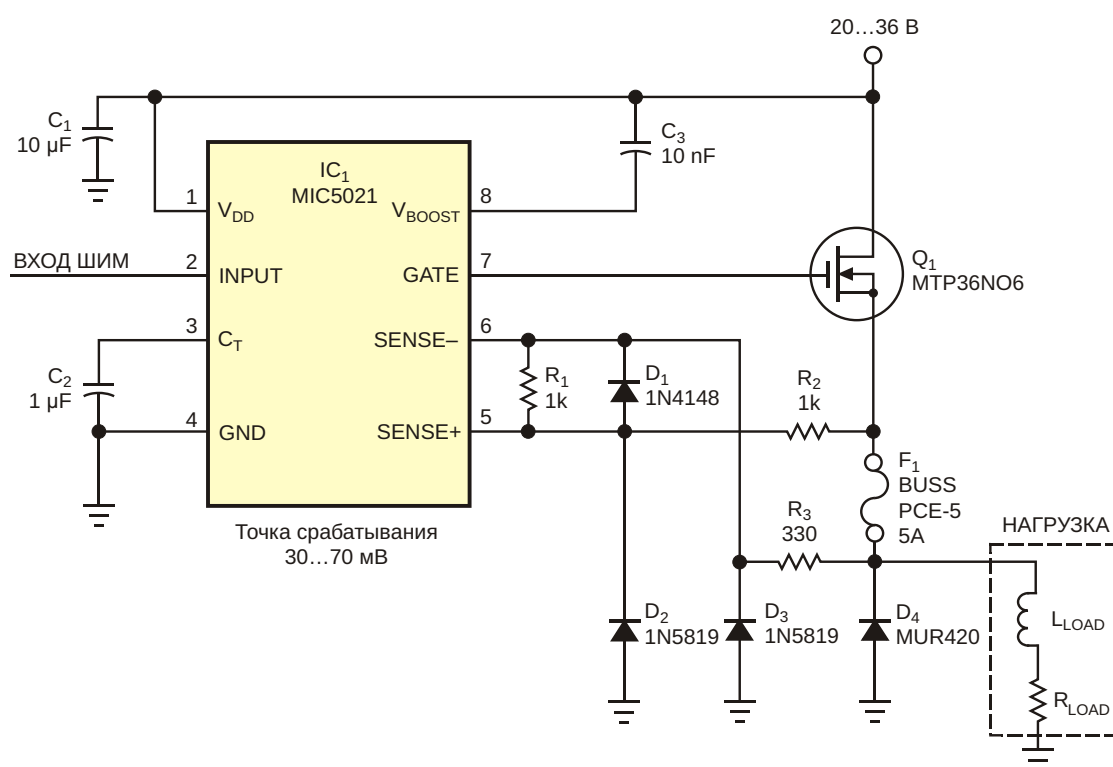


Рисунок 1. Предохранитель выполняет двойную функцию защитного устройства и токоизмерительного резистора.

кая скорость нарастания сводит к минимуму коммутационные потери в MOSFET. Для реализации функции защиты от перегрузки в драйвере затвора необходим токоизмерительный резистор с низким сопротивлением. Нормы безопасности и здравый смысл требуют защиты от катастрофического отказа компонентов. К сожалению, сопротивление предохранителя увеличивает потери в схеме. Суммарные потери в предохранителе и токоизмерительном резисторе сопоставимы с потерями в остальной части схемы.

Иногда токоизмерительный резистор можно заменить предохранителем, устранив, тем самым, один из двух источников потерь. Сопротивление постоянному току предохранителя Buss PCE-5 5A находится в диапазоне от 20 до 30 мОм, что довольно близко к значению, требуемому для схемы защиты от перегрузки. Точка срабатывания компаратора перегрузки MIC5021 номинально составляет 50 мВ, но может варьироваться от 30 до 70 мВ. Такой широкий разброс делает невозможной точную установку порога срабатывания защиты с помощью прецизионного резистора. Еще одним преимуществом предохранителя является положительный температурный коэффициент его сопротивления. Эти два температурных коэффициента в какой-то степени отслеживают друг друга, обеспечивая некоторую температурную компенсацию. График на Рисунке 2 показывает зависимость сопротивления предохранителя от протекающего через него тока. Данные для графика получены на основании измерений 10 образцов предохранителя с использованием аппроксимации полиномиальной функцией второго порядка, выполненной с помощью Matlab. Согласно данным из технического описания MIC5021, зависимость точки срабатывания от температуры имеет линейный характер.

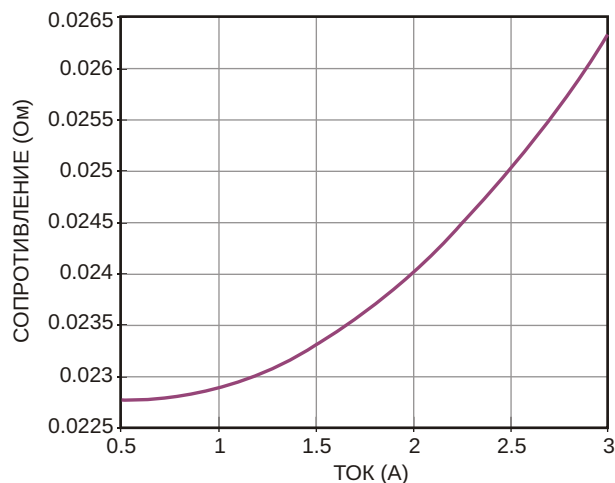


Рисунок 2. Положительный температурный коэффициент сопротивления предохранителя на Рисунке 1 обусловлен его саморазогревом.

Резисторы R_2 и R_3 , а также диоды D_2 и D_3 обеспечивают защиту входов компаратора от отрицательных индуктивных выбросов. Добавление R_1 позволяет настраивать точку срабатывания ограничителя тока. D_1 во время нормальной работы не проводит ток, но защищает компаратор от чрезмерного дифференциального напряжения в случае сгорания предохранителя. Тогда R_2 и R_3 ограничивают ток нагрузки до низкого и безопасного уровня. Удаление предохранителя во время эксперимента приводит к немедленному отключению, при этом на выходе появляются лишь очень короткие импульсы длительностью в несколько микросекунд. C_2 определяет время интервала между попытками перезапуска схемы. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MIC5021](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor MTP36N06](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor MUR420](#)

Генератор синусоидальных колебаний на основе преобразователя полного сопротивления

Lutz von Wangenheim

EDN

Схема на Рисунке 1 основана на классическом универсальном преобразователе полного сопротивления (generalized impedance converter – GIC). Схема генератора синусоидальных колебаний автоматически стабилизирует амплитуду и обычно работает от двух источников питания. Однако если подключить к шине питания V_{CC} дополнительный резистор R_{CC} , схема сможет работать от одного источника питания (при $V_{EE} = 0$ В). Изменяя сопротивление резистора R_1 , можно настраивать частоту генерации. R_{COMP} обеспечивает генерацию и не влияет на частоту колебаний.

Остальные пассивные компоненты – это четыре резистора с одинаковыми сопротивлениями R и два конденсатора емкостью kC и C/k , где k – масштабный коэффициент. Эта модификация классической структуры GIC содержит дополнительный резистор R_N , включенный между обоими инвертирующими входами операционных усилителей. Топология GIC имеет отличные высокочастотные характеристики, благодаря которым она широко используется в схемах активных фильтров. Структура GIC может имитировать заземленную индуктивность или зазем-

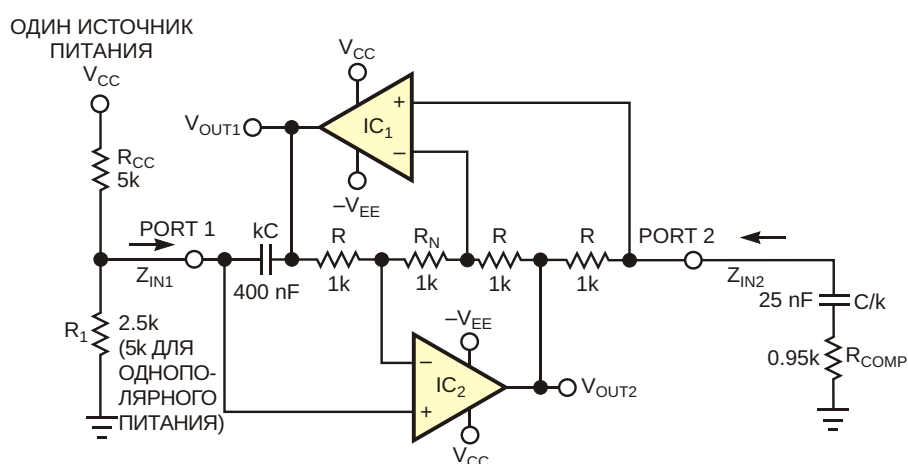


Рисунок 1. Резонатор на основе GIC обеспечивает стабилизацию амплитуды и низкий уровень искажений.

ленное FDNR (frequency-dependent negative resistance – частотно-зависимое отрицательное сопротивление).

Объяснение работы схемы можно начать с рассмотрения входного импеданса GIC со стороны узлов Port 1 или Port 2. Простой анализ схемы дает следующее выражение для входного импеданса в точке Port 1:

$$Z_{IN1} = \frac{1}{2C^2R} \left[\frac{1}{j\omega C} + \frac{R_N}{R} + \frac{R_{COMP}}{R} \right]$$

Обратите внимание, что, если $R_{COMP} = R_N$, выражение для Z_{IN1} представляет входной импеданс идеального FDNR. FDNR вместе с омическим сопротивлением, шунтирующим узел Port 1 на землю, образует самовозбуждающийся колебательный контур. В действительности, однако, колебания затухли бы из-за потерь в конденсаторах и несовершенства усилителей. Схема на Рисунке 1 компенсирует эти потери за счет использования второй части выражения для Z_{IN1} , которая при $R_{COMP} < R_N$ представляет отрицательную емкость. На практике нужно выбрать $R_N = R$, а соотношение резисторов R_{COMP}/R должно быть близким к единице (например, $R_{COMP}/R = 0.95 \dots 0.98$). Если выполнить анализ для узла схемы Port 2, входной импеданс Z_{IN2} будет представлять собой идеальную индуктивность с последовательным отрицательным резистором. При шунтировании этого

импеданса резисторно-конденсаторной цепочкой (C/k и R_{COMP} на Рисунке 1) образуется идеальный (без потерь) колебательный LC-контур. Генерация возникает при выполнении условия $R_{COMP} < R$. Схема надежно запускается и генерирует на частоте:

$$f_0 = \frac{1}{2C\sqrt{RR_0}}$$

При указанных на схеме номиналах компонентов усилитель IC₂ насыщается, ограничивая синусоидальный сигнал на выходе V_{OUT2} . V_{OUT1} представляет собой отфильтрованную версию этого сигнала. Таким образом, для стабилизации амплитуды не требуется никаких дополнительных схем. Однако качество синусоидального сигнала на выходе V_{OUT1} зависит от добротности резонансного контура, выражаемой формулой:

$$Q = \frac{k\sqrt{RR_0}}{R_N - R_{COMP}}$$

При показанных на схеме номиналах компонентов добротность Q будет больше 100, если $k = 4$, $C = 100$ нФ и $(R_N - R_{COMP}) = 50$ Ом. Общие гармонические искажения сигнала на выходе V_{OUT1} составляют менее 1% при частоте $f_0 = 1$ кГц. Размах синусоидального сигнала примерно на 1 В меньше общего диапазона напряжения питания. **ПЛ**

Усовершенствованная схема автоматического отключения батарейного питания

Yongping Xia

EDN

В предыдущей статье [1] описывался простой способ автоматического отключения батареи по окончании предустановленного интервала времени, позволяющий подлить ее срок службы. В этой статье представлен еще более простой способ реализации той же функции (Рисунок 1). Два вентиля микросхемы IC₁, содержащей четыре двухвходовых логических элемента «И-НЕ» с триггерами Шмитта на входах, образуют модифицированный триггер. При подключении к схеме 9-вольтовой батареи уровень выходного сигнала элемента IC_{1A} будет высоким, поскольку начальное напряжение на конденсаторе C₁ равно нулю. Соответственно, на выходе IC_{1B} будет низкий уровень напряжения, кото-

рый через резистор R₂ передается обратно на вход IC_{1A}. Конденсатор C₃ заряжается через резистор R₃. На выходе логического элемента IC_{1C} будет «лог. 1», так как его вход подключен к земле. Ключ на р-канальном MOSFET Q₁ закрыт, а на выходе IC_{1D} устанавливается высокий уровень, от которого, в свою очередь, через резистор R₂ заряжается конденсатор C₄.

При нажатии кнопки S₁ на оба входа IC_{1A} будет подан высокий уровень напряжения, поэтому логический уровень выхода IC_{1A} станет низким, а выхода IC_{1B} – высоким. Сопротивление резистора R₂ намного меньше, чем R₃, поэтому во время нажатия кнопки конденсатор C₃ поддерживает высокий логический

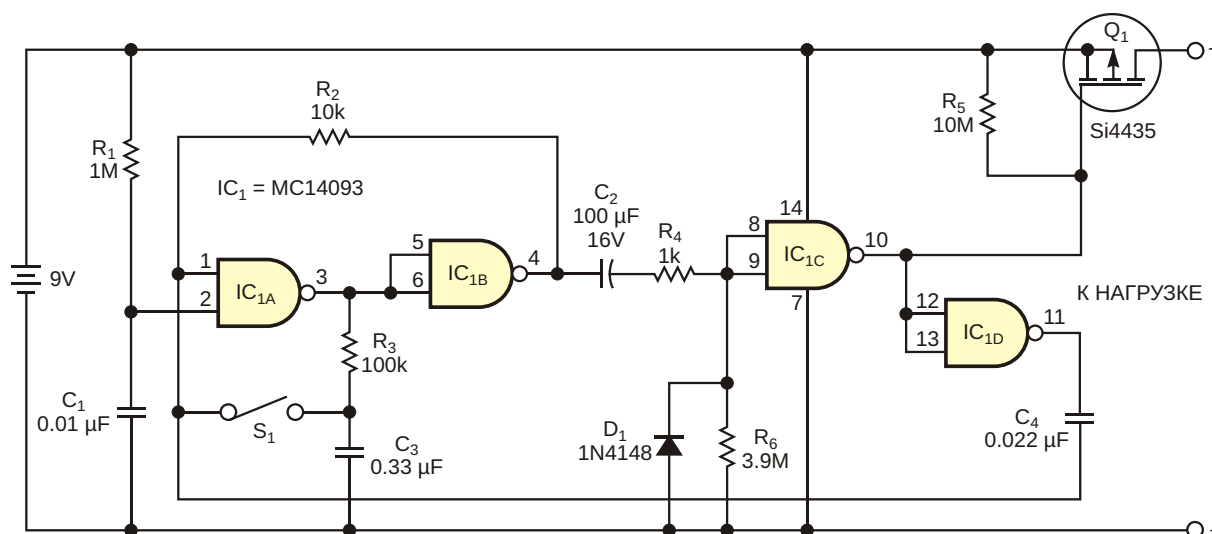


Рисунок 1. Усовершенствованная схема автоматически отключает батарею по истечении установленного времени.

уровень. После отпускания кнопки S_1 конденсатор C_3 разряжается через резистор R_3 .

Выключить MOSFET коммутатор можно одним из двух способов. Когда танталовый конденсатор C_2 заряжается настолько, что напряжение на входе IC_{1C} становится ниже порогового значения, уровень выходного напряжения IC_{1C} изменяется с низкого на высокий, и MOSFET закрывается. Время, через которое произойдет автоматическое отключение, определяется значениями C_2 и R_6 . При использовании номиналов компонентов, указанных на схеме, время отключения составляет примерно шесть минут. При этом изменение выходного напряжения IC_{1D} с высокого уровня на низкий передается через конденсатор C_4 , возвращая IC_{1A} и IC_{1B} в состояние ожидания.

Кроме того, выключить MOSFET можно вручную нажатием кнопки S_1 . Поскольку напряжение на конденсаторе C_3 низкое, замыкание S_1 установит высокий уровень на выходе IC_{1A} и низкий уровень на выходе IC_{1B} . Изменение уровня выходного напряжения

элемента IC_{1B} с высокого на низкий передается на IC_{1C} , напряжение на его выходе становится высоким, и MOSFET закрывается. Поскольку емкость C_2 довольно велика, в схему добавлен диод D_1 , обеспечивающий путь для тока быстрого разряда, значение которого ограничивается резистором R_4 .

В режиме ожидания схема потребляет ток менее 0.2 мкА. Благодаря низкому сопротивлению открытого канала MOSFET, при токе нагрузки 100 мА на нем падает всего 2 мВ. При необходимости индицировать включение питания можно со стороны нагрузки включить светодиод с токоограничивающим резистором. [РЛ](#)

Ссылки

1. Miguel Gimenez «Схема автоматического отключения батарейного питания». РадиоЛоцман, 2021, 11-12, стр. 94.

Материалы по теме

1. [Datasheet onsemi MC14093](#)
2. [Datasheet Vishay Si4435](#)

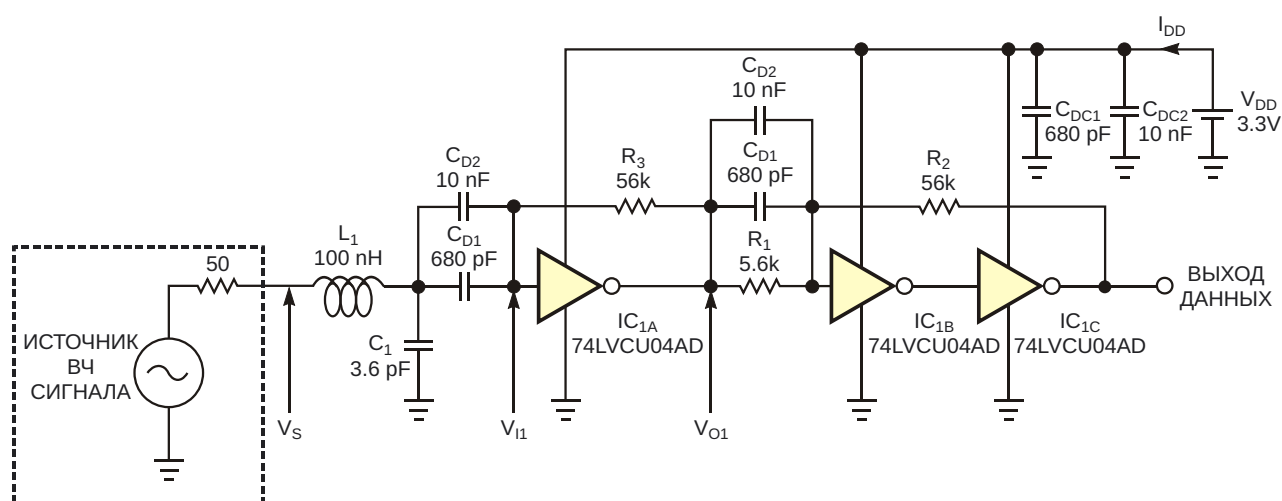
КМОП инвертор преобразует радиочастотные сигналы в цифровые логические уровни

Francis Rodes

EDN

В различных приложениях, начиная от частотомеров и синтезаторов частот, и заканчивая преобразованием сигналов датчиков, требуется преобразование радиочастотных сигналов в цифровые логические уровни. В таких ситуациях разработчики, как правило, используют высокоскоростной компаратор. Благодаря большому коэффициенту усиления компараторы напряжения обычно обладают хорошей чувствительностью, но им присущи и некоторые недостатки. Высокоскоростные компараторы дороги, их непросто купить, и производство каждой модели поддерживается относительно недолго.

Для частот до 180 МГц привлекательным решением может быть схема на Рисунке 1. Используемая в этой конструкции микросхема 74LVCU04, содержащая шесть высокоскоростных КМОП инверторов, легкодоступна и имеется у многих продавцов. К тому же, во многих приложениях несколько таких инверторов могут оставаться неиспользованными. Инвертор IC_{1A}, работающий как линейный предусилитель, образует входной каскад преобразователя. Резистор R₃ смещает рабочую точку инвертора в линейную область, устанавливая его входное и выходное напряжения на уровне половины напряжения источника питания: $V_{I1} = V_{O1} = V_{DD}/2$. Посколь-



ПРИМЕЧАНИЕ:
ВСЕ КОМПОНЕНТЫ ДЛЯ ПОВЕРХНОСТНОГО МОНТАЖА

Рисунок 1. Три быстродействующих КМОП инвертора и несколько пассивных компонентов образуют преобразователь радиочастотных сигналов в цифровые логические уровни.

ку на высоких частотах коэффициент усиления по переменному току быстродействующего КМОП инвертора относительно невелик ($V_{O1}/V_{I1} \approx 7$), за предусилителем следуют дополнительные каскады усиления. В общем случае при отсутствии входного ВЧ сигнала дополнительные каскады инверторов ухудшают устойчивость схемы на низких частотах и на постоянном токе.

Схема на Рисунке 1 устраняет этот недостаток благодаря использованию топологии, основанной на триггере Шмитта и схеме усилителя IC_{1B} и IC_{1C} , которая включает в себя цепь частотно-зависимой положительной обратной связи, состоящую из R_1 , R_2 , C_{D1} и C_{D2} . В зависимости от входной частоты цепь ведет себя по-разному: На высоких частотах пара развязывающих конденсаторов C_{DC1} и C_{DC2} закорачивает резистор обратной связи R_1 , исключая постоянную времени, вносящую цепью положительной обратной связи R_1 , R_2 и входной емкостью инвертора IC_{1B} . Следовательно, на высоких частотах три инвертора IC_{1A} , IC_{1B} и IC_{1C} ведут себя как три каскадированных высокоскоростных усилителя, обеспечивающих наилучшие характеристики в полосе пропускания входного сигнала. На постоянном токе и низких частотах влиянием пар развязывающих конденсаторов C_{DC1} и C_{DC2} можно пренебречь, а инверторы IC_{1B} , IC_{1C} и цепь положительной обратной связи R_1 , R_2 работают как схема триггера Шмитта. Выбор напряжений верхнего и нижнего порогов V_{TH} и V_{TL} на входе триггера Шмитта V_{O1} является результатом компромисса между чувствительностью входа V_S и обеспечением безусловной устойчивости выхода компаратора. Напряжения верхнего и нижнего порогов рассчитываются по следующим формулам:

$$V_{TH} = \frac{V_{DD}}{2} + 1 \cdot \frac{R_1}{R_2} \approx 1.8 \text{ В.} \quad (1)$$

$$V_{TL} = \frac{V_{DD}}{2} - 1 \cdot \frac{R_1}{R_2} \approx 1.5 \text{ В.} \quad (2)$$

Чтобы компенсировать спад чувствительности на высоких частотах, на вход компаратора добавлена низкочастотная цепь согласования импедансов, состоящая из L_1 и C_1 .

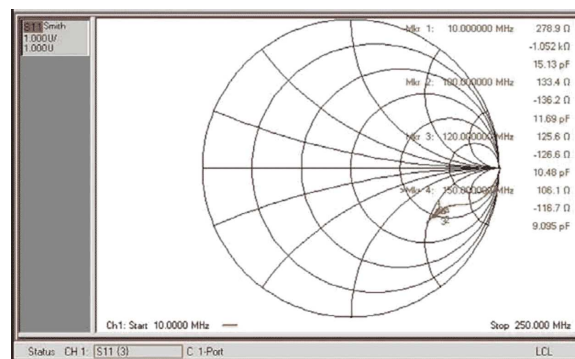


Рисунок 2. На этой диаграмме, полученной с помощью векторного анализатора цепей Agilent N3382A, показан параметр S_{11} , измеренный на входе первого инвертора при уровне мощности источника сигнала -6 дБм.

Исходя из цели получения приемлемой чувствительности на частотах до 160 МГц, эта цепь должна обеспечивать согласование 50-омного источника высокочастотного сигнала с входным импедансом Z_{I1} инвертора IC_{1A} на частоте 150 МГц. К сожалению, производители цифровых микросхем входные импедансы логических устройств обычно не указывают. При проектировании согласующей цепи первой задачей является использование векторного анализатора цепей Agilent для измерения s -параметра S_{11} на входе V_{I1} инвертора IC_{1A} . На Рисунке 2 показана круговая диаграмма Смита для параметра S_{11} инвертора.

Учитывая, что

$$S_{11} = \frac{Z_{I1} - Z_C}{Z_{I1} + Z_C}, \quad (3)$$

для нахождения входного импеданса первого инвертора на интересующей частоте при $Z_C = 50$ Ом можно использовать данные Рисунка 2. Для частоты 150 МГц это дает $Z_{I1} = 106.1 \text{ Ом} - j116.7 \text{ Ом}$ (Маркер 4 на Рисунке 2). Чтобы определить номиналы компонентов согласующей цепи, можно воспользоваться любым из программных инструментов, указанных ссылками [1] и [2]. Тот, кто не знаком с расчетами на основе диаграммы Смита, может продолжить аналитические вычисления, используя следующий метод:

1. С помощью формул последовательно-параллельного преобразования (4) и (5) приведите выражения для входного импе-

данса первого инвертора к параллельной форме:

$$R_p = \frac{R_s^2 X_s^2}{R_s} \quad (4)$$

$$X_p = \frac{R_s^2 X_s^2}{X_s} \quad (5)$$

Применение этих формул для частоты 150 МГц дает $R_p = 233$ Ом и $X_p = 213$ Ом. (На частоте 150 МГц реактивная составляющая импеданса X_p представлена входной емкостью C_p , равной 5 пФ).

2. Рассчитайте начальные значения параметров цепи, чтобы выполнить согласование вещественной части входного импеданса первого инвертора R_p с 50-омным источником высокочастотного сигнала. Номиналы согласующих компонентов рассчитываются по формулам (6) и (7) [3]:

$$L_1 = \frac{R_s}{\sqrt{\frac{R_p}{R_s}}} \cdot 1 \quad (6)$$

$$C_1 = C_p \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{R_p}{R_s}}} \cdot 1 \quad (7)$$

Для частоты 150 МГц эти формулы дают $L_1 = 100$ нГн и $C_1 + C_p = 8.7$ пФ.

3. Для расчета значения C_1 вычтите входную емкость $C_p = 5$ пФ из результата, полученного с помощью формулы (7):

$$C_1 = \frac{1}{R_p} \sqrt{\frac{R_p}{R_s}} \cdot 1 \quad C_p = 3.7 \text{ пФ.} \quad (8)$$

При построении схемы использованы стандартные номиналы компонентов, наиболее близкие к расчетным значениям: $L_1 = 100$ нГн и $C_1 = 3.6$ пФ. Как видно из графика зависимости уровня входного сигнала от рабочей

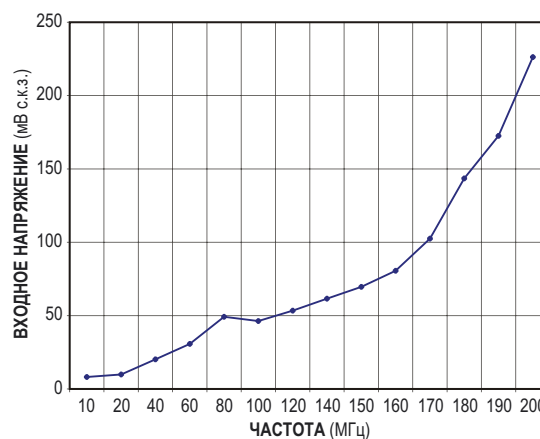


Рисунок 3. График зависимости уровня входного сигнала от рабочей частоты высокочастотного компаратора, измеренный относительно опорного уровня источника высокочастотного сигнала до чистого логического выхода, показывает чувствительность лучше 100 мВ на частоте 160 МГц и возможность использования схемы на частотах до 200 МГц.

частоты на Рисунке 3, повышенная чувствительность схемы для частот от 100 до 170 МГц наглядно подтверждает эффективность схемы согласования импедансов. Можно оптимизировать чувствительность схемы в любой другой интересующей полосе частот, применив этот метод для выбранной частоты. Мощность, потребляемая преобразователем, для входных сигналов в полосе от 10 до 180 МГц изменяется незначительно. В наихудших условиях потребление тока при напряжении питания 3.3 В не превышает 58 мА. **РЛ**

Ссылки

1. [Smith tool](#), Ansoft Corp.
2. [Ansoft Designer: Student Version](#), Ansoft Corp.
3. Bowick, Chris, RF Circuit Design, HW Sams & Co, Indianapolis, IN, 1988.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74LVCU04D](#)

Подключение цифрового датчика температуры витой парой длиной 1 км

Alfredo Saab, Tina Alikahi

Electronic Design

Лучший способ измерения умеренных температур при средних и низких требованиях к точности (с учетом размеров решения, стоимости, характеристик и простоты использования) – это использование микросхемы датчика температуры. Но большинство микросхем температурных датчиков предназначены для приложений, где схемы, к которым они подключаются, находятся поблизости. Поэтому объединение в одной микросхеме функций измерения, преобразования в цифровую форму и обработки сигналов значительно упрощает конструкцию таких датчиков и интерфейса сбора данных.

Однако в некоторых приложениях требуется получение информации о температуре из мест, достаточно удаленных от источника питания и электроники обработки данных. Эти системы требуют особой осторожности,

потому что любое снижение качества сигнала от удаленного датчика может ухудшить качество измерений.

Выбор варианта с оцифровкой и обработкой сигнала в точке измерения (рядом с датчиком) значительно снижает проблему целостности сигнала. Однако такой подход также усложняет подключение и создает проблему подачи питания на схему. Любой вариант конструкции – как с удаленной обработкой сигналов, так и возле датчика – требует сложной или дорогостоящей (или и сложной, и дорогостоящей) прокладки кабелей.

На Рисунке 1 показан простой и экономичный интерфейс для удаленных микросхем датчиков температуры. Микросхема MAX6576 (IC1) представляет собой преобразователь абсолютной температуры в период следования импульсов, который объединяет датчик с

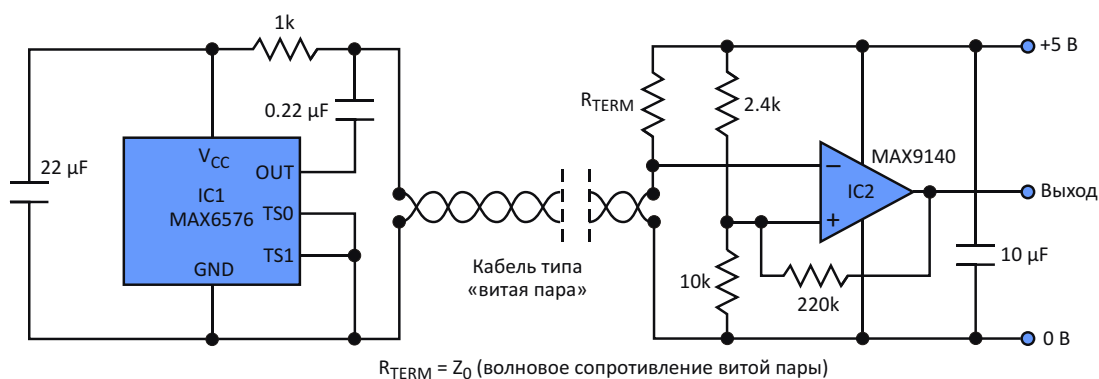


Рисунок 1. Микросхема, объединяющая датчик температуры с электроникой обработки сигналов, и простая схема приемника на основе компаратора позволяют по витой паре получать данные от удаленного датчика температуры.

необходимой электроникой обработки сигналов. Она подключается к приемнику (простому компаратору) с помощью кабеля на основе витой пары, по которому одновременно подается питание на датчик и снимаются сигналы с датчика.

Восстановить данные о температуре из выходных импульсов компаратора на стороне приемника можно с помощью выполняемой микроконтроллером простой процедуры, использующей таймер/счетчик. Или же, в аналоговой форме, можно использовать генератор пилообразного напряжения, синхронизированный с принимаемыми импульсами, за которым следует пиковый преобразователь на основе схемы выборки/хранения (УВХ).

При заземленных выводах TS0 и TS1 микросхемы MAX6576 константа преобразования равна 10 мкс/К (Рисунок 1). Таким образом, при комнатной температуре (300 К) период выходных импульсов должен составлять 3000 мкс (3 мс), что соответствует частоте повторения около 333 Гц. Из Рисунка 2 видно, что это действительно так, даже при длине кабеля 1000 м. Аналогичные результаты были получены для кабеля длиной 60 см. На Рисунке 3 показаны входные импульсы приемника при использовании 1000-метрового кабеля с витой парой. Временные соотношения были такими же, как при длине кабеля 60 см.

Измерения джиттера выходных импульсов приемника (где общая ошибка измерения – это отношение величины дрожания фронта к периоду сигнала) показывают, что влияние джиттера незначительно даже при использовании длинного кабеля. Эта схема передачи также может использоваться с пре-

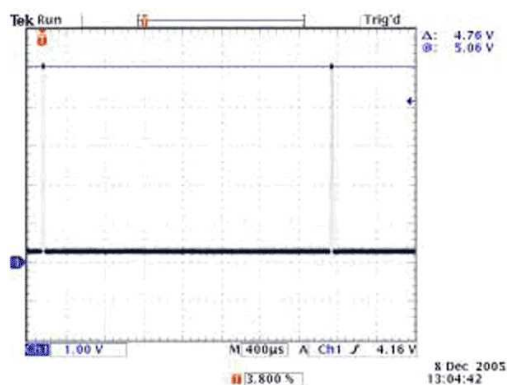


Рисунок 2. Выходные импульсы приемника для 1000-метрового кабеля на основе витой пары имеют ожидаемый период 3 мс.

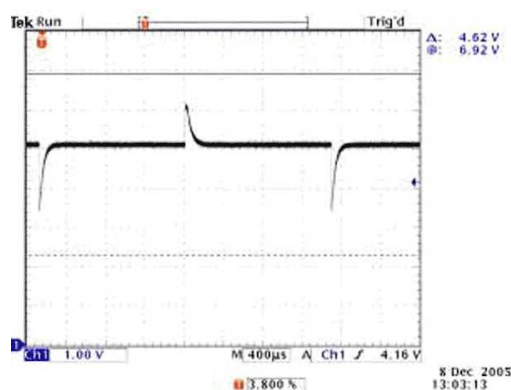


Рисунок 3. На этой осциллограмме показаны входные импульсы приемника при длине кабеля 1000 м.

образователями температуры в частоту и другими датчиками. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX6576](#)
2. [Datasheet Maxim MAX9140](#)

Токовый усилитель класса АВ с большим размахом выходного напряжения

Jerry Steele

EDN

Представленный на Рисунке 1 вариант конструкции, на создание которой меня вдохновила прекрасная идея, показанная в статье Джордана Димитрова [1], позволяет создать усилитель, способный обеспечивать большой размах выходного напряжения

даже при использовании на входе стандартных операционных усилителей (например, с питанием ± 15 В).

Для этого потребуются два плавающих источника питания на выходе. Автор обнаружил, что отличным вариантом для самостоя-

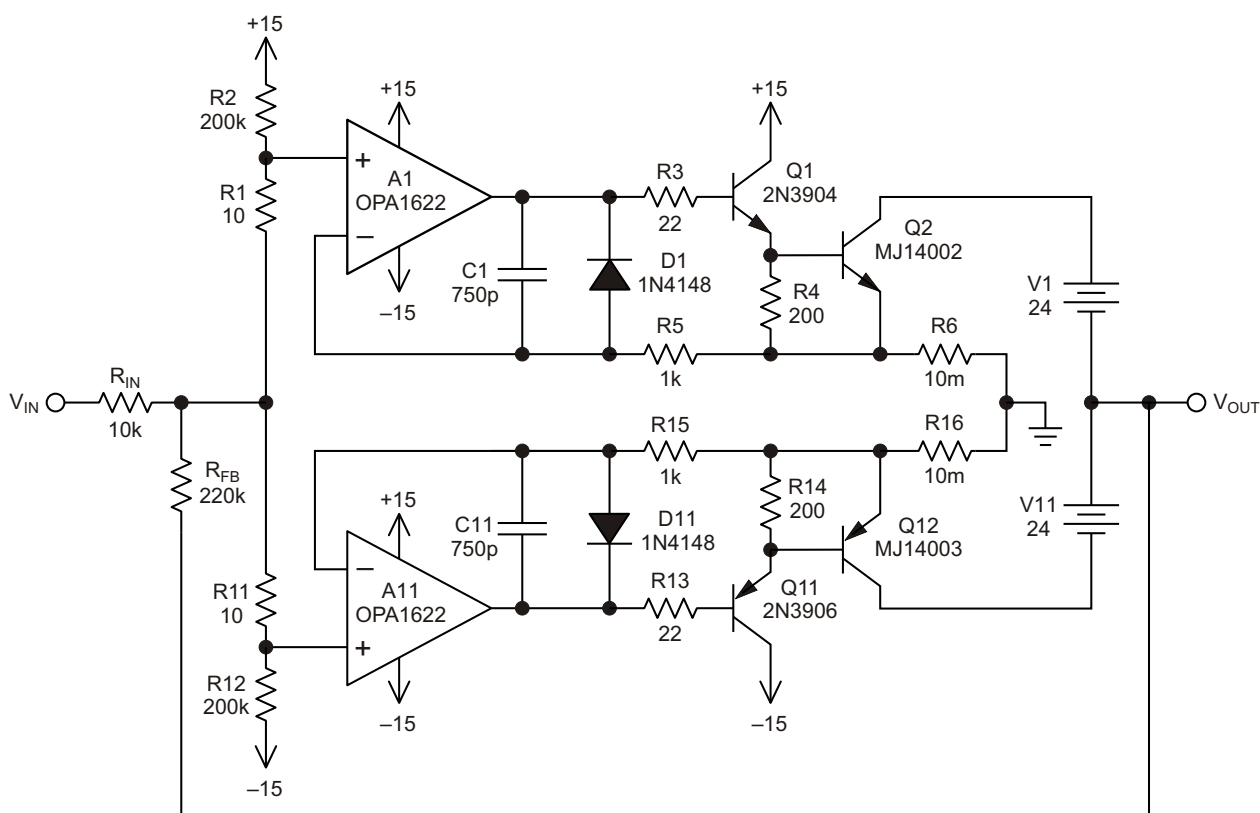


Рисунок 1. Схема токового усилителя с большим размахом выходного напряжения. Большой размах обеспечивается за счет плавающих источников питания и использования коллекторов транзисторов в качестве выходного узла. Обратите внимание на общую обратную связь, замыкающую петлю вокруг выходного каскада.

тельного изготовления являются стандартные серверные источники питания, доступные в версиях на 12, 24 и 48 В по очень низкой цене при большой мощности. Самым дешевым вариантом во многих случаях может быть отремонтированный старый блок питания.

Выходной сигнал этой схемы берется с коллекторов (или стоков, если используются MOSFET) из узла, образованного точкой соединения двух источников питания выходного каскада. Благодаря такой конфигурации выходной каскад обладает усилением по напряжению, позволяющим обеспечить необходимый размах выходного сигнала при использовании входных операционных усилителей с напряжением питания ± 15 В.

Усилитель тока работает аналогично ранее упомянутой схеме, но в этом примере номиналы компонентов масштабированы для обеспечения более высоких токов. В результате масштабирования номиналов компонентов выходного каскада ток покоя выходных транзисторов составил 75 мА.

В примере схемы пара усилителей ОРА1622 показана только потому, что у автора не было ни одного ОРА2991, использованного в предыдущей статье, однако здесь можно использовать любой из этих усилителей, хотя преимуществом ОРА2991 является то, что он двоярный.

Эта схема проверялась на выходной мощности до 30 Вт при нагрузке 8 Ом и питании выходного каскада от источника ± 24 В. Общая отрицательная обратная связь,

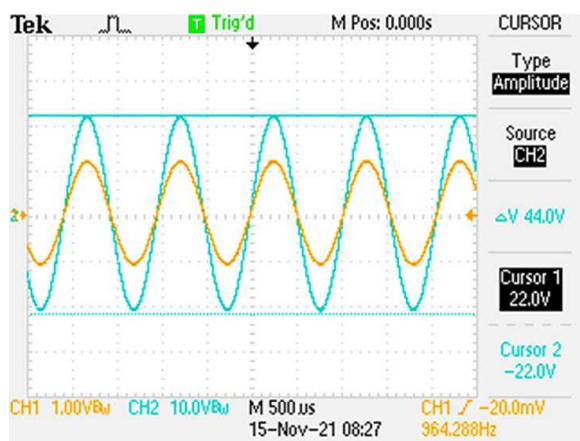


Рисунок 2. Осциллограммы входного и выходного сигналов на частоте 1 кГц.

в данном случае рассчитанная на общий коэффициент усиления 20, берется с коллекторного выхода и дополнительно корректируется скоростью закрытия транзисторов. Инвертирующая схема является самой простой конфигурацией, хотя она накладывает ограничения на величину входного сопротивления, которое здесь составляет 10 кОм, что достаточно для большинства приложений.

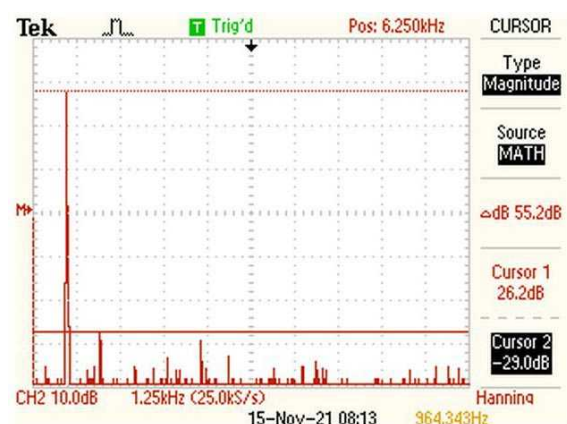
На Рисунке 2 показаны входное напряжение V_{IN} (желтая осциллограмма) и выходное напряжение V_{OUT} (синяя осциллограмма) на частоте 1 кГц.

На Рисунке 3 показаны их спектры при максимальной выходной мощности и частоте 1 кГц.

Внимательный наблюдатель может задать вопрос, почему на входе доля второй гармоники выше. Автор трижды проверил этот факт и на данный момент может только сде-



(a)



(б)

Рисунок 3. БПФ входного (а) и выходного (б) сигналов.

лать вывод, что БПФ входного сигнала ухудшается из-за ограничений (например, уровня шума) самого осциллографа. **ПЛ**

Ссылки

1. Jordan Dimitrov «Термостабильный 20-ваттный усилитель класса АВ». РадиоЛоцман, 2021, 11-12, стр. 88.
2. [Phase Margin Estimation Using the Rate-of-Closure](#) (All About Circuits, Dr. Sergio Franco)

3. [Op amp stability – Part 2](#) (TI Precision Labs)
4. [Stability for Power Operational Amplifiers](#) (Apex Microtechnology)
5. [Simple, precise, bi-directional current source](#) (EDN, Jerry Steele)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA1622](#)
2. [Datasheet onsemi MJ14002](#)
3. [Datasheet onsemi MJ14003](#)

Свободные выводы микроконтроллера можно использовать в конструкции источника питания

Steve Kendig

Electronic Design

Если в системе есть микроконтроллер, почему бы не воспользоваться его преимуществами? Для создания одноваттного источника питания с выходным напряжением -50 В в этой конструкции используется обратная связь, реализованная с помощью микроконтроллера (Рисунок 1). Для замыкания контура обратной связи в базовой инвертирующей топологии преобразователя с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью (SEPIC) в нем задействованы неис-

пользуемый вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и выход широтно-импульсного модулятора (ШИМ).

Заданное отрицательное выходное напряжение схемы регулируется изменением коэффициента заполнения импульсов, управляющих MOSFET Q1. Проблема подачи отрицательного напряжения обратной связи на 12-битный АЦП микроконтроллера, работающий только с положительными синфазными напряжениями, решается с помощью просто-

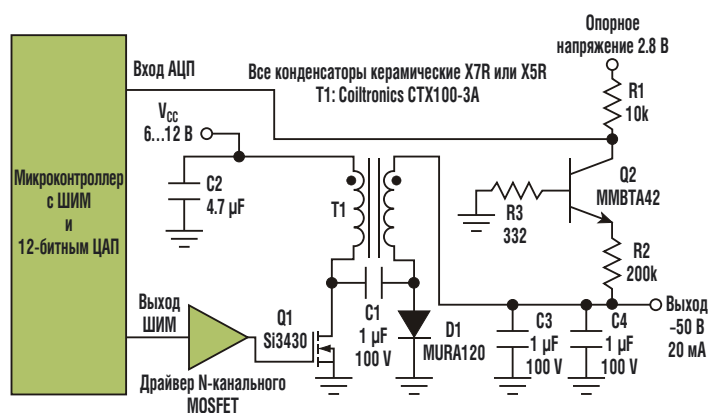


Рисунок 1. Оставшиеся неиспользованными выводы микроконтроллера упрощают реализацию этого источника питания с выходным напряжением -50 В , замыкая через себя контур обратной связи инвертирующего преобразователя SEPIC. Простой транслятор уровня обеспечивает положительную полярность напряжения обратной связи для микросхемы процессора.

го преобразователя уровня. N-p-n транзистор Q2 вместе с резисторами R1, R2 и R3 образуют транслятор уровня, преобразующий отрицательное выходное напряжение в пропорциональное положительное напряжение обратной связи для АЦП.

Контур обратной связи в микроконтроллере замыкается простой программной процедурой пропорционально-интегрального (ПИ) регулятора. Код для управления петлей обратной связи был написан для цифрового сигнального процессора Freescale DSP56827,

но его можно адаптировать к любому микроконтроллеру, поддерживающему функцию умножения. Типичный коэффициент усиления интегрирующего звена равен 0.01, а пропорционального – 0.2, но, возможно, для определения оптимальных значений потребуется провести некоторые эксперименты. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet onsemi MMBTA42](#)
2. [Datasheet onsemi MURA120](#)
3. [Datasheet Vishay Si3430](#)

Простой анемометр на основе последовательной пары транзисторов

W. Stephen Woodward

Electronic Design

Среди разнообразных методов измерения скорости воздушного потока тепловые расходомеры привлекают своей простотой. Они также отличаются несложной конструкцией, низкой стоимостью и превосходной чувствительностью к слабым потокам менее 1000 fpm (fpm – фут в минуту). Во всех термоанемометрах используется взаимосвязь между скоростью потока воздуха A_F и тепловым сопротивлением Z_T нагреваемого датчика. Одним из практических примеров такой взаимосвязи является эта модель теплового сопротивления корпуса ТО-92:

$$Z_T = Z_J \frac{1}{S_C K_T \sqrt{A_F}},$$

где:

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

$S_C = 6.4 \text{ мВт}/^\circ\text{C}$ – тепловое сопротивление корпус-окружающая среда при неподвижном воздухе,

$K_T = 75 \text{ мкВт}/^\circ\text{C} \cdot \text{fpm}$ – коэффициент термомодиффузии в формуле Кинга,

A_F – скорость потока воздуха в футах в минуту.

В этой модели необработанный выходной сигнал датчика по своей природе нелинеен относительно скорости потока, что является общей проблемой для всех термоанемомет-

ров. Для компенсации этой нелинейности в схеме должны быть предусмотрены средства линеаризации. Схема на Рисунке 1 объединяет идеи двух более ранних статей [1] и [2]. Она представляет собой простой линеаризованный (с точностью $\pm 5\%$) термоанемометр с компенсацией температуры окружающей среды. Это надежное и энергоэффективное устройство, потребляющее менее 1 Вт общей мощности от одной шины стабилизированного питания 5 В.

В процессе работы усилитель А1 стабилизирует разность температур (около $25 \text{ }^\circ\text{C}$) между транзисторами Q1 и Q2, независимо от изменений теплового сопротивления и температуры окружающей среды. Для этого А1 поддерживает постоянное соотношение напряжений база-эмиттер двух транзисторов. Это может быть сделано путем управления токами коллекторов и, соответственно, рассеиваемой мощностью последовательно соединенных устройств.

Поскольку через оба транзистора проходит один и тот же ток I_Q , их относительная рассеиваемая мощность определяется исключительно соответствующими напряжениями коллектор-эмиттер V_{Q1} и V_{Q2} . Для всех допустимых режимов работы $V_{Q1} > V_{Q2}$ (за этим следит транзистор Q3). Таким образом, для любого заданного тока I_Q транзистор Q1 всегда будет рассеивать больше мощности и выделять больше тепла, а значит, при работе он

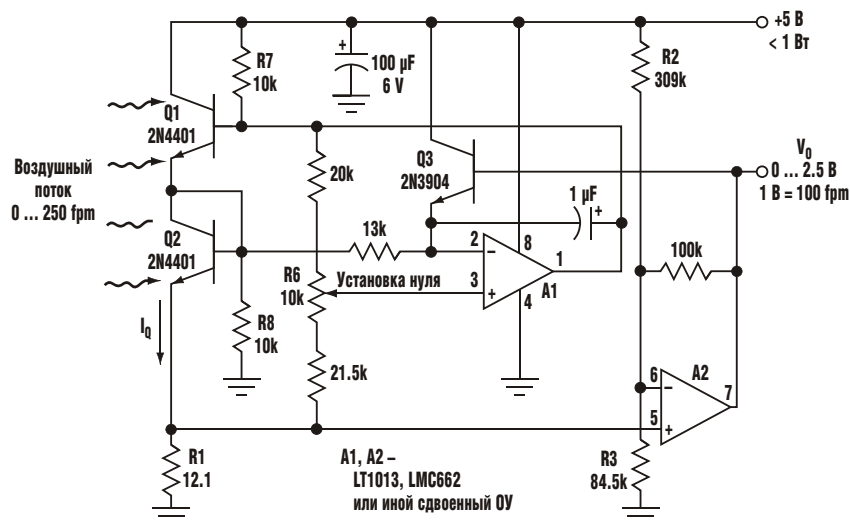


Рисунок 1. В схеме, объединившей идеи, предложенные в двух более ранних статьях, реализован простой линейризованный термоанемометр. Это надежное и энергоэффективное устройство с компенсацией температуры окружающей среды.

будет более горячим, чем включенный диодом транзистор Q2. Следовательно, по мере увеличения скорости воздушного потока и уменьшения теплового сопротивления усилитель A1 может поддерживать любое выбранное соотношение температур транзисторов Q1/Q2 за счет увеличения I_Q . Результирующий ток I_Q , зависящий от воздушного потока, создает падение напряжения на резисторе R1, которое затем смещается и усиливается усилителем A2. В свою очередь, он становится выходным сигналом анемометра V_0 с диапазоном напряжений от 0 до 2.5 В, масштабом $10 \text{ мВ} = 1 \text{ фрт}$ (примерно 2.5 kts – навигационных миль в час) и полной шкалой 0 ... 250 фрт.

При этом Q3 совместно с A2 стремится ограничить максимальное напряжение на R1 примерно до 2 В. Это сделано, чтобы избежать риска защелкивания, которое могло бы произойти, если бы выходному напряжению A1 было позволено слишком приблизиться к напряжению шины 5 В. В этом случае V_{Q1} приблизится к V_{Q2} . Тогда было бы невозможно достичь запрограммированной разности температур и отношения напряжений база-эмиттер транзисторов Q1 и Q2, независимо от того, насколько мог бы увеличиться ток I_Q . Аналогично, резисторы R7 и R8 защищают от защелкивания при первом включении схемы.

А как насчет линейризации измерений? Как видно из Рисунок 2, внутренняя квадратичная

зависимость между I_Q и относительной рассеиваемой мощностью Q1/Q2 неплохо справляется с компенсацией нелинейности. За счет нее устраняются все ошибки линейности во всем диапазоне скоростей, за исключением погрешности полной шкалы $\pm 5\%$. Кроме того, калибровка анемометра выполняется быстро и просто. Для этого пара транзисторных датчиков просто помещается в поток медленно движущегося воздуха (почти, но не совсем неподвижного; идеально подходит значение A_F от 5 до 7 футов в минуту). Затем с помощью

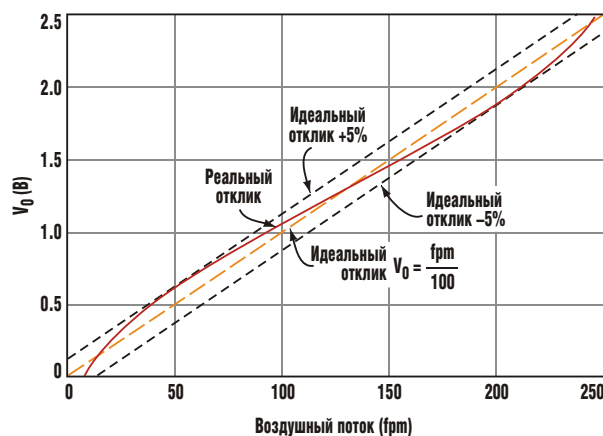


Рисунок 2. Квадратичная зависимость между I_Q и относительной мощностью, рассеиваемой транзисторами Q1/Q2, неплохо устраняет все ошибки линейности во всем диапазоне скоростей, кроме $\pm 5\%$ погрешности полной шкалы.

подстроечного резистора R6 устанавливают ноль выходного напряжения ($V_O = 0$).

«Транемометр» («tranemometer» – термин, придуманный автором статьи, прим. ред.) характеризуется константами схемы, которые масштабируют его выходной сигнал для $V_O = 0.01 \text{ V/ftm} = 1 \text{ V/kts}$. Впрочем, при соответствующем выборе сопротивлений R1, R2 и R3 схема может быть адаптирована практически для любого диапазона скоростей воздушного потока. **ПЛ**

Ссылки

1. "[Low-Power Thermal Airspeed Sensor](#)," Electronic Design, May 25, 1998, p. 116.
2. "[Low-Power Solid-State Airflow Detector](#)," Electronic Design, Jan. 22, 2001, p. 118.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LMC662](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT1013](#)
3. [Datasheet onsemi 2N4401](#)

Модернизация винтажного осциллографа с помощью линии задержки

Robert Houtman

EDN

Старинные осциллографы со ждущей разверткой находят применение во многих приложениях. Однако из-за отсутствия внутренней линии задержки они не могут отображать импульс, запускающий развертку. Те же ранние лабораторные осциллографы, у которых была линия задержки, имели задержку, недостаточную для отображения таких импульсов на линейном участке развертки. При использовании таких осциллографов об истинной форме импульса можно было только догадываться. Эти ограничения можно обойти, добавив внешнюю линию задержки и эквалайзер (амплитудно-фазовый корректор). С такой доработкой осциллограф сможет точно отображать осциллограмму непосредственно от точки запуска развертки. После этого прибор становится проще в ис-

пользовании, а измерения становятся более достоверными. На каждую микросекунду задержки, внесенной скорректированным кабелем, осциллограф может отображать дополнительную микросекунду информации, предшествующей запуску. На Рисунке 1 показаны компоненты, необходимые для реализации этих доработок применительно к 10-мегагерцовому осциллографу Philips PM3230. Это широкополосный усилитель, восстанавливающий сигнал до исходного уровня и обеспечивающий запуск, кабель задержки 750 нс и пассивный двухступенчатый эквалайзер.

Телевизионные кабели, такие как RG6U, RG59U и другие, обычно доступны на гаражных распродажах и в магазинах секонд-хенда. Для создания 750-наносекундной

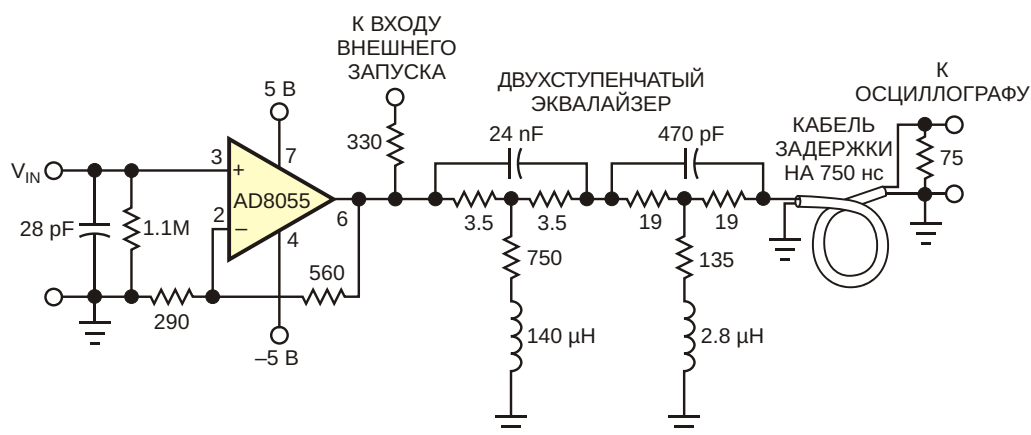


Рисунок 1. Схема модификации винтажного осциллографа, не имеющего внутренней линии задержки.

линии задержки 75-омные кабели с твердым или вспененным диэлектриком подключаются с помощью стандартных разъемов CATV. Глазковая диаграмма на Рисунке 2а отображает отклик линии задержки на биполярное ступенчатое воздействие при возбуждении ее низкоимпедансным драйвером. На звуковых частотах из-за резистивных потерь линия задержки передает лишь примерно 65% сигнала, а на высоких частотах скин-эффект увеличивает потери еще больше. Теоретическая форма отклика на ступенчатое воздействие с учетом потерь, добавляемых скин-эффектом, представляет собой дополнительную функцию ошибок

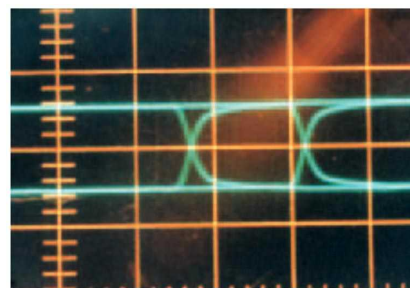
$$\operatorname{erfc} \frac{kl}{\sqrt{t}}$$

(см. ([1])). Время t относится к началу ступеньки после прохождения кабеля длиной $l = 160$ м. Компьютерная оценка этой функции показывает, что для наилучшего соответствия переходной характеристике на Рисунке 2а константа должна быть равна

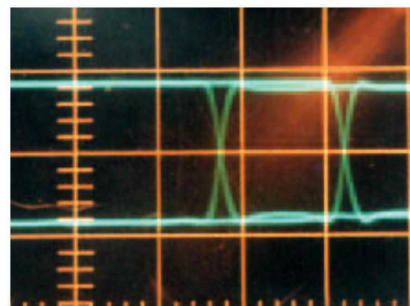
$$k = 2.6 \cdot 10^{-7} \frac{\sqrt{c}}{m}$$

Адекватно скорректировать эту функциональную форму, используя обычный одиночный Т-образный фильтр, невозможно. Поэтому задача решается во временной области путем компенсации полюсов нулями с помощью двухступенчатого эквалайзера, показанного на Рисунке 1 [2]. Фильтр на двойном Т-образном мосте корректирует вносимые кабелем фазовые и амплитудные искажения в полосе 10 МГц.

Каждый из этих двух фильтров по существу представляет собой резистивный аттенюатор, но быстрые перепады в течение интервала, определяемого постоянной времени, могут проходить без аттенюации. На интервале нагрузка со стороны входного порта эквалайзера представлена только кабелем 75 Ом, поскольку конденсатор на высоких частотах эквивалентен короткому замыканию. Дроссель на высоких частотах эквивалентен разрыву, поэтому на отрезках времени резисторы не оказывают влияния. В кон-



(а)



(б)

Рисунок 2. Формы сигналов, прошедших через кабель 750-наносекундной задержки (а) и полную схему, включающую кабель (б), различны.

це концов, когда время t , прошедшее с начала переходного процесса, превысит, конденсатор и дроссель уступают место резистивному аттенюатору, представляющему для входа эквалайзера нагрузку 75 Ом. При использовании только первого фильтра с $\tau = 180$ нс форма ступенчатого отклика становится округлой. При использовании второго фильтра с $\tau = 25$ нс отклик имеет резкий крутой фронт, ограниченный только полосой пропускания осциллографа. Каждый фильтр находится в доработанном корпусе разветвителя сигнала CATV. Эти 75-омные фильтры можно подключать в различных местах вдоль линии задержки, не опасаясь отражений. Поэтому при использовании этого устройства можно с помощью рефлектометра выполнять точную оптимизацию номиналов пассивных компонентов для устранения остаточных отражений.

Усилитель на основе микросхемы AD8055 имеет полосу пропускания более 100 МГц, что полностью соответствует требованиям к 10-мегагерцовому осциллографу. Его входной импеданс, представляющий собой сопротивление 1 МОм с параллельной емкостью 30 пФ, согласуется с входом осциллографа и его низкоемкостными щупами. На

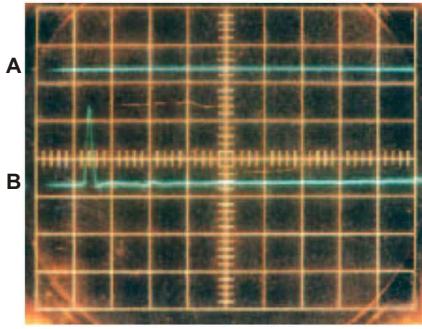


Рисунок 3. Осциллограммы A и B показывают отклик на ступенчатое воздействие без схемы задержки и со схемой задержки, соответственно.

Рисунке 2б показана окончательная глазковая диаграмма сигнала, проходящего через усилитель, двухкаскадный эквалайзер и 750-наносекундную линию задержки. Ее форма по существу идентична глазковой диаграмме, которая получается при использовании осциллографа без схемы на Рисунке 1, за исключением временного сдвига 750 нс. Преимущество схемы наглядно демонстрирует осциллограмма на Рисунке 3. Луч А показывает исходную импульсную характеристику осциллографа без схемы. Это просто неинтересная, ничего не выражающая осциллограмма. Луч В соответствует случаю, когда входной импульс проходит через усилитель на вход внешнего запуска, а затем через эквалайзер и кабель задержки на вход осциллографа. Поскольку его задержка больше, чем

собственная задержка запуска развертки осциллографа, на экране появляется чистый импульс длительностью примерно 20 нс. Теперь этот набор можно использовать в качестве лабораторного осциллографа с полосой пропускания 10 МГц.

Входной импульс можно представить как четную функцию, состоящую исключительно из косинусоид с нулевыми фазами. Однако импульсная характеристика кабеля является просто производной от формы сигнала на Рисунке 2а и приобретает длинный, затянутый хвост. Следовательно, эта импульсная характеристика больше не является четной функцией, поэтому косинусоидальные составляющие, пройдя через кабель, приобретают различные фазовые сдвиги. Рисунок 3 показывает, как схема на Рисунке 1 корректирует эти фазовые сдвиги и изменения амплитуды. На осциллограмме В виден короткий симметричный импульс без «хвоста», максимально похожий на входной импульс. **РЛ**

Ссылки

1. Nahman, NS, "[The measurement of baseband pulse rise times of less than 10–9 second](#)," Proceedings of the IEEE, Volume 55, No. 6, June 1967, pg 855.
2. Hubert Houtman «Стробоскопическая приставка к осциллографу с полосой пропускания 1 ГГц». РадиоЛоцман, 2021, 11-12, стр. 67.

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8055](#)

Логические элементы с памятью состояния

Михаил Шустов, г. Томск

Рассмотрены логические элементы, обладающие памятью состояния. Показана возможность их использования с элементами классической логики, а также приведены примеры практического использования.

Как известно, в цифровой технике для запоминания двоичной информации преимущественно используют триггеры, содержащие как минимум два логических элемента, охваченных положительной обратной связью. Недостаток таких триггеров общеизвестен: их поведение без обеспечения дополнительных мер мало предсказуемо.

Более надежными в плане обеспечения предсказуемой работы запоминающих устройств (триггеров) являются предложенные в настоящей статье их аналоги – логические элементы с памятью состояния (ЛЭПС или Logic elements with state memory – LESM).

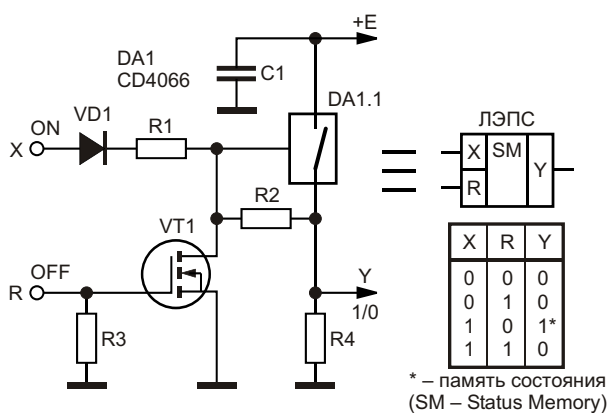


Рисунок 1. Логический элемент с памятью состояния на основе коммутационного элемента микросхемы CD4066, его условное обозначение и таблица истинности.

ЛЭПС, Рисунок 1, представляет собой логический элемент, имеющий вход(ы) активации выходного логического уровня Xп и вход R сброса этого состояния. Работа ЛЭПС основана на переключении и запоминании состояния порогового элемента при подаче

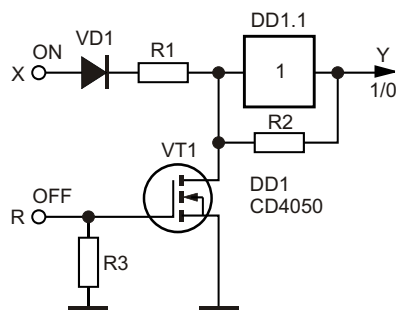


Рисунок 2. Логический элемент с памятью состояния на основе повторителя напряжения микросхемы CD4050.

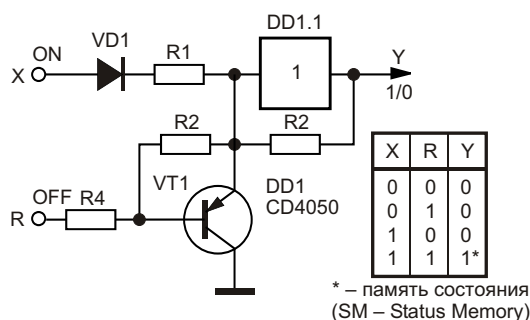


Рисунок 3. Вариант логического элемента с памятью состояния.

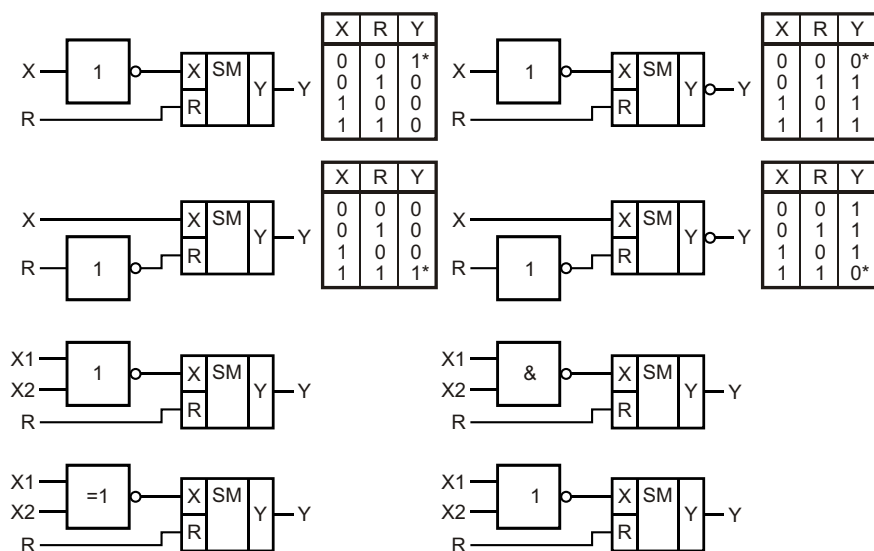


Рисунок 4. Варианты использования ЛЭПС в сочетании с элементами классической логики.

на его вход X управляющего сигнала. Деактивировать (снять) состояние памяти можно подачей управляющего сигнала на вход R.

ЛЭПС, Рисунок 1, в качестве далеко не единственного примера содержит элемент КМОП-коммутатора DA1.1. При подаче через цепочку VD1 и R1 на его вход X (ON) управляющего сигнала высокого логического уровня коммутатор переводится в токопроводящее состояние, на его сопротивлении нагрузки R4 появляется напряжение высокого уровня. Это напряжение через резистор R2 поступает на управляющий вход коммутатора, происходит его «защелкивание». Диод VD1 предназначен для исключения подачи на управляющий вход коммутатора напряжения низкого уровня.

Для того чтобы вернуть ЛЭПС в изначальное состояние, на вход R «OFF» следует подать напряжение высокого уровня. Транзистор VT1 откроется, напряжение на управляющем входе коммутатора упадет до нуля, ЛЭПС разблокируется и вернется в исходное состояние. Очевидно, что выходной сигнал ЛЭПС несложно инвертировать, получив таким образом ЛЭПС с двумя выходами.

На Рисунках 2 и 3 показаны варианты выполнения ЛЭПС с использованием повторителя напряжения. Устройство, Рисунок 3, отличается иной таблицей истинности.

Покажем далее возможные варианты использования ЛЭПС с элементами традици-

онной логики. Как следует из Рисунка 4, элементы «НЕ», «И», «ИЛИ», «Исключающее ИЛИ» и т.п. могут быть использованы при их подключении как к входам X или R ЛЭПС, так и к его выходу (выходам) Y. Это позволит адаптировать свойства ЛЭПС и его таблицу истинности под требования потребителя.

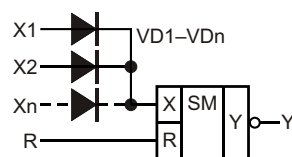


Рисунок 5. Диодный элемент ИЛИ на X-входе ЛЭПС.

Так, например, на Рисунке 5 показано сочетание ЛЭПС и диодного многовходового элемента ИЛИ, подключенного к его X-входу. Такое устройство может быть использовано для контроля состояния узлов радиоэлектронного оборудования: при появлении на любом из входов X1–Xn сигнала высокого

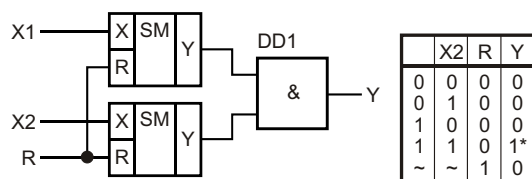


Рисунок 6. Двухходовый ЛЭПС и его таблица истинности.

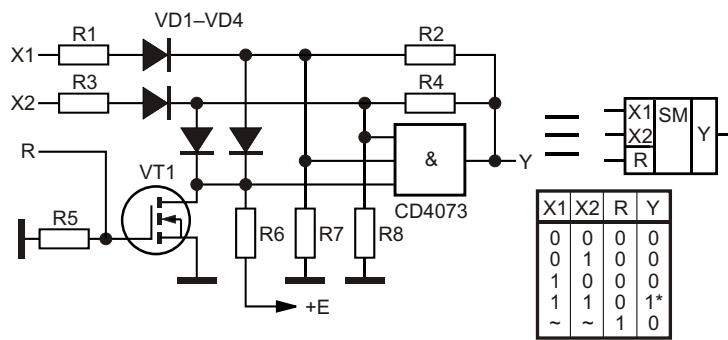


Рисунок 7. Вариант выполнения двухвходового ЛЭПС и его таблица истинности.

уровня ЛЭПС переключит и запомнит свое состояние, обеспечив срабатывание сигнализации. Сброс этого состояния будет возможен лишь при подаче управляющего сигнала на вход R.

На Рисунке 6 показана возможность создания на основе двух одноходовых ЛЭПС двухвходового ЛЭПС. Запоминание информации (переключение уровня выходного сигнала с запоминанием уровня) произойдет лишь в случае, если одновременно либо с разнесением по времени на входы X1 и X2 будут хотя бы кратковременно поданы управляющие сигналы высокого уровня.

Двухвходовый ЛЭПС, Рисунок 7, может быть выполнен с использованием в качестве базового элемента, например, трехвходового элемента «И» (микросхема CD4073). Однако

такой ЛЭПС отличается от предыдущего, Рисунок 6, тем, что его переключение и запоминание состояния произойдет лишь при одновременном появлении управляющих сигналов высокого уровня на обоих его входах X1 и X2.

На Рисунке 8 приведена схема трехвходового ЛЭПС без возможности сброса запомненного состояния. Переключение состояния этого ЛЭПС произойдет лишь в случае, если на все его входы одновременно поступят управляющие сигналы высокого уровня.

Трехвходовый ЛЭПС, Рисунок 9, сможет запомнить состояние высокого уровня на своем выходе Y при выполнении следующих условий: на входы X1 и X2 одновременно

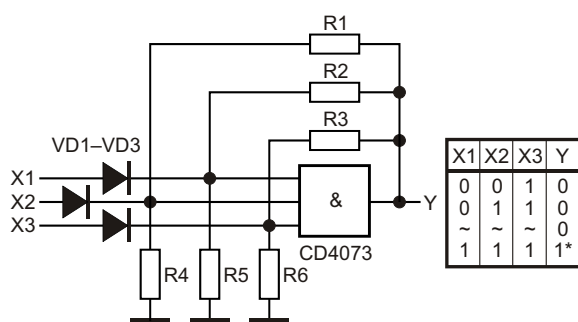


Рисунок 8. Трехвходовый ЛЭПС без возможности сброса состояния.

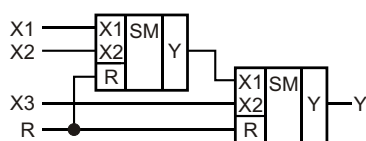


Рисунок 9. Трехвходовый ЛЭПС с возможностью сброса состояния.

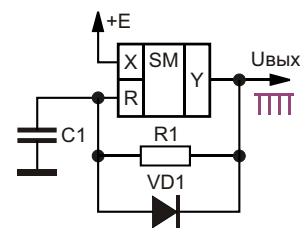


Рисунок 10. Генератор иглообразных импульсов на основе ЛЭПС.

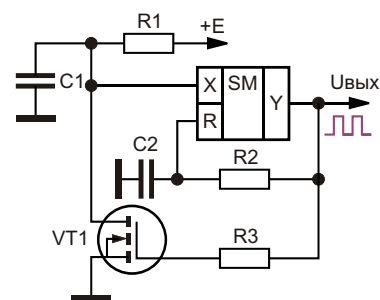


Рисунок 11. Генератор прямоугольных импульсов.

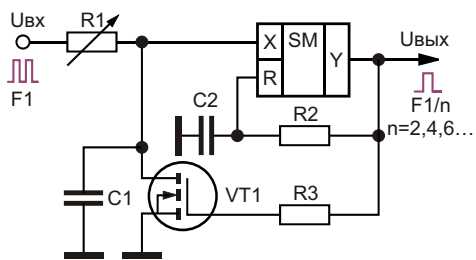


Рисунок 12. Делитель частоты входного сигнала на четное число.

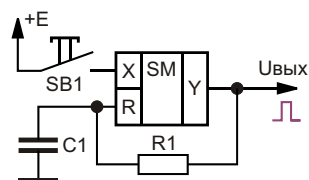


Рисунок 13. Ждущий мультивибратор.

поступят управляющие сигналы высокого уровня, а на вход X3 либо одновременно, либо с разнесением во времени поступит управляющий сигнал.

Область практического использования ЛЭПС не ограничивается их способностью запоминать состояние. На основе ЛЭПС могут быть созданы генераторы иглообразных (Рисунок 10) и прямоугольных (Рисунок 11) импульсов, регулируемые делители частоты входного сигнала на четное число

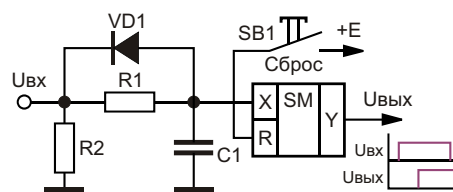


Рисунок 14. Элемент задержки включения нагрузки (срабатывания устройства).

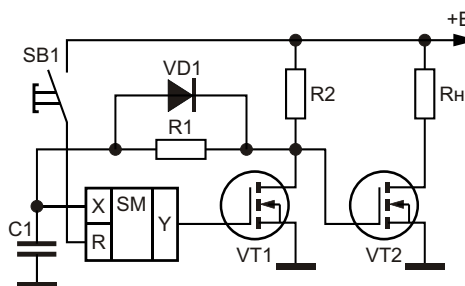


Рисунок 15. Таймер на основе ЛЭПС.

(Рисунок 12), ждущие мультивибраторы (Рисунок 13), элементы задержки включения нагрузки (Рисунок 14), таймеры (Рисунок 15) и многие другие устройства. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4050A](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4066B](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4073B](#)

Зарядовый насос расширяет диапазон входных напряжений токоизмерительного усилителя

Arpit Mehta, Bill O'Neil

Electronic Design

В дополнение к традиционной свинцово-кислотной аккумуляторной батарее в современные электрические/гибридные автомобили в качестве резервного источника питания часто устанавливают конденсатор большой емкости (40 Ф или более). Этот конденсатор, расположенный под задним сиденьем, обеспечивает дополнительное время движения от 10 до 15 минут, что позволяет добраться до следующей зарядной станции или бензоколонки. Свинцово-кислотные батареи разряжаются всего до 8 В или около того, тогда как конденсатор может полностью разрядиться до 0 В. Эта специфика требует токоизмерительного усилителя, способного измерять входные напряжения от 0 В.

Большинство токоизмерительных усилителей, предназначенных для работы с датчиками тока, включенными в цепи питания, работают в ограниченном диапазоне входных синфазных напряжений и напряжений питания. Возьмем для примера микросхему MAX4081, максимальные значения синфазного входного напряжения и напряжения питания которой составляют 76 В, а минимальные – лишь 4.5 В. Чтобы установить рабочую точку, позволяющую выполнять измерения при нулевом токе нагрузки, (то есть, где напряжение V_{SENSE} , падающее на

резисторе R_{SENSE} , равно 0 В) для двунаправленного приложения, контролирующего токи заряда и разряда, обычно к входу опорного напряжения (REF) подключается внешний опорный источник (например, +2.5 В). Нижний предел синфазного входного напряжения 4.5 В для MAX4081 обычно исключает использование этой микросхемы в приложениях, требующих измерения тока вблизи уровня «земли».

Решить эту проблему разработчики могут, добавив к схеме зарядовый насос (Рисунок 1). Крошечный зарядовый насос IC2, как и токоизмерительный усилитель, питается напряжением +5 В. Выходное напряжение –5 В зарядового насоса используется в качестве источника отрицательного питания для вывода «GND» микросхемы IC1. Входы опорного напряжения REFA и REFB микросхемы IC1 соединены с «землей».

Внутренний операционный усилитель A2 микросхемы IC1 теперь работает от шины питания 65 В (диапазон изменения напряжения 10 В), а потенциал его неинвертирующего входа (выводы REF) находится на среднем уровне 0 В. При $V_{SENSE} = 0$ В выходное напряжение равно 0 В. Тогда V_{SENSE} увеличивается с ростом тока нагрузки, а на выходе вырабатывается напряжение, в 5, 20 или

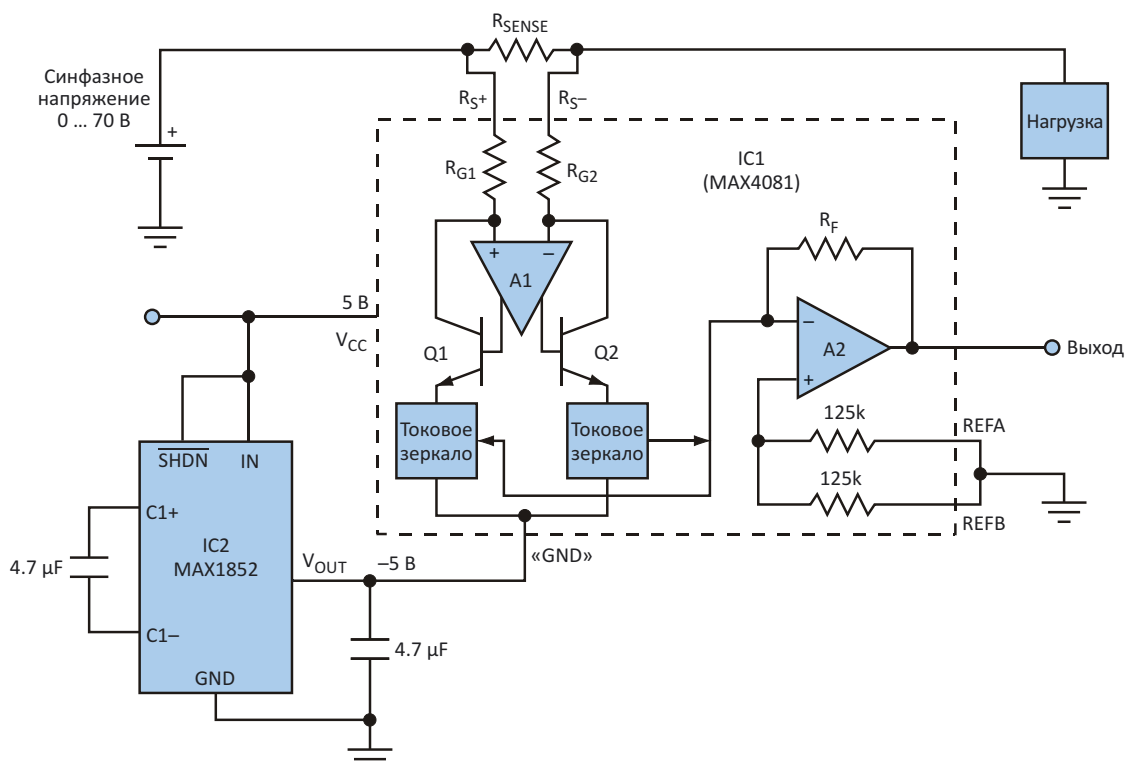


Рисунок 1. Использование зарядового насоса для добавления 25-вольтовой шины к этому токоизмерительному усилителю расширяет его нижний предел синфазных напряжений с 4.5 В до 0 В.

60 раз превышающее входное, в зависимости от выбора суффикса в обозначении микросхемы – F, T или S. Эффективная шкала синфазных напряжений теперь расширяется до диапазона 0 ... +70 В при неизменных исходных характеристиках (напряжение смещения меньше 0.6 мВ, ошибка усиления меньше 0.6%).

Испытания схемы на Рисунке 1 показали, что синфазное напряжение токоизмерительного усилителя (с выводом «GND», подключенным к 25 В) может быть снижено до 22.8 В. В то же время, синфазное напряжение для стандартного приложения (когда вывод GND подключен к 0 В) не может быть меньше +2.3 В. Однако при подключении выводов REFA и REFB к «земле» выходное напряжение может быть на 5 В выше и ниже потенциала «земли».

Типовой ток 103 мкА, потребляемый микросхемой IC1, практически не нагружает зарядовый насос IC2, что исключает возможность перегрузки и проседания напряжения на его выходе. Будьте осторожны, когда выходное напряжение опускается ниже уровня «земли». Тогда ток нагрузки потечет из вывода GND микросхемы IC1 в зарядовый насос, отрицательное выходное напряжение которого может в результате упасть по абсолютной величине до 0 В. В качестве контрмеры можно использовать в зарядовом насосе конденсаторы большей емкости или ограничить выходное напряжение токоизмерительного усилителя. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX1852](#)
2. [Datasheet Maxim MAX4081](#)

Трансформатор управления затвором обеспечивает быстрое выключение MOSFET

Rick Mally

Electronic Design

Благодаря превосходной изоляции и надежности, трансформаторы управления затвором (gate-drive transformer, GDT) часто используются в драйверах полумостовых силовых цепей. Однако если нужно, чтобы оба коммутатора были выключены в течение длительного периода, GDT создают проблемы.

В таком приложении обычно требуется, чтобы GDT управлялся схемой с открытым коллектором, и при малом времени включенного состояния магнитное поле трансформатора не будет накапливать достаточно энергии для гарантированного выключения устройства. В этом случае необходимо добавить нагрузочный резистор, который увеличит потребление мощности и обеспечит не лучшие характеристики.

Показанная на Рисунке 1 конструкция позволяет сигналу, управляющему MOSFET, иметь коэффициент заполнения от 50% до 0%, обеспечивая при этом высокую скорость выключения, недостижимую с помощью простого нагрузочного резистора. Когда первичная обмотка трансформатора T1 находится под напряжением, ток вторичной обмотки через диод D1 заряжает затвор.

Когда первичная обмотка трансформатора размыкается, на вторичной обмотке возникает маломощный отрицательный всплеск, а затем напряжение на ней становится равным нулю. Пока на затворе Q2 остается хоть какой-то заряд, Q1 шунтирует ток непосредственно на исток Q2, используя вторичную обмотку трансформатора только в качестве

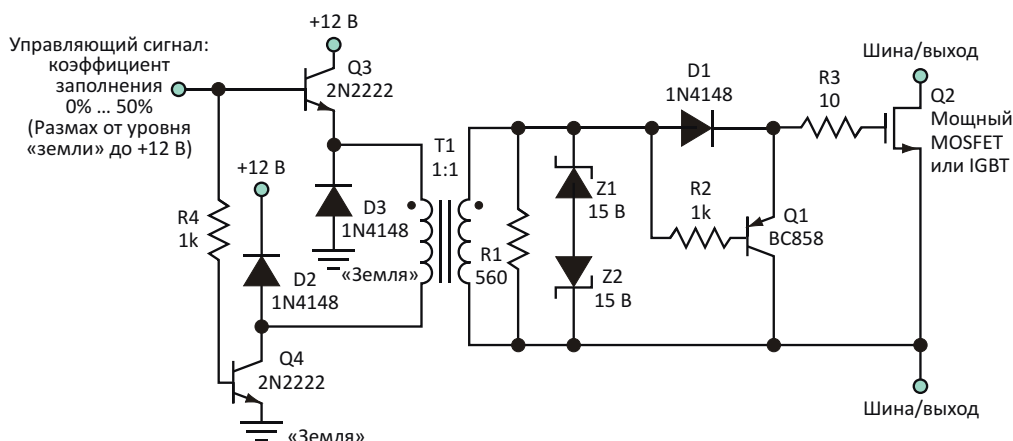


Рисунок 1. Эта схема с трансформатором управления затвором обеспечивает сигналы управления MOSFET с коэффициентом заполнения от 50% до 0%, сохраняя при этом малое время выключения.

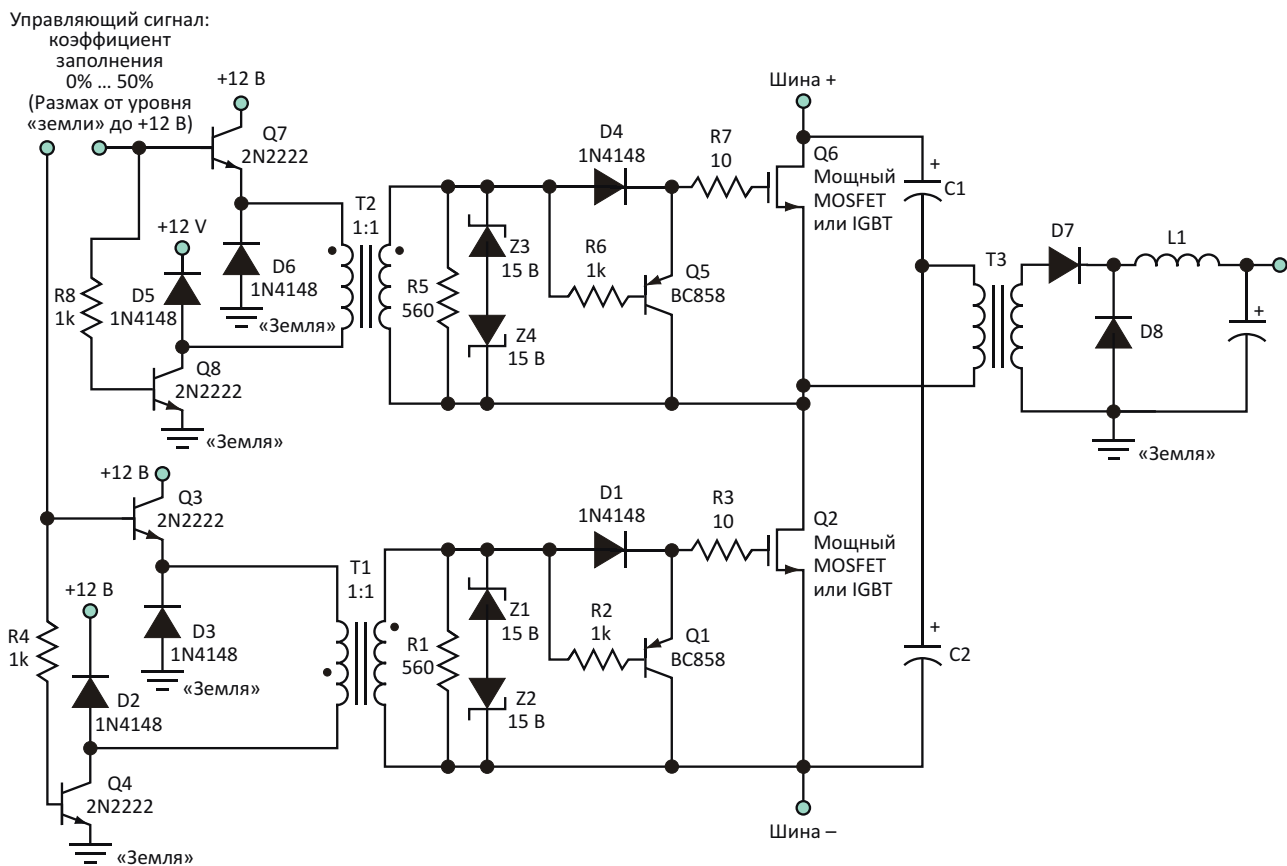


Рисунок 2. В типичном приложении прямоходового преобразователя используются два трансформатора управления затворами с соответствующими схемами, подключенными, как показано на рисунке.

источника управляющего сигнала. Это позволяет быстро разряжать емкость затвора.

Чтобы максимально расширить выбор вариантов трансформатора, в схеме используется управление по первичной обмотке, которое не требует наличия у GDT отдельной обмотки возврата. Конечно, можно использовать несколько вторичных обмоток для управления несколькими устройствами, каждое из которых имеет свою собственную вторичную цепь.

На Рисунке 2 показана схема, используемая в типичных приложениях прямоходовых

преобразователей. Включенные встречно стабилитроны предназначены для ограничения любых бросков напряжения, которые могут быть вызваны утечками и паразитными индуктивностями. Однако нагрузочного резистора 560 Ом вместе с емкостью затвора и хорошей конструкцией трансформатора, обеспечивающей малые утечки, обычно достаточно для подавления таких выбросов, поэтому стабилитроны могут не понадобиться. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Infineon BC858](#)

Схема задержки управляет последовательностью включения напряжений

John Betten

Electronic Design

На некоторые микросхемы напряжения питания должны подаваться в определенной последовательности. Одним из примеров может служить схема интерфейса абонентской линии, которой, в зависимости от приложения, может потребоваться несколько отрицательных и/или положительных напряжений питания. Более высокое напряжение обычно используется для вызывного звонка, а более низкое питает телефон при снятой трубке.

В качестве примера рассмотрим конструкцию, для которой требуются выходные напряжения -51 В, $+60$ В и -27 В при токах нагрузки в несколько сотен миллиампер. При этом напряжение -51 В должно подаваться первым, за ним $+60$ В, а напряжение -27 В – последним. Вторичные обмотки трансформатора обратного преобразователя обеспечивают три выходных напряжения (Рисунок 1). В исходной схеме выходные напряжения появляются одновременно, и сделать так,

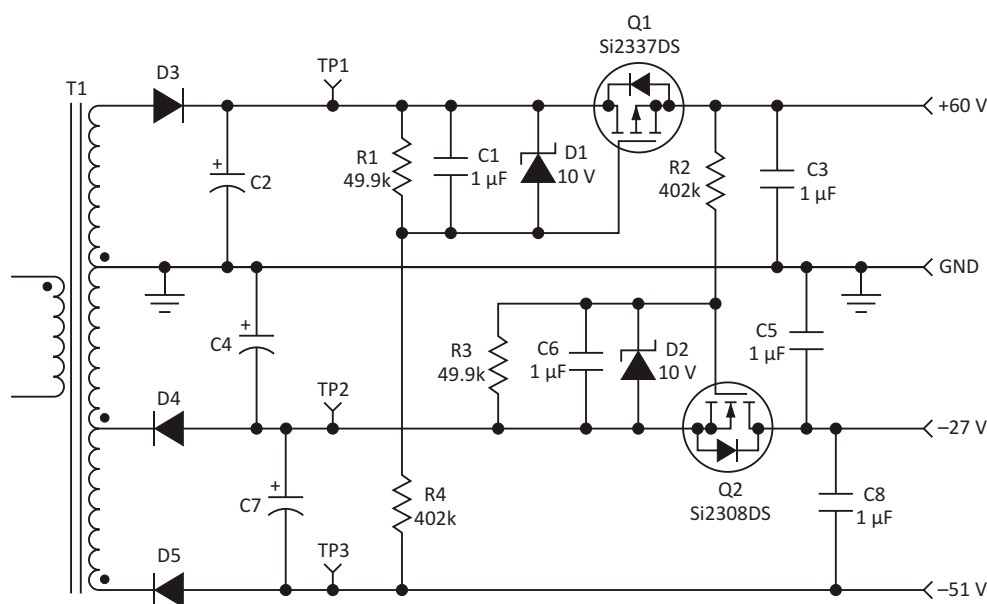


Рисунок 1. Добавление пары MOSFET и связанных с ними компонентов к выходам этого типичного обратного преобразователя позволяет разработчикам устанавливать задержки для двух выходных напряжений. Таким образом они могут задать правильную последовательность включения напряжений питания микросхемы.

чтобы одно напряжение оставалось выключенным, не влияя на два других, невозможно.

Для реализации требуемой последовательности запуска включение выходных напряжений +60 В и -27 В должно быть задержано. Это достигается с помощью дополнительных компонентов, показанных на Рисунке 1. Р-канальный MOSFET Q1, включенный в цепь выпрямленного выходного напряжения +60 В в точке TP1, не открывается до установления напряжения -51 В. Резисторы R1 и R4 образуют делитель, включенный между шинами +60 В и -51 В, параметры которого выбраны таким образом, чтобы при наличии обоих напряжений +60 В и -51 В транзистор Q1 был полностью открыт. Таким образом, комбинация R1, R4 и C1 создает программируемую задержку включения Q1.

Компоненты с номиналами, показанными на Рисунке 1, обеспечивают задержку примерно от 5 до 10 мс. Задержка зависит от порогового напряжения включения MOSFET, о чем необходимо помнить при определении фактического диапазона времени задержки. Стабилитрон D1 защищает промежуток затвор-исток транзистора Q1 от повышенного напряжения, но при желании его можно удалить.

Так же, как Q1 удерживает в выключенном состоянии выход +60 В, транзистор Q2 удерживает выход -27 В. Затвор Q2 управляется включением выходного напряжения +60 В. MOSFET Q2 должен быть n-канальным, поскольку напряжение «запуска», подаваемое на его затвор для включения, является положительным, а не отрицательным, как в случае с Q1.

При использовании этой технологии необходимо соблюдать определенную осторож-

ность. Пока транзисторы Q1 и Q2 находятся в выключенном состоянии, каналы с напряжениями в точках TP1 и TP2 остаются ненагруженными. Это может привести к превышению допустимых напряжений из-за выпрямления пиков напряжения. Пики обычно возникают из-за индуктивности рассеяния трансформатора. Этот эффект можно свести к минимуму, добавив к выпрямительным диодам снабберные конденсаторы, или включив резисторы предварительной нагрузки параллельно выходным конденсаторам.

Кроме того, напряжения сток-исток транзисторов Q1 и Q2 увеличиваются по мере увеличения токов нагрузки. Следовательно, повышенная нагрузка ухудшает стабилизацию напряжения, если в схеме не используются MOSFET с низкими сопротивлениями каналов. Лучше всего схема работает с выходными напряжениями выше 10 В и токами нагрузки менее 0.5 А, при которых сопротивлениями каналов открытых MOSFET можно пренебречь.

Последовательность отключения выходных напряжений зависит от величин нагрузок во время выключения питания. На любом выходе, ток нагрузки которого достаточно велик, напряжение быстро упадет из-за ограниченного количества энергии, накопленной в выходных конденсаторах. Эта схема может быть добавлена к любому набору выходов источника питания, напряжения которых различаются на достаточно большую величину. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Vishay Si2308DS](#)
2. [Datasheet Vishay Si2337DS](#)

Управление резистивным нагревательным элементом не создает помех системе

James Henden

Electronic Design

Эта схема управляет резистивным нагревательным элементом с помощью источника напряжения на основе низкочастотного широтно-импульсного модулятора (ШИМ), обеспечивая тепловую мощность, прямо и линейно пропорциональную коэффициенту заполнения управляющих импульсов.

Маломощный и низкочастотный (приблизительно 1 кГц) драйвер вносит в систему очень незначительные помехи, особенно если в нем используется универсальный транзистор Дарлингтона, имеющий относительно

большое (3 мкс) время нарастания и спада. Кроме того, наблюдаемые скачки напряжения очень малы, если они есть вообще.

Чтобы обеспечить защиту от перегрузки линии подключения нагревателя, можно воспользоваться микросхемой защищенного транзистора, такой как LM395. Однако тогда характеристики схемы ограничиваются допустимыми значениями напряжения и тока интегральной схемы. Кроме того, в некоторых случаях поведение LM395 при перегрузке может быть не совсем адекватным, особенно если во включенном состоянии начинает рассеиваться большая мощность из-за внутреннего ограничителя тока микросхемы.

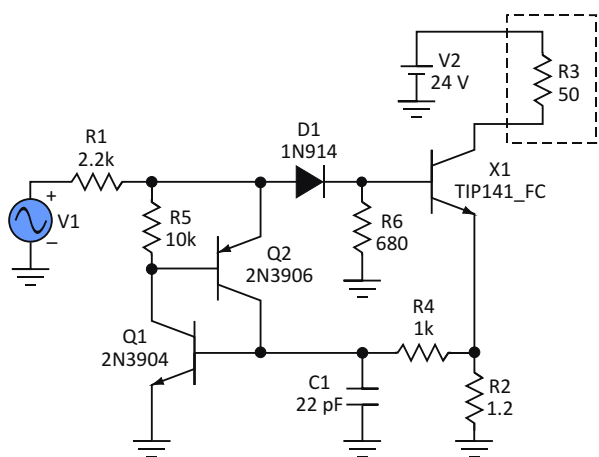


Рисунок 1. В этой схеме поимпульсного ограничения тока для управления резистивным нагревательным элементом используется сигнал ШИМ, обеспечивающий тепловую мощность, прямо и линейно пропорциональную коэффициенту заполнения управляющих импульсов.

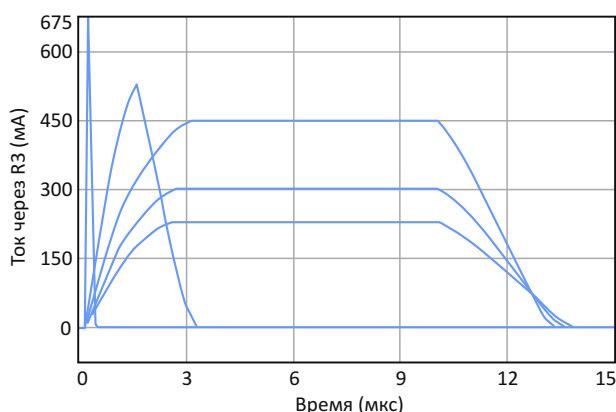


Рисунок 2. Если сопротивление нагрузки ниже минимального значения, схема управления допускает только незначительные всплески тока на каждом переходе к включенному состоянию.

Однако, добавив небольшое количество деталей, можно создать более эффективный драйвер с поимпульсным ограничением тока (Рисунок 1). Усовершенствованная схема определяет ток эмиттера транзистора Дарлингтона Х1 и включает составную р-п-р/п-р-п защелку, если падение напряжения от тока, идущего через резистор R2, превышает пороговое напряжение база-эмиттер транзистора Q1. При срабатывании защелка шунтирует сигнал управления базой транзистора Дарлингтона, идущий через резистор 2.2 кОм (R1). Небольшой конденсатор (С1) стабилизирует порог срабатывания защелки при наличии помех.

Пока сопротивление резистивного нагревательного элемента превышает минимальное значение, схема обеспечивает максимальный размах выходных импульсов при любом коэффициенте заполнения. При меньших сопротивлениях нагрузки защелка допускает только незначительные всплески тока на каждом переходе к включенному состоянию

(Рисунок 2). Схема довольно чувствительна к значению критического сопротивления и при наличии входного сигнала ШИМ, конечно, самовосстанавливается. (Если коэффициент заполнения импульсов ШИМ достигает 100%, защелка не будет сброшена до появления следующего импульса). Схеме не требуется большой теплоотвод.

Схема может быть масштабирована для различных уровней напряжения и тока. Однако из-за возрастающей величины бросков тока, возникающих при коротком замыкании, она может не подходить для уровней мощности, существенно превышающих 25 Вт. Она также будет не лучшим выбором для управления лампой накаливания, если только сопротивление холодной лампы не достаточно велико, чтобы защелка сбросилась и позволила ШИМ подавать ток. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics TIP141](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM395](#)



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!