

ЖУРНАЛ РАЗРАБОТЧИКОВ ЭЛЕКТРОНИКИ

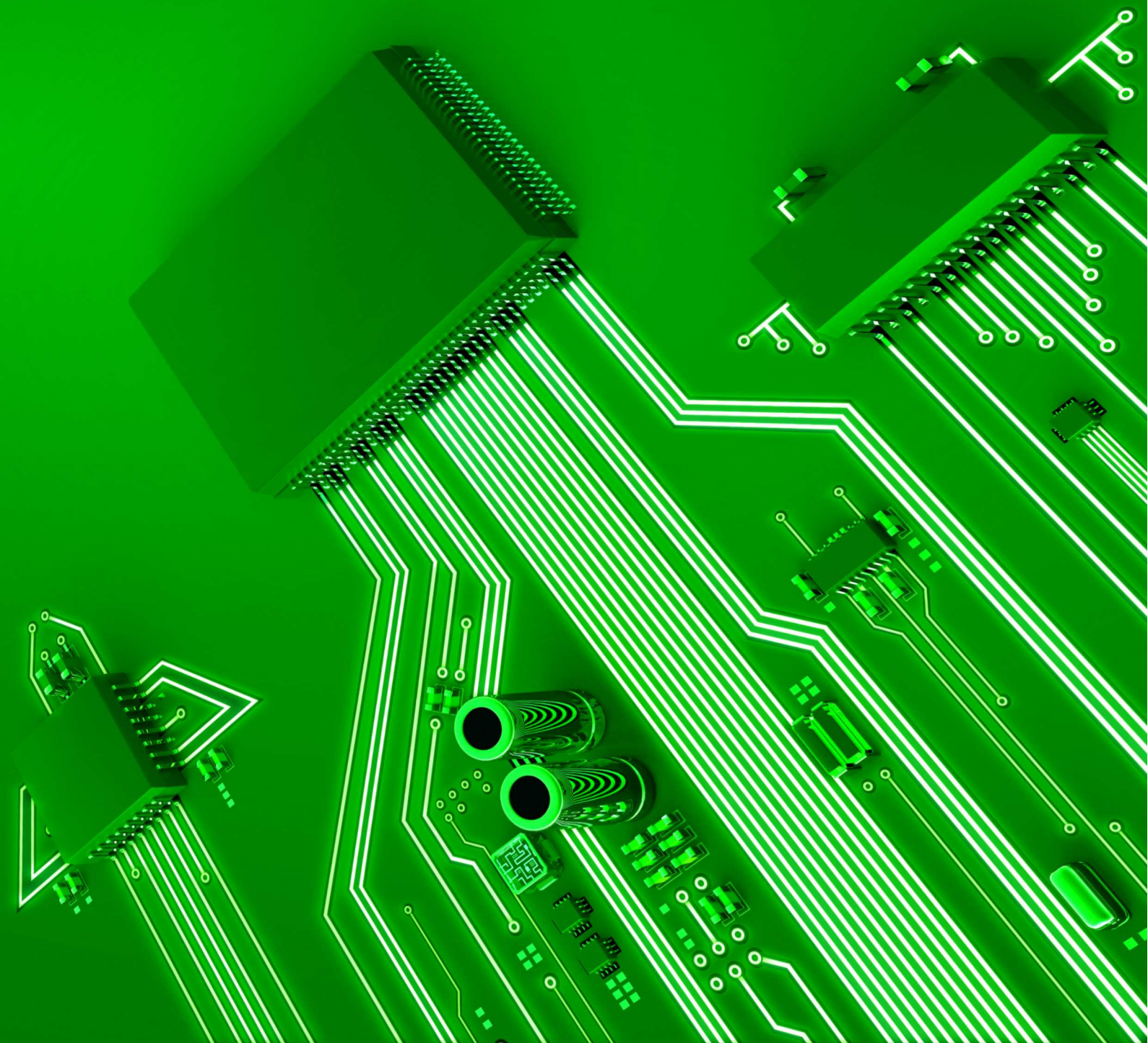
WWW.RLOCSMAN.RU



РАДИОЛОЦМАН

МАЙ-ИЮНЬ 2022 (120)

ОБЛЕГЧАЕМ ЖИЗНЬ МЕХАНИЧЕСКОМУ УГЛОВОМУ ЭНКОДЕРУ





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 Микроконтроллеры PIC и AVR сегодня составляют основу большинства встраиваемых систем
- 5 НИИЭТ выходит на рынок потребительской электроники.
- 6 Flusso выпускает самый миниатюрный в мире датчик скорости воздуха
- 7 STMicroelectronics объединила в интегральном аудиоусилителе звук высокой четкости с КПД класса D
- 8 «Ангстрем» приступил к серийному выпуску серии компараторов 1454CA
- 8 LEM представила первый в мире интегрированный датчик тока с выходным битовым потоком

Статьи

- 10 Линейные оптоизоляторы и подводные камни петлевого усиления
- 12 MOSFET в инверсном включении делает генератор на таймере 555 независимым от напряжения питания и температуры
- 15 Один светодиод выполняет функции излучателя света и фотодетектора
- 18 Новая схема интерфейса клавиатуры использует меньше выводов микропроцессора
- 20 Стабилизация уровня выходной мощности при переменной нагрузке
- 24 Понижение выходного напряжения LDO до 0 В

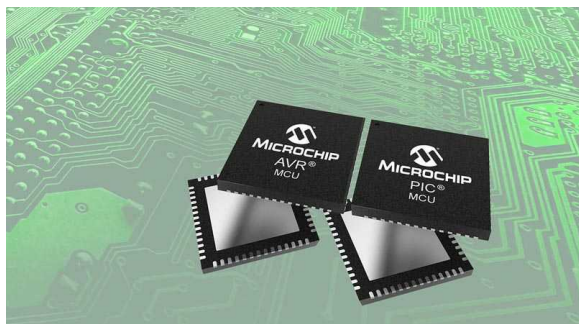
Схемы

- 28 Повышающий преобразователь напряжения с зарядовым насосом Диксона
- 32 Облегчаем жизнь механическому угловому энкодеру
- 35 Гистерезис мультивибратора создается каскадом положительной обратной связи
- 39 Простой низкочастотный частотомер
- 42 Измеритель уровня звука с динамическим диапазоном 60 дБ
- 44 Одно- и двухпороговые ARS-триггеры с приоритетом R-входа
- 49 Улучшение точности пикового детектора с помощью обратной связи
- 50 Импульсный регулятор эффективно управляет током белого светодиода
- 52 Оконный компаратор с независимыми уровнями порогов
- 54 Малопотребляющий двухпроводный интерфейс клавиатуры 4x4
- 57 ФПЧ и генераторы на негатронах
- 60 Источник питания без обратной связи обеспечивает мощность до 1 Вт
- 62 Очень простой усилитель с фантомным питанием
- 64 Автоматический выключатель экономит энергию батареи
- 66 Преобразователь емкости в пачку импульсов на логических элементах
- 70 Выключатель питания на основе кнопки без фиксации
- 72 Высоковольтный повышающий преобразователь с автотрансформаторным включением дросселя
- 74 Динамический сифон выкачивает ток из порта USB
- 76 Компенсационная обратная связь уменьшает искажения операционного усилителя
- 79 Измеритель магнитного поля из небольшого количества компонентов
- 82 Управление последовательностью включения питания ЖК-дисплея
- 85 Высокочастотный генератор на основе операционного усилителя с обратной связью по току
- 88 Схема динамической нагрузки определяет внутреннее сопротивление батареи
- 92 Простая схема пожирателя пульсаций
- 94 Фазовый детектор и смеситель на основе ОУ с коммутируемым усилением
- 96 Генератор с обратной характеристикой управления на основе интегратора и транс-импедансного усилителя
- 99 Генератор параболических импульсов с внешним запуском
- 103 Ширина импульса генератора обратно пропорциональна квадратному корню из аналогового напряжения
- 106 Микросхема питания оконечных нагрузок балансирует заряды батареи суперконденсаторов
- 109 Дистанционное управление на 9 команд
- 112 Параллельный стабилизатор защищает от перенапряжения
- 114 Биполярный транзистор увеличивает ток DC/DC преобразователя в 12 раз
- 116 Импульсный генератор с высокочастотным коэффициентом заполнения и частотой повторения свыше 50 МГц
- 119 Простой сторожевой таймер на крайний случай

Микроконтроллеры PIC и AVR сегодня составляют основу большинства встраиваемых систем

Microchip подтверждает свою приверженность 8-разрядным микроконтроллерам PIC и AVR, выпустив более 60 устройств в пяти новых семействах продуктов

Смартфоны, автономные транспортные средства и беспроводная связь 5G будут доминировать в сфере встраиваемых систем в 2022 году, обеспечивая благоприятную рыночную конъюнктуру для семейств 8-разрядных микроконтроллеров PIC и AVR компании Microchip. В течение последних 50 лет рынок 8-разрядных микроконтроллеров неуклонно рос, и в настоящее время Microchip ежегодно продает по одному устройству на каждого человека в западном полушарии. Поддерживая эту продолжающуюся тенденцию, Microchip Technology объявила о выпуске пяти новых семейств продуктов и более 60 новых отдельных устройств, предоставляющих разработчикам встраиваемых систем простые решения их наиболее распространенных проблем.



Разработчики, создающие инновационные проекты, обращаются к новым семействам микроконтроллеров PIC и AVR от Microchip благодаря их вычислительной мощности, способности легко взаимодействовать с другими микросхемами и наличию аналоговой периферии, которые могут гибко конфигурироваться без необходимости внесения изменений в печатную плату. Функции, характерные для специализированных микросхем, сочетаются в этих устройствах с простотой процесса разработки, расширяющей возможности традиционных микроконтроллеров и позволяющей конфигурировать их как интеллектуаль-

ные периферийные микросхемы. Интеллектуальные периферийные устройства, такие как программно-управляемый операционный усилитель семейства PIC16F171, многовольтовый ввод-вывод (MVIO) и аналого-цифровой преобразователь с вычислительным модулем (ADCC), повышают эффективность приложений, в которых в противном случае не могли бы использоваться традиционные микроконтроллеры.

Проблема охвата нескольких напряжений является распространенной ситуацией в системах, состоящих из микросхем, использующие разные напряжения питания (например, подключение 5-вольтового микроконтроллера к датчику, питающемуся от 1.8 В). Для систем такого типа обычно требуются схемы сдвига уровня, что увеличивает затраты. Многовольтовая периферия MVIO, используемая в новейших 8-разрядных микроконтроллерах Microchip, включая семейство AVR DD, позволяет одному порту микроконтроллера работать с напряжениями, отличными от остальных портов микроконтроллера, что устраняет необходимость в дополнительных внешних компонентах.

Некоторым системам требуются такие уровни скорости и времени отклика, которых трудно достичь с помощью программной обработки. Независимая от ядра периферия (Core Independent Peripherals, CIP), имеющаяся в продуктовых линейках PIC и AVR компании Microchip, может быть запрограммирована с помощью плагина конфигуратора кода (Code Configurator, MCC) интегрированной среды MPLAB, чтобы легко образовать аппаратную цепочку обработки сигнала. Это позволяет создавать специализированные периферийные устройства, сокращающие расход программных ресурсов. Например, матрицей адресуемых светодиодов WS2812, для правильного управления которой требуются уникальные параметры синхронизации, можно легко управлять, настроив пери-

ферийные устройства, состоящие из широтно-импульсного модулятора (ШИМ), интерфейса SPI и конфигурируемых логических ячеек (CLC).

Поскольку рынок 8-разрядных микроконтроллеров PIC и AVR продолжает расти, Microchip отвечает на долгосрочные потребности своих клиентов, неизменно придерживаясь прочных основ в формировании своего портфеля продуктов и в структуре технической поддержки. Микроконтроллеры PIC и AVR невероятно просты в использовании, а экосистема их поддержки позволяет клиентам Microchip ускорить получение прибыли. Семейства 8-битных микроконтроллеров совместимы по выводам, что позволяет выбирать альтернативный микроконтроллер PIC или AVR, когда требуются лучшие характеристики или когда заказчик хочет максималь-

но увеличить доступность продукта при минимальных требованиях к модернизации.

Инструменты разработки

Microchip предоставляет полную экосистему инструментов для разработки аппаратных и программных средств, включая интегрированные среды разработки MPLAB X и MPLAB Xpress и конфигуратор кодов MPLAB Code Configurator (MCC), которые предлагают интуитивно понятный графический интерфейс для создания готового к производству устройства и кода приложения для 8-битных проектов на основе микроконтроллеров.

Доступность

Все пять семейств продуктов выпускаются опытными партиями или серийно.

Список семейств микроконтроллеров, упомянутых в пресс-релизе

Семейство	Характеристика
AVR DD	Для аналоговых приложений с несколькими шинами питания
PIC16F18076	Многофункциональные микроконтроллеры в миниатюрных корпусах
PIC16F17146	Микроконтроллеры PIC для обработки сигналов аналоговых датчиков
PIC16F18146	Недорогие микроконтроллеры для сенсорных массивов
PIC18 Q71	Микроконтроллеры для построения интерфейсов датчиков

НИИЭТ выходит на рынок потребительской электроники. Первой площадкой для продаж станет OZON

Научно-исследовательский институт электронной техники выходит на рынок B2C с устройствами для зарядки смартфонов и других гаджетов от автомобильного прикуривателя. Первой площадкой, на которой можно приобрести данные устройства, стал один из крупнейших по количеству продаж в России интернет-гипермаркет OZON.

Инновационный компактный адаптер для прикуривателя автомобиля разработки НИИЭТ обладает уникальной для этого класса устройств мощностью – 95 Вт, а возможность заряжать с его помощью три устройства одновременно, не теряя скорости зарядки, и поддержка широкого спектра стандартов делает его одним из самых универсальных зарядных устройств. Адаптер подой-

дет как для смартфонов, так и для smart-часов, ноутбуков, наушников и других гаджетов, которые заряжаются через порт USB.



Зарядное устройство оснащено двумя портами Type-C и одним USB-A, причем порт Type-C1 позволяет выполнять высокоскоростную зарядку током до 3.25 А. Высокие мощностные характеристики адаптера обусловлены тем, что он является одним из первых таких устройств на основе перспективной технологии нитрида галлия на кремнии (GaN-Si). Гаджет поддерживает USB Power Delivery (PD) 2.0/3.0, Qualcomm Quick Charge (QC) for Apple 2.0/3.0, Huawei SuperCharge Protocol (SCP),

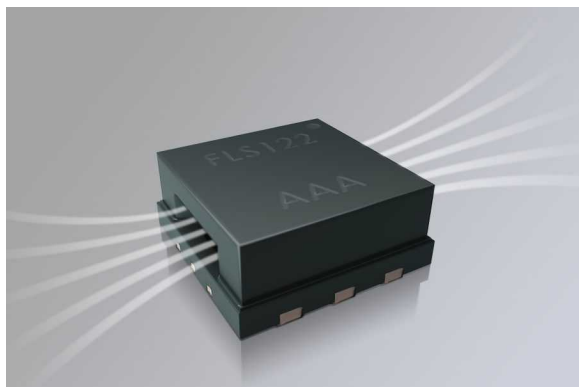
HiSilicon FCP, Samsung Adaptive Fast Charging (AFC) и другие стандарты быстрой зарядки.

НИИЭТ планирует развивать направление потребительской электроники, и в ближайшем будущем в продажу поступят сетевые зарядные устройства мощностью 65 Вт, также основанные на технологии GaN-Si.

В планах института – выход и на другие маркетплейсы, такие как Яндекс.Маркет и СберМаркет.

Flusso выпускает самый миниатюрный в мире датчик скорости воздуха

Компания Flusso объявила об очередном прорыве на рынке расходомеров – самом миниатюрном в мире датчике скорости воздуха. Размеры датчика FLS122 составляют всего 3.5 × 3.5 мм, что на сегодняшний день на 80% меньше, чем у самого маленького устройства конкурентов.



Датчик Flusso FLS122 был специально разработан для монтажа на плату измерителя скорости воздуха в устройствах управления температурой и контроля фильтров, ограниченных в объеме и работающих в неблагоприятных условиях. Это также поможет компании еще больше расширить ассортимент своих датчиков потока, чтобы охватить более широкий круг приложений на массовых промышленных, медицинских и потребительских рынках.

К целевым приложениям относятся центры обработки данных и игровые компьюте-

ры, в которых для максимальной производительности и энергоэффективности используется эффективное воздушное охлаждение, а также такие бытовые приборы, как кондиционеры, очистители воздуха и пылесосы.

FLS122 предназначен для поддержки двунаправленного измерения потока и обеспечения измерений температуры и скорости воздуха до 20 метров в секунду в режиме реального времени. В новом датчике, разработанном для простой и недорогой интеграции в систему, используется кристалл КМОП МЭМС, аналогичный кристаллу отмеченного наградами датчика массового расхода Flusso FLS110.



На этом изображении в разрезе видны чувствительная мембрана внутри FLS122, три из пяти нагревательных и измерительных проводов, а также золотые проволоки, соединяющие кристалл с выводной рамкой устройства.

В FLS122 реализована та же инновационная концепция интеграции, что и в предыдущем датчике FLS110, которая позволяет про-



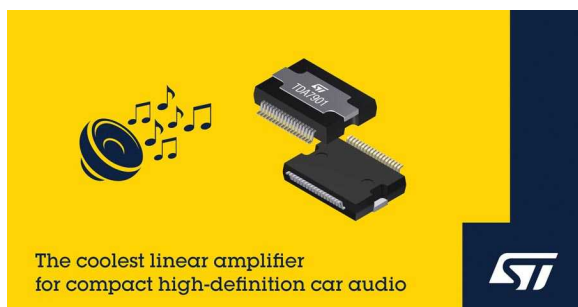
изводителем решать, как и где использовать устройство, и, в зависимости от их требований. балансировать характеристики и стоимость системы.

Новый датчик будет поставляться с полным пакетом вспомогательных материалов, включая оценочный комплект, руководства по проектированию оборудования, прошивку датчика и комплект разработчика программного обеспечения, а также техническую поддержку приложений.

FLS122 выпускается в 6-контактном корпусе DFN со специально разработанной «туннельной крышкой», оптимизированной для точного измерения скорости воздуха при минимальном или нулевом перепаде давления на пути потока. Для клиентов компании образцы FLS122 доступны по запросу.

STMicroelectronics объединила в интегральном аудиоусилителе звук высокой четкости с КПД класса D

Автомобильный усилитель TDA7901 компании STMicroelectronics, оснащенный контроллером понижающего преобразователя для управления питанием усилителя класса G, поддерживает звук высокой четкости – уникальное на рынке сочетание отличного качества звука и высокого КПД.



При работе в режиме класса G понижающий контроллер микросхемы TDA7901 автоматически оптимизирует напряжение, подаваемое на силовой каскад с мостовой нагрузкой, в зависимости от уровня аудиосигнала. В результате получается идеальный аналоговый звук при КПД, близком к классу D на обыч-

ных уровнях громкости. Значительно сниженная по сравнению с обычным усилителем класса A/B рассеиваемая мощность позволяет упростить требования к радиатору. Интегрированный в микросхему контроллер понижающего преобразователя способствует уменьшению размера и веса системы. Кроме того, он сокращает ассортимент необходимых материалов, упрощает проектирование схем и экономит время на разработку программы управления напряжением шины питания.

TDA7901 подходит для использования во многих автомобильных информационных системах, таких как головные устройства, интеллектуальные кабины, внешние усилители и многое другое. Усилитель обеспечивает полный набор функций диагностики в реальном времени, включая контроль тока нагрузки через интерфейсы I2S или I2C, что позволяет сертифицировать по стандарту ASIL-A приложения с особыми требованиями по функциональной безопасности, такие как генераторы предупреждающих сигналов и акустические системы оповещения транспортных средств (AVAS). Предусмотрен

также цифровой измеритель импеданса, гарантирующий, что системы, содержащие TDA7901, могут соответствовать самым строгим требованиям автомобильных OEM-производителей.

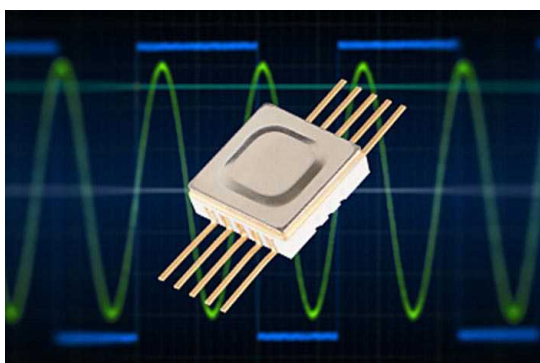
Благодаря цифровому входу I2S и четырем интеллектуальным мостовым выходным каскадам, TDA7901 обеспечивает звуковую мощность 4×43 Вт (насыщенная выходная мощность на нагрузке 4 Ом при напряжении питания 14.4 В). Усилитель имеет полосу про-

пускания 80 кГц для обработки звука высокой четкости. Широкий диапазон напряжений питания от 4.5 до 18.5 В защищает от повреждений, вызываемых старт-стопным режимом работы двигателя и общими бросками в системе электропитания автомобиля.

TDA7901 должен поступить в производство во второй половине 2022 года в корпусе Power-SO36. Цены усилителя начинаются от \$7.90 за штуку при размере партии 1000 приборов.

«Ангстрем» приступил к серийному выпуску серии компараторов 1454CA

АО «Ангстрем» завершил процесс утверждения технических условий в Минпромторге РФ серии отечественных аналоговых компараторов 1454CA для замены импортных аналогов MAX9691 от Maxim Integrated и AD9696, AD9698 от Analog Devices.



Утверждение ТУ позволяет «Ангстрему» приступить к серийному выпуску микросхем для оборонной промышленности. Серия компараторов предназначена для быстрого пре-

образования (менее 4 нс) дифференциальной разности напряжений на двух шинах в цифровой сигнал. Серия 1454CA может применяться в аппаратуре связи и радиолокации для обработки сигналов с частотой до 250 МГц.

Состав серии 1454CA

- 1454CA1У – одноканальный ЭСЛ компаратор без функции защёлкивания выхода (без latch) – функциональный аналог MAX9691. Корпус H02.8-1В (8 выводов).
- 1454CA2У – двухканальный ЭСЛ компаратор с функцией защёлкивания выхода – функциональный аналог MAX9693. Корпус 402.16-33 (16 выводов).
- 1454CA3У – одноканальный ТТЛ компаратор с функцией защёлкивания выхода. Корпус H02.8-1В (8 выводов).
- 1454CA4У – двухканальный ТТЛ компаратор с функцией защёлкивания выхода. Корпус 402.16-33 (16 выводов).

LEM представила первый в мире интегрированный датчик тока с выходным битовым потоком

Компания LEM выпустила первый на рынке интегрированный датчик тока, обеспечивающий вывод битового потока сигма-дельта преобразователя. Новейшая модель

семейства HMSR – HMSR DA – была представлена на выставке силовой электроники PCIM Europe 2022 в Нюрнберге, Германия (10-12 мая 2022 г.).



HMSR DA обеспечивает значительные преимущества при использовании в приложениях, подверженных воздействию шумов, искажений и помех, подтверждая, что компания LEM, специализирующаяся на решениях для измерения электрических параметров, является мировым лидером в области технологий датчиков тока. Новый продукт LEM был создан, чтобы предоставить решение для отраслей, требующих чистых сигналов и сталкивающихся со значительными проблемами, например, в случае вибраций, электрических шумов и электромагнитных помех.

Особые преимущества датчика тока с цифровым выходом включают превосходную передачу сигнала и сниженный уровень шума, а также более низкую стоимость и меньшую механическую площадь. HMSR DA заменит гораздо более сложные и дорогостоящие альтернативные системы, которые традиционно включали бы токоизмерительный резистор, цифровой изолятор и схему питания. Объединение всех этих функций в одном устройстве делает HMSR DA гораздо более привлекательным выбором для приложений, где первостепенное значение имеют компактные размеры и минимальные затраты.

Типичными областями применения датчика тока с цифровым выходом являются авто-

номные сервоприводы, робототехника, швейные машины, автоматически управляемые транспортные средства, станки с ЧПУ и ряд других приложений, требующих высокого разрешения выходного сигнала. Новый датчик HMSR DA с разрешением от 11 до 13 бит и тактовой частотой 10 МГц – это первый шаг LEM к созданию дорожной карты интегрированного цифрового датчика тока. Компания уже работает над следующим поколением датчиков с интегрированными цифровыми схемами, которые будут иметь разрешение от 14 до 16 бит и рабочую частоту выше 20 МГц.

Аналоговые версии линейки встроенных датчиков тока с высококачественной изоляцией HMSR используются уже много лет и предоставляют разработчикам силовой электроники множество преимуществ, на которых основывается и новая цифровая модель. К ним относятся небольшие размеры датчика, высокая устойчивость к внешним полям, усиленная изоляция и полоса пропускания 300 кГц. Семейство HMSR представляет собой надежное, компактное и очень точное решение для измерения постоянных и переменных токов в приложениях с высокими требованиями к импульсным источникам питания в коммерческом и промышленном секторах.

Лидирующая на рынке и первая в своем роде технология, реализованная в новом цифровом датчике HMSR DA, даст инженерам возможность по-новому взглянуть на способы разработки конструкций своих систем. Выходной битовый поток сигма-дельта преобразователя не только прост в использовании, но и очень гибок, что позволяет клиентам применять фильтры для адаптации датчика к своим конкретным потребностям.

Линейные оптоизоляторы и подводные камни петлевого усиления

John Dunn

EDN

Я исследовал блок питания, в цепи обратной связи которого использовалась оптопара для управления выходным напряжением. Это общепринятый и хорошо зарекомендовавший себя подход к проектированию, но в моем случае вызвала сомнения устойчивость контура обратной связи.

Я решил снять передаточную характеристику оптопары двумя показанными ниже способами. В техническом описании устройства эта характеристика была, и я об этом знал, но хотел убедиться во всем лично (Рисунок 1).

Резисторы 1.33 кОм и 150 Ом оказались под рукой, поэтому я их и использовал. С та-

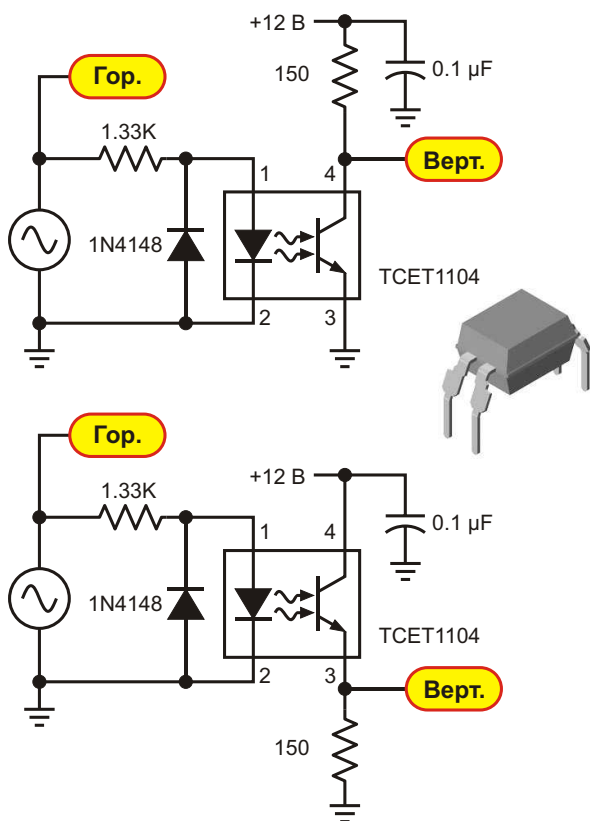


Рисунок 1. Тестовая установка для измерения передаточной характеристики оптоизолятора.

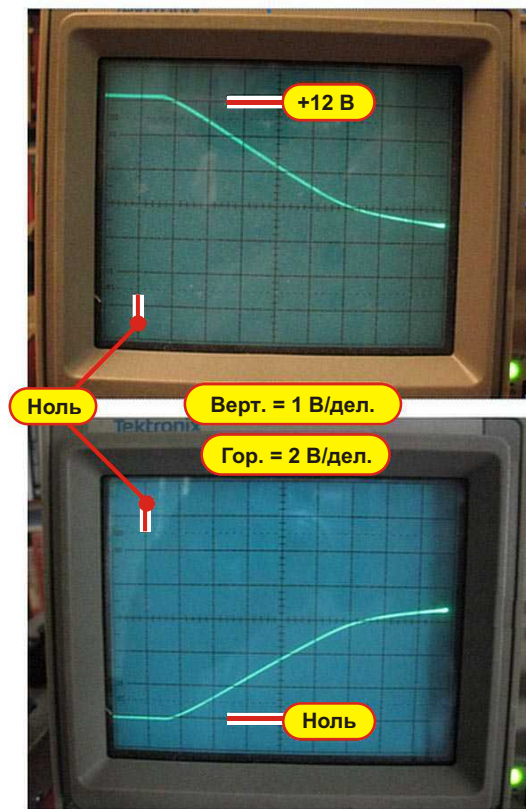


Рисунок 2. Результаты измерения передаточной характеристики оптоизолятора.

ким же успехом подошла бы пара 1 кОм и 100 Ом, но в тот момент мне просто не хотелось заниматься поисками.

Два результата испытаний, похоже, подтвердили информацию, представленную в техническом описании (Рисунок 2).

Верхняя осциллограмма на Рисунке 2 соответствует верхнему эскизу Рисунка 1, нижняя осциллограмма – нижнему. Было приятно отметить симметрию результатов двух тестов. Однако, поразмыслив немного, я понял, что с петлевым усилением связаны подводные камни, о которых нужно знать.

Используя нижнюю осциллограмму Рисунка 2 и измерив наклоны передаточной функции, мы увидим следующее (Рисунок 3).

«Линейную» природу оптопары не следует понимать слишком буквально. Передаточная функция устройства не имеет скачков, изломов или чего-то в этом роде, но первая производная выходного сигнала по входному, то есть наклон выходного сигнала, меняется в зависимости от того, где размещается рабочая точка устройства. В моем эксперименте это изменение составило почти 19 дБ.

Столь значительное изменение коэффициента усиления может оказывать негатив-

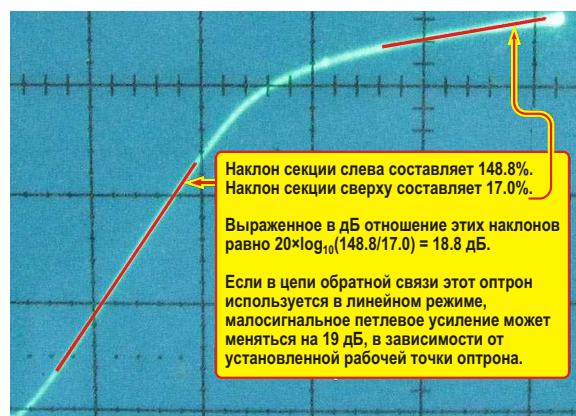


Рисунок 3. Передаточная характеристика крупным планом.

ное влияние на общую передаточную функцию контура обратной связи, возможно, смещая ее к порогу устойчивости в область условной нестабильности контура.

Вывод из всего этого заключается в том, что необходимо обязательно проверять истинный наклон характеристики любой выбранной оптопары и учитывать его при выборе положения рабочей точки. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Vishay TCET1104](#)

MOSFET в инверсном включении делает генератор на таймере 555 независимым от напряжения питания и температуры

Stephen Woodward

EDN

С момента своего изобретения более полувека назад Гансом Камензиндом из Signetics, знакомый всем аналоговый таймер 555 (в сообществе с его совместимыми по выводам обновленными КМОП потомками) стал культовым элементом конструкций, используемым в полезных стандартизированных функциональных блоках, количество которых почти невозможно сосчитать. Список включает в себя автоколебательные и ждущие мультивибраторы, бистабильные схемы, преобразователи напряжения, генераторы прямоу-

гольных, треугольных и пилообразных импульсов, преобразователи напряжение-частота и даже ШИМ-усилители.

Рисунок 1 иллюстрирует один из этих классических вариантов: генератор постоянной частоты с коэффициентом заполнения от 0% до 100%, бесступенчато регулируемым с помощью одного потенциометра P1.

Эта схема работает, потому что выход с открытым стоком DISCHARGE таймера 555 линейно разряжает конденсатор C1 через R1 (верхняя половина потенциометра P1) в тече-

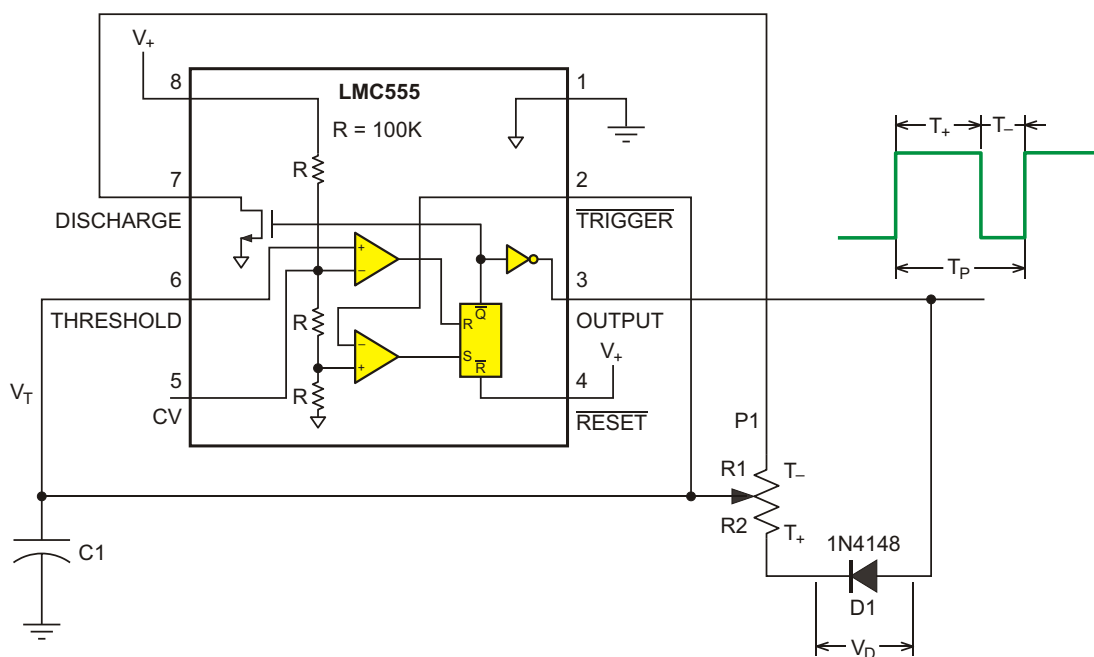


Рисунок 1. Диод D1 обуславливает температурную зависимость этой схемы на таймере 555.

ние части T_- периода выходных импульсов, а диод D1 контролирует нарастание тока C1, пропуская зарядный ток с выхода OUTPUT через R2 (нижняя половина потенциометра P1) во время положительного полупериода T_+ , в результате чего:

$$T = R1C1 \ln \frac{2/3V_+}{1/3V_+} = R1C1 \ln 2,$$

$$T = R2C1 \ln \frac{2/3V_+ - V_D}{1/3V_+},$$

$$F_{osc} = \frac{1}{R1C1 \ln 2 + R2C1 \ln \frac{2/3V_+ - V_D}{1/3V_+}}.$$

К сожалению, последние две формулы отличаются от обычного независимого от температуры элегантного выражения для параметров импульсов таймера 555 из-за эффектов прямого падения напряжения $V_D = \sim 700 \text{ мВ} - 2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ на типичном кремниевом диоде с планарным переходом, таком как 1N4148. Следовательно, временные интервалы изменяются с изменениями как температуры, так и напряжения питания V_+ . Величина этих изменений обратно пропорциональна номинальному напряжению V_+

Таблица 1. Коэффициенты ошибки схемы на Рисунке 1

V_+	$T_+ \%/V$	$T_+ \text{ppm}/^\circ\text{C}$
15 В	0.3%	140 ppm
10 В	0.7%	210 ppm
5 В	2.6%	440 ppm
3 В	7.0%	800 ppm

(Таблица 1) и может быть приемлемой для некоторых некритичных приложений, но, скорее всего, не тогда, когда прежде всего важна точность.

На Рисунке 2 показан способ решения проблемы. Р-канальный MOSFET Q1 с инверсной полярностью включения управляет зарядным током C1 без какого-либо существенного падения напряжения, и, таким образом, позволяет реализовать новые расчетные формулы, не зависящие от температуры и V_+ :

$$T = R1C1 \ln \frac{2/3V_+}{1/3V_+} = R1C1 \ln 2,$$

$$T = R1C1 \ln \frac{2/3V_+}{1/3V_+} = R1C1 \ln 2,$$

$$F_{osc} = \frac{1}{\ln 2 (R1 + R2)C1} = \frac{1.44}{P1C1}.$$

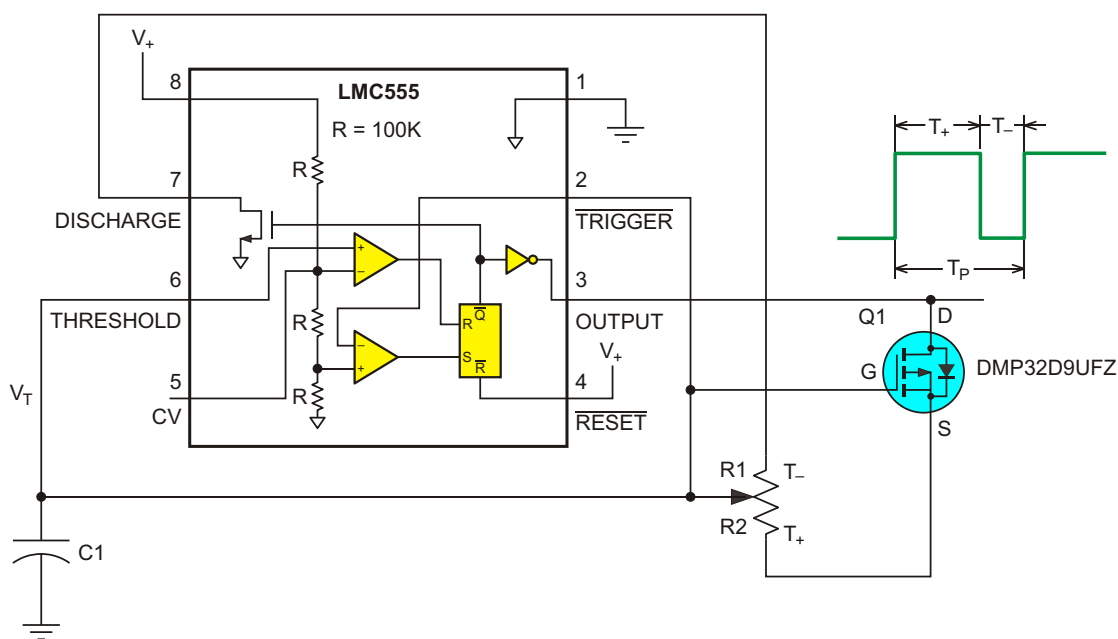


Рисунок 2. MOSFET Q1 в инверсном включении восстанавливает точность таймера.

Таблица 2. Коэффициенты ошибки схемы на Рисунке 1 с диодом Шоттки

V_+	$T_+ \%/V$	$T_+ \text{ppm}/^\circ\text{C}$
15 В	0.2%	135 ppm
10 В	0.4%	200 ppm
5 В	1.4%	420 ppm
3 В	3.6%	720 ppm

Теперь функция управления коэффициентом заполнения при неизменной частоте реализована без ущерба для присущей 555 точности.

Причина, по которой Q1 включен «вверх ногами», то есть стоком к шине положительного напряжения, а не истоком (в отличие от обычной практики для р-канальных полевых транзисторов), заключается в том, чтобы избежать прямого смещения паразитного диода полевого транзистора в ситуации, когда уровень напряжения на подключенном к стоку выводе OUTPUT низкий, в то время как конденсатор C1 поддерживает потенциал истока высоким. Дополнительным преимуществом

является то, что при изменении уровня вывода OUTPUT на высокий паразитный диод сместится в прямом направлении, а значит, можно гарантировать, что вывод истока полевого транзистора будет положительным относительно вывода затвора, и в течение интервала T_+ транзистор войдет в полное насыщение.

Интересно, что вариант схемы, показанный на Рисунке 1, описан в третьем издании книги Горовица и Хилла «Искусство схемотехники», где вместо диода с р-п переходом показан диод Шоттки из-за более низкого напряжения V_D . Это хорошая идея, так как составляющая ошибки, вносимая V_+ , значительно улучшается, но поскольку температурный коэффициент диода Шоттки ($-2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$) аналогичен коэффициенту диодов с р-п переходом, температурная составляющая ошибки остается практически неизменной (Таблица 2). **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LMC555](#)
2. [Datasheet Diodes DMP32D9UFZ](#)

LDD-H-DA

DC/DC LED-драйверы Димминг по DALI и ШИМ

Один светодиод выполняет функции излучателя света и фотодетектора

Radovan Stojanovic, Dejan Karadaglic

Electronic Design

При добавлении всего двух портов ввода-вывода микроконтроллера стандартный светодиод может работать как светочувствительный фотодиод

Иногда люди забывают, что светоизлучающие диоды также могут довольно хорошо улавливать свет. Их можно использовать в широком спектре приложений в качестве недорогих и легкодоступных оптических детекторов. Как правило, светодиод воспринимает свет с длиной волны, несколько меньшей, чем у излучаемого им света, что делает его детектором, избирательным по длине волны. Например, светодиод, излучающий зеленовато-желтый свет с пиковой длиной волны около 555 нм, чувствителен к зеленому свету с пиковой длиной волны около 525 нм в спектральной полосе примерно 50 нм.

Почти все светодиоды могут воспринимать свет в относительно узком диапазоне длин

волн с различной чувствительностью. Фактически, стандартный светодиод может выполнять двойную функцию в одной и той же схеме без изменения его физических или электрических соединений. На Рисунке 1 показана очень простая схема на основе микроконтроллера, которая может попеременно излучать и детектировать свет, используя всего два порта ввода-вывода микроконтроллера, светодиод и резистор. Схема может применяться в качестве интеллектуального выключателя света, диммера высокого разрешения, детектора кода, датчика дыма и т. д.

Поскольку светодиодные фотодиоды значительно менее чувствительны, чем коммерческие фотодиоды (их фототок примерно в

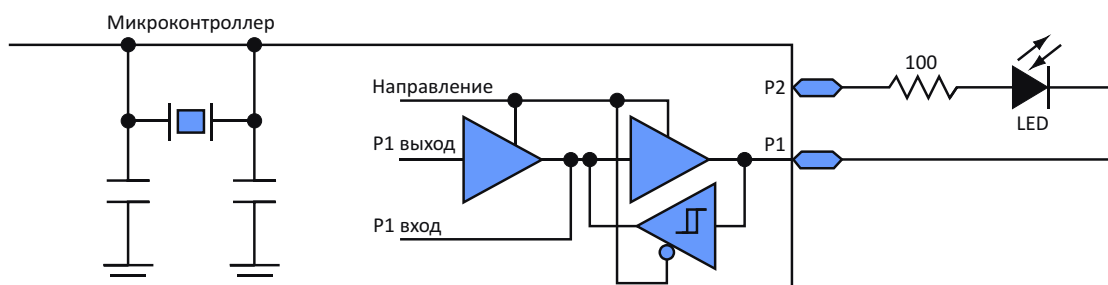


Рисунок 1. Стандартный светодиод, подключенный к паре двунаправленных портов ввода-вывода микроконтроллера, имеющих высокоимпедансные состояния, может выступать в качестве фотодиода для определения интенсивности светового потока.

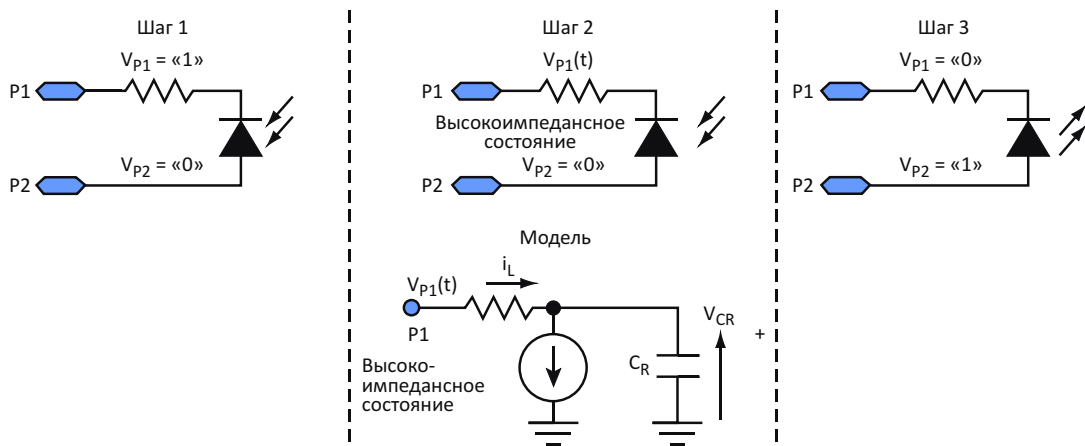


Рисунок 2. Работа схемы светодиодного фотодиода происходит за три шага; управление осуществляется с помощью микроконтроллера и программной процедуры.

10-100 раз меньше), прямое измерение фототока без его усиления затруднено. Обычно для этого требуются пикоамперметр и дорогие операционные усилители.

Однако большинство микроконтроллеров имеют двунаправленные порты ввода-вывода с конфигурируемыми внутренними подтягивающими резисторами или входами с тремя состояниями (высокоимпедансными). При использовании высокоимпедансного входа схема может производить очень точ-

ное измерение фототока, основываясь на простой пороговой методике и внутреннем таймере-счетчике микроконтроллера.

В режиме детектора светодиод очень быстро «заряжается» до +5 В (за время от 100 до 200 нс). Этот заряд определяется собственной емкостью диода, типичное значение которой составляет от 10 до 15 пФ (Рисунок 2, Шаг 1). Затем порт P1 микроконтроллера переключается в высокоимпедансное состояние с сопротивлением порядка 10^{15} Ом

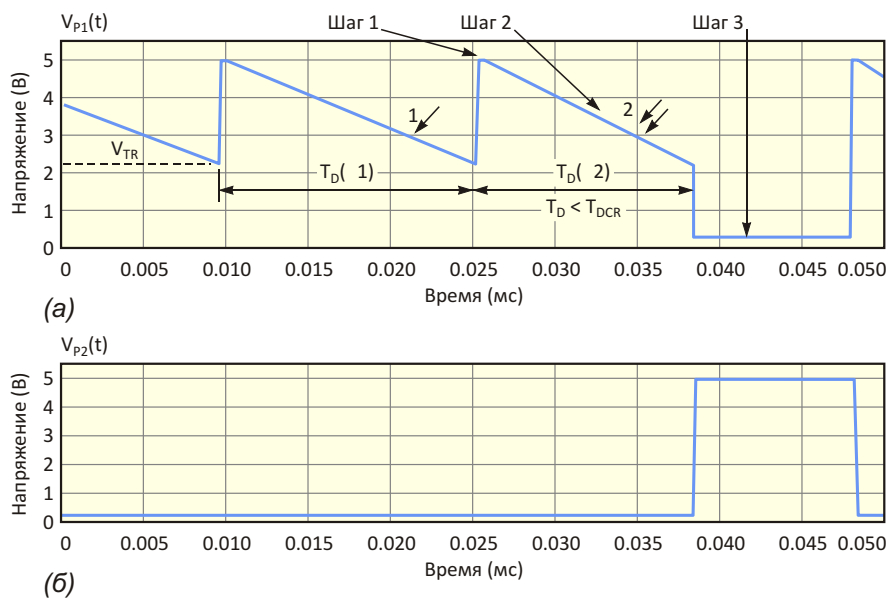


Рисунок 3. При большей интенсивности света на светодиоде время спада напряжения T_D , в течение которого разряжается емкость диода на входе порта P1, меньше (а). Напряжение на выводе P2 становится высоким, если T_D превышает T_{DCR} (б). Эти экспериментальные результаты получены при использовании 5-миллиметрового красного светодиода высокой яркости.

(Шаг 2). При обратном смещении простая модель светодиода представляет собой конденсатор, подключенный параллельно к источнику тока i_R (), который отображает ток, индуцируемый световым потоком. Модель включает ток утечки I_L через вывод порта P1, который обычно составляет около 0.002 пА, что незначительно по сравнению с типичным фототоком диода i_R (), при нормальном окружающем освещении, равном 50 пА. На Рисунке 3а представлена экспериментальная зависимость напряжения $V_{P1}(t)$ на разряжающемся светодиоде для световых потоков I_1 и I_2 , где $I_2 > I_1$.

Подпрограмма, написанная для 16-разрядного таймера 8-разрядного микроконтроллера, постоянно опрашивает напряжение $V_{P1}(t)$ через его цифровой эквивалент – логическое состояние вывода P1 – до тех пор, пока не будет достигнуто пороговое значение «лог. 0» V_{TR} , равное примерно 2.2 В. Время спада T_D пропорционально количеству падающего света и, следовательно, может служить мерой измерения фототока диода i_R (). По мере увеличения количества

падающего света диод разряжается быстрее, а T_D уменьшается, и наоборот (Рисунок 3а).

Если время спада превышает заданный пользователем порог интенсивности света, представленный критическим значением T_{DCR} , микроконтроллер может включить светодиод, который теперь будет выполнять функцию аварийного сигнала (Рисунок 2, Шаг 3). Кроме того, остальные выводы микроконтроллера могут использоваться как релейные выходы или управляемые светом выходы ШИМ. На Рисунке 3б показано выходное напряжение порта P2 во время рабочих шагов.

Этот очень недорогой подход позволяет реализовать чисто цифровое измерение интенсивности света без усиления сигнала. Его характеристики сигнал/шум превосходны благодаря интегрированию сигнала при измерении. Этот метод повышает чувствительность фотодиода, делая его более привлекательным, чем обычный (и более дорогой) фотодиод. Емкость обычного светодиода разряжается намного быстрее, что делает измерения, основанные на времени, более сложными и дорогими. **РЛ**

Новая схема интерфейса клавиатуры использует меньше выводов микропроцессора

Kartik Joshi

Electronic Design

Наиболее распространенный метод построения интерфейса нескольких ключей – мультиплексирование – позволяет подключить $(N/2)^2$ коммутаторов к N линиям ввода/вывода микроконтроллера. Описанный ниже метод, берущий свое начало в технологии интерфейса светодиодов, широко известной как «Чарлиплексинг», позволяет подключить $N \times (N - 1)$ ключей к N линиям ввода/вывода.

При обычном мультиплексировании матрицы $N \times N$ с $2N$ линиями ввода/вывода половина линий настроена на ввод, а половина – на вывод (при «лог. 0»), и каждая линия постоянно используется либо только для ввода, либо только для вывода. Предлагаемый метод использует оба состояния линий ввода/вывода, увеличивая количество ключей, которые могут быть подключены к ним.

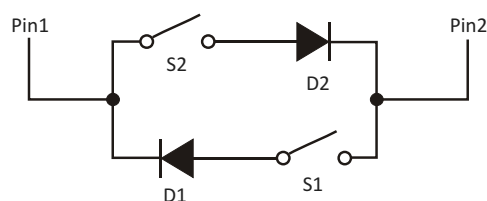


Рисунок 1. Взяв за основу эту базовую конфигурацию, усовершенствованный интерфейс клавиатуры можно масштабировать по мере необходимости.

В предлагаемом методе каждая линия ввода/вывода соединена с каждой другой линией через последовательное соединение ключа и диода. На Рисунке 1 показан пример с двумя линиями. В этой конфигурации состояние ключа S1 может быть прочитано путем настройки линии Pin2 на ввод, а Pin1 – на

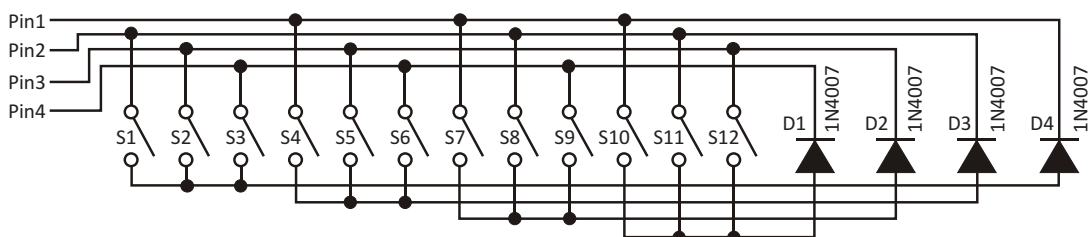


Рисунок 2. В этой схеме, расширяющей базовую конфигурацию, 12 кнопок подключены лишь к четырем линиям ввода/вывода микроконтроллера.

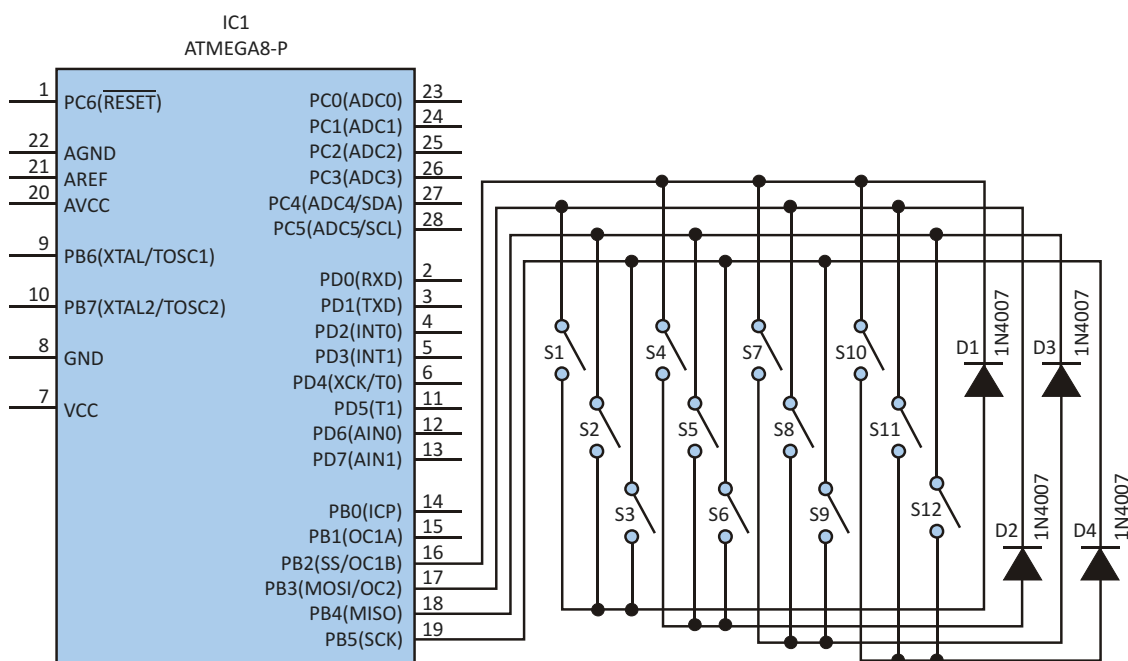


Рисунок 3. Схема с 12 кнопками может использоваться для подключения цифровой клавиатуры к микроконтроллеру, в данном случае к ATmega8.

вывод (с «лог. 0»). Состояние ключа S2 можно прочитать, установив для Pin1 режим ввода, а для Pin2 – режим вывода. Такой метод позволяет разработчикам подключить шесть ключей с помощью всего трех линий и полную 12-кнопочную цифровую клавиатуру с помощью четырех линий.

Эта конфигурация легко масштабируется до любого количества линий ввода/вывода, но между двумя линиями схема по существу остается прежней. Для схемы с N линиями ввода/вывода к каждой линии подходят N – 1 диодов, и N – 1 диодов отходят от нее. В любой момент времени на одном выводе установлен «лог. 0», а остальные N – 1 выводов настроены на чтение состояния N – 1 ключей, подключенных к этому выводу. Как правило, N – 1 диодов, идущих к этой линии, могут быть заменены одним диодом, при этом все N – 1 ключей подключаются к его аноду.

На Рисунке 2 показана схема подключения 12-кнопочной клавиатуры с использованием лишь четырех линий ввода/вывода микроконтроллера. Для чтения состояния кнопок S1-S3 на линии Pin1 устанавливается «лог. 0», а линии Pin2, Pin3 и Pin4 настраиваются на ввод. Точно так же для чтения кнопок S4-S6, S7-S9 и S10-S12 на линиях Pin2, Pin3 и Pin4, соответственно, устанавливается «лог. 0», а остальные настраиваются на ввод.

Схема на Рисунке 3 демонстрирует полный интерфейс цифровой клавиатуры, использующий четыре вывода микроконтроллера (в данном примере ATmega8). **PL**

Ссылки

1. Anurag Chugh, [“Eight-Pin Microcontroller Handles Two-Digit Display With Multiple LEDs”](#)
2. [Чарлиплексинг](#)

Стабилизация уровня выходной мощности при переменной нагрузке

Dave Sackett

Electronic Design

Как обеспечить постоянную мощность, когда сопротивление нагрузки непостоянно? Такая проблема возникает, например, при необходимости обеспечить подогрев ЖК-дисплея на уличной бензоколонке в холодном климате. При изменении температуры нагревательного элемента изменяется и его сопротивление. Это изменение характеризуется температурным коэффициентом нагревательного элемента. Если приложить постоянное напряжение, мощность, поступающая в нагрузку, будет изменяться обратно пропорционально сопротивлению нагрузки.

Во многих приложениях непостоянство подаваемой мощности в определенных пределах допустимо. Однако чтобы уменьшить колебания мощности, нужно позволить прило-

женному к нагрузке напряжению изменяться в зависимости от сопротивления нагрузки. Показанный здесь подход основан на использовании обычного контура управления (Рисунок 1).

В линейном стабилизаторе напряжения усилитель ошибки сравнивает часть выходного напряжения с опорным напряжением V_{REF} и, управляя выходным каскадом, обеспечивает нагрузку током при постоянном напряжении. Но чтобы поддерживать постоянный уровень мощности вместо напряжения, в цепь обратной связи требуется включить сигнал мощности. Тогда усилитель ошибки будет сравнивать сигнал выходной мощности с опорным напряжением и, управляя выходным каскадом, поддерживать их значения равными.

Регулятор на Рисунке 2 поддерживает на выходе постоянную мощность, линейно пропорциональную напряжению, приложенному к входу V_{POWER_SET} . (Отношение выходной мощности к напряжению V_{POWER_SET} равно 1 Вт/В). Регулятор обеспечивает мощность до 100 мВт, питая нагрузки от 10 до 500 Ом напряжением до 10 В и токами до 100 мА.

Основой этой схемы является монитор мощности и тока верхнего плеча (IC1), в котором имеются схемные элементы, необходимые для создания напряжения обратной связи, пропорционального мгновенной мощности в нагрузке. Микросхема IC1 содержит

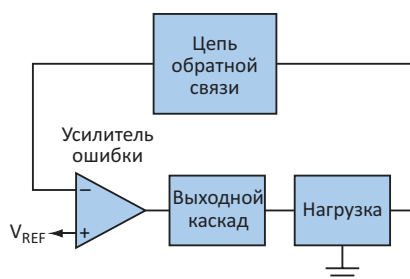


Рисунок 1. Типичная петля обратной связи схемы регулятора напряжения может быть адаптирована для создания стабилизатора мощности нагрузки с изменяющимся сопротивлением.

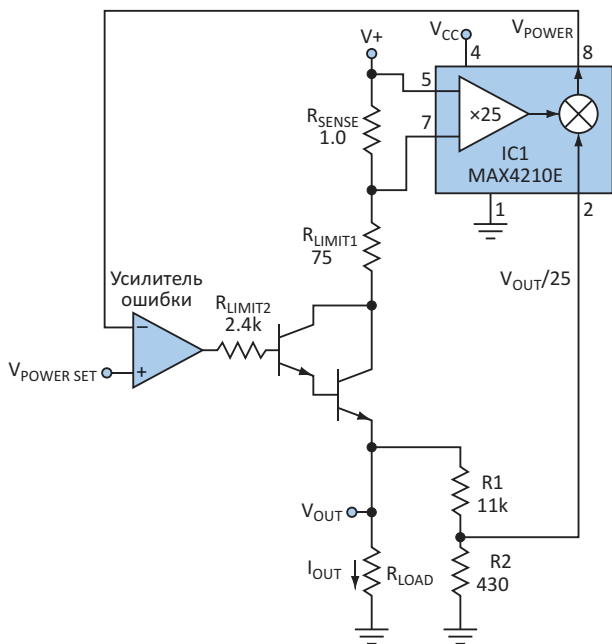


Рисунок 2. Контур обратной связи в этом регуляторе гарантирует, что мощность, поступающая в изменяющуюся нагрузку, будет оставаться относительно постоянной.

монитор тока, который измеряет ток нагрузки, буфер, измеряющий напряжение нагрузки, и аналоговый умножитель, который умножает одно на другое, вырабатывая выходное напряжение V_{POWER} , пропорциональное мощности нагрузки. Монитор тока рассчитан на измерение тока в верхнем плече, когда токоизмерительный резистор R_{SENSE} включается между нагрузкой R_{LOAD} и шиной питания, а не «земли». Это позволяет избежать добавления нежелательного сопротивления на пути возврата тока.

В этом примере коэффициент усиления внутреннего токоизмерительного усилителя монитора (одного из нескольких доступных) равен 25. Следовательно, при сопротивлении токоизмерительного резистора 1 Ом выходное напряжение усилителя составляет 25 В на один ампер тока. Усилитель ошибки управляет парой Дарлингтона с большим коэффициентом усиления, чтобы минимизировать базовый ток, который течет в нагрузку не через токоизмерительный резистор.

На второй вход измерителя мощности через резистивный делитель R1-R2 с отношением сопротивлений 1:25 подается напряжение нагрузки. Это напряжение внутренне умножается на сигнал тока для получения

выходного сигнала, пропорционального мощности нагрузки:

$$V_{POWER} = (V_{IOUT} \cdot 25) \cdot \frac{V_{OUT}}{25} = I_{OUT} \cdot V_{OUT} = \frac{1 \text{ В}}{\text{Вт}}$$

Управляя выходным каскадом, усилитель ошибки стремится сделать выходной сигнал микросхемы IC1 (пропорциональный мощности нагрузки) равным опорному сигналу на входе V_{POWER_SET} .

Напряжение питания $V+$ (18 В) ограничивает максимальное напряжение нагрузки приблизительно до 15 В. Резисторы R_{LIMIT1} и R_{LIMIT2} ограничивают ток нагрузки примерно до 120 мА.

Эта схема довольно хорошо поддерживает постоянную мощность в диапазоне нагрузок 50:1 и при различных значениях установленной мощности (Рисунок 3).

Хотя приведенная здесь схема предназначена для приложений с низким энергопотреблением (до 100 мВт) в широком диапазоне сопротивлений нагрузки, ее можно легко масштабировать для расширения рабочих диапазонов токов, напряжений и мощностей нагрузки. Для этого нужно заменить токоизмерительный резистор R_{SENSE} , чтобы среднее значение напряжения на нем составляло

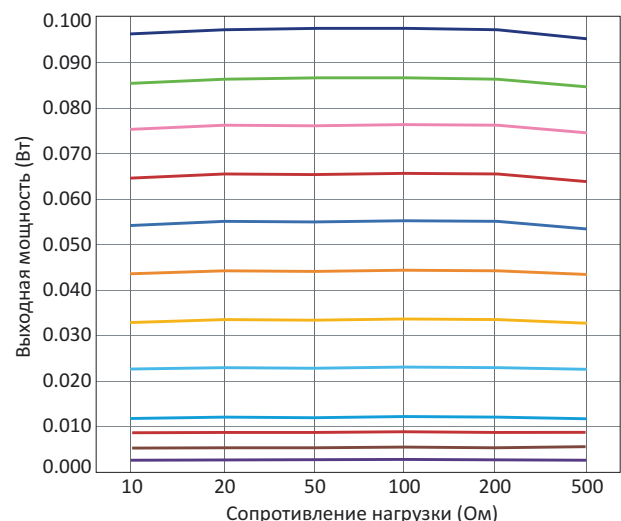


Рисунок 3. Выходная мощность схемы на Рисунке 2 остается хорошо стабилизированной в широком диапазоне нагрузок и при различных значениях напряжения V_{POWER_SET} , которые изменялись в диапазоне от 0.0021 В (внизу) до 0.0300 В (вверху).

примерно 50 мВ, а максимальное не превышало 150 мВ.

Аналогично, отношение сопротивлений резисторов R1-R2 должно быть изменено так, чтобы напряжение, подаваемое на IC1, составляло примерно 500 мВ. (Напряжения от 200 мВ до 1 В обеспечивают сохранение точности, указанной в техническом описании микросхемы IC1). Другие версии IC1 имеют отличающиеся значения коэффициента усиления, что определяет отношение выходной мощности к уровню управляющего напряжения V_{POWER_SET} .

Наконец, надо будет оценить допустимые пределы мощности, рассеиваемой резистором R_{LIMIT1} и выходным транзистором, и при необходимости заменить эти компоненты. Сфера использования описанного метода не ограничивается показанным линейным регулятором. Он в равной степени применим ко многим импульсным стабилизаторам, обеспечивающим значительно более высокие значения выходной мощности и КПД. **РЛ**

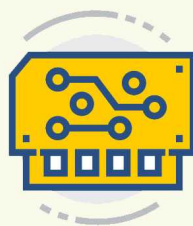
Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4210](#)

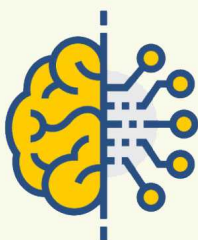
ДОСКА ОБЪЯВЛЕНИЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОНЩИКОВ



Радиодетали



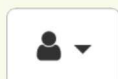
Приборы, платы



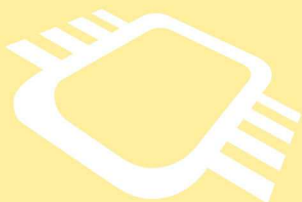
Работа



Услуги



+ Добавить объявление



РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

www.rlocman.ru/price

Подберите оптимального поставщика электронных компонентов, измерительной и электронной техники.

Цены, условия поставки и доставки.



Приглашаем дистрибьюторов электронных компонентов и приборов

Понижение выходного напряжения LDO до 0 В

Petre Petrov

Electronic Design

Многие электронные схемы начинают работать при напряжении ниже 1.25 В. Но выходные напряжения популярных регулируемых стабилизаторов, таких как LM317, LM350 и LM338, не могут быть ниже 1.25 В, а для L200 этот порог еще больше – 2.85 В.

Стабилизаторы с фиксированными выходными напряжениями серий 78xx и LM29xx предлагают лишь 5, 3.3, 3.0, 2.85 или 2.5 В.

Предложенные здесь подходы позволяют с помощью этих регуляторов обеспечить выходное напряжение, близкое к нулю (иногда)

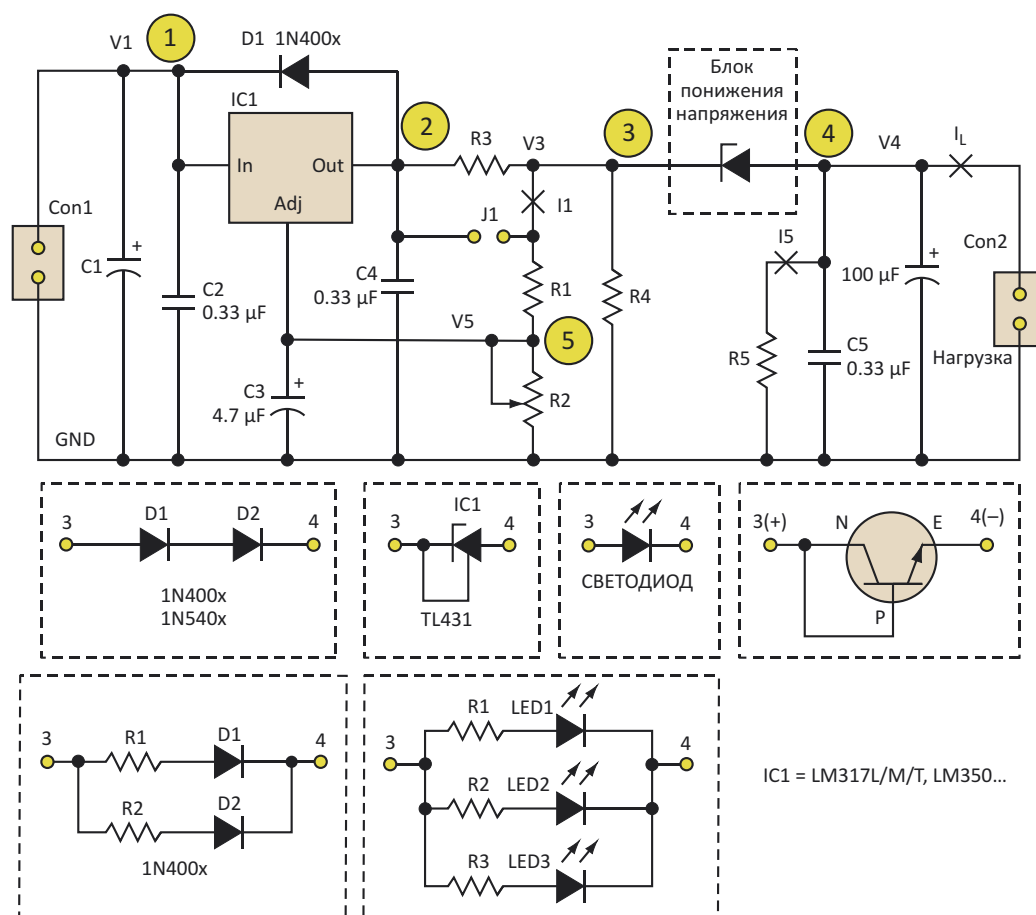


Рисунок 1. Существуют различные способы реализации на выходе стабилизатора активного «блока понижения напряжения», опорное напряжение которого вычитается, чтобы снизить выходной потенциал до уровня земли.

да называемому «уровнем земли»). Этого можно добиться двумя способами: вычитанием опорного напряжения из выходного напряжения стабилизатора или смещением напряжения, подаваемого на резисторы делителя обратной связи стабилизатора.

На Рисунке 1 показана реализация первого подхода, в котором опорный источник с напряжением, которое должно вычитаться через «блок понижения напряжения», подключен между точками 3 и 4 схемы. Выбор производится в соответствии с требуемыми значениями выходного тока, напряжения и температурной стабильности. Вычитать ровно 1.25 В или подобное напряжение нет необходимости.

Между точками 3 и 4 могут быть использованы следующие компоненты: один или несколько диодов (таких как 1N400x или 1N540x), один или несколько диодов Шоттки (1N5819, 1N5822), микросхемы источников опорного напряжения (LT1004-1.2, LM385-1.2, TLVH431, TLVH432, LM336-2.5, ADR512, LM4041C12), шунтовые регуляторы (TL431, LM431), стабилитроны (серии мощностью 1.3 Вт), светодиоды (любых цветов и комбинаций) и даже транзисторы, включенные стабилитронами или простыми диодами.

Каждое из этих решений имеет свои преимущества и недостатки. Например, с помощью TL431 можно получить выходной ток 100 мА и хорошую температурную стабильность. (В этом случае напряжение V3 в точке 3 должно начинаться с 2.5 В). R1 и R2 – это резисторы регулировки напряжения, стандартные для таких стабилизаторов, как LM317 и LM350.

Резисторы R3, R4 и R5 являются необязательными. Если в токоограничивающем резисторе R3 необходимости нет, его можно заменить перемычкой. R4 при необходимости может нагрузить стабилизатор IC1 минимальным током. Чаще всего этот ток устанавливают резисторы R1 и R2, но это не обязательно и не всегда является хорошим вариантом. R5 может обеспечить минимальный нагрузочный ток для стабилизатора IC1 и/или минимальный ток для вычитающего элемента, подключенного между точками 3 и 4.

Второй подход удобен в тех случаях, когда схемы работают от одного источника питания, такого как 6- или 12-вольтовые аккумуляторные батареи, а входное напряжение обычно ограничено значением примерно 16 В (Рисунок 2). В этих случаях выходное напряже-

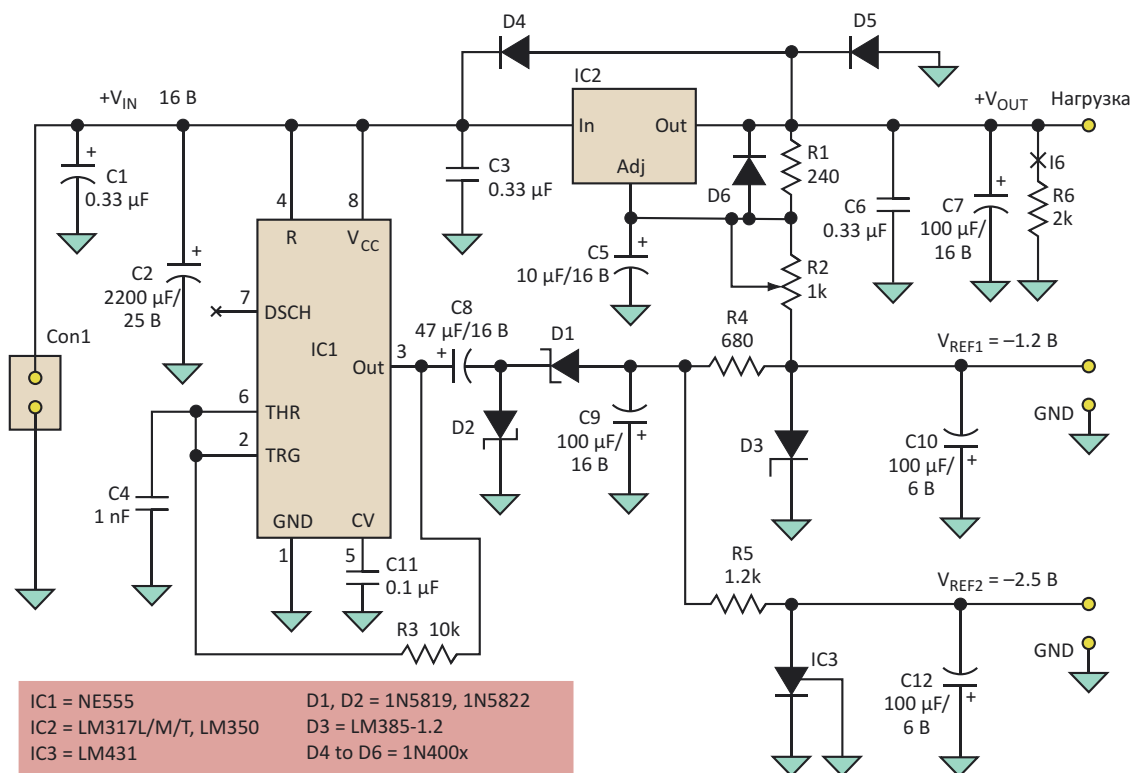


Рисунок 2. В ситуациях, когда напряжение шины питания положительно и ограничено, подход с использованием резисторов является альтернативой активным методам, показанным на Рисунке 1.

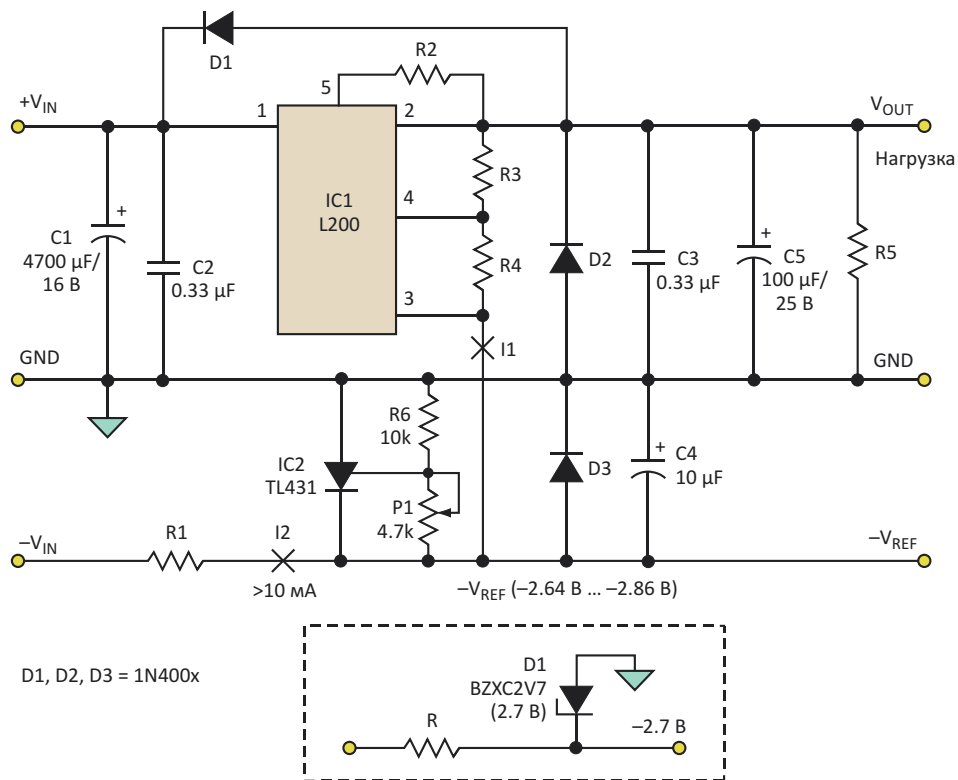


Рисунок 3. В схеме с регулируемым стабилизатором, таким как L200, шунтовой стабилизатор действует как активный редуктор напряжения, в то время как потенциометр позволяет точно установить желаемое значение напряжения.

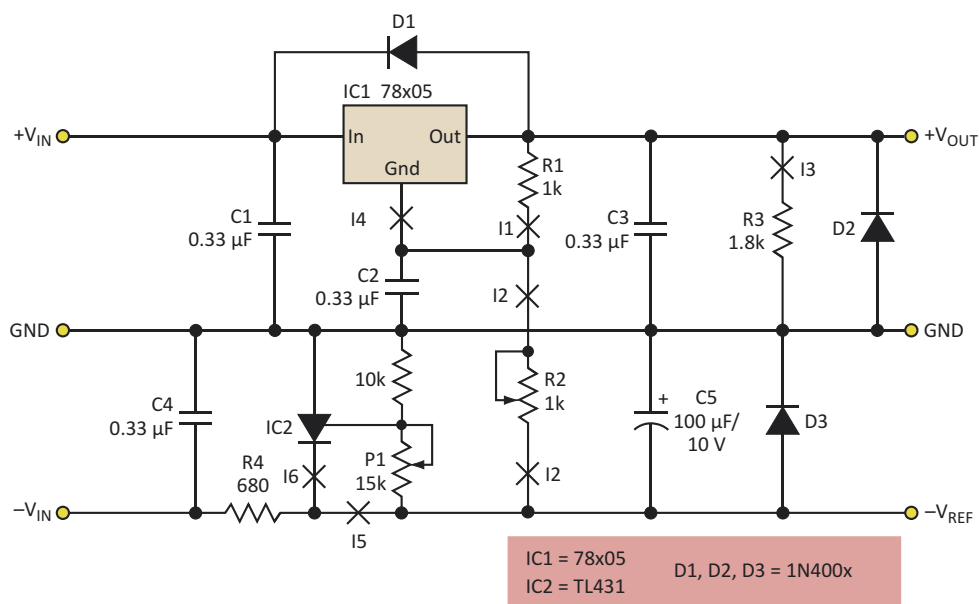


Рисунок 4. Аналогичный подход применим к семейству 78xx, но требует некоторых изменений схемы.

ние LM317х уменьшают и смещают путем смещения напряжения на резисторах обратной связи.

Для создания отрицательного напряжения может быть использован таймер NE555 и связанные с ним компоненты. Здесь он выра-

батывает -1.2 В для смещения LM317х и -2.5 В для аналоговых цепей системы. Рабочая частота генератора обычно устанавливается между 20 кГц и 200 кГц. Элементами D1 и D2 должны быть диоды с быстрым переключением и низким падением напряжения, такие,

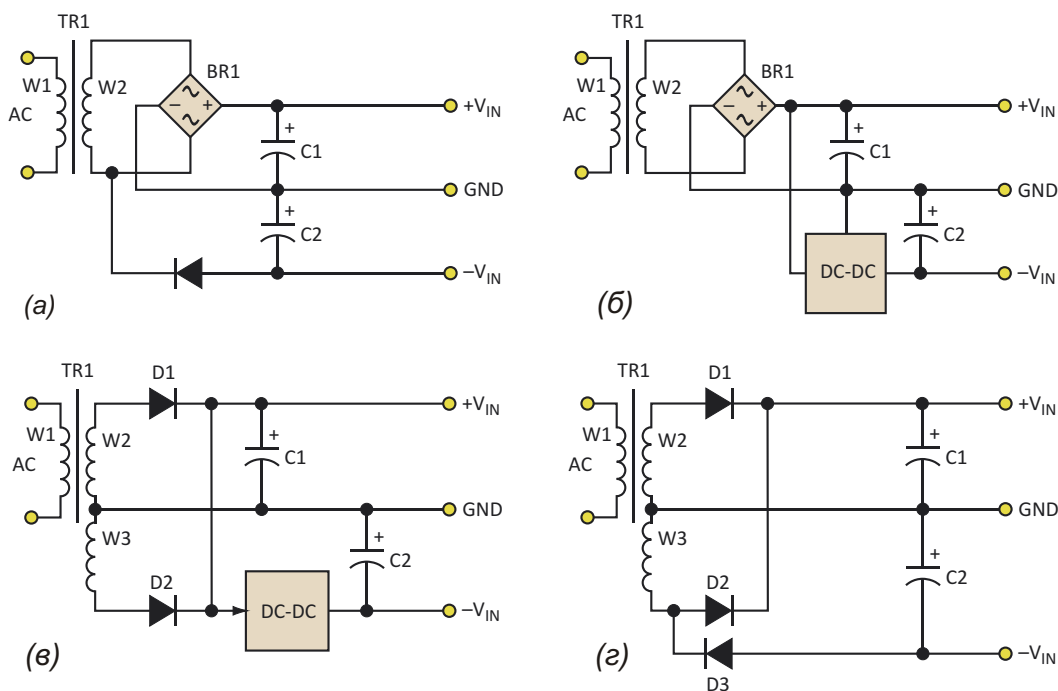


Рисунок 5. Существуют различные распространенные методы создания отрицательных напряжений из переменного напряжения, включая двухполупериодный выпрямительный мост плюс дополнительный диод (а), двухполупериодный выпрямительный мост плюс DC/DC преобразователь (б), полумостовой выпрямитель плюс DC/DC преобразователь (в) и полумостовой выпрямитель плюс дополнительный диод (г).

например, как 1N5819 или 1N5822. D3 – это источник опорного напряжения или параллельный стабилизатор, вырабатывающий смещение -1.2 В, например LM385-1.2 В. Резистор R6 необязателен. Он нужен для того, чтобы при необходимости обеспечить минимальный ток нагрузки микросхемы IC1.

Шунтовой регулятор на Рисунке 3, например, TL431, смещает выходное напряжение стабилизатора L200 к земле. Он должен быть рассчитан не менее чем на 10 мА, чтобы принимать ток, вытекающий из L200. Подстроечный потенциометр P1 создает для L200 соответствующее напряжение смещения. Кроме того, абсолютная величина напряжения $-V_{REF}$ должна равняться внутреннему опорному напряжению L200, которое находится в диапазоне от 2.64 В до 2.86 В. Сопротивления резисторов R2, R3 и R4 рассчитаны в соответствии с техническим описанием микросхемы L200.

Этот метод применим и к регулируемым стабилизаторам серии 78xx (Рисунок 4). Подстроечный резистор P1 используется для того, чтобы сделать опорное напряжение

$-V_{REF}$ равным выходному напряжению 78x05 и, таким образом, получить выходное напряжение $+V_{OUT}$, близкое к уровню земли. С помощью R2 устанавливается требуемое значение выходного напряжения $+V_{OUT}$ между 0 В и +5 В. Для других диапазонов выходных напряжений необходимо изменить номиналы резисторов R2 и R1. Кроме того, потенциометр R2 можно заменить постоянным резистором.

На Рисунке 5 представлено несколько идей для создания отрицательного напряжения, необходимого для смещения уровней выводов земли или обратной связи стабилизаторов с использованием NE555 или других методов. **Р1**

Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics L200](#)
2. [Datasheet Fairchild LM317](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LM350A](#)
4. [Datasheet Texas Instruments LM431](#)
5. [Datasheet Texas Instruments LM385-1.2](#)
6. [Datasheet Diodes NE555](#)
7. [Datasheet Diodes TL431](#)

Повышающий преобразователь напряжения с зарядовым насосом Диксона



О. Петраков, Москва

В статье описаны два простых, но высокоэффективных повышающих преобразователя напряжения с зарядовым насосом Диксона. В первом преобразователе напряжение увеличивается в 16 раз с помощью двух конденсаторов, во втором – в 32 раза с помощью четырех конденсаторов. Причем, это не предел, и коэффициент повышения может быть еще больше.

Предлагаемые преобразователи были востребованы во встроенной системе автоматизированного контроля сопротивления изоляции некоторых цепей бортовой системы управления. Для этого требуется достаточно высокое напряжение при небольшом токе нагрузки. Однако преобразователи могут найти и другие применения.

На Рисунке 1 представлена схема двухтактного повышающего преобразователя напряжения, питающегося от напряжения $+ (4 \dots 5)$ В. Выходное напряжение может достигать 80 В при работе на нагрузку 100 кОм. При уменьшении сопротивления нагрузки выходное напряжение будет уменьшаться. Если нужно получить конкретное напряже-

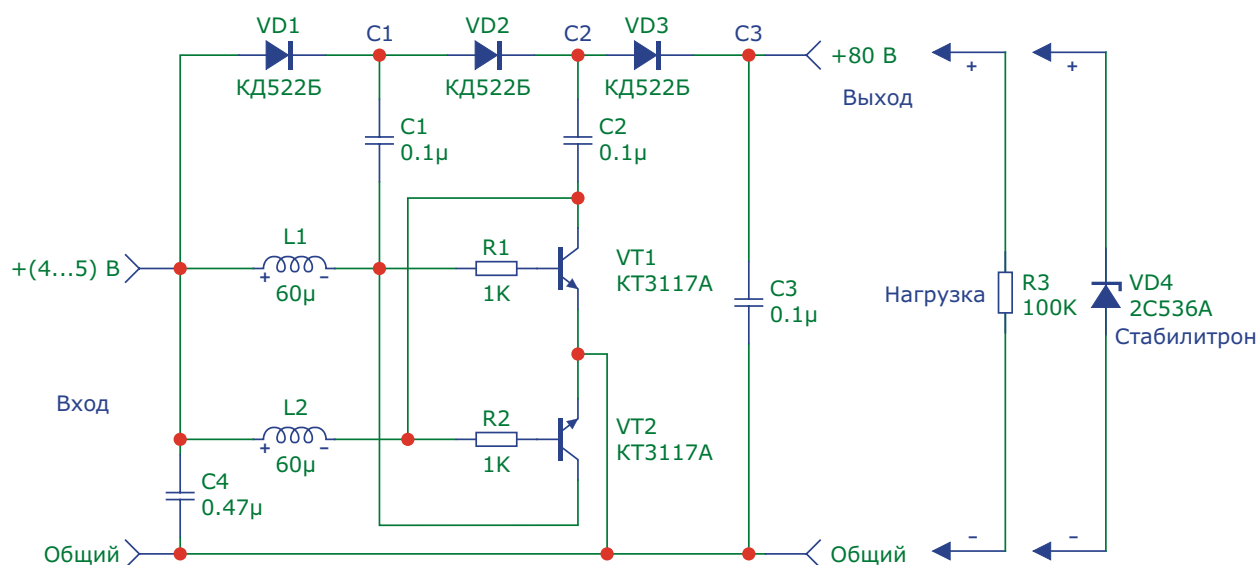


Рисунок 1. Схема преобразователя с 2-каскадным множителем напряжения.

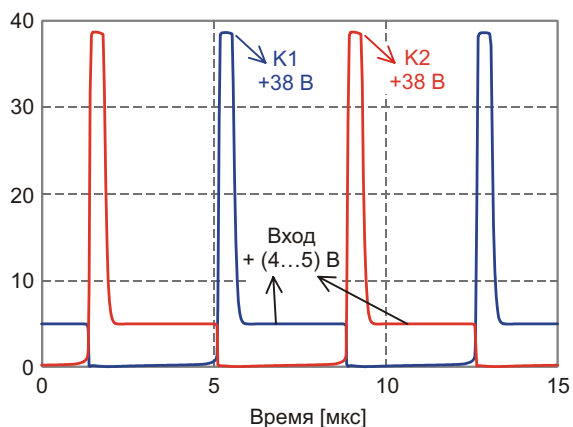


Рисунок 2. Высоквольтные импульсы (+38 В) на коллекторах транзисторов VT1 и VT2.

ние, то на выход можно поставить ограничивающий стабилитрон.

На транзисторах VT1, VT2 и элементах L1, L2, R1 и R2 собран двухтактный генератор-мультипликатор. На диодах VD1, VD2 и конденсаторах C1, C2 собран двухкаскадный умножитель напряжения, работающий с постоянным током (зарядовый насос Диксона). Диод VD3 выполняет функцию выпрямителя, а конденсатор C3 — роль фильтра.

При подаче напряжения +5 В схема переходит в режим генерации. В процессе переключения транзисторов VT1 и VT2 на индуктивностях L1 и L2 образуются высоковольтные импульсы положительной полярности. Форма импульсов напряжения на коллек-

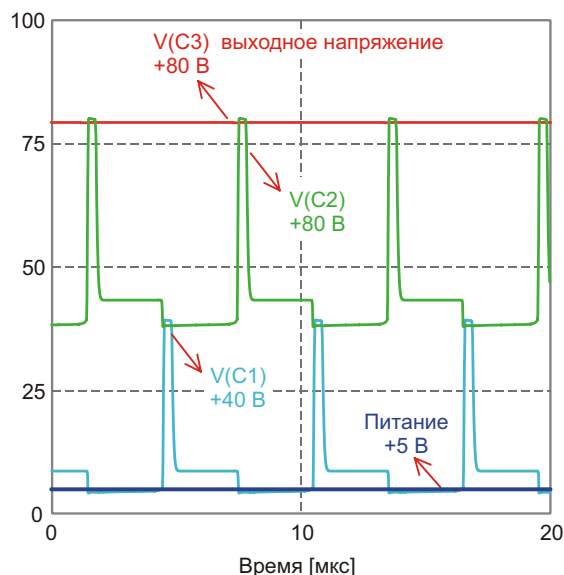


Рисунок 3. Импульсы напряжения на конденсаторах C1, C2 и C3 в точке соединения с диодами относительно общего провода.

торах транзисторов VT1 и VT2 показана на Рисунке 2. Их амплитуда может достигать примерно до +(38...39) В.

Высоквольтные импульсы, сдвинутые по фазе на 180 градусов, заряжают конденсаторы C1 и C2 параллельно, а разряжают последовательно через диоды VD1 и VD2. За счет этого на конденсаторе C2 образуются импульсы еще более высокого напряжения, которые через диод VD3 заряжают конденсатор C3. Форма импульсов напряжения на

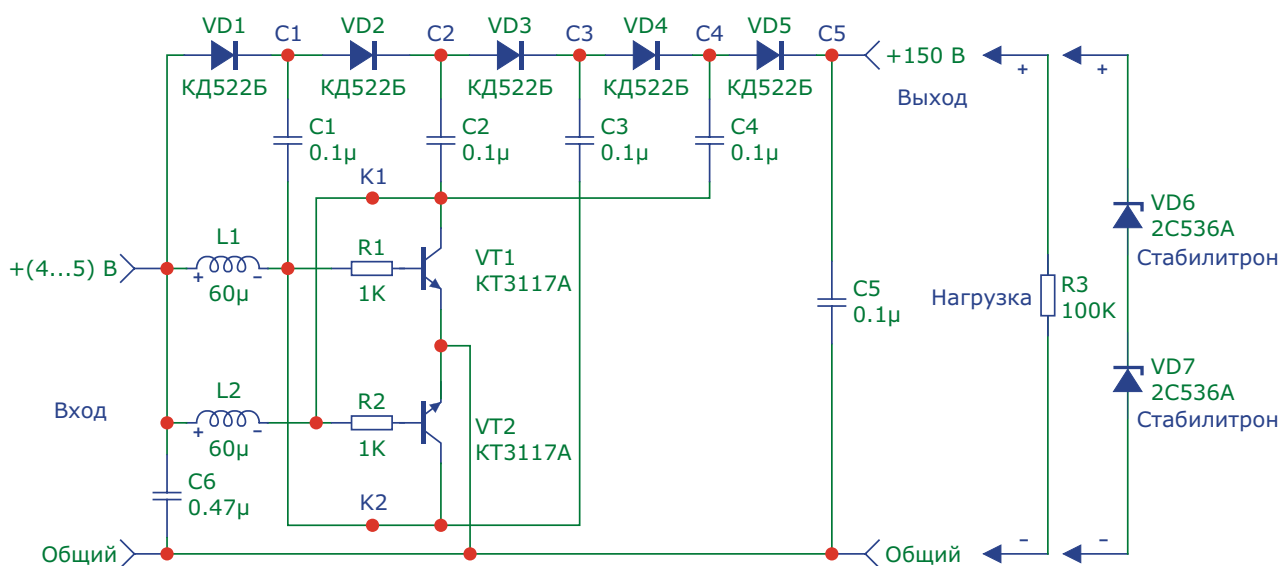


Рисунок 4. Схема преобразователя с 4-каскадным умножителем напряжения.

конденсаторах С1, С2 и С3 в точке их соединения с диодами относительно общего провода показана на Рисунке 3.

Если требуется более высокое напряжение, количество каскадов умножения можно увеличить.

На Рисунке 4 представлена схема двухтактного повышающего преобразователя, работающего аналогично, но умножитель здесь 4-каскадный. Возможное выходное напряжение до (150 ... 155) В, при работе на нагрузку 100 кОм. При уменьшении сопротивления нагрузки выходное напряжение будет уменьшаться. Если нужно получить конкретное напряжение, то на выход можно установить ограничивающий стабилитрон. Форма импульсов напряжения на конденсаторах С1, С2, С3, С4 и С5 в точке соединения с диодами относительно общего провода показана на Рисунке 5.

В схемах использованы п-р-п транзисторы КТ3117А. Можно использовать любые другие транзисторы, в том числе и германиевые.

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

Емкость конденсаторов С3 (Рисунок 1) и С5 (Рисунок 4) может быть любой в диапазоне от 0.1 мкФ до 4.7 мкФ. Все зависит от того, какое качество фильтрации питания вам требуется. В моем случае достаточно емкости 0.1...0.47 мкФ. Эти конденсаторы должны быть обязательно керамическими, так как частота импульсов на выходе генератора составляет 100...130 кГц. Рабочее напряжение конденсаторов должно превышать выходное напряжение преобразователя хотя бы в полтора раза.

Остальные конденсаторы должны быть керамическими с рабочим напряжением не менее 50 В. Емкости этих конденсаторов относительно указанных на схеме номиналов можно менять в достаточно широких пределах, например, в разы.

Номинальная мощность рассеяния резисторов R1 и R2 (Рисунки 1 и 4) должна быть не менее 0.25 Вт. Тип резисторов любой. От

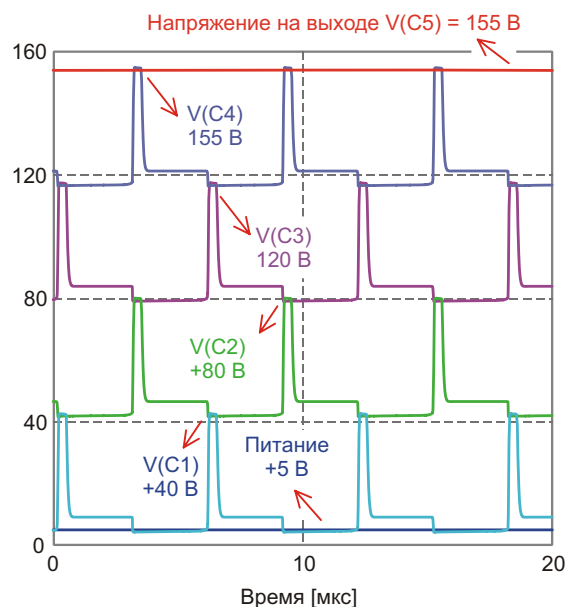


Рисунок 5. Импульсы напряжения на конденсаторах С1, С2, С3, С4 и С5 в точке соединения с диодами относительно общего провода.

величины сопротивлений этих резисторов сильно зависит КПД преобразователя. Для повышения КПД их номинал следует увеличивать до тех пор, пока сохраняется устойчивая работа в заданном диапазоне входного напряжения. Транзисторы желательно выбрать с высоким усилением, чтобы иметь возможность увеличивать номиналы резисторов R1 и R2.

Диоды в умножителях должны выдерживать напряжение высоковольтных импульсов, образующихся на коллекторах транзисторов VT1 и VT2 (см. Рисунок 2; в схеме Рисунок 4 импульсы точно такие же). Для этого достаточно в обеих схемах выбрать все диоды с допустимым обратным напряжением не менее 50 В (т. е. высоковольтные диоды не требуются, и можно использовать подходящую матрицу диодов).

То же самое относится и к конденсаторам умножителя – они должны иметь рабочее напряжение не менее 50 В, но высоковольтные конденсаторы не нужны. (Наборы транзисторов и конденсаторов в одном корпусе тоже существуют).

Для проверки работоспособности преобразователей к их выходу надо подключить резистор номиналом 100 кОм и мощностью не менее 0.5 Вт для имитации тока нагрузки.

Заключение

Преобразователь способен работать и при меньшем питающем напряжении. В представленной схеме используются кремниевые транзисторы, поэтому для запуска преобразователя требуется напряжение больше 1 В. Если использовать германиевые транзисторы, то схема будет запускаться при напряжении, превышаю-

щем 0.3 В. При пониженных входных напряжениях следует уменьшить номиналы резисторов R1 и R2.

Очевидно, что для получения нужного высокого напряжения количество каскадов умножения можно увеличивать до какого-то разумного предела.

На основе такого преобразователя можно сделать мегаомметр на батарейках. [РЛ](#)

Облегчаем жизнь механическому угловому энкодеру



М. П. Басков, Москва

Опубликованная на сайте «РадиоЛоцман» статья [1] автора Anthony Smith об использовании углового энкодера для точного управления приращением напряжения лабораторного источника питания без применения микроконтроллера или реверсивного счетчика с ЦАП, вдохновила меня исследовать этот феномен.

При макетировании был получен результат, по стабильности превосходящий параметры, указанные в статье. Однако вариант, смонтированный на печатной плате, был плох, даже очень плох. Не помогли ни тщательная очистка монтажа, ни замена компонентов. Самый лучший результат, достигнутый в результате долгих мучений, был вдвое хуже, чем приведенный в статье. Причина, по которой схема, собранная на макете, показала отличный результат, так и осталась тайной, так как макет перед изготовлением печатной платы был демонтирован.

Поскольку наибольшая нестабильность выходного напряжения наблюдалась на концах диапазона, то эксперименты сопровождались интенсивным вращением ручки энкодера, что и привело к его преждевременной смерти. Та же участь постигла и второй энкодер, хотя я воспользовался рекомендацией автора статьи и дополнил устройство опцией грубой регулировки. Все имеющиеся у меня энкодеры были из одной партии, полученной с известного китайского сайта. Сжалившись над последним, третьим энкодером, я разработал схему имитатора энкодера, содержа-

щего в качестве органов управления две кнопки, нажатие на которые соответствует вращению оси энкодера в разные стороны. Длительное нажатие на кнопки увеличивает частоту следования импульсов и реализует режим ускоренной регулировки. Выходы схемы имитатора подключаются параллельно выводам энкодера.

Модель, поясняющая работу имитатора, показана на Рисунке 1.

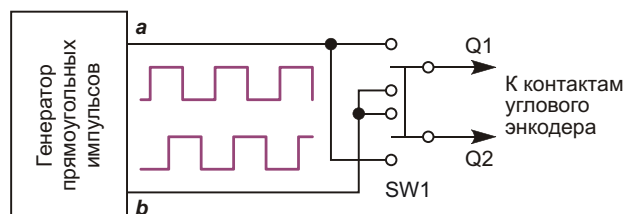


Рисунок 1. Принцип работы имитатора углового энкодера.

Генератор прямоугольных импульсов формирует две последовательности импульсов, причем одна из них имеет сдвиг в 90 градусов относительно другой. Это главное условие для имитатора углового энкодера, который при вращении генерирует аналогичную последовательность импульсов.

В исходном состоянии импульсы на выходах имитатора отсутствуют. В верхнем положении переключателя SW1 на выход Q1 проходит последовательность «а», а на выход Q2 – последовательность «b». В нижнем

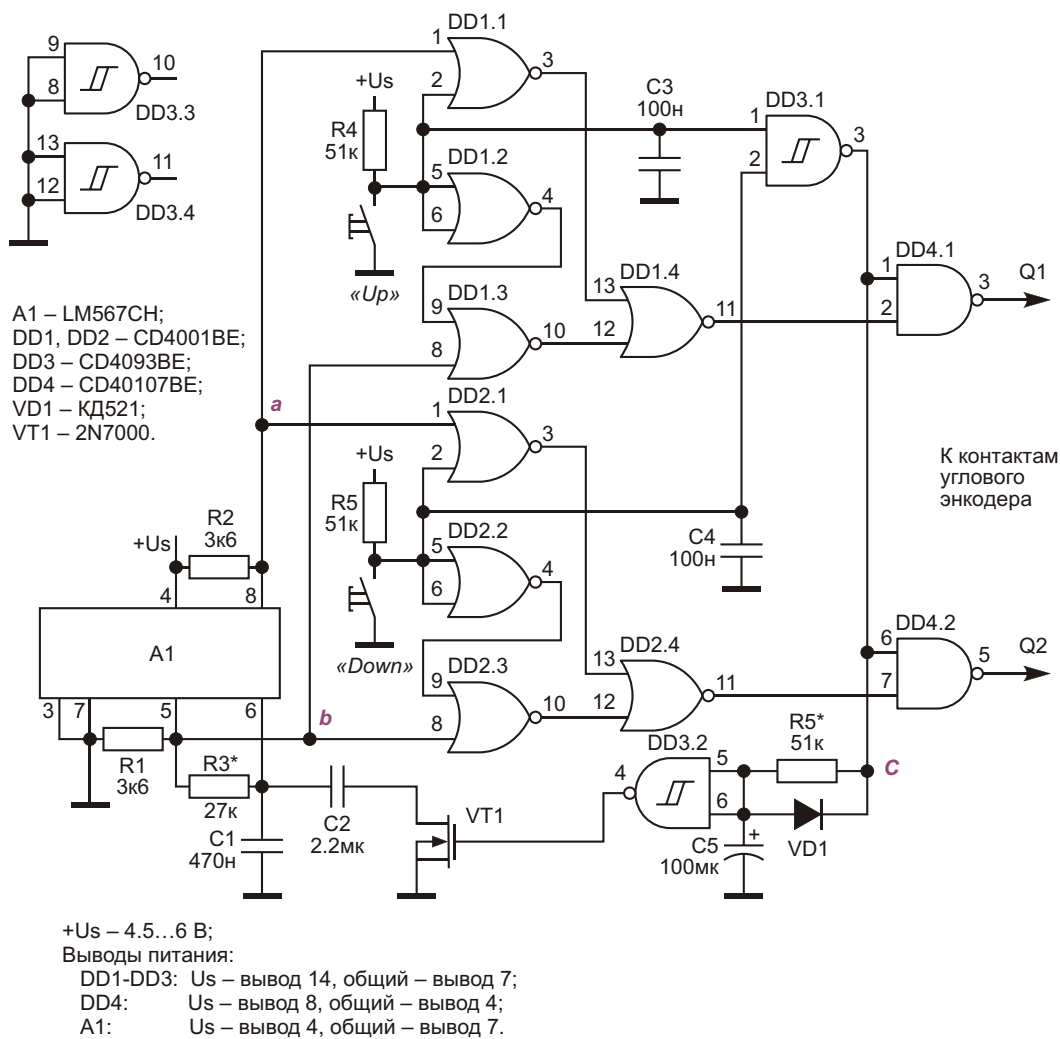


Рисунок 2. Принципиальная схема имитатора углового энкодера.

положении переключателя SW1 на выход Q1 проходит последовательность «*b*», а на выход Q2 – последовательность «*a*». Переключение SW1 эквивалентно вращению оси энкодера влево и вправо.

Схема, показанная на Рисунке 1, явилась действующим прототипом, достаточным для того, чтобы быстро изменять регулируемый параметр от максимума до минимума и обратно.

Однако мы не из тех, кто ищет легких путей. Обычный сдвоенный тумблер – это не наш стиль. Поэтому для комфортной работы была разработана схема электронного имитатора углового энкодера, изображенная на Рисунке 2.

В качестве генератора квадратурной последовательности импульсов я использо-

вал микросхему LM567CN, предназначенную для демодуляции аналоговых сигналов на частотах до 500 кГц и снабженную квадратурным фазовым детектором. На Рисунке 2 эта микросхема обозначена как A1.

На выходах A1, обозначенных на схеме как «*a*» и «*b*», квадратурная последовательность имеется по умолчанию. Оставалось только при помощи двух кнопок, обозначенных на схеме как «*Up*» и «*Down*», направить эту последовательность на выходы Q1 и Q2 схемы имитатора. Микросхема DD4 имеет выходы с открытым стоком, что позволяет подключать выходы схемы параллельно практически любым энкодерам, у которых средний вывод подключен к общему проводу.

Реализованная логика настолько проста, что не нуждается в пояснении. Остановимся

только на управлении частотой выходных импульсов, которая позволяет имитировать медленное и быстрое вращение оси энкодера.

В исходном состоянии в точке «с» присутствует низкий потенциал, и конденсатор С5 разряжен. Высокий потенциал на выходе элемента DD3.2 удерживает в открытом состоянии транзистор VT1, подключающий конденсатор С2 параллельно конденсатору С1. Частота следования импульсов на выходе А1 при указанных на схеме номиналах R3, С1 и С2, составляет примерно 13 Гц, что соответствует режиму медленного вращения оси энкодера. При нажатии на любую из кнопок, в точке «с» появляется высокий потенциал, начинающий заряжать конденсатор С5 через резистор R5. При длительном нажатии на кнопку растущее напряжение на конденсаторе С5 достигнет порогового уровня переключения элемента DD3.2, и на его выходе появится низкий потенциал, закрывающий транзистор VT1. Теперь выходная частота генератора А1 определяется только конденсатором С1, возрастая до 62 Гц. Это соответствует режиму быстрого вращения оси энкодера.

Следует отметить, что как задержка включения повышенной частоты, так и сами значения низкой и высокой частот могут быть изменены пользователем в широких пределах, что является несомненным плюсом предлагаемого решения.

Описанный в статье принцип построения имитатора углового энкодера может быть реализован чисто программными методами с использованием микроконтроллера, если энкодер используется в системе цифрового управления каким-либо процессом. **РЛ**

Ссылки:

1. Anthony Smith. [Точное управление ступенчатыми приращениями напряжения с помощью углового энкодера](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM567C](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4001BE](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4093BE](#)
4. [Datasheet Texas Instruments CD40107BE](#)
5. [Datasheet Microchip 2N7000](#)

Гистерезис мультивибратора создается каскадом положительной обратной связи

Robert Larson

EDN

Существует множество конструкций автоколебательных мультивибраторов на основе логических элементов. Одной из самых простых является инвертор с триггером Шмитта на входе с RC-цепочкой обратной связи (Рисунок 1). Выходной ток заряжает конденсатор до верхнего порога переключения, после чего состояние выхода меняется на противоположное, порог принимает другое значение, и зарядный ток конденсатора меняет направление. Когда напряжение на конденсаторе пересекает нижний порог, выходное и пороговое напряжения возвращаются к исходным значениям, и процесс повторяется. Временные параметры импульсов зависят как от постоянной времени RC, так и от ширины петли гистерезиса, определяемой различием двух пороговых напряжений (Рисунок 2). К сожалению, хотя производители инверторов и указывают напряжения гистерезиса в

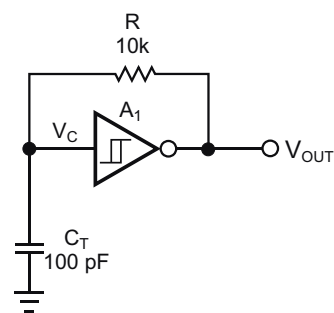


Рисунок 1. В базовой схеме автоколебательного мультивибратора используют триггер Шмитта и RC-цепь.

своих технических документах, разброс этих напряжений довольно велик. Кроме того, они, вероятно, в определенной степени зависят температуры. Эти неопределенности затрудняют разработку схемы с предсказуемой частотой колебаний.

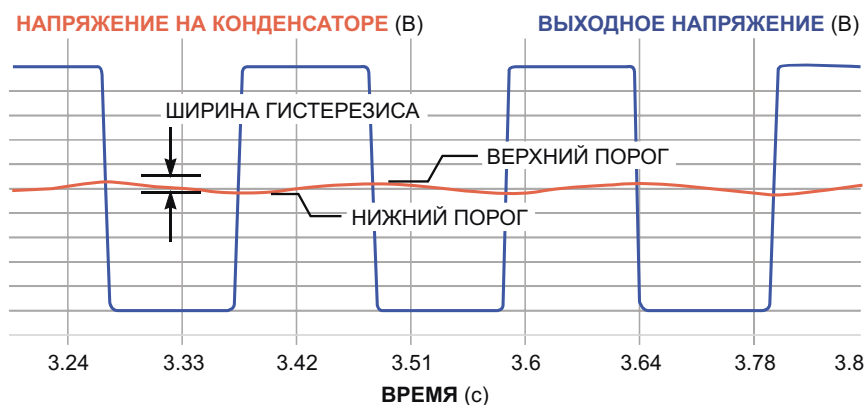


Рисунок 2. Гистерезис логического элемента в значительной степени определяет пороги переключения.

Простой инвертор, не имеющий гистерезиса, позволяющего напряжению на конденсаторе превысить номинальный порог, заряжает конденсатор до порогового напряжения, и процесс зарядки останавливается в узкой линейной области инвертора. В этот момент отрицательная обратная связь между инвертирующим выходом и входом делает выходное напряжение равным пороговому. Добавление еще одного инвертирующего каскада посредством положительной обратной связи вводит другой гистерезис, параметры которого определяются внешними пассивными компонентами (Рисунок 3).

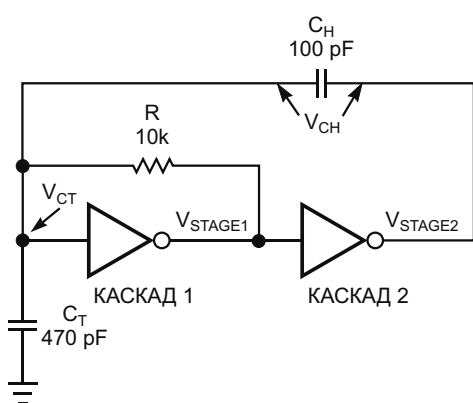


Рисунок 3. Добавление каскада положительной обратной связи обеспечивает гистерезис каскада на простом инверторе.

Всякий раз, когда выходное напряжение V_{STAGE1} каскада 1 пересекает пороговое значение, дополнительный каскад 2 инжектирует дополнительный заряд через конденсатор

обратной связи C_H , вследствие чего напряжение на времязадающем конденсаторе C_T поднимается выше порогового значения. Зарядный ток RC-цепи меняет направление, чтобы вернуть напряжение на конденсаторе к пороговому уровню, по достижении которого схема инжекции гистерезиса снова подтолкнет напряжение выше целевого значения, так что времязадающая RC-цепь должна опять изменить направление зарядного тока, чтобы вернуться к пороговому напряжению (Рисунок 4). Этот процесс продолжается бесконечно с довольно предсказуемой скоростью. На Рисунке 4 и в последующих формулах использованы следующие обозначения:

- C_T – емкость времязадающего конденсатора,
- C_H – емкость гистерезисного конденсатора,
- V_{THR} – пороговое напряжение инвертора,
- V_{LOW} – низкий уровень выходного напряжения инвертора,
- V_{HIGH} – высокий уровень выходного напряжения инвертора.

Величину гистерезиса V_{HYST} можно рассматривать как результат действия емкостного делителя напряжения, образованного времязадающим конденсатором C_T и конденсатором гистерезиса C_H . Когда каскад 1 переключает каскад 2, его выходной логический уровень переходит с высокого на низкий или с низкого на высокий, изменяясь на величину $V_{HIGH} - V_{LOW}$, а напряжение на времязадающем конденсаторе подскакивает на величину

$$V_{HYST} = (V_{HIGH} - V_{LOW}) \frac{C_H}{C_H + C_T}.$$

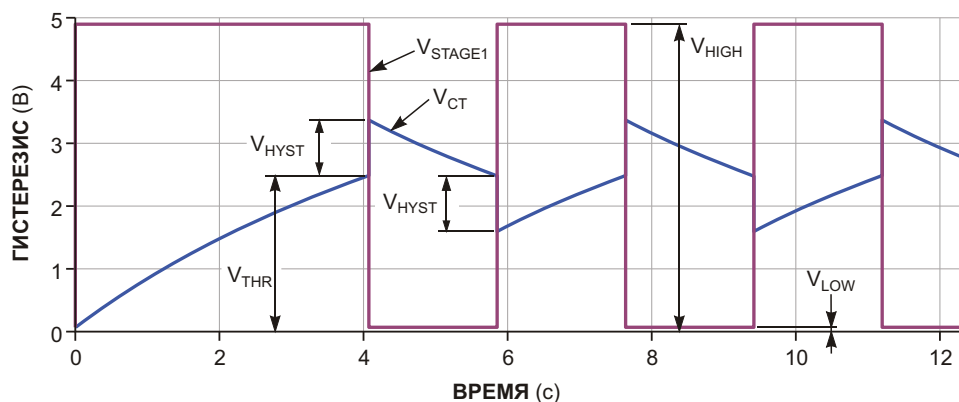


Рисунок 4. Гистерезис возникает в результате инжекции заряда из каскада 2, при котором напряжение на времязадающем конденсаторе превышает порог переключения на известную фиксированную величину.

При этом напряжение на времязадающем конденсаторе возвращается к уровню выходного напряжения каскада 1 за счет тока, идущего как через времязадающий, так и через гистерезисный конденсатор.

Таким образом, постоянная времени, определяющая период колебаний, равна $R(C_T + C_H)$, а напряжение на времязадающем конденсаторе равно или

$$V_{CT} = (V_{THR} - V_{HYST} - V_{LOW})e^{-\frac{t}{R(C_T + C_H)}}$$

или

$$V_{CT} = [V_{HIGH} - (V_{THR} - V_{HYST})]e^{-\frac{t}{R(C_T + C_H)}}$$

в зависимости от того, в каком полупериоде это происходит. Время от $V_{THR} + V_{HYST}$ обратно до V_{THR} вычисляется как

$$t_1 = R(C_T + C_H) \ln \frac{V_{THR} - V_{LOW}}{V_{THR} - V_{HYST}}$$

Для другого полупериода

$$t_2 = R(C_T + C_H) \ln \frac{V_{HIGH} - V_{THR}}{V_{HIGH} - V_{HYST}}$$

К общему периоду следует прибавить суммарную задержку распространения ($t_{PLH} + t_{PHL}$) в каскадах 1 и 2. Эти времена задержки распространения являются незначительными, если только не требуется, чтобы схема работала на максимальной частоте. Тогда прогноз периода колебаний зависит только от номиналов пассивных компонентов и их допусков, температуры и коэффициентов старения.

Однако последовательная комбинация C_T и C_H создает емкостную нагрузку для каскада 2. Эта нагрузка влияет на времена нарастания и спада каскада 2, сумму которых нужно добавить к общему периоду T .

В случае КМОП микросхем, таких как 74VHC04, времена нарастания и спада зависят от выходного сопротивления микросхемы, а также от номиналов внешних компонентов. Если за модель выхода каскада 2 принять RC-цепь, времена экспоненциального нарастания и спада между уровнями 10% и 90% можно определить как

$$t_{RISE2} = t_{FALL2} = 2.2R_O \frac{C_T C_H}{C_T + C_H} = t_O,$$

где

t_{RISE2} – время нарастания,

t_{FALL2} – время спада,

R_O – выходное сопротивление инвертора, которое для микросхемы 74VHC04 равно 30 Ом,

t_O – время нарастания в отсутствие нагрузки, для 74VHC04 равно 4.5 нс.

Таким образом, общий период равен

$$T = t_1 + t_2 + 2(t_{PLH} + t_{PHL}) + t_{RISE2} + t_{FALL2}$$

Также обратите внимание, что время зависит от выходных напряжений инвертора и положения порогового напряжения относительно границ этого диапазона. Например, поведение КМОП микросхем, выходные логические уровни которых ближе к напряжениям шин питания, более предсказуемо, чем микросхем ТТЛ (транзисторно-транзисторной логики), а микросхема 74НС с пороговым

Таблица 1. Результаты измерений в схеме с инверторами 74VHC04

Сопротивление (кОм)	Времязадающая емкость (пФ)	Емкость конденсатора гистерезиса (пФ)	Ожидаемые результаты		Измеренные результаты		Общая разница времени (%)
			Напряжение гистерезиса (В)	Общий период (нс)	Напряжение гистерезиса (В)	Общий период (нс)	
10	470	100	0.88	3462	0.75	2930	18
10	470	220	1.59	6850	1.8	7340	17
10	12,000	12,000	2.5	333,526	2.6	364,800	19
0.3	220	220	2.5	221	1.75	240	18
1	12,000	12,000	2.5	34,086	2.5	36,000	15

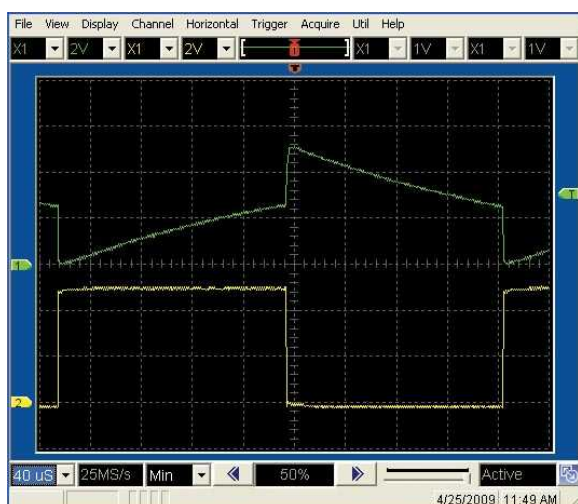


Рисунок 5. Схема хорошо работает на низких частотах.

напряжением в середине напряжения питания имеет более симметричный выход, чем НСТ, пороговое напряжение которой смещено для совместимости с ТТЛ.

Для более высоких частот нужно использовать резисторы с меньшими сопротивлениями, времязадающие конденсаторы меньшей емкости, или уменьшать номиналы и того, и другого. Для получения предсказуемых результатов емкость времязадающего

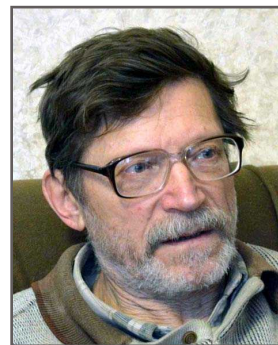
конденсатора должна быть не менее чем в 10 раз больше входной емкости инвертора, которая для типичной КМОП микросхемы составляет от 3 до 10 пФ, а сопротивление R не должно быть настолько низким, чтобы значительно нагружать выход. В качестве меры предосторожности емкость гистерезисного конденсатора не должна превышать емкость времязадающего конденсатора, чтобы входное напряжение каскада 1 не превышало максимально допустимого значения. Если бы емкость конденсатора гистерезиса была намного больше, чем емкость времязадающего конденсатора, то пороговое напряжение и напряжение гистерезиса приблизились бы к 7.5 В и -2.5 В, соответственно. Микросхема 74VHC04 при использовании резисторов с допуском 5% и конденсаторов с допуском 20% подтвердила правильность расчетов.

В Таблице 1 обобщены результаты измерений, которые находятся в пределах допусков номиналов компонентов. Типичные осциллограммы сигналов на входе и выходе показаны на Рисунке 5. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet onsemi MC74VHC04](#)

Простой низкочастотный частотомер



Бабанин В., Красноярский край

Новое – это хорошо забытое старое

Частотомер предназначен для работы в составе аналогового генератора низких частот [1] и служит для замены круговой шкалы на оси элемента перестройки. Применение счетчика делает ненужными операции по подбору номиналов компонентов и укладке границ поддиапазонов.

Низкочастотный счетчик, схема которого представлена на Рисунке 1, состоит из минимума деталей (Рисунок 2). Счетчик не требует настройки и обладает необходимым в большинстве случаев диапазоном при минималь-

ной стоимости. Основные элементы – это микроконтроллер (МК) ATtiny13/13A и 4-разрядный светодиодный дисплей на базе TM1637. Понадобится еще интегральный стабилизатор напряжения 5 В для подключения к питанию генератора.

Частота отображается в трех разрядах, десятичная точка проставляется автоматически. Горизонтальные сегменты четвертого знакоместа используются как индикаторы

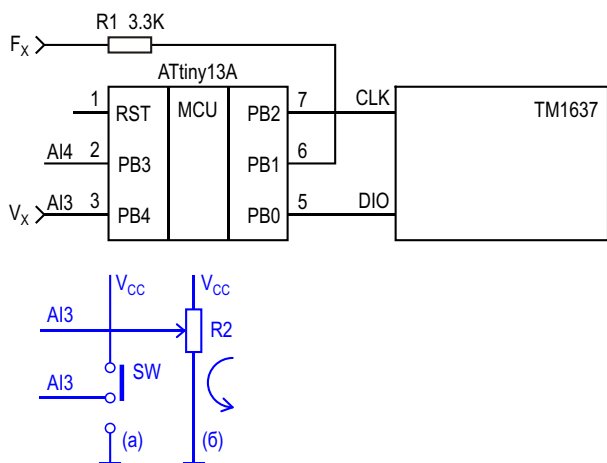


Рисунок 1. Схема низкочастотного счетчика.

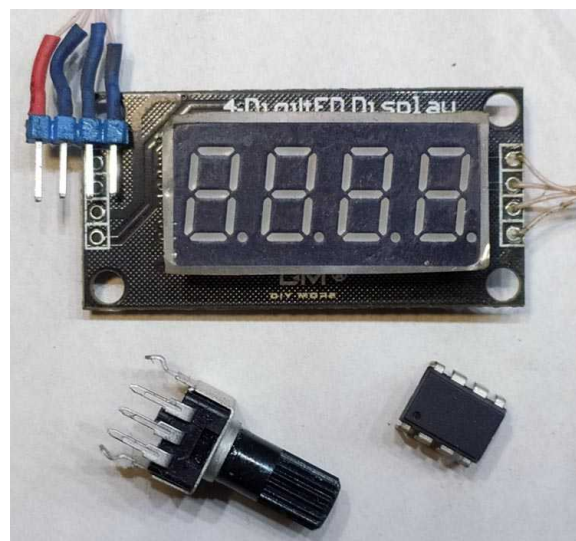


Рисунок 2. Основные детали счетчика.

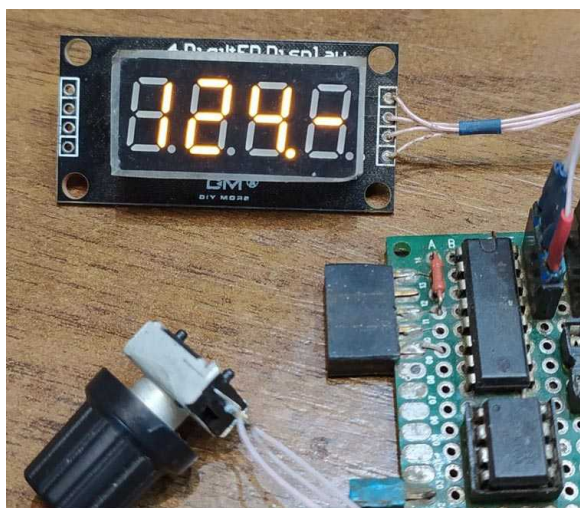


Рисунок 3. Индикация частоты 124 кГц.

диапазона (Гц, кГц, Рисунок 3). Максимальная входная частота 500 кГц. Вход счетчика подключается к выходу компаратора, входящего в состав генератора [1]. При автономном использовании необходим простейший формирователь, так как обеспечить гистерезис программными средствами, сохранив полосу рабочих частот, не удалось из-за ограниченности ресурсов МК.

Временная база частотомера основана на внутреннем RC-генераторе 9.6 МГц микроконтроллера. Температурная нестабильность, согласно документации производителя, не превышает 1% и соизмерима с нестабильностью генератора низких частот, для которого предназначен счетчик. Любые вероятные отклонения от средней частоты 9.6 МГц ком-

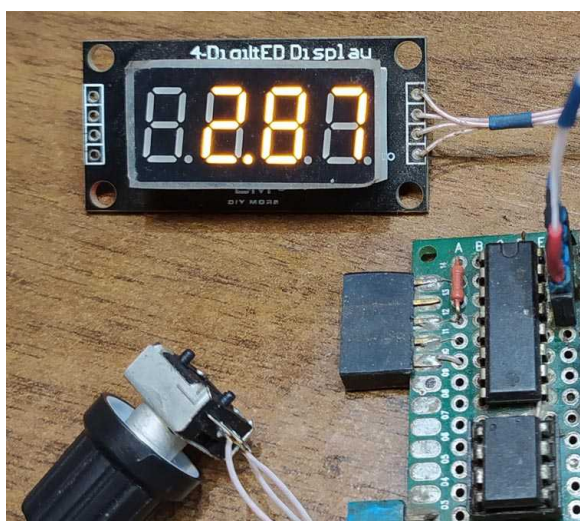


Рисунок 4. Индикация напряжения 2.87 В.

пенсироваться простым способом без вмешательства в программу. Об этом ниже.

Выходное напряжение генератора измеряется входящим в состав счетчика вольтметром с любым выпрямителем. Максимальное напряжение на входе не должно превышать напряжение питания МК. Встроенный измеритель имеет шкалу до 20.00 В с весом младшего разряда 10 мВ (Рисунок 4). Коэффициент преобразования вольтметра может легко изменяться в очень широких пределах и позволяет обеспечить точность показаний с любым выпрямителем и делителем. Ресурсы МК дали возможность применить метод повышения точности АЦП до 12 бит [2]. Для правильной синусоиды величина RMS (среднеквадратичное значение напряжения) составляет 0.707 от максимального значения, поэтому применение пикового детектора на входе АЦП МК – это самый лучший способ получить измерительный прибор, а не индикатор.

Перед началом работ со счетчиком его нужно откалибровать. На вход порта PB3 (вывод.2) подключается любой потенциометр номиналом от 1 до 100 кОм с линейной характеристикой (Рисунок 1а). Настоятельно рекомендуется проверить симметричность регулировки. Для этого ручка выводится в среднее положение, и измеряются сопротивления плеч. Подберите переменный резистор, у которого они равны с точностью не хуже 10%. Сгодятся и любые, но придется потратить больше усилий.

Потребуется эталонные частотомер и вольтметр. Для калибровки счетчика перед включением питания (!), ручку потенциометра нужно повернуть против часовой стрелки до упора. После включения в течение 4 с ручку поставить приблизительно в среднее положение. Режим калибровки индицируется на дисплее точкой в правой позиции. Отклонение ручки регулятора влево начинает уменьшать показания (окно счета сужается) и наоборот. Чем больше угол, тем выше скорость изменения. Заканчивать калибровку необходимо в среднем положении регулятора, когда изменения нулевые. Придется подождать не более четырех минут, и счетчик перейдет в обычный режим. Поправка запоминается и используется при дальнейшей работе. Точка-указатель гаснет. Точно так же калибруются

показания вольтметра, только перед включением питания ручку следует повернуть по часовой стрелке. Скорости изменения показаний при калибровке счетчика и вольтметра существенно разные, поэтому придется работать внимательно и аккуратно.

Предупреждение. Если забыть вернуть регулятор в среднее положение, значение поправки не сохранится в памяти. Запись может произойти только в среднем положении. Это сделано для того, чтобы ограничить возможности разовой коррекции, так как программных границ регулировки не предусмотрено.

После этой операции потенциометр не нужен и может быть заменен на простой переключатель режимов F_x/V_x (Рисунок 1а). Однако, сохранив потенциометр в схеме, вы получите плавный переключатель. В крайнем левом положении на индикаторе отображается частота, в правом – напряжение. Между ними 8 вариантов в соотношении времени. «Квант» времени – 1 с. Соответственно, возможность калибровки прибора доступна всегда.

Дисплей перед использованием в схеме придется доработать и удалить конденсаторы на шинах DIO и CLK (Рисунок 5). С ними гарантируется ненормальная работа индикатора. Прототип «поднебесной» TM1637 прекрасно справлялся со скоростями 400 кГц, и непонятно, зачем производители индикаторов загрузили скорость обмена. В нашем случае, программные задержки, в соответствии с протоколом обмена на модуль индикации, требовали ресурсов...

В момент включения питания на дисплее появляется информация о результате чтения поправок из EEPROM МК. Это сообщение об удачном чтении или рекомендация провести коррекцию, коэффициенты которой оказались повреждены.

Загрузки

Файлы для загрузки в программную память и EEPROM

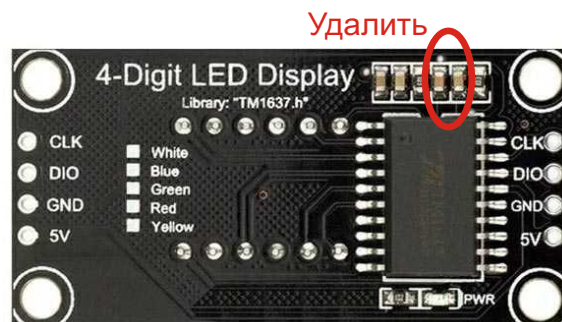


Рисунок 5. Доработка индикатора TM1637.

Программное обеспечение составляют два файла для загрузки в программную память и EEPROM микроконтроллера. После того, как результаты коррекции удовлетворят пользователя, содержимое EEPROM советуем сохранить с именем оригинального файла и в дальнейшем использовать только его. Коррекция, в данном случае, будет гораздо проще. Fuses микроконтроллера должны быть запрограммированы кодом 0x7AF900 {Lo, Hi, Ex} (частота по умолчанию, делитель на 8 выключен, Brown-out detection level at VCC=4.3V).

Помните, что от стабильности питающего напряжения МК напрямую зависит точность вольтметра, поэтому самым лучшим решением будет питание МК и дисплея через разные стабилизаторы 78L05. Блокировочные конденсаторы на схеме отсутствуют. **ПЛ**

Ссылки

1. Валерий Бабанин. [Низкочастотный генератор – тестер ОУ](#)
2. Валерий Бабанин. [Простой цифровой вольтметр на ATtiny13](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Titan Micro Electronics TM1637](#)
2. [Datasheet Microchip ATtiny13A](#)

Измеритель уровня звука с динамическим диапазоном 60 дБ

Jon Munson

EDN

Измеритель громкости звука отображает пиковые амплитуды звукового сигнала, помогая точно установить уровни записи или индицируя условия работы усилителя. Классическим измерителем взвешенного уровня может служить простая диодно-конденсаторная цепь, но отклик такой схемы ограничен примерно 23 дБ отображаемого динамического диапазона, и измерителю присущи ошибки, которые вносят инерция его стрелочного индикатора и механическая «баллистика». В современных ус-

тройствах отображения проблема инерции устранена за счет использования массивов светящихся элементов, формирующих столбиковые диаграммы, но любые недостатки в характеристиках отклика и точности теперь смещаются в область обработки сигналов. Можно использовать методы цифровой обработки сигналов и прикладную математику для программной реализации функций измерителя, но этот подход будет относительно дорогим, если в устройстве еще нет сигнального процессора.

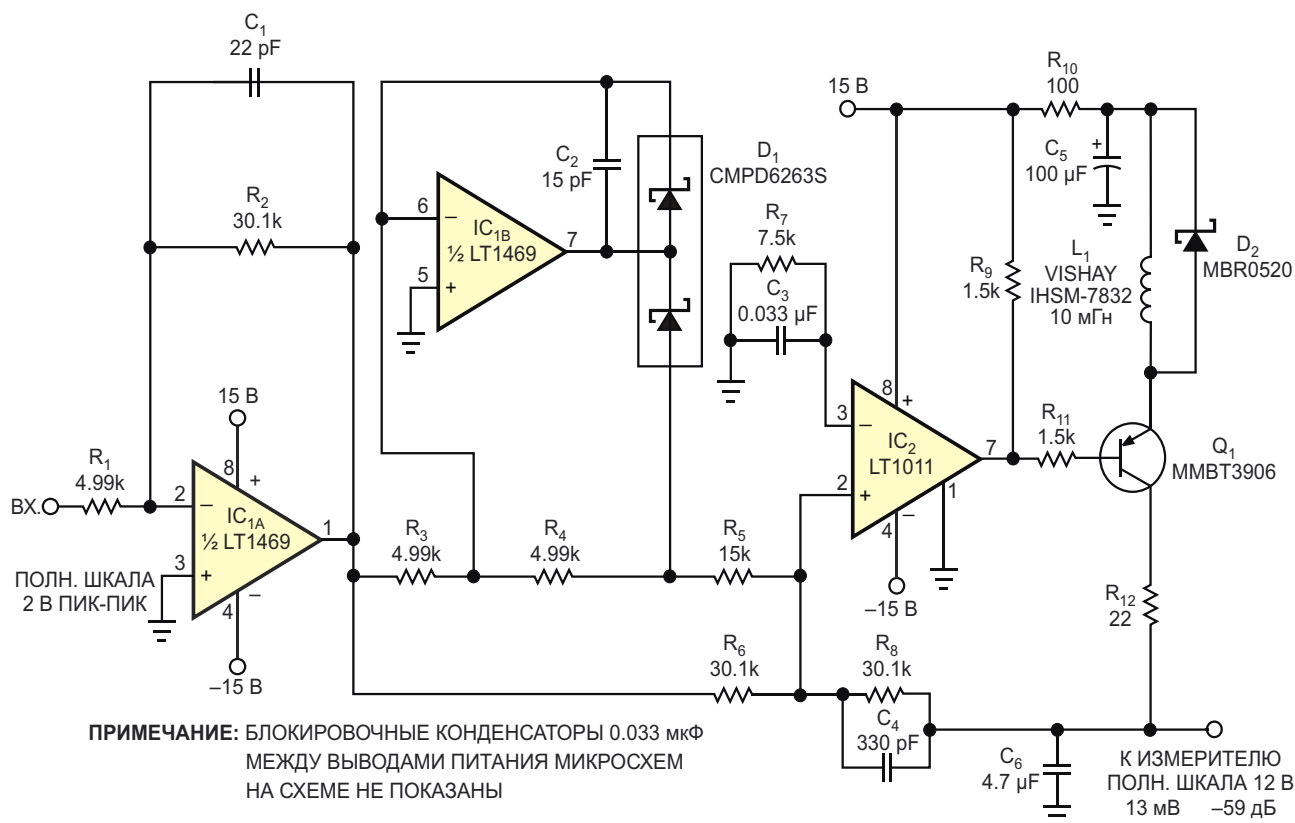


Рисунок 1. Этот измеритель уровня звукового сигнала с индуктивной компенсацией имеет динамический диапазон 60 дБ.

Слабым местом недорогого аналогового измерителя остается его элемент хранения выборки пикового значения – конденсатор, который должен заряжаться быстро, чтобы воспринимать большие сигналы, и точно, чтобы обрабатывать слабые сигналы, – два взаимоисключающих требования. Кроме того, неидеальные характеристики диодов для функций двухполупериодного выпрямления и удержания пиковых значений также ограничивают динамический диапазон аналогового измерителя уровня звука. Для сохранения динамики отображения на уровне 20 дБ и контроля уровней сигналов, которые могут изменяться в диапазоне 40 дБ, что типично для бытовой электроники, требуется схема с динамическим диапазоном порядка 60 дБ.

В большинстве случаев традиционные схемы не могут одновременно предоставить требуемую точность и скорость нарастания, особенно при низких уровнях сигнала в широком динамическом диапазоне. Схема на Рисунке 1, имея простую конфигурацию, обеспечивает не только высокую точность в динамическом диапазоне, превышающем 60 дБ, но и характеристики быстрой атаки/медленного затухания, необходимые для высококачественного дисплея.

Основу схемы составляет микросхема компаратора LT1011 (IC_2), которая контролирует разность между амплитудой входного сигнала и выходом пикового детектора. Она также формирует зарядный ток для конденсатора выборки C_6 емкостью 4.7 мкФ всякий раз, когда уровень его заряда становится слишком низким. К сожалению, присущая компараторам задержка между входом и выходом и нелинейность усилителей ограничивают минимальную ширину выходного импульса. Если запоминающий конденсатор быстро заряжается для отслеживания больших всплесков входного сигнала, минимальный шаг заряда должен значительно превышать уровень слабых сигналов, что ограничивает динамический диапазон.

Проблему отклика конденсатора решает дроссель L_1 , образующий адаптивно регулируемый источник зарядного тока. Добавление дросселя индуктивностью 10 мГн ограничивает максимальную скорость изменения

тока, когда компаратор формирует узкие импульсы, тем самым, уменьшая шаг минимальной амплитуды заряда до более низкого уровня 1 мВ или меньше. При более широких зарядных импульсах ток автоматически увеличивается до более высоких уровней, чтобы обеспечить желаемую высокую скорость нарастания. Минимальный шаг заряда, по существу, пропорционален величине шага сигнала, благодаря чему поддерживается постоянная относительная точность лучше 1 дБ в диапазоне уровней сигналов 60 дБ. Входному напряжению 13 мВ соответствует уровень сигнала –59 дБ, а масштабный коэффициент 0 дБ пикового значения 2 В соответствует входному уровню, необходимому для типичного усилителя мощности звуковых частот с коэффициентом усиления 20, чтобы развить среднеквадратичную мощность 100 Вт на нагрузке 8 Ом, или пиковое выходное напряжение примерно 40 В.

Схема также включает в себя два усилительных каскада, основанных на сдвоенном высокоточном операционном усилителе LT1469. Первый каскад (IC_{1A}) в этом примере обеспечивает усиление в шесть раз, так что при пиковом входном напряжении 2 В выходное напряжение равно 12 В. Второй каскад операционного усилителя (IC_{1B}) образует прецизионный инвертирующий однополупериодный выпрямитель. Выходные сигналы микросхем IC_{1A} и IC_{1B} и положительное напряжение пикового детектора на конденсаторе C_6 объединяются на входе IC_2 , чтобы сформировать для компаратора порог перехода через ноль. Когда его входное напряжение опускается ниже 0 В, выход компаратора включает транзистор Q_1 и поддерживает зарядку C_6 до тех пор, пока напряжение на конденсаторе не достигнет или немного не превысит напряжения усиленного звукового сигнала. Цепь обратной связи, состоящая из элементов R_8 и C_4 , оптимизирует характеристики разряда измерителя. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1011](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT1469](#)
3. [Datasheet Central Semiconductor CMPD6263S](#)
4. [Datasheet Fairchild MMBT3906](#)

Одно- и двухпороговые ARS-триггеры с приоритетом R-входа

Михаил Шустов, г. Томск

Дано описание принципов работы одно- и двухпороговых асимметричных RS-триггеров (ARS-триггеров), в которых отсутствует так называемое «Запрещенное состояние». ARS-триггеры отличаются от традиционных приоритетом R-входа. Также приведено описание двухпорогового ARS-триггера, управление работой которого возможно по двухпроводной линии связи.

В середине 1917 г. российско-советский ученый-радиотехник Михаил Александрович Бонч-Бруевич (1888–1940) для снижения уровня радиопомех при грозовых разрядах использовал в усилителе радиоприёмника первое переключающее устройство на вакуумных триодах, имевшее два устойчивых состояния. 27 апреля 1918 г. он сообщил на заседании Российского Общества Радиоинженеров о создании этого устройства, названного впоследствии триггером [1, 2].

21 июня 1918 г. английскими физиками Уильямом Генри Эклсом (William Henry Eccles, 1875–1966) и Франком Уилфридом Джордо-

ном (Frank Wilfred Jordan, 1881–1941) при исследовании усилителей с положительной обратной связью была разработана схема триггера, получившая затем название «Eccles – Jordan trigger circuit» («Триггерная схема Эклса – Джордона»). Патент Великобритании № 148582 под названием «Improvements in ionic relays» («Усовершенствования ионных реле») был выдан изобретателям 5 августа 1920 г. Варианты схем устройств под обобщающим названием «Триггерное реле, использующее трёхэлектродные термоионные вакуумные лампы» были опубликованы в журнальных статьях 1919 г. [3–5].

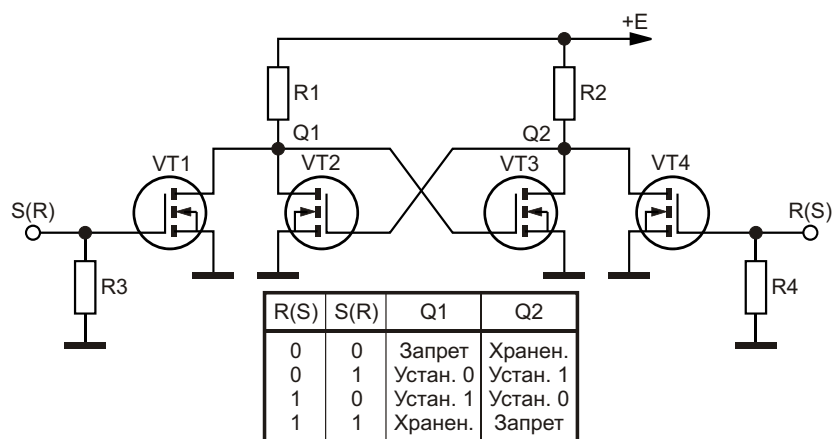


Рисунок 1. RS-триггер на транзисторах и таблица его состояний.

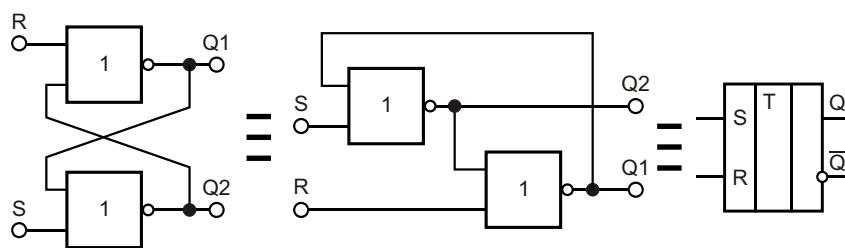


Рисунок 2. RS-триггер на микросхемах 2ИЛИ-НЕ и его условное обозначение.

За последующее столетие появилось множество вариантов триггеров различного назначения и построения. Это динамические и статические, симметричные и асимметричные, синхронные и асинхронные, одноктактные и двухтактные, с динамическим и статическим управлением и т.д. триггеры. По своему типу триггеры подразделяются на RS-; D-; T-; JK- и другие триггеры [6, 7]. Остановимся подробнее на самом простом из этих триггеров – RS-триггере.

Приведем современное определение триггера:

Триггер – электронное пороговое устройство, имеющее два или несколько устойчивых состояний, переключение которых происходит при воздействии внешних сигналов.

RS-триггер – триггер симметричного построения, имеющий входы S – Set (Установка) и R – Reset (Сброс), а также прямой и инверсный выходы, который сохраняет своё предыдущее устойчивое состояние при неактивных входах и переходит в другое устойчивое состояние при подаче на один из его входов сигнала надпорогового уровня.

Простейший RS-триггер – далеко не идеальное устройство. Не случайно такие триггеры обычно используют в учебных целях и довольно редко применяют в практических конструкциях. Формально, на бумаге, схема триггера, Рисунки 1 и 2, выглядит полностью симметричной. Однако симметрия – частный случай асимметрии. На практике всё выглядит не столь идеально, параметры транзисторов, их температура, номиналы пассивных элементов непременно отличаются друг от друга.

При включении питания RS-триггер непредсказуемо принимает (с равной или неравной вероятностью) одно из двух состояний. Это приводит к необходимости выпол-

нять первоначальную установку триггера в требуемое исходное состояние, то есть подавать сигнал сброса на асинхронные входы триггеров, счётчиков, регистров, и т.д. (например, с помощью RC-цепочки), а также учитывать, что ячейки ОЗУ, построенного на триггерах (память статического типа), содержат после включения произвольную информацию.

На Рисунках 1 и 2 приведены типовые схемы RS-триггеров, выполненных из дискретных элементов, Рисунок 1, и на основе логических элементов 2ИЛИ-НЕ, Рисунок 2. На следующем Рисунке 3 показана диаграмма электрических процессов, происходящих в RS-триггере классического построения при подаче на его входы управляющих сигналов. На Рисунке 3 отчетливо видна так называемая область «Запрещенного состояния» триггера. Точнее такое состояние триггера корректнее охарактеризовать термином «Неопределенное состояние (после одновременного снятия входных сигналов)».

Фактически термин «Запрещенное состояние» используется при описании работы триггера не обоснованно, а в силу исторических традиций. Дело в том, что при подаче на входы S и R триггера логических сигналов

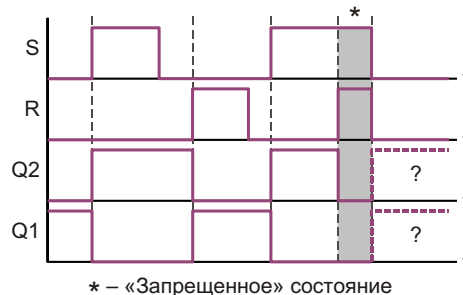


Рисунок 3. Временная диаграмма работы обычного RS-триггера при подаче управляющих сигналов на его входы.

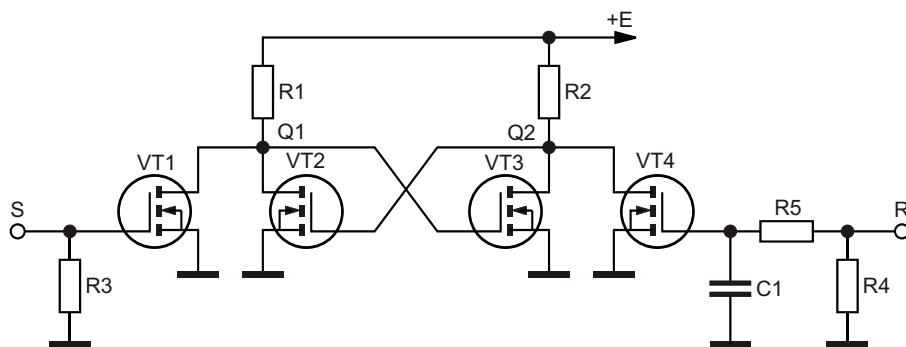


Рисунок 4. RS-триггер на транзисторах с RC-элементом задержки по входу R.

высокого уровня на его выходе однозначно устанавливается уровень логического нуля. Однако при одновременном снятии входных сигналов предсказать, каким установится уровень сигналов на выходах триггера, невозможно. Именно это обстоятельство резко ограничивает возможности практического использования RS-триггеров.

Полностью снять проблему «Запрещенного состояния» можно за счет преднамеренного введения асимметрии в состояние RS-триггера, в частности, введения элемента задержки по входу R, например, так, как это показано на Рисунке 4. Элемент задержки по R-входу обеспечивает этому входу приоритет над входом S. При одновременном снятии напряжения высокого уровня по входам S и R на входе R высокий уровень поддерживается на время задержки RC-цепи (времени разряда конденсатора C1). Поэтому на выходе Q1 однозначно устанавливается напряжение высокого уровня. Введение такой задержки, разумеется, сказывается на быстродействии триггера, однако для ряда прикладных задач такое ограничение не столь существенно.

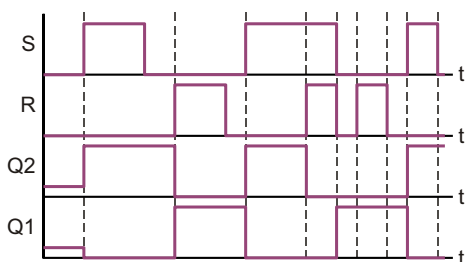
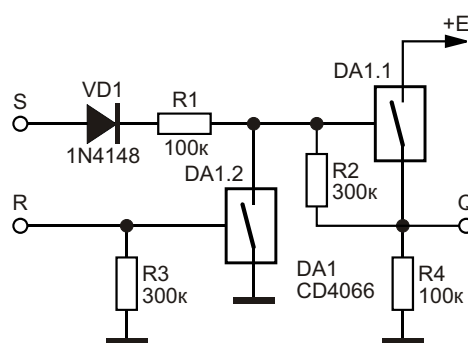


Рисунок 5. Временная диаграмма работы RS-триггера с RC-элементом задержки по входу R при подаче управляющих сигналов на его входы.

Временная диаграмма работы такого RS-триггера приведена на Рисунке 5.

На Рисунке 6 приведено альтернативное решение схемы однопорогового ARS-триггера с приоритетом R-входа. Работает это устройство следующим образом. При подаче питания оба коммутирующих ключа микросхемы CD4066 разомкнуты. На выходе триггера присутствует уровень логического нуля. При подаче на вход S уровня логической единицы ключ коммутатора DA1.1 замыкается, на выходе триггера появляется уровень логической единицы. Через резистор R2 уровень логической единицы поступает на управляющий вход коммутатора DA1.1, в силу чего коммутатор самоблокируется. Диод VD1 препятствует разблокированию коммутатора DA1.1 при смене логического уровня на входе S.



R	S	Выход
0	0	0
0	1	Устан. 1
1	0	Устан. 0
1	1	0

Рисунок 6. Однопороговый ARS-триггер с приоритетом R-входа на основе двунаправленных ключей микросхемы CD4066.

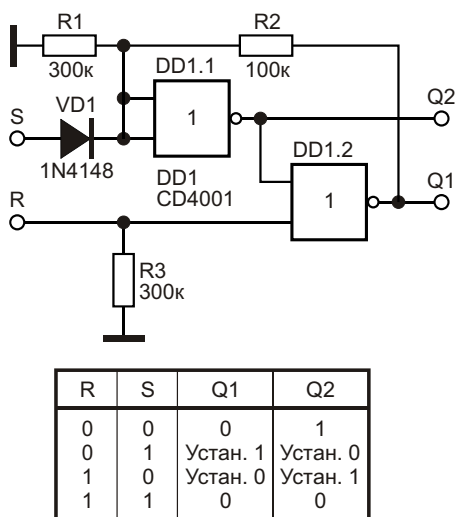


Рисунок 7. Однопороговый ARS-триггер с приоритетом R-входа на основе логических элементов.

Сбросить блокировку коммутатора DA1.1 возможно только при подаче напряжения высокого уровня на вход R, который имеет приоритет над входом S. Таблица состояний

ARS-триггера с приоритетом R-входа приведена на Рисунке 6.

Вариант ARS-триггера с приоритетом R-входа на основе логических элементов 2ИЛИ-НЕ микросхемы CD4001 приведен на Рисунке 7.

Еще одним недостатком RS-, впрочем, как и всех других, в том числе и ARS-триггеров является невозможность управления их работой с использованием двухпроводной линии. Решить эту проблему несложно с использованием двухпороговой схемы управления, изображенной на Рисунке 8.

Работа двухпорогового триггера основана на использовании двух (или более) порогов его переключения. В приведённом примере, Рисунок 8, при замыкании удаленных по линии связи ключей S или R на входах триггера появляются управляющие сигналы соответствующих уровней, что обеспечивает его надежную работу.

Так, при замыкании ключа SA2 «S» на управляющий вход S триггера подается



СЕРИИ UHP и HRP/N

ИП для
непрерывной работы
промышленных
приложений



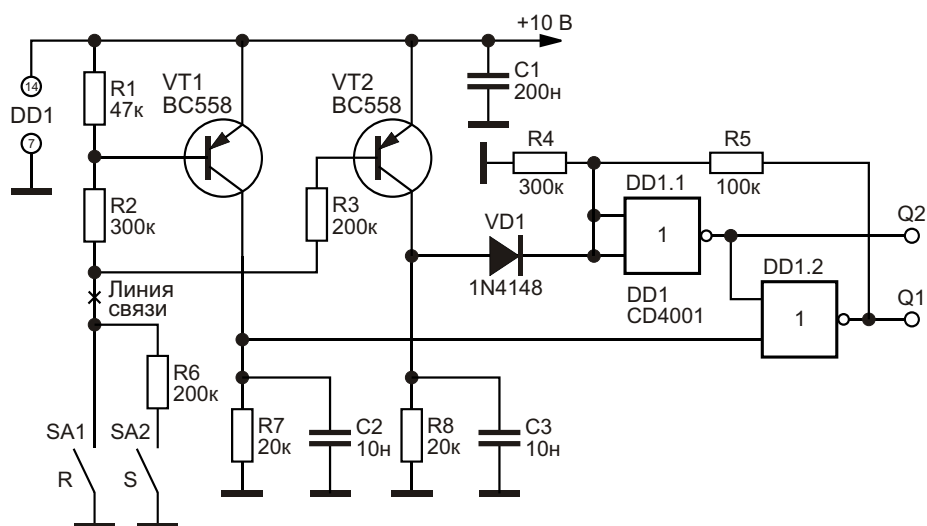


Рисунок 8. Двухпороговый ARS-триггер с приоритетом R-входа.

напряжение высокого уровня; на входе R триггера присутствует напряжение низкого уровня. Триггер переключает свое состояние. Если же замкнуть ключ SA1 «R», вне зависимости от состояния ключа SA2 «S» транзистор VT1 открывается, на вход R триггера поступает напряжение высокого уровня, на его выходе устанавливается напряжение логического нуля. [РЛ](#)

Литература

1. Бонч-Бруевич М.А. Комбинированные характеристики катодных реле // Телефония и телеграфия без проводов. – 1918. – № 2. – С. 62–69.
2. Частиков А.П., Котельников Г.П. Катодное реле М.А. Бонч-Бруевича – первый триггер в России: В кн.: Телевидение предельных возможностей / А.В. Петраков. – М.: Знание, 1991. – 64 с. – (Новое в жизни, науке, технике; № 3. Радиотехника и связь). – С. 60–63.

3. Eccles W.H., Jordan F.W. Improvements in ionic relays. British patent GB148582. Filed: 21 June 1918; Published: 5 August 1920.
4. Eccles W.H., Jordan F.W. A trigger relay utilizing three-electrode thermionic vacuum tubes // The Electrician (London). – 1919. – Vol. 83. – № 9. – P. 298 (19 September 1919); Radio Review. – 1919. – Vol. 1. – № 3. – P. 143–146 (December 1919).
5. Шустов М.А. История электричества. – Москва; Берлин: Директ-Медиа, 2019. – 567 с.
6. Шустов М.А. Цифровая схемотехника. Основы построения. – СПб.: Наука и Техника, 2018. – 320 с.
7. Шустов М.А. Цифровая схемотехника. Практика применения. – СПб.: Наука и Техника, 2018. – 432 с.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4001B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4066B](#)
3. [Datasheet Fairchild BC558B](#)

Улучшение точности пикового детектора с помощью обратной связи

Tamara A. Papalias, Mike Wong

Electronic Design

Пиковые уровни сигналов обычно измеряют с помощью диодов. Но если диод используется один, без дополнительных цепей, для получения приемлемой точности входное напряжение должно быть намного больше, чем напряжение включения диода. Поскольку напряжения включения находятся в диапазоне от 200 мВ для германиевых диодов до 700 мВ для кремниевых, для достижения погрешности 10% простому диодному пиковому детектору потребуется входное напряжение от 2 до 7 В.

Улучшить разрешение и точность в приложениях с низким энергопотреблением и

однополярным питанием можно, добавив петлю активной обратной связи. В этом методе для компенсации напряжения включения диода используются несколько пассивных компонентов и удвоенный быстродействующий операционный усилитель (см. Рисунок 1).

Диод выполняет выпрямление сигнала. Включенные параллельно резистор 100 кОм и конденсатор 10 нФ фильтруют нижние частоты для усреднения пикового сигнала. Один операционный усилитель буферизует выходной сигнал, а другой обеспечивает высокоимпедансный вход и узел подключения обратной связи.

Резисторы, подключенные к транзистору, выполняют ограничительную функцию. Когда уровень входного сигнала схемы выше среднего, выходное напряжение первого операционного усилителя также выше среднего уровня. В этом случае диод открыт, работая как в простой схеме, и транзистор удерживается в выключенном состоянии.

Но когда уровень входного сигнала опускается ниже среднего уровня, диод закрывается, а транзистор, открываясь, создает путь обратной связи к первому операционному усилителю. Эта переключаемая обратная связь заставляет инвертирующий вход первого операционного усилителя отслеживать выходное напряжение. Такое слежение является ключевым для работы схемы. **РЛ**

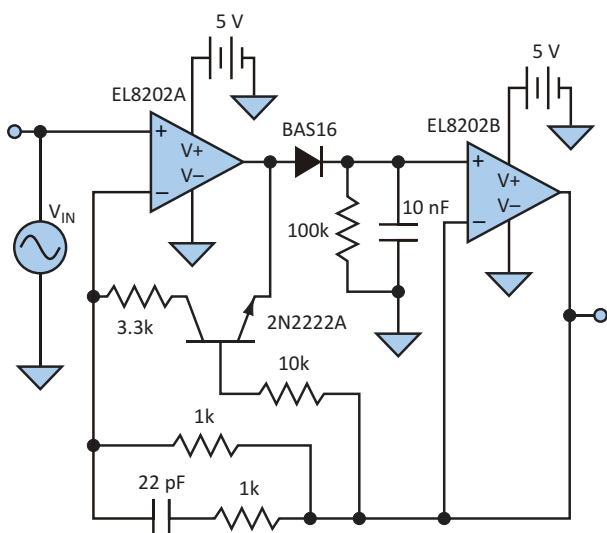


Рисунок 1. Добавление функции переключаемой обратной связи к простому диодному пиковому детектору повышает разрешение и точность даже при небольших входных сигналах.

Материалы по теме

1. [Datasheet Renesas EL8202](#)

Импульсный регулятор эффективно управляет током белого светодиода

Clayton Grantham

EDN

Не так уж давно для белых, но тусклых светодиодов производители указали максимальное значение прямого тока 20 мА. Современные белые светодиоды излучают больше света и, следовательно, должны работать при все более высоких прямых токах. Поддержание положения рабочей точки светодиода при работе с большим током, близким к его максимальному значению, требует нового подхода.

Самый простой и наиболее распространенный метод смещения светодиода – подключение к светодиоду последовательного резистора для ограничения максимального тока светодиода, но этот метод напрямую влияет на энергоэффективность, которая определяется как отношение мощности, рассеиваемой на светодиоде, к общей входной мощности. Прямое падение напряжения на белом светодиоде, работающем при токе 350 мА, составляет приблизительно 3.2 В.

Последовательный резистор и светодиод, подключенные к источнику питания 5 В, работают с КПД 64%. Средняя мощность, теряемая в виде тепла, рассеиваемого на последовательном резисторе, составляет 36 мВт при прямом токе 20 мА, что приемлемо, но увеличивается до 630 мВт при прямом токе 350 мА.

Кроме того, схема с последовательным резистором не может стабилизировать положение рабочей точки диода и, следовательно, его яркость при изменении напряжения питания и температуры окружающей среды. Схема, основанная на импульсном повышающем преобразователе LM2852 с внутренней компенсацией и синхронным выпрямителем на MOSFET, способна эффективно обеспечивать сильноточные светодиоды током до 2 А, минимизируя влияние колебаний напряжения питания и температуры на яркость светодиода (Рисунок 1).

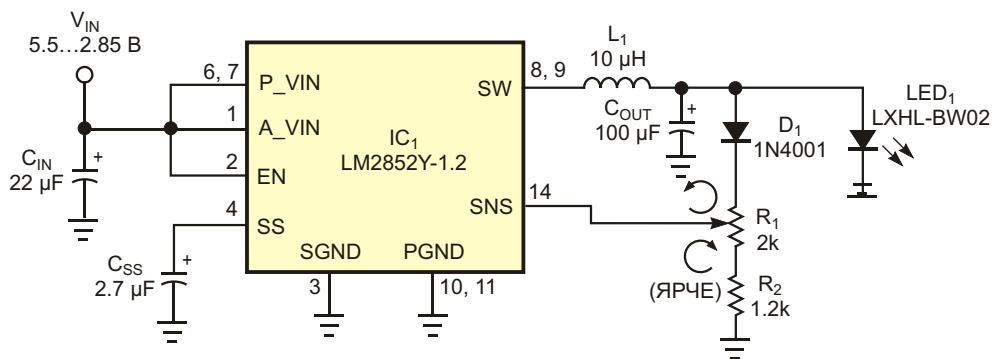


Рисунок 1. Эта схема стабилизирует ток сильноточного белого светодиода с КПД 93% во всем диапазоне входных напряжений и рабочих температур. Потенциометр R_1 управляет током через светодиод и позволяет регулировать яркость. Диод D_1 обеспечивает температурную компенсацию прямого падения напряжения светодиода.

В этой схеме LM2852 работает с КПД примерно 93% и напрямую управляет понижающим регулятором, поддерживающим ток, протекающий через LED₁, на постоянном уровне, заданном потенциометром R₁. Преобразование ток-напряжение, происходящее в контуре управления, эффективно стабилизирует выходной ток схемы. В процессе работы LM2852 сравнивает свое внутреннее опорное напряжение с напряжением делителя, образованного элементами D₁, R₁ и R₂, и управляет петлей регулирования, чтобы поддерживать на входе обратной связи постоянное напряжение 1.2 В. Ток делителя напряжения пропорционален току светодиода LED₁, а отношение токов отслеживает рабочую температуру схемы, поскольку D₁ и LED₁ имеют примерно одинаковые температурные коэффициенты прямого напряжения $-2 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$. Установка D₁ и LED₁ рядом друг с другом на печатной плате обеспечивает хорошую тепловую связь для температурной компенсации.

Когда движок потенциометра R₁ полностью повернут по часовой стрелке, ток через диод D₁ приближается к 1 мА, а ток светодиода LED₁ составляет в среднем около 500 мА. Вращение движка R₁ против часовой стрелки уменьшает прямой ток от 500 мА до 0 А.

При масштабировании сопротивлений R₁ и R₂ для другого коэффициента усиления контура регулирования тока уменьшение усиления влияет на КПД преобразования схемы, а увеличение усиления делает контур более чувствительным к допускам номиналов компонентов. Для дистанционного управления яркостью механический потенциометр R₁ можно заменить потенциометром с цифровым программированием. В документации Lumileds, производителя светодиода LXHL-BW02 (LED₁), указаны предельные значения постоянного тока 350 мА и импульсного тока 500 мА. На Рисунке 2 показана зависимость КПД схемы от изменения входного напряжения. Обратите внимание, что КПД схемы растет по мере снижения входного напряжения, что способствует увеличению времени работы в приложениях с батарейным питанием.

Во всем диапазоне рабочих температур ток через светодиод меняется менее чем на 3%, что в три раза лучше, чем в схеме ограничителя тока с последовательным резистором (Рисунок 3). Хотя схема на Рисунке 1 слож-

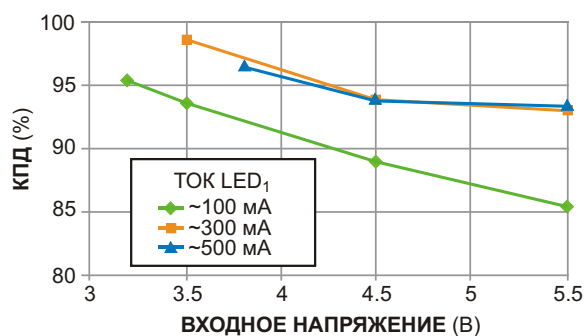


Рисунок 2. График зависимости КПД схемы от входного напряжения показывает увеличение КПД с ростом тока светодиода и уменьшением входного напряжения.

нее, чем один резистор, для нее требуется всего несколько компонентов. В качестве L₁ в этом макете схемы используется выпускаемая компанией Coilcraft дроссель для поверхностного монтажа MSS5131-103 индуктивностью 10 мкГн.

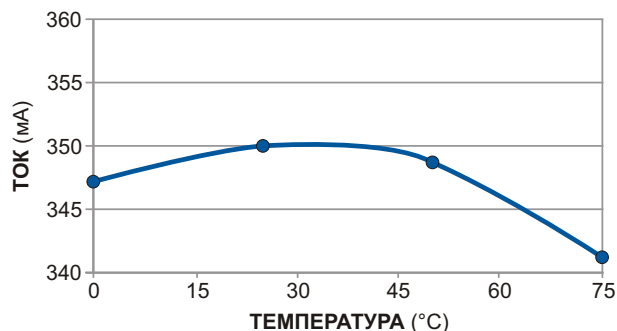


Рисунок 3. В диапазоне рабочих температур от 0 до 75 °C ток светодиода изменяется менее чем на 3%.

В техническом описании LM2852 указаны критерии выбора конденсаторов C_{IN}, C_{SS} и C_{OUT}. Для эффективного отвода тепла печатная плата схемы должна иметь большие медные полигоны и широкие дорожки для IC₁ и LED₁. При прямом токе 350 мА светодиод LED₁ рассеивает мощность 1.1 Вт, поэтому следует обратиться к паспорту производителя, чтобы ознакомиться с его рекомендациями по тепловому расчету. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM2852](#)
2. [Datasheet Coilcraft MSS5131](#)
3. [Datasheet Lumileds LXHL-BW02](#)

Оконный компаратор с независимыми уровнями порогов

Gregory Billiard

EDN

В показанной на Рисунке 1 схеме инвертирующего усилителя с гистерезисом резисторы R_A , R_B и R_F определяют пороговые напряжения срабатывания компаратора. К сожалению, использование трех резисторов для установки верхнего и нижнего порогов создаст зависимость между двумя напряжениями срабатывания: невозможно установить одно напряжение, не влияя на другое. Однако, используя компаратор, имеющий выход с открытым коллектором, такой как LM393 или LM339, можно получить такой же выходной

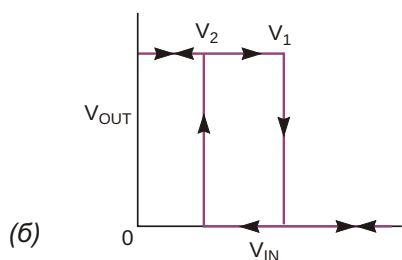
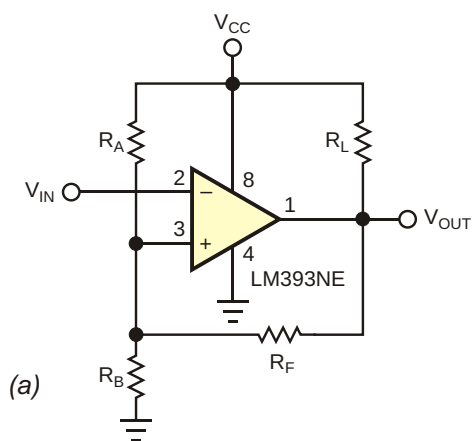


Рисунок 1. Три резистора определяют напряжения срабатывания инвертирующего компаратора (а) с гистерезисом (б), но напряжения срабатывания зависят друг от друга.

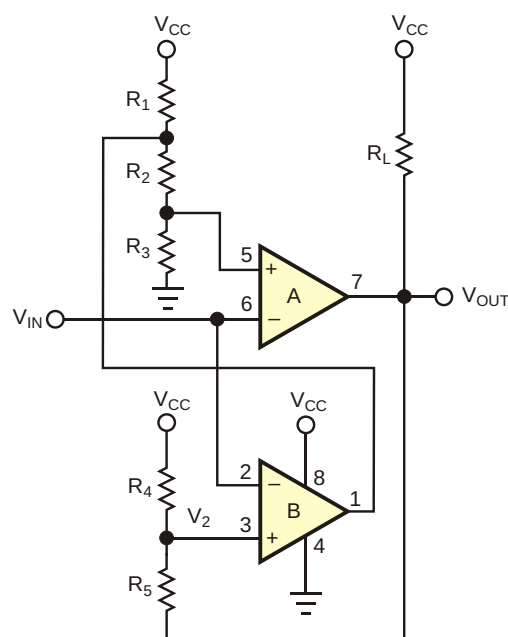


Рисунок 2. Использование сдвоенного компаратора с выходами с открытым коллектором позволяет независимо устанавливать любые пороговые напряжения.

отклик с двумя независимыми уровнями порогов. В схеме на Рисунке 2 резистивный делитель R_1 , R_2 и R_3 определяет напряжение верхнего порога V_1 . Резисторы R_4 и R_5 задают напряжение нижнего порога V_2 .

Когда значение напряжения V_{IN} находится между 0 и V_1 , уровень выходного напряжения V_{OUT} высокий, поэтому ток через резисторы R_4 и R_5 не течет, напряжение V_2 равно V_{CC} , и на выходе Компаратора В поддерживается высокий уровень сигнала. При высоком уровне на выходе Компаратора В

$$V_1 = V_{CC} \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}.$$

Когда V_{IN} превышает V_1 , V_{OUT} опускается до 0.7 В, позволяя току течь через резистивный делитель. Тогда величина V_2 меняется с V_{CC} на

$$0.7V \quad V_{CC} \frac{R_5}{R_4 + R_5}.$$

При этом изменении уровень выхода Компаратора В также становится низким, в результате чего V_1 становится равным

$$0.7V \quad V_{CC} \frac{R_3}{R_2 + R_3}.$$

Теперь V_1 меньше, чем V_{IN} , поэтому уровень выходного напряжения V_{OUT} опускается

и остается низким до тех пор, пока V_{IN} не станет ниже V_2 . Когда V_{IN} опускается ниже V_2 , уровень выходного напряжения V_{OUT} вновь становится высоким, $V_2 = V_{CC}$, и резисторы R_1 , R_2 и R_3 устанавливают порог V_1 .

Напряжение каждого порога можно легко задать любым, не влияя на уровень другого порога. Однако V_1 должен быть больше, чем V_2 , иначе оба напряжения срабатывания будут равны V_1 . Недостатком этой схемы является то, что для нее требуется два компаратора, однако почти все компараторы предлагаются в вариантах, содержащих два устройства в корпусе. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM393](#)

Малопотребляющий двухпроводный интерфейс клавиатуры 4x4

Stefano Salvatori

EDN

Если в микроконтроллере есть АЦП, с его помощью можно создать двухпроводный интерфейс клавиатуры (не считая общего провода). Например, для определения нажатой клавиши можно использовать резистивный делитель напряжения [1]. Входное сопротивление интегрированного в микроконтроллер АЦП как правило имеет порядок сотен килоом, поэтому для обеспечения достаточной точности делитель должен состоять из резисторов с относительно низкими сопротивлениями в десятки кОм. Однако в системах с батарейным питанием такой делитель

может потреблять несколько сотен микроампер, что вынуждает разработчиков выбирать альтернативный классический цифровой матричный коммутатор и несколько линий ввода-вывода. Кроме того, конструкции портативного оборудования обычно накладывают ограничения на количество компонентов.

Для выполнения обоих требований в схеме на (Рисунке 1) используются матричная клавиатура и резисторная цепь, разделенная на две секции строк и столбцов. Для кодирования любой нажатой клавиши клавиатуры 4 × 4 достаточно семи резисторов, при этом схема потребляет энергию только во время нажатия клавиши. И наоборот, при отсутствии нажатых клавиш ток в режиме ожидания приближается к нулю. Используя резисторы только двух номиналов, пусть $R_A = R_B = R_C = R_1$ и $R_D = R_E = R_F = R_G = R_2$. Присвоив адресам x и y клавиш значения от нуля до трех, для любой замкнутой клавиши можно рассчитать напряжение на резисторе R_G с помощью следующей формулы:

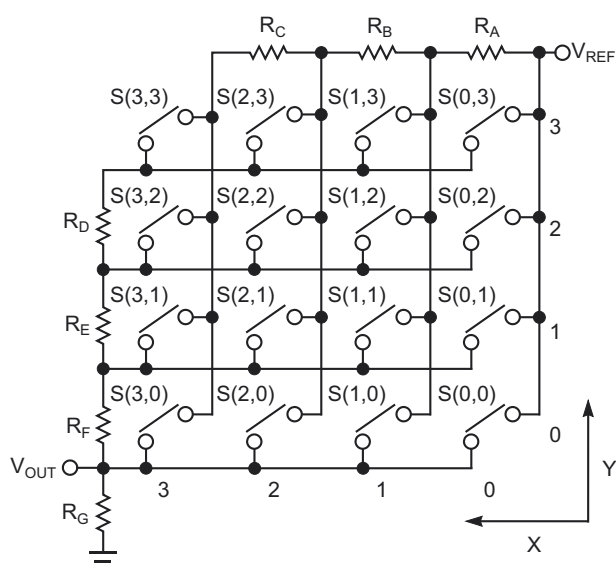


Рисунок 1. Двухпроводный интерфейс резистивного делителя напряжения кодирует положение нажатой клавиши клавиатуры 4 × 4.

$$V(x,y) = V_{REF} \frac{R_2}{xR_1 + yR_2 + R_2}$$

Питание резисторных цепочек опорным напряжением АЦП V_{REF} позволяет выполнять логометрическое преобразование, исключая ошибки декодирования клавиш, обусловленные флуктуациями V_{REF} . Следующая формула описывает коэффициент деле-

ния напряжения $r(x,y)$ для любого нажатия клавиши:

$$r(x,y) = \frac{V(x,y)}{V_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{x}{p} + \frac{y}{p}}$$

Отношение $p = R_1/R_2$ представляет собой соотношение сопротивлений резисторов групп строк и столбцов. Для $p = 4$ нужно в диапазоне $[1/16, 1]$ рассчитать 16 значений $r(x,y)$ как функцию позиции нажатой клавиши. Как правило, минимальная разница между коэффициентами деления r имеет место для ключей с близкими индексами x,y , таких как (3,2) и (3,3). Для N -разрядного АЦП и отношения $p = 4$ АЦП должен иметь разрешение, удовлетворяющее следующему неравенству:

$$2^N \cdot r(3,2) - r(3,3) \geq 15 \cdot 10^{-4} \cdot 240 \cdot 10^{-4}$$

Обратите внимание, что величина, обратная 240 ($0.0041\dots$), превышает обратную величину 2^8 , поэтому для схемы требуется АЦП с разрешением не менее 8 бит ($N \geq 8$ бит). К сожалению, компоненты со стандартными допусками номиналов T не могут обеспечить идеального выполнения этого неравенства. Вместо этого вычисляется разность коэффициентов деления $d = r(3,2) - r(3,3)$ для наихудшего случая. Наименьшее значение d имеет место при минимальном значении R_G и R_D и максимальном значении R_A, R_B, R_C, R_E и

R_F . Можно учесть сопротивления всех резисторов и определить общее отношение p для номинальных значений R_1 и R_2 :

$$d_{MIN}(p, T) = \frac{(1 - T)^2}{3(p - 1) \cdot T(3p - 1)} \cdot \frac{1}{(3p - 4) \cdot 3pT} \cdot 2^N$$

Одно и то же значение T применяется ко всем резисторам. Если $n = 8$ и $p = 4$, предыдущее неравенство дает решение $T < 0.018$, что указывает на возможность правильной кодировки 16 клавиш с помощью резисторов, имеющих допуск $\pm 1\%$. Более того, если теперь принять выбранный фиксированный допуск T , можно решить неравенство, чтобы получить требуемый предел отношения p сопротивлений R_1 и R_2 . Если $T = 0.01$, решением неравенства становится $p < 4.074$.

В схеме на Рисунке 2 используется микропроцессор Nitron MC68HC908QT4 компании NXP, который служит испытательным стендом для клавиатуры, основанной на вычисленных выше номиналах резисторов, а в качестве опорного напряжения резисторной матрицы V_{REF} использует напряжение питания V_{CC} . Чтобы выполнить требование для p ($4.074 > p > 4$), следует использовать резисторы со стандартными сопротивлениями из ряда E48 и допусками $\pm 1\%$: $R_1 = 10$ кОм и $R_2 = 40.2$ кОм. В Таблице 1 перечислены выходные коды,

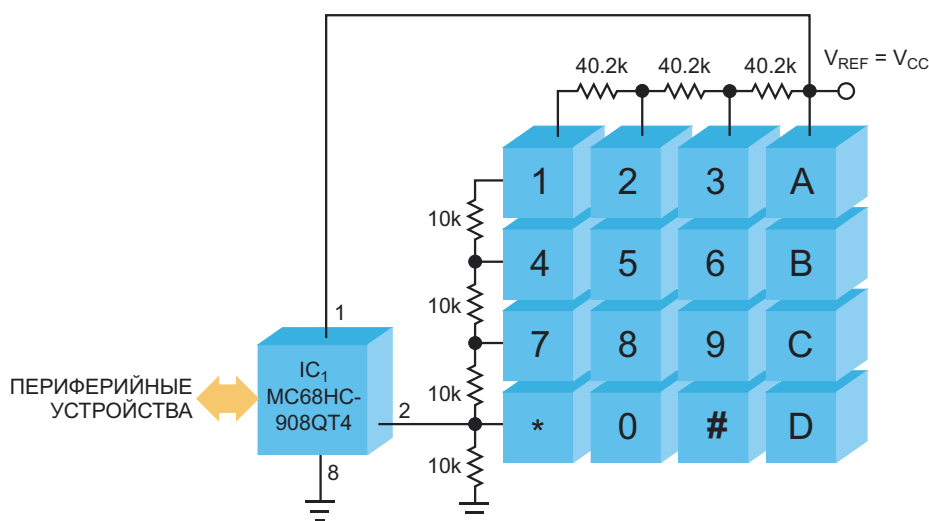


Рисунок 2. Использование аналогового выхода опорного напряжения микроконтроллера и логометрического аналого-цифрового преобразования обеспечивает правильное кодирование клавиатуры.

Таблица 1. Выходные коды при нажатии одной клавиши

Нажатая клавиша/сопротивление (Ом)					
X					
Y		3	2	1	0
	3	1/15...16	2/21	3/32	A/63...64
	2	4/17	5/23	6/36	B/85
	1	7/18	8/25	9/42	C/127
	0	*/19	8/28	#/51	D/255

Примечание. Символы перед косой чертой соответствуют обозначениям клавиш клавиатуры.

Таблица 2. Выходные коды при нажатии двух клавиш

Нажатые клавиши	Сопротивление (Ом)
C+#	141...142
C+0	134...135
C+*	132
B+#	109
B+0	98
B+9	91
B+8	88
A+8	76
A+7	70...71
A+6	68

соответствующие 16 индивидуально нажатым клавишам, а в Таблице 2 приведены данные, полученные при одновременном нажатии двух клавиш, показывающие, что комбинации двух клавиш могут использоваться для вызова специальных функций.

Если приложению требуется микроконтроллер, в котором отсутствует внутреннее прерывание, генерируемое АЦП, к выходу V_{OUT} схемы на Рисунке 1 можно подключить внешний компаратор. Порог срабатывания компаратора надо установить ниже наименьшего возможного выходного напряжения, в данном примере – напряжения V_{REF} , деленного на 16, и выход компаратора будет служить источником прерывания клавиатуры для микроконтроллера.

Обратите внимание, что микроконтроллеры с 10-разрядными АЦП, такие как NXP MC68HC908QB или Texas Instruments MSP430F11, могут обслуживать матрицу клавиатуры из пяти строк и шесть столбцов с 10_{REF} кодирующими резисторами. Повторный анализ показывает, что правильно кодировать ключи позволяют отношение ρ сопротивлений строк и столбцов от 5 до 5.51 и допуск номиналов резисторов менее 4.3%. Можно использовать однопроцентные резисторы из ряда E48 с номиналами 10 кОм для R_1 и 51.1 кОм или 53.6 кОм для R_2 . **ПЛ**

Ссылки

1. Amorim, Vitor, and J Simões, "ADC circuit optimizes key encoding," EDN, Feb 4, 1999, pg 101

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments MSP430F112](#)
2. [Datasheet NXP MC68HC908QY1](#)

ФПЧ и генераторы на негатронах

Михаил Шустов, г. Томск

Приведено несколько схем фильтров промежуточной частоты и генераторов, выполненных с использованием электронных приборов, имеющих на вольтамперной характеристике участок с отрицательным динамическим сопротивлением (негатронов).

Негатрон (негаваристор) – полупроводниковый прибор, имеющий на вольтамперной характеристике участок с отрицательным динамическим сопротивлением [1–3]. При повышении напряжения ток через такой полупроводниковый прибор понижается.

На основе негатронов могут быть созданы усилители, фильтры, генераторы электрических сигналов [1–3]. Так, например, в статье [4] приведен пример построения режекторного фильтра на частоту 500 кГц. На

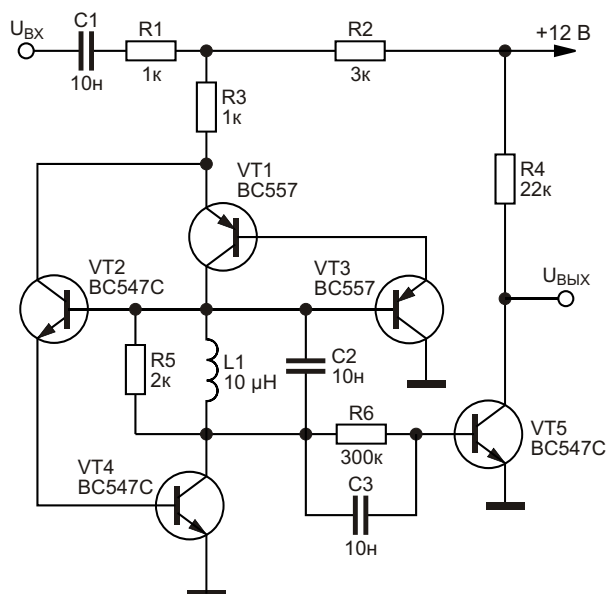


Рисунок 1. Фильтр промежуточной частоты на 500 кГц.

Рисунке 1 показана схема фильтра промежуточной частоты (ФПЧ), полученная модификацией схемы фильтра [4]. В отличие от прародителя ФПЧ не подавляет выходной сигнал на выходе устройства, а, напротив, выделяет его. Коэффициент передачи ФПЧ на резонансной частоте превышает 60 дБ, Рисунок 2.

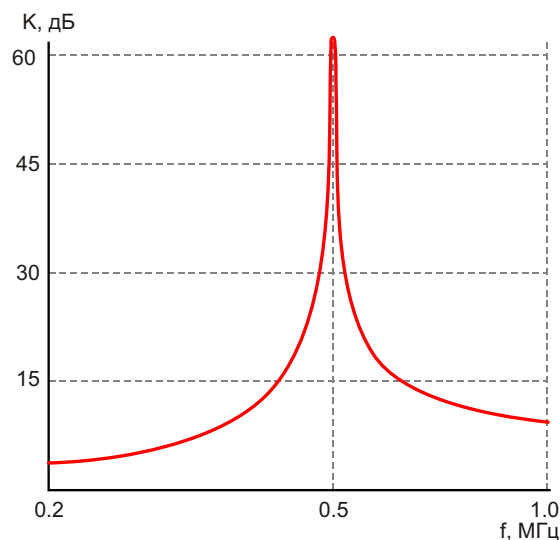


Рисунок 2. Частотная зависимость коэффициента передачи ФПЧ.

Варьированием параметров LC-контура, Рисунок 1, резонансная частота фильтра может быть понижена до значений порядка

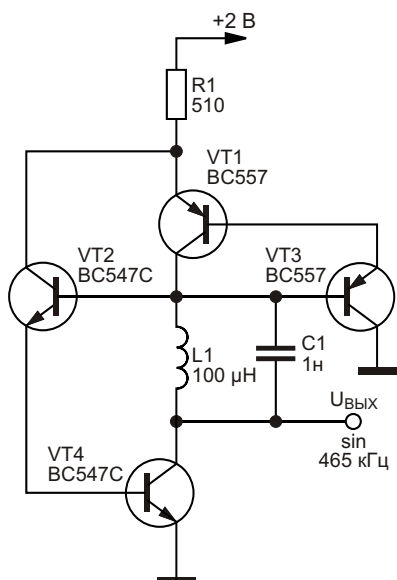


Рисунок 3. Генератор синусоидальных сигналов на негатроне.

1 кГц и ниже с сохранением коэффициента передачи.

На Рисунке 3 показана возможность использования негатрона для генерации сигналов синусоидальной формы. Частот генерации задается параллельным колебательным контуром и составляет 465 кГц. Коэффициент нелинейных искажений сигнала амплитудой 800 мВ близок к 2%.

Еще одна схема генератора на основе негатрона иного построения приведена на Рисунке 4. Генератор вырабатывает сигналы экспоненциально нарастающей формы, резко обрывающиеся в момент окончания импульса. Амплитуда выходных сигналов 5 В. Частоту генерации регулируют потенциометром R5 в пределах от 500 до 1000 Гц. Ступенчато поменять диапазон генерации можно заменой конденсатора C1: при емкости конденсатора C1 11 нФ диапазон генерируемых частот регулируется в пределах от 1 до 2 кГц.

Добавление выходного каскада на полевом транзисторе VT5 2N7000, Рисунок 5, к генератору, Рисунок 4, позволит получить на выходах генератора сигналы, форма которых приведена на Рисунке 6. Частоту генера-

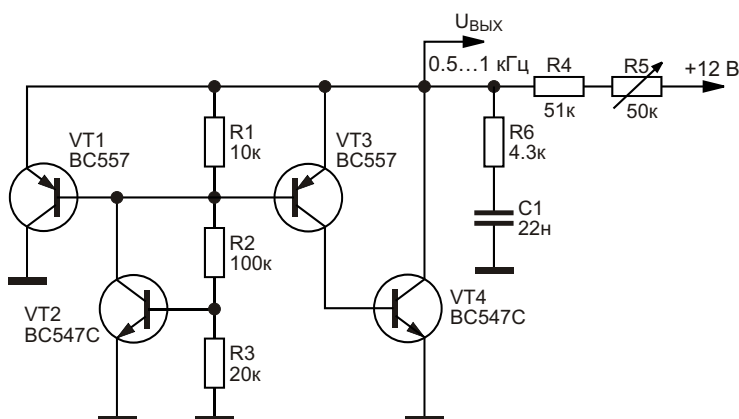


Рисунок 4. Генератор сигналов пилообразной формы с использованием негатрона.

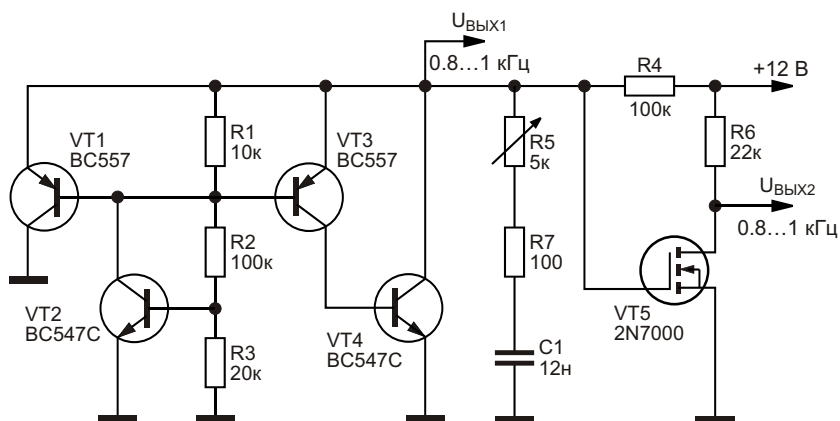


Рисунок 5. Генератор сигналов пилообразной и прямоугольной формы.

ции регулируют потенциометром R5 в пределах от 800 до 1000 Гц. Коэффициент заполнения импульсов прямоугольной формы, снимаемых с выхода $U_{\text{ВЫХ2}}$, меняется от 0.3 при частоте 800 Гц до 0.2 на частоте 1000 Гц. Амплитуда выходных сигналов на выходе $U_{\text{ВЫХ1}}$ равна 5 В, на выходе $U_{\text{ВЫХ2}} - 12$ В. **РЛ**

Литература

1. Шустов М.А. Практическая схемотехника. 450 полезных схем. – М.: Altex-A, 2001. – Кн. 1. – 352 с. (I изд.); 2003 (II изд.); М.: Додэка-XXI–Altex, 2007. – 360 с.
2. Шустов М.А. Практическая схемотехника. Полупроводниковые приборы и их применение. – М.: Altex, 2004. – Кн. 5. – 304 с.
3. Шустов М.А. НЧ-усилители на негаваристорах // Радиомир. – 2009. – № 4. – С. 8–10.

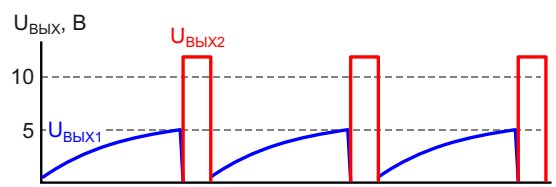


Рисунок 6. Форма сигналов на выходе генератора.

4. Chekcheyev S. Rejection Filter With an Impedance Inverter // Electronics World. – 2007. – V. 113. – № 3. – P. 53.

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild BC547C](#)
2. [Datasheet Fairchild BC557B](#)
3. [Datasheet Microchip 2N7000](#)

Источник питания без обратной связи обеспечивает мощность до 1 Вт

Christophe Basso

EDN

В оборудовании, много времени пребывающем в режиме ожидания, на микропроцессор должно постоянно подаваться питание, когда другие компоненты находятся в спящем режиме, чтобы принимать и интерпретировать любой сигнал пробуждения от пульта дистанционного управления, вещательной компании или иного источника. Эти типы систем имеют довольно низкое энергопотребление, и использование классических микросхем импульсных источников питания для уровней мощности менее 1 Вт будет явным

перебором. Любая активная схема электропитания также должна быть более экономичной, чем стандартная конструкция, использующая металлический трансформатор. Схема на Рисунке 1 позволяет снизить стоимость за счет исключения оптоизолятора.

Микросхема IC₁ напрямую управляет внешним 600-вольтовым MOSFET. Отсутствие вспомогательной обмотки значительно упрощает общую схемотехнику приложения, а встроенный динамический автономный источник питания контроллера обеспечивает

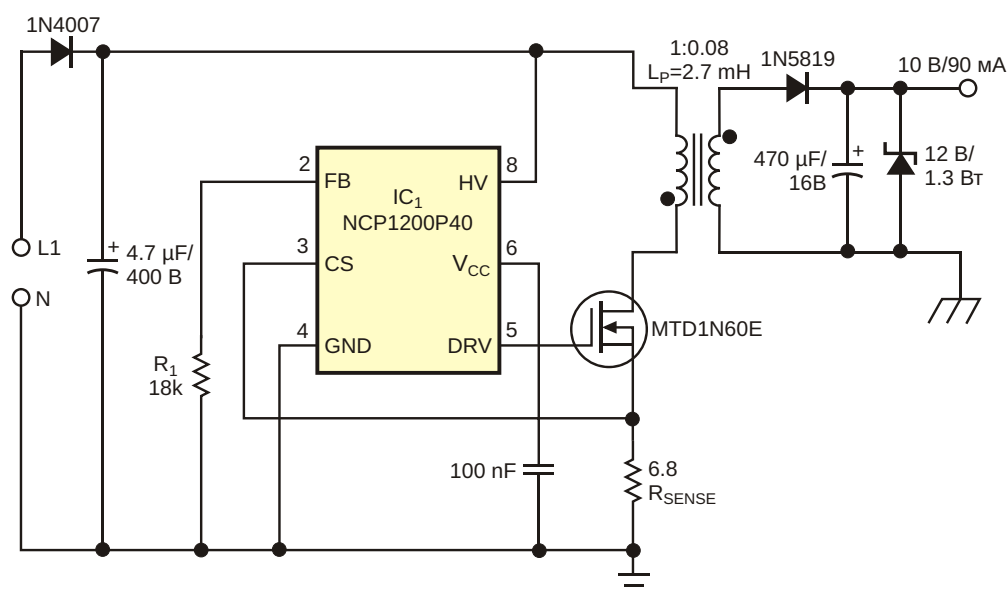


Рисунок 1. Микросхема IC₁ стабилизирует пиковый ток и позволяет этому одноваттному источнику питания работать от электрической сети.

микросхему напряжением V_{CC} . Микросхема IC_1 работает как ШИМ-контроллер пикового тока, сочетая работу на выбираемой фиксированной частоте 40, 60 или 100 кГц и метод пропуска циклов для снижения энергопотребления в режиме ожидания. IC_1 регулирует пиковый ток и позволяет работать от электрической сети. Поскольку схема работает при постоянной выходной мощности, необходимый пиковый ток может быть рассчитан по формуле:

$$I_P = \sqrt{\frac{2P_{OUT}}{L_P F_{OSC}}},$$

где

P_{OUT} – мощность в нагрузке,

I_P – пиковый ток,

F_{OSC} – частота преобразования.

Входное пороговое напряжение внутреннего усилителя ошибки ограничено максимальным уровнем 1 В, поэтому сопротивление токоизмерительного резистора R_{SENSE} равно $1/I_P$ (максимальное значение). В рассматриваемом примере схема работает на частоте 40 кГц, а токоизмерительный резистор сопротивлением 6.8 Ом обеспечивает непрерывную выходную мощность до 1 Вт при индуктивности $L_P = 2.7$ мГн. Величину сопротивления R_{SENSE} можно пересчитать для большей или меньшей выходной мощности. 12-вольтовый стабилитрон защищает нагрузку от повышенного напряжения. Резис-

тор R_1 отключает цепь внутренней защиты от короткого замыкания, которая обычно срабатывает при потере сигнала обратной связи.

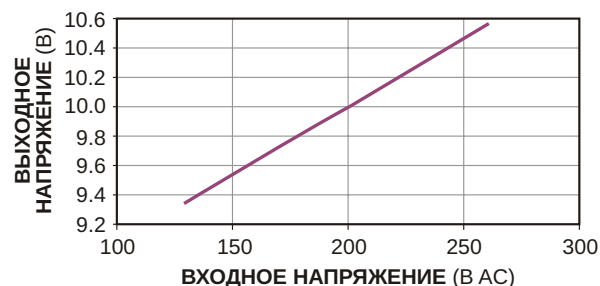


Рисунок 2. В диапазоне входных напряжений от 130 до 260 В АС изменение выходного напряжения составляет 1 В.

Благодаря устойчивости к лавинному пробою, транзистор MTD1N60E не нуждается в ограничивающей цепи, что дополнительно упрощает разработку схемы. Измеренные значения КПД составили 64% (низкое входное напряжение, $P_{OUT} = 866$ мВт) и 61% (высокое входное напряжение, $P_{OUT} = 1.08$ Вт). Из представленной на Рисунке 2 зависимости выходного напряжения от входного видно, что в диапазоне входных сетевых напряжений от 130 до 260 В АС изменение выходного напряжения не выходит за пределы 1 В. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor NCP1200P40G](#)
2. [Datasheet Motorola MTD1N60E](#)
3. [Datasheet Coilcraft Y8844](#)

Очень простой усилитель с фантомным питанием

Peter Demchenko

EDN

Схема на Рисунке 1 подходит для индуктивных источников сигналов, таких как динамический микрофон, трансформатор или индуктивный датчик.

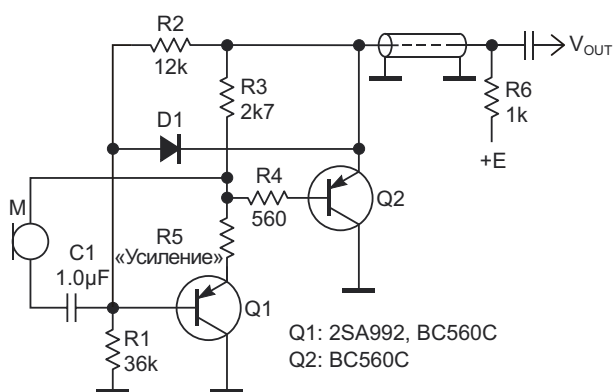


Рисунок 1. Простая схема усилителя подходит для индуктивных источников сигналов, таких как динамический микрофон, трансформатор или индуктивный датчик.

Схема универсальна; ее усиление может варьироваться от 1 до примерно 130. Кроме того, она имеет широкий диапазон напряжений питания (примерно от 5 до 15 В). В схеме не используются электролитические конденсаторы, что повышает ее надежность.

Ко входу усилителя можно подключить низкоимпедансный динамический микрофон с согласующим трансформатором или без него. Схема получает питание через двухпроводный выходной кабель, то есть нагрузочный резистор отделен от схемы (экранированным) кабелем.

Максимальный коэффициент усиления примерно равен 130. Это довольно высокое значение обеспечивается входным каскадом с общим эмиттером (маломощный транзистор Q1) с динамической нагрузкой R3, Q2.

Максимальный коэффициент усиления достигается при R5 = 0 Ом. Уменьшить усиление можно, выбрав ненулевое сопротивление резистора R5, что создаст местную обратную связь. Такая местная обратная связь, помимо прочего, улучшает линейность схемы.

Например, при R5 = 180 Ом усиление составляет примерно 60. Эмиттерный повторитель Q2 также обеспечивает низкое выходное сопротивление схемы.

Как и в любом устройстве, подключенном к индуктивности или длинному соединительному кабелю, на клеммах схемы могут возникать опасные броски напряжения. Диод D1 защищает вход и выход от таких бросков.

Для расчета сопротивлений резисторов нужно задаться значениями напряжения питания E, тока коллектора Q1 и номинала нагрузочного резистора R6.

Пусть, для примера, E = 9 В и ток коллектора транзистора Q1 $I_{C1} = 0.3$ мА, тогда

$$R3 = \frac{V_{BE2}}{I_{C1}} = \frac{0.8}{0.3} = 2.7 \text{ (кОм)},$$

где

V_{BE2} – напряжение база-эмиттер транзистора Q2.

Чтобы обеспечить необходимый запас по динамическому диапазону выходного сигнала, напряжение V_{E2} эмиттера транзистора Q2 можно выбрать равным половине напряжения питания:

$$V_{E2} = \frac{E}{2}.$$

Тогда мы имеем простое выражение

$$V_{E2} = \frac{R2}{R1 + R2} (V_{BE2} + V_{BE1}),$$

где

V_{BE1} – напряжение база-эмиттер транзистора Q1,

из которого можно получить отношение $R1/R2$.

Поскольку

$$V_{E2} = (V_{BE2} + V_{BE1}) \left(1 + \frac{R1}{R2}\right),$$

и не зависит от напряжения питания E, левая часть схемы для постоянного тока представ-

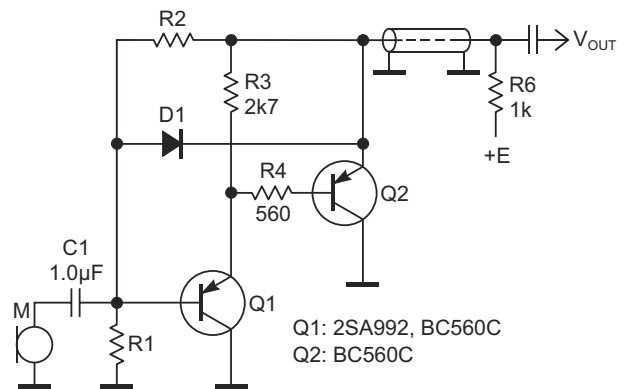


Рисунок 2. Модификация схемы для получения коэффициента усиления, равного 1.

ляет собой своего рода стабилитрон, что следует учитывать, когда необходимо повысить значение E.

На Рисунке 2 показано, как можно изменить схему, чтобы получить коэффициент усиления порядка 1. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet NEC 2SA992](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor BC560C](#)

Автоматический выключатель экономит энергию батареи

Kieran O'malley

EDN

Несмотря на многочисленные преимущества аккумуляторов, при полном разряде они могут быть повреждены, и срок их службы может сократиться. Схема на Рисунке 1 отключает устройство с батарейным питанием – в данном случае светодиодный фонарик, получающий питание от NiMH (никель-металлогидридных) элементов, – когда

напряжение батареи падает ниже заданного предела. Хотя эта схема предназначена для светодиодного фонарика, она применима к любому устройству с питанием от батарей. Не рассчитывая на то, что пользователь вовремя извлечет аккумулятор для перезарядки, эта схема отключает фонарик, когда напряжение аккумулятора падает ниже

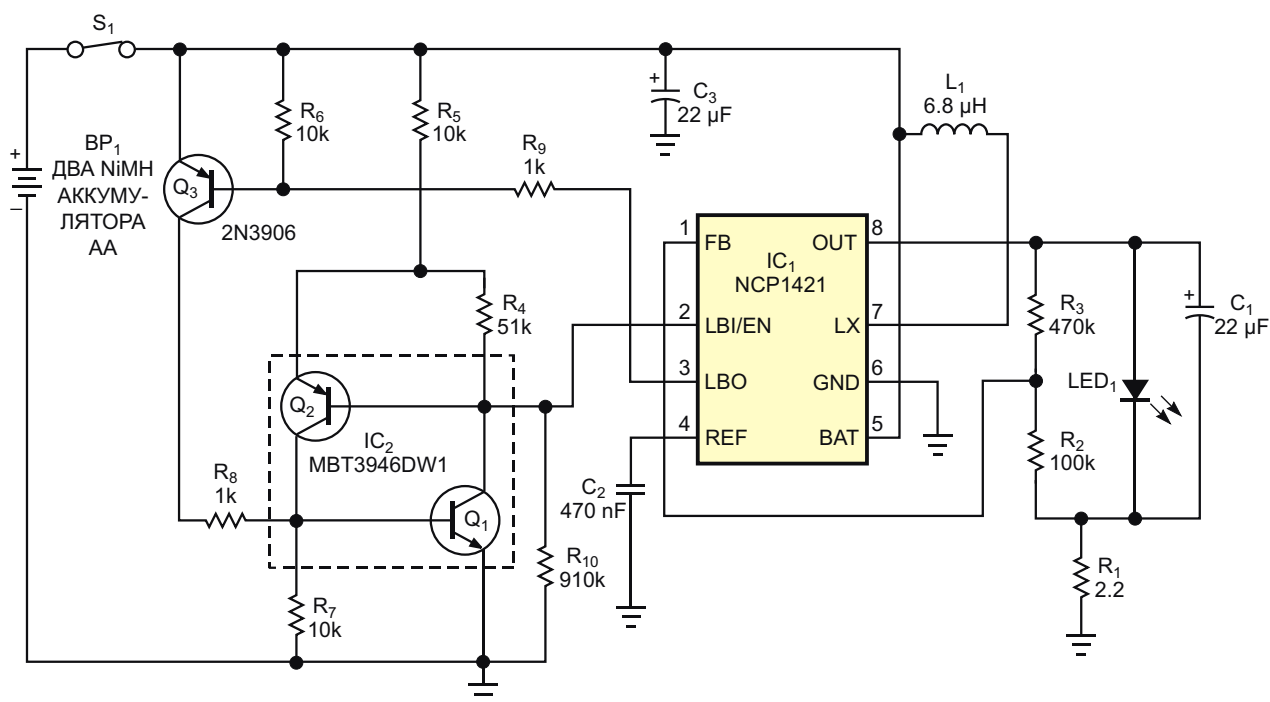


Рисунок 1. Эта схема продлевает срок службы аккумуляторов, отключая питание при заданном напряжении и предотвращая чрезмерный разряд.

допустимого предела, и, таким образом, дает убедительный намек на то, что, возможно, пришло время для подзарядки.

Хотя отключить питание может и простой компаратор без схемы фиксации, снятие нагрузки с батареи вызовет скачок напряжения, и компаратор восстановит питание, переводя индикатор в мигающий режим. Эта схема выключает фонарик, который остается выключенным до тех пор, пока пользователь не включит свет вручную с помощью переключателя S_1 .

В основе схемы лежит 600-миллиамперный повышающий DC/DC преобразователь с синхронным выпрямителем типа NCP1421 (IC_1), выпускаемый компанией ON Semiconductor, но базовая конструкция применима и ко многим другим преобразователям, поддерживающим аналогичные функции. Основными для данной схемы функциями преобразователя NCP1421 являются вход LBI/EN, предназначенный для контроля пониженного напряжения батареи и управления включением микросхемы, и выход с открытым стоком индикатора разряда батареи LBO (low-battery output). Схема, работающая от батареи из двух NiMH аккумуляторных элементов типоразмера AA, состоит из обычных для повышающего регулятора компонентов: дросселя, входного и выходного конденсаторов и схемы измерения тока справа от IC_1 . Комбинация прямого напряжения светодиода, поделенного резисторами R_3 и R_2 , и падения напряжения на токоизмерительном резисторе R_1 образует напряжение обратной

связи, которое сравнивается с номинальным напряжением 1.2 В внутреннего опорного источника микросхемы NCP1421.

Со стороны входа микросхемы IC_1 к выводу LBI/EN через делитель напряжения, образованный резисторами R_4 , R_5 и R_{10} , подключена батарея. Преобразователь NCP1421 остается включенным, пока напряжение на входе LBI/EN превышает 1.2 В. Когда напряжение на входе LBI/EN опускается ниже 1.2 В, уровень выходного сигнала детектора разряда на выводе LBO становится низким, включается транзистор Q_3 , и в базу Q_1 начинает подаваться ток. Когда транзистор Q_1 открывается, напряжение на базе Q_2 становится низким, и виртуальный тиристор, образованный элементами Q_1 и Q_2 сдвоенного интегрального транзистора IC_2 , включается.

Кроме того, Q_1 удерживает низкий уровень на выводе LBI/EN, предотвращая повторное включение IC_1 при снятии нагрузки. Чтобы перезапустить схему, нужно прервать ее питание выключателем S_1 . Резисторы R_4 , R_5 и R_{10} устанавливают порог срабатывания детектора LBO. R_5 также устанавливает ток, потребляемый от батареи при включенном тиристоре. Схема отключается, когда напряжение батареи падает примерно до 1.3 В, – значения, при котором напряжение на выводе LBI/EN достигает 1.2 В. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet onsemi NCP1421](#)
2. [Datasheet onsemi MBT3946DW1](#)

Преобразователь емкости в пачку импульсов на логических элементах

Ricardo Jimenez, Arturo A. Chavez

Electronic Design

Схема на Рисунке 1 позволяет преобразовывать величину емкости в пачку импульсов, используя источник постоянного тока и ждущий мультивибратор, образованный двумя микросхемами двухвходовых логических элементов «И-НЕ» (74НС132). Схема также формирует два импульса управления функциями Запись и Сброс, которые обычно требуются внешним цифровым счетчикам и защелкам при управлении дисплеем. Подобные устройства могут применяться в измерительных схемах, когда возникает необходимость пре-

образовать изменяющуюся емкость датчика (например, в измерителе относительной влажности) в последовательность импульсов пропорциональной длины.

Сх на Рисунке 1 представляет измеряемую емкость датчика. Схема запускается нормально разомкнутой кнопкой, дополненной цепью подавления дребезга на элементах R_p и C_1 . Схема, собранная на макетной плате, показана на Рисунке 2. Между шиной питания и землей включен блокировочный конденсатор емкостью 0.1 мкФ.

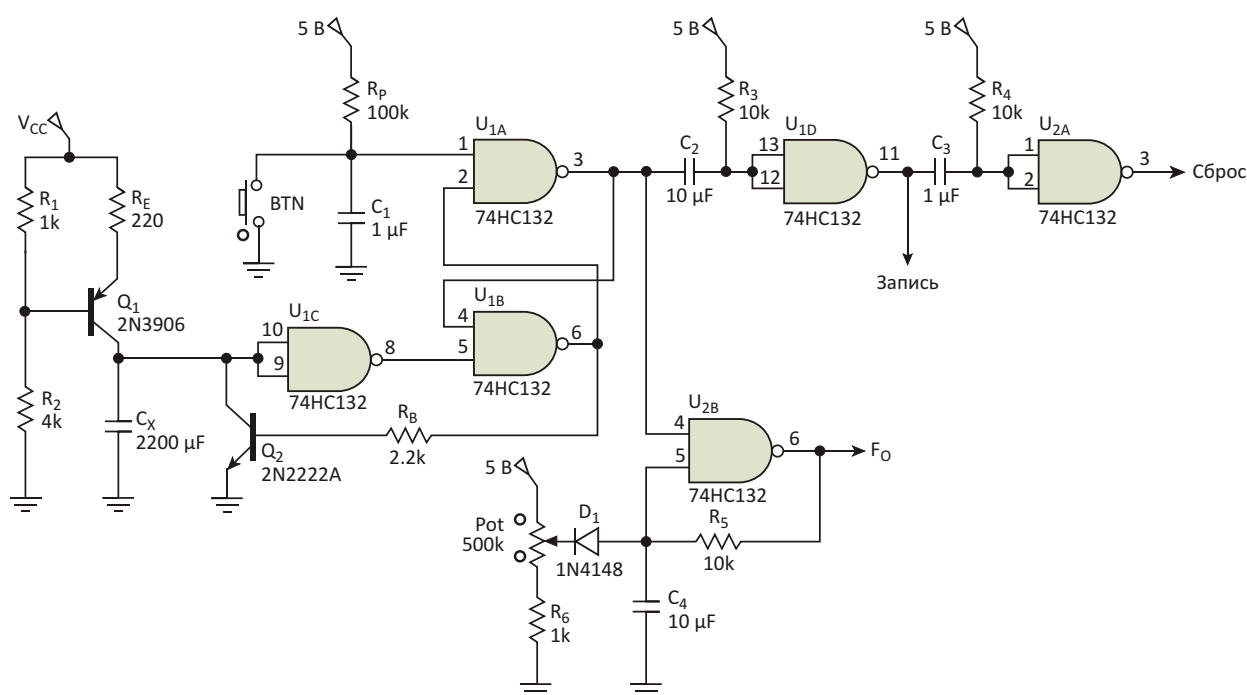


Рисунок 1. Преобразователь величины емкости в пачку импульсов на основе логических элементов «И-НЕ» с триггером Шмитта.

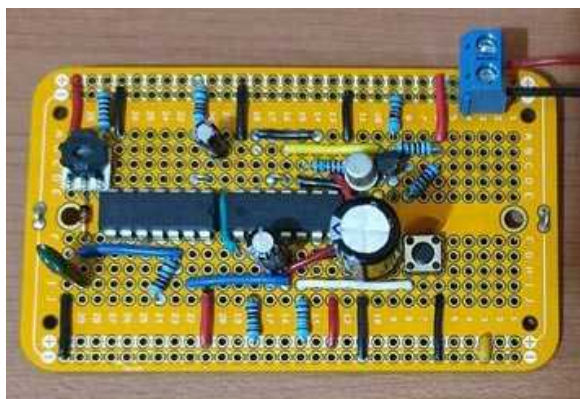


Рисунок 2. Схема, собранная на макетной плате с использованием резисторов с допусками 1%.

В начальном состоянии уровень выходного сигнала U_{1B} высокий, и транзистор Q_2 находится в насыщении, шунтируя конденсатор на землю (Рисунок 3). Это запрещает работу стобируемого генератора на элементе U_{2B} .

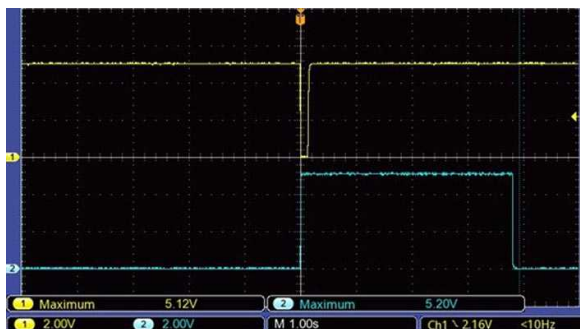


Рисунок 3. Импульс запуска и выход логического элемента U_{1A} .

При нажатии кнопки RS-триггер устанавливается в положение, при котором выходной уровень элемента U_{1A} становится высоким, а элемента U_{1B} – низким (Рисунок 4). В результате транзистор Q_2 закрывается, позволяя конденсатору C_X линейно заряжаться постоянным током.

Источник постоянного тока состоит из р-п-р транзистора Q_1 и связанных с ним компонентов. Величина этого постоянного тока I_K определяется формулой:

$$I_K = \frac{V_{CC} - V_B - V_{BE}}{R_E}, \quad (1)$$

где

$V_{CC} = 5.1 \text{ В}$ – напряжение питания,

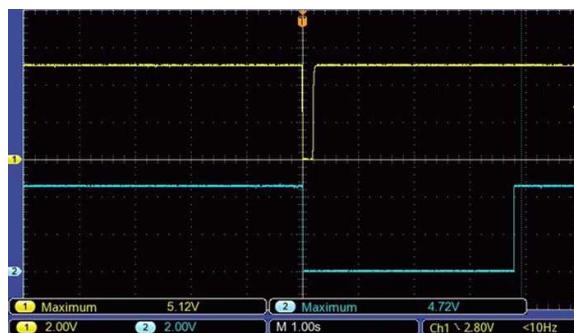


Рисунок 4. Импульс запуска и выход логического элемента U_{1B} (синяя линия), закрывающие транзистор Q_2 .

$V_B = 4.1 \text{ В}$ – напряжение на базе Q_1 ,

$V_{BE} = 0.7 \text{ В}$ – напряжение база-эмиттер транзистора Q_1 .

Чтобы вычислить постоянную времени $T = RC$, в нижеследующей формуле (2) сопротивление R заменено отношением V_{CC}/I_K :

$$T = RC_X = \frac{V_{CC} C_X}{I_K}. \quad (2)$$

Затем выражение (2) нужно будет умножить на отношение V_{T+}/V_{CC} , в котором V_{T+} – значение порогового уровня логического элемента «И-НЕ» для положительного перепада входного напряжения. От этого отношения зависит максимальное напряжение, до которого может зарядиться конденсатор C_X . Подставляя I_K в (2), получаем выражение для постоянной времени, определяющей скорость линейного нарастания напряжения на конденсаторе C_X (Рисунок 5):

$$T = \frac{V_{CC} C_X}{V_{CC}} \frac{V_{C_{MAX}}}{V_B} \frac{R_E}{V_{BE}}. \quad (3)$$



Рисунок 5. Импульс запуска и линейно нарастающее напряжение на конденсаторе C_X .

Теперь подставляем в (3) значения номиналов используемых компонентов и измеренных напряжений:

$$T = \frac{(5.12\text{В})(2200\text{мкФ}) \frac{3.28\text{В}}{5.12\text{В}} (220\text{Ом})}{5.12\text{В} \cdot 4.08\text{В} \cdot 0.636\text{В}} \quad (4)$$

В случае, например, если $C_X = 2200$ мкФ, получаем интервал времени, равный 3.9 с. Точность этого результата зависит от отклонений номиналов всех компонентов, представленных в (4).

Конденсатор C_X перестает заряжаться постоянным током I_K , когда напряжение на нем достигает положительного порога V_{T+} , в данном случае равного 3.28 В. В этот момент на выходе элемента U_{1C} устанавливается низкий логический уровень, генератор останавливается, и на выходах одновибраторов, образованных элементами U_{1D} и U_{2A} , формируются управляющие импульсы.

Детектор фронта (U_{1D}) запускается спадом выходного импульса логического элемента U_{1A} (Рисунок 6).

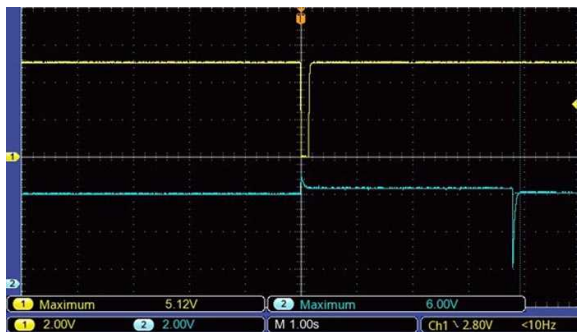


Рисунок 6. Импульс запуска и напряжение на конденсаторе C_2 , формирующие импульс Запись.

Длительность T_2 положительного импульса Запись на выходе U_{1D} (Рисунок 7) равна:

$$T_2 = R_3 C_2 \ln \frac{V_{CC}}{V_T} \quad (5)$$

Когда этот импульс заканчивается, он запускает второй одновибратор, образованный элементами U_{2A} , R_4 и C_3 , формирующий

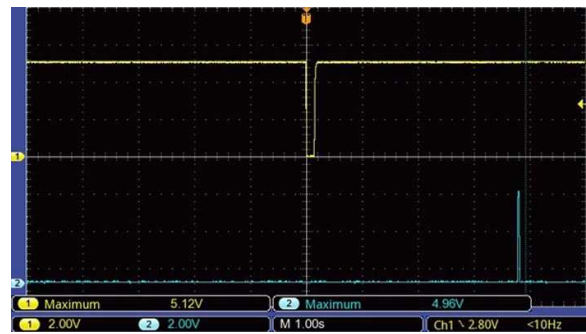


Рисунок 7. Импульс запуска и выходной сигнал Сброс, сформированные элементом U_{2A} .

импульс Сброс (Рисунок 7), длительность T_3 которого равна

$$T_3 = R_4 C_3 \ln \frac{V_{CC}}{V_T} \quad (6)$$

Строблируемый генератор на логическом элементе U_{2B} вырабатывает пачку импульсов (Рисунок 8) с частотой F_O , определяемой выражением (7):

$$F_O = \frac{1}{R_5 C_4 \ln \frac{V_T}{V_T} \frac{V_{CC}}{V_{CC}} \frac{V_T}{V_T}} \quad (7)$$

где V_T – значение порогового уровня логического элемента «И-НЕ» для отрицательного перепада входного напряжения.

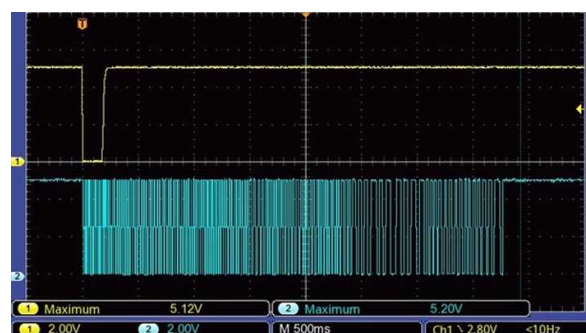


Рисунок 8. Импульс запуска и выходные импульсы стробируемого генератора.

Этот генератор не имеет задержки запуска, так как предполагается, что подстроечным резистором 500 кОм, включенным последовательно с резистором R_6 , входное напряжение U_{2B} должно быть установлено на

несколько милливольт ниже напряжения положительного порога V_{T+} (см. [1]). Обратите внимание, что после того, как этот генератор остановлен, конденсатору C_4 требуется некоторое время, чтобы напряжение на нем снова достигло фиксированного значения, установленного подстроечным резистором. Это время может варьироваться в зависимости от напряжения на конденсаторе в момент отключения генератора. Если при отключении напряжение конденсатора было равно V_{T-} , на восстановление потребуется время T_R , равное

$$T_R = R_5 C_4 \ln \frac{V_{CC} - V_T}{V_{CC} - V_{T-}} \quad (8)$$

Это время определяет паузу, которую нужно выдержать, прежде чем подать на кнопку следующий импульс. Частоту генератора устанавливают конденсатором C_4 и резистором R_5 в соответствии с требуемым разрешением счетчика и необходимой точностью отображения. Для регулировки этой частоты к резистору R_5 можно добавить последовательный потенциометр.

Эту схему можно изменить так, чтобы она перезапускалась сама. Для этого надо создать обратную связь от импульса сброса

к входу кнопки, но с использованием другого детектора фронта, срабатывающего по спаду импульса. Этот детектор фронта должен подавать на вход запуска импульс низкого уровня с минимальной длительностью, равной 1 мкс. Резистор R_p не потребуется. Имейте в виду, что при автоматическом перезапуске содержимое внешнего счетчика будет непрерывно изменяться со скоростью, определяемой формулой (3). Показания дисплея должны обновляться в пределах от одного до четырех раз в секунду; в противном случае он будет мерцать.

Чтобы температурная погрешность не превышала 1%, рекомендуется использовать металлопленочные резисторы с допуском 1%. Что касается конденсаторов, то они должны быть лавсановыми или полистирольными, чтобы их емкости минимально зависели от температуры. Кроме того, должен быть низким температурный коэффициент сопротивления подстроечного резистора R_5 . **РЛ**

Ссылка

1. Ricardo Jimenez. [Стробируемый генератор запускается без задержки](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC132](#)

Выключатель питания на основе кнопки без фиксации

Anthony Smith

EDN

Большинство дешевых нефиксируемых кнопочных переключателей имеют конструкцию мембранного типа, как правило, предназначенную для поверхностного монтажа на печатную плату. Кнопки с фиксацией чаще всего крупнее и дороже, и не всегда можно найти такую кнопку нужной формы. Это может оказаться проблемой, если потребуется миниатюрный недорогой выключатель для фиксации питания нагрузки. В схеме на Рисунке 1 показано, как простой нефиксируемый однополярный нормально разомкнутый выключатель можно использовать для подключения питания к нагрузке. Схема, для которой требуется всего несколько самых дешевых общедоступных компонентов, рассчитана на широкий диапазон напряжений и идеально подходит для приложений с питанием от одноэлементных батарей, поскольку может работать при напряжении до 1 В или меньше. Транзисторы Q_2 и Q_3 образуют

тиристорную структуру, которая функционирует как простая защелка, Q_4 подключает питание к нагрузке, а S_1 представляет собой простейшую кнопку без фиксации.

При первой подаче напряжения питания V_S все четыре транзистора закрыты, и конденсатор C_1 заряжается через резисторы R_1 и R_2 до тех пор, пока его напряжение V_{C1} не станет равным V_S . В это время схема находится в «разблокированном» состоянии, и напряжение нагрузки V_L равно 0 В. Однако при кратковременном замыкании кнопки конденсатор C_1 сбрасывает свой заряд в базу транзистора Q_3 , который открывается и создает смещение для транзисторов Q_2 и Q_4 , которые оба включаются. Теперь Q_2 через резистор R_5 обеспечивает базовым током транзистор Q_3 , а через резистор R_3 – транзистор Q_1 . С этого момента схема находится во включенном, или «заблокированном» состоянии и остается в нем даже после размыкания S_1 . Нагрузка теперь

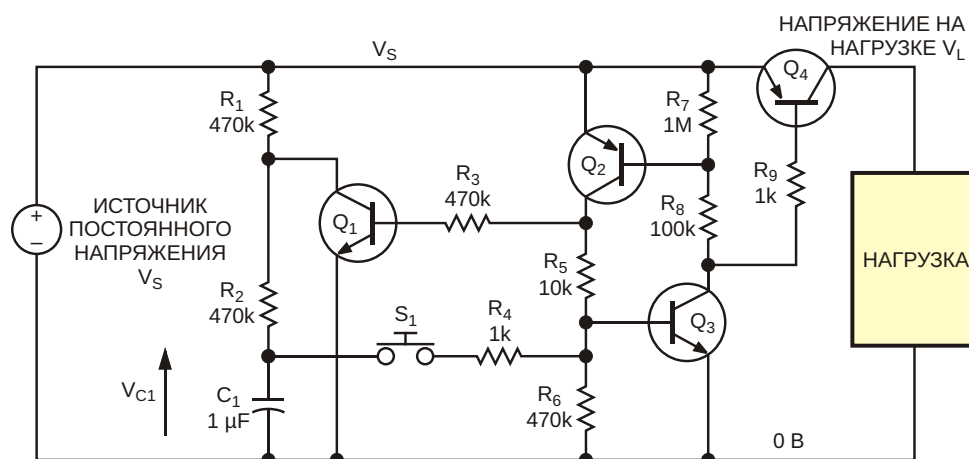


Рисунок 1. Нефиксируемая кнопка может использоваться для подключения питания к нагрузке.

запитана, и напряжение V_L примерно равно V_S . В этом состоянии схемы транзистор Q_1 насыщен, в результате чего конденсатор C_1 разряжается через резистор R_2 , вследствие чего напряжение V_{C1} падает до нескольких десятков милливольт (до напряжения насыщения коллектор-эмиттер Q_1). Еще одно кратковременное замыкание кнопки подает это низкое напряжение на базу транзистора Q_3 и включает его. В результате все четыре транзистора закрываются, и схема возвращается в выключенное или «разблокированное» состояние. Питание с нагрузки теперь снято, и напряжение V_L падает до 0 В. Поскольку транзистор Q_1 теперь выключен, конденсатор C_1 снова начинает заряжаться через резисторы R_1 и R_2 , и, таким образом, еще одно кратковременное замыкание S_1 снова защелкнет схему.

Времязадающий конденсатор C_1 совместно с резисторами R_1 и R_2 обеспечивает подавление дребезга контактов кнопки, исключая его влияние на работу схемы. Без временной задержки RC схема будет «болтаться» между противоположными состояниями каждый раз, когда нажимается кнопка, и в конечном итоге окажется в неопределенном состоянии. Несмотря на то, что на Рисунке 1 показана емкость 1 мкФ, более подходящими для конкретного приложения могут оказаться другие значения, поэтому следует подготовиться к экспериментам. Ни один из номиналов резисторов не является особенно критичным, и сопротивления, показанные на Рисунке 1, достаточно оптимальны для напряжения питания примерно от 1 до 1.5 В, другими словами, для одноэлементной батареи. При более высоких напряжениях сопротивления резисторов должны увеличиваться пропорционально, хотя номиналы R_2 и R_4 следует сохранять постоянными, – примерно 470 кОм и 1 кОм, соответственно. Поддержание неизменного значения постоянной времени R_2C_1 , фиксированного на уровне нескольких сотен миллисекунд, гарантирует, что время, необходимое для разряда конденсатора, не будет чрезмерным; в противном случае после того, как схема была включена, время ожидания состояния, в котором схема может быть выключена, окажется неприемлемо большим. Резистор R_4 ограничивает ток, идущий из C_1 в базу транзистора Q_3 , до

безопасного уровня; его сопротивление должно быть достаточно небольшим, чтобы резисторы R_5 и R_6 не искажали напряжение на базе Q_3 при замыкании кнопки.

Сопротивление резистора R_1 нужно выбирать в соответствии с используемым напряжением питания. При заданном сопротивлении R_2 резистор R_1 определяет время, которое требуется напряжению V_{C1} , чтобы достичь значения V_S сразу после разблокировки схемы. Другими словами, сопротивление R_1 определяет время, необходимое для подготовки схемы к повторному включению. Если R_1 слишком велико, становится невозможным включить схему вскоре после того, как она была разблокирована. С другой стороны, если R_1 слишком мало, это может привести к неприемлемому потреблению тока источника питания V_S при включенной схеме. Кроме того, для конкретного значения V_S сопротивление R_1 должно быть достаточно большим, чтобы гарантировать, что напряжение V_{C1} не будет расти слишком быстро после выключения схемы, так как в противном случае оно может снова включить схему до того, как кнопка будет отпущена. Чтобы определить оптимальное сопротивление R_1 , возможно, придется поэкспериментировать, но при $C_1 = 1$ мкФ и $R_2 = 470$ кОм тестовая схема показала хорошие результаты со значением примерно от 470 до 680 кОм при $V_S = 1$ В и примерно 4.7 МОм при $V_S = 10$ В.

В качестве $Q_1 - Q_3$ могут использоваться любые маломощные транзисторы с хорошим коэффициентом передачи тока (от умеренного до высокого). Силовой коммутатор Q_4 должен иметь низкое значение напряжения насыщения коллектор-эмиттер, чтобы гарантировать, что при включении схемы большая часть напряжения питания будет подаваться на нагрузку. Сопротивление резистора R_9 следует выбирать таким, чтобы обеспечить достаточным током базу транзистора Q_4 ; его значение зависит, главным образом, от напряжения питания V_S , от тока нагрузки и от коэффициента передачи тока насыщенного транзистора Q_4 . Схема обеспечивает недорогой способ включения питания с помощью нефиксируемой кнопки, и, как и при использовании механического выключателя с фиксацией, ток, потребляемый схемой в состоянии покоя, равен нулю. **ПЛ**

Высоковольтный повышающий преобразователь с автотрансформаторным включением дросселя

David Ng, Adam Huff

EDN

Когда разработчик сталкивается с задачей стабилизации напряжения, превышающего доступное напряжение источника питания, он обычно рассматривает возможность использования повышающего преобразователя. Хотя теоретически повышающий преобразователь может вырабатывать почти любое напряжение, превышающее входное, практические соображения ограничивают выходное напряжение примерно восьми-кратным значением входного напряжения. Чтобы получить еще более высокое напряжение, прибегают к использованию повыша-

ющей топологии с автотрансформаторным включением дросселя. На Рисунке 1 показана реализация преобразователя, повышающего входное постоянное напряжение 3 В до 100 В. Подключения к микросхеме регулятора такие же, как в традиционном повышающем преобразователе, но для получения большого коэффициента повышения в этой конструкции используется дроссель с отводом (L_1), имеющий соотношение витков 1:6.

Осциллограммы на Рисунке 2 показывают входное напряжение, напряжение на выходе силового ключа микросхемы IC_1 (вывод 5) и

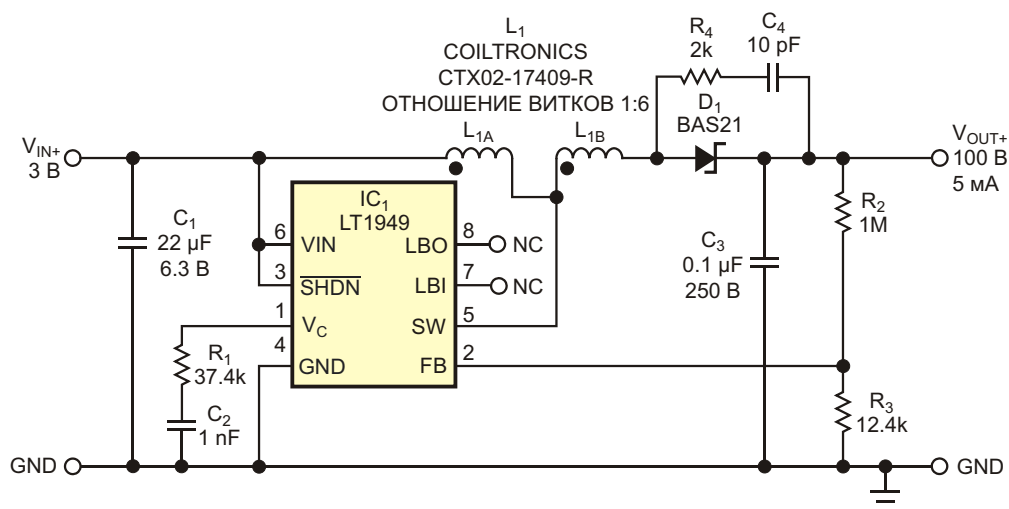


Рисунок 1. Использование автотрансформаторного включения дросселя увеличивает реальный диапазон выходных напряжений импульсного повышающего преобразователя.



Рисунок 2. При входном постоянном напряжении 3 В (горизонтальная линия внизу) напряжение на выводе SW микросхемы стабилизатора IC₁ достигает пиковых значения порядка 18 В (импульсный сигнал внизу). Соотношение числа витков 1:6 дросселя L₁ дополнительно увеличивает пиковое выходное напряжение до 160 В (верхняя осциллограмма), чтобы после выпрямления получить на выходе постоянное напряжение 100 В. Из-за автотрансформаторного включения дросселя нижний уровень импульсов на верхней осциллограмме составляет $-6 \times V_{IN}$ (-18 В).

напряжение на аноде выпрямительного диода D₁. Как и в любой повышающей схеме, сердечник дросселя L₁ накапливает энергию, пока внутренний выходной ключ IC₁ открыт. Когда ключ закрывается, напряжение на нем и на L_{1A} становится выше входного напряжения. Благодаря индуктивной связи и большому числу витков в части обмотки L_{1B}, напря-

жение на аноде выпрямительного диода D₁ и, следовательно, выходное напряжение значительно выше, чем при использовании обычного дросселя. Резисторы R₂ и R₃ образуют делитель напряжения обратной связи, замыкающий контур регулирования. Снабберная цепочка на элементах R₄ и C₄ подавляет влияние небольшой паразитной емкости диода D₁. Без этой цепочки силовой ключ микросхемы IC₁ будет «видеть» емкость, которая из-за мультипликативного эффекта соотношения витков дросселя с отводами в 36 раз превышает емкость диода.

Дроссель с отводом СТХ02-17409 компании Coiltronics, имеющий размеры всего 5.6×6×3.4 мм, и микросхема DC/DC регулятора LT1949 в 8-выводном корпусе MSOP занимают очень мало места на печатной плате. При реализации схемы на однослойной плате все устройство занимает менее 1.9 см². Для достижения наилучших результатов необходимо ознакомиться с рекомендациями по компоновке платы в техническом описании устройства и в качестве C₁ и C₃ использовать многослойные керамические конденсаторы. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LT1949](#)
2. [Datasheet Nexperia BAS21](#)

Динамический сифон выкачивает ток из порта USB

Donald Schelle

EDN

Порт USB является удобным источником питания 5 В для дополнительных устройств. USB-порт не только снабжает питанием микроконтроллер и другие основные схемы, но также обеспечивает достаточный запас по току для зарядки небольшого накопителя энергии, такого как аккумулятор или суперконденсатор. Обычный подход к использованию «лишнего» тока USB-порта начинается с оценки максимального потребления

основной схемы. Затем на пути к накопителю энергии размещается соответствующее устройство ограничения тока (Рисунок 1). Несмотря на простоту реализации, этот метод не позволяет использовать весь ток, который можно забрать из порта USB, и накопитель энергии медленно заряжается или перезаряжается.

Схема на Рисунке 2 использует всю мощность, доступную в разъеме USB, динамичес-

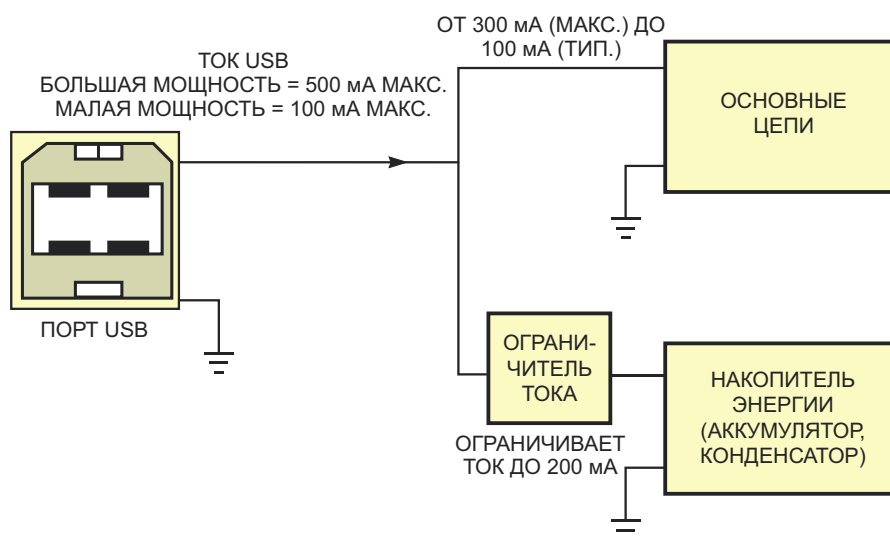


Рисунок 1. Этот типичный метод получения питания от USB-порта ограничивает ток накопительного элемента фиксированным значением, которое меньше оптимального.

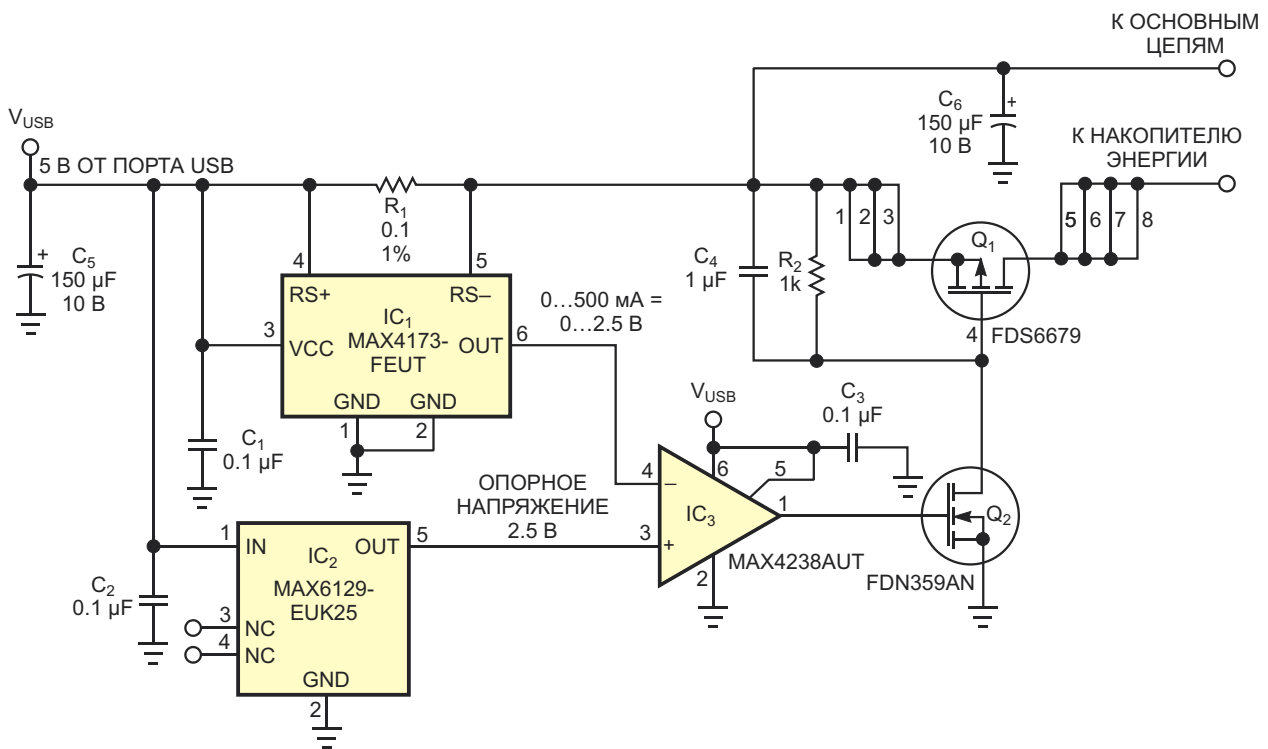


Рисунок 2. Эта схема постоянно отслеживает общий ток, забираемый из порта USB, и динамически регулирует ток накопительного элемента, чтобы не допустить превышения максимального выходного тока порта.

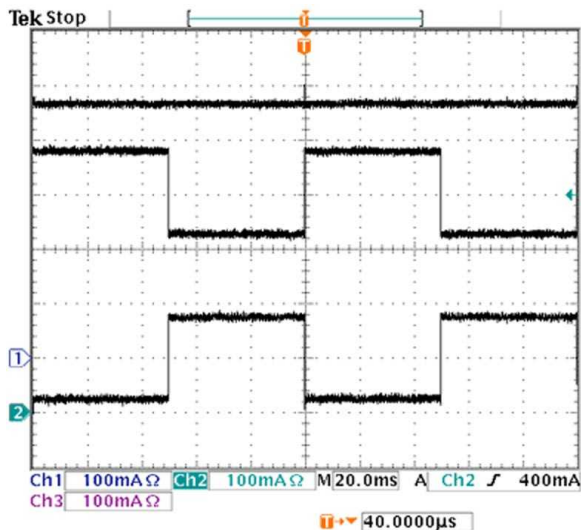


Рисунок 3. Эти осциллограммы сигналов схемы на Рисунке 2, показывают, что сумма основного тока схемы (средняя линия) и тока накопительного элемента (нижняя линия) никогда не превышает максимального значения 500 мА, установленного для порта USB (верхняя линия).

ки регулируя величину тока, подаваемого в устройство накопления энергии, и тем

самым, забирая из порта USB относительно постоянный и максимальный ток. Элементы IC₁ (MAX4173), IC₂ (MAX6129) и коммутатор нагрузки, состоящий из компонентов Q₁, Q₂, R₂ и C₄, образуют контур регулирования, ограничивающий ток, протекающий через Q₁. Схема поддерживает максимальный уровень тока, протекающего к элементу накопления энергии (Рисунок 3), гарантируя, что сумма токов батареи и основных цепей никогда не превысит максимального значения 500 мА, установленного для мощного USB-устройства. Чтобы перестроить конфигурацию схемы для режима малой мощности с максимальным током 100 мА, можно заменить микросхему IC₁ на версию с коэффициентом усиления 100 В/В (MAX4173HEUT), а сопротивление резистора R₁ увеличить до 0.25 Ом. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4173](#)
2. [Datasheet Maxim MAX4238](#)
3. [Datasheet Maxim MAX6129](#)
4. [Datasheet Fairchild FDN359AN](#)
5. [Datasheet Fairchild FDS6679](#)

Компенсационная обратная связь уменьшает искажения операционного усилителя

Dimitri Danyuk

Electronic Design

В новых операционных усилителях, оптимизированных для высококачественных аудио- и ультразвуковых приложений, чрезвычайно низкие общие гармонические искажения плюс шум (THD+N), достигающие -130 дБ, сочетаются с большими выходными напряжениями при тяжелых нагрузках 600 Ом. Можно было бы подумать, что эти усилители являются универсальными строительными блоками.

В реальной жизни все немного сложнее. Например, входная емкость операционного усилителя нелинейно зависит от входного напряжения. Соответствующий входной ток создаст нелинейное падение напряжения на внутреннем импедансе источника сигнала [1]. Возьмем спектр искажений буфера с единичным усилением на основе микросхемы LME49710 (Рисунок 1, кривая а). Источником сигнала является генератор синусоидального сигнала с выходным напряжением 5 В с.к.з. и выходным сопротивлением 1 МОм.

Эти ошибки можно уменьшить различными методами, включая инвертирующий режим работы, смещение по постоянному току, уменьшение размаха сигнала, правиль-

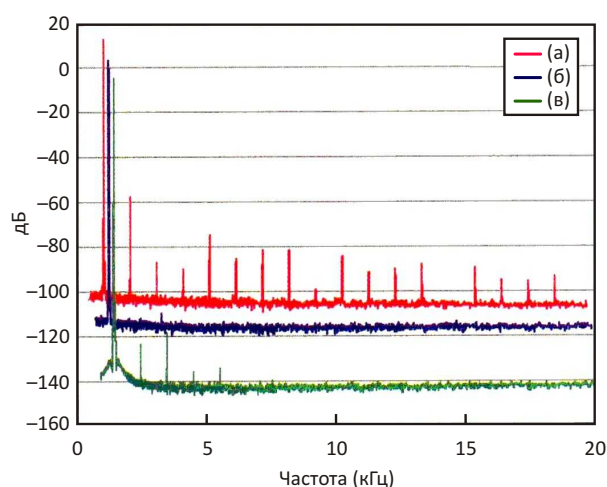


Рисунок 1. Эти спектры выходного сигнала повторителя с единичным усилением на основе LME49710 иллюстрируют искажения при отсутствии обратной связи, входном сигнале 5 В с.к.з. и выходном сопротивлении источника сигнала, равном 1 МОм (а), а также искажения в схеме на Рисунке 2 при таком же входном сигнале (б) и остаточный шум генератора синусоидального сигнала (в). Для удобства восприятия каждый последующий спектр смещен на $+200$ Гц и -10 дБ. Более высокие уровни шума для кривых (а) и (б) обусловлены тепловым шумом сопротивления источника 1 МОм.

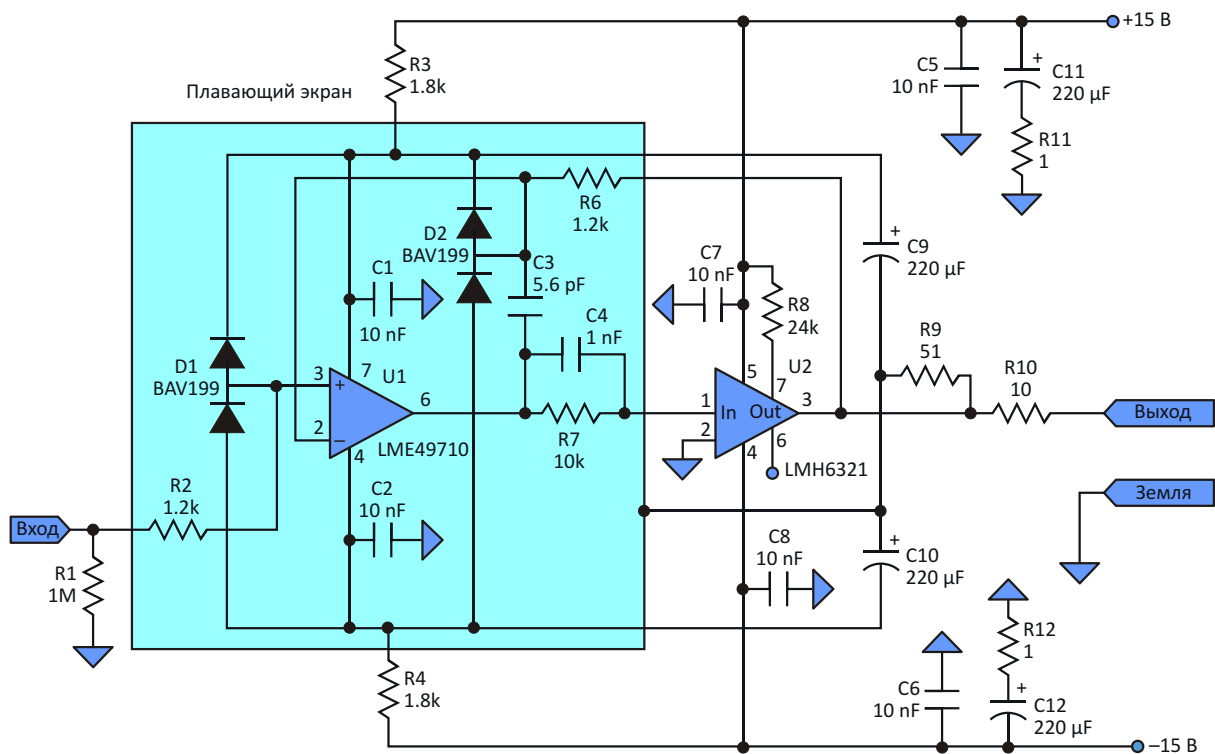


Рисунок 2. Использование схемы, включающей составной буфер с единичным усилением и цепь компенсационной обратной связи к шинам питания значительно улучшает характеристики искажения устройства.

ный выбор операционного усилителя и компенсацию входного импеданса [1]. Согласование полных импедансов со стороны инвертирующего и неинвертирующего входов операционного усилителя обеспечивает одинаковые искажения на обоих входах, в результате чего искажения компенсируются.

Однако для некоторых приложений обработки сигналов требуется входной интерфейс, поведение которого не зависит от импеданса источника. Примерами могут служить системы сбора данных, такие как осциллографы, дискретизаторы и другие устройства, которые могут быть подключены к источнику с высоким (более 50 кОм) или неизвестным выходным сопротивлением.

Другое традиционное решение для устранения ошибки, обусловленной импедансом источника, основано на уменьшении входной емкости с помощью компенсационной обратной связи к входам устройства [2], к подложке [3] и/или к шинам питания [4]. Обратная связь, основываясь на своем чувствительном узле, может уменьшить входную емкость, ускорить операционный усилитель и смес-

тить доминирующий полюс в сторону более высоких частот, или же она может позволить работать с более высокими напряжениями.

За счет подключения к выходу дополнительного повторителя U2 двух RC-цепей обратной связи (R3-C9 и R4-C10) к шинам питания операционного усилителя U1, схема на Рисунке 2 обеспечивает высокий входной импеданс и незначительную погрешность, обусловленную импедансом источника. Спектр искажений этой схемы с сопротивлением источника 1 МОм (генератор сигналов, включенный последовательно с R1) и нагрузкой 50 Ом значительно улучшается (Рисунок 1, кривая б). Третья гармоника вносится генератором (Рисунок 1, кривая в). Компоненты C1, C2 и R9 обеспечивают устойчивость петли обратной связи.

Кроме того, составной буфер на Рисунке 2 полностью устраняет ошибки, связанные с рассеиванием мощности на входе операционного усилителя [1]. Конденсаторы C9 и C10 можно заменить регулируемыми параллельными стабилизаторами, а резисторы R3 и R4 – источниками тока или повторителями. В этом

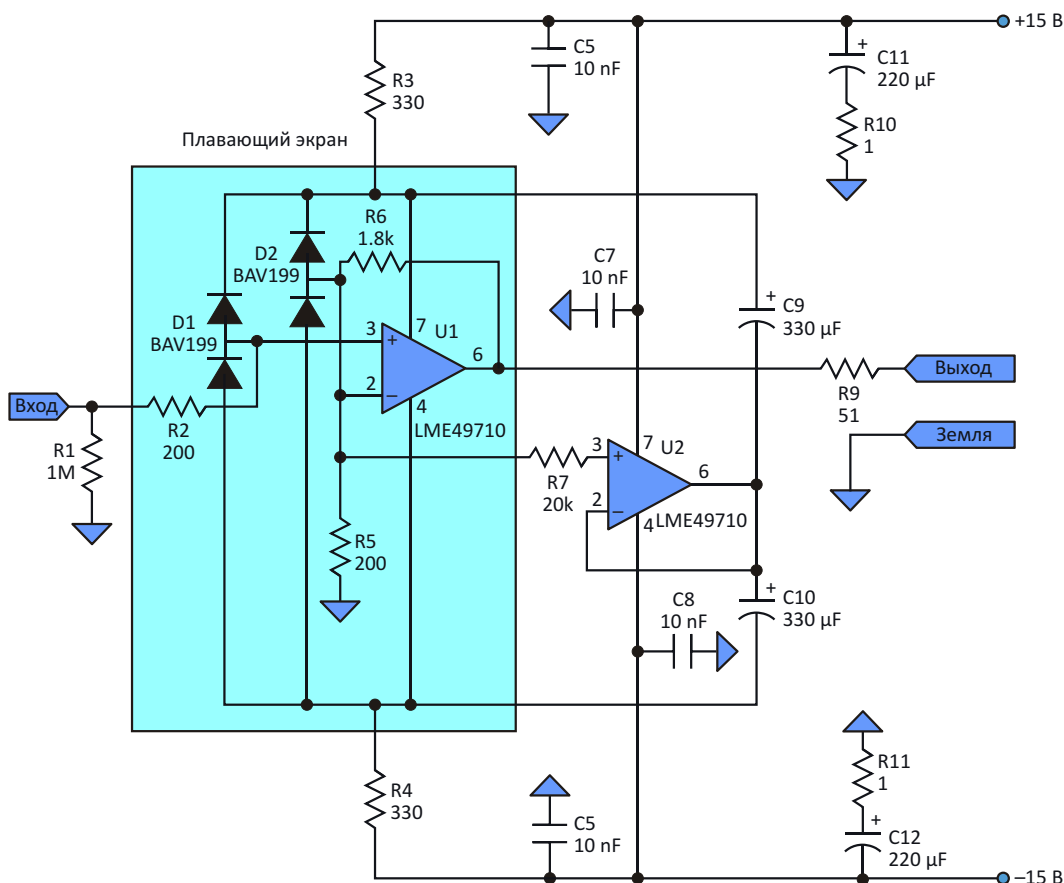


Рисунок 3. При небольших изменениях схемы принцип компенсационной обратной связи применим и для усилителя с коэффициентом усиления больше единицы.

случае схема будет иметь большое входное сопротивление и на постоянном токе.

На Рисунке 3 показано, как можно изменить схему, чтобы использовать усилитель с коэффициентом усиления больше единицы. Повторитель U2 обеспечивает достаточный ток, необходимый цепи обратной связи R3-R4-C9-C10. Входная емкость усилителя U2 и резистор R7 вносят фазовую задержку в петлю обратной связи. **РЛ**

Ссылки

1. W. Jung, "Op-Amp Audio," Electronic Design, Sep.-Dec., 1998.

2. FET Circuit Applications, National Semiconductor, Application Note 32, Feb. 1970.
3. W. Jung, "Bootstrapped IC Substrate Lowers Distortion in JFET Op Amps," Analog Devices, Application Note 232, July 1992.
4. A.M. Sandman, "Reducing Amplifier Distortion," Wireless World, Vol. 80, No. 1466, pp. 367-371, Oct. 1974.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LME49710](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LMH6321](#)
3. [Datasheet NXP BAV199](#)

Измеритель магнитного поля из небольшого количества компонентов

Sandeep Satav, Rama Sarma

EDN

Измерители магнитного поля различных марок и моделей, широко известные как «гауссметры», предлагаются на рынке по ценам, которые делают их недоступными для многих любителей и инженеров. В предложенном в

этой статье решении для измерения магнитной индукции и, в свою очередь, напряженности магнитного поля, используется общедоступный цифровой мультиметр и один полупроводниковый компонент.

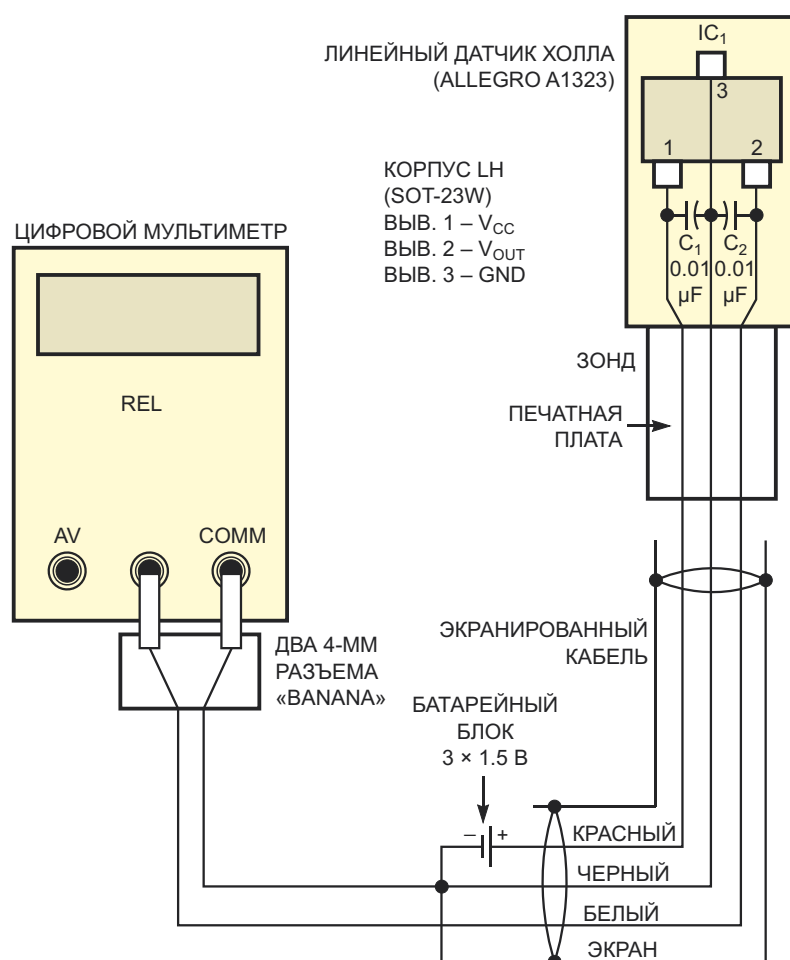


Рисунок 1. Цифровой мультиметр и датчик Холла образуют простой в сборке измеритель магнитного поля.

На Рисунке 1 показано измерительное оборудование, состоящее из зонда, батарейного блока и цифрового мультиметра. Активный элемент зонда состоит из линейного датчика Холла. Хотя в этом приложении будут работать практически все линейные датчики Холла, в данной версии используется датчик A1323 компании Allegro MicroSystems, выдающий напряжение, пропорциональное приложенному магнитному полю. A1323 работает от источника питания 4.5...5.5 В и в состоянии покоя (при нулевом магнитном поле) выдает на выходе напряжение, которое составляет 50% от напряжения питания. Имея номинальную чувствительность 2.5 мВ/Гс, микросхема A1323 при напряжении питания 4.5 В обеспечивает полный диапазон измерений 1800 Гс ($4.5 \text{ В} / 2.5 \text{ мВ/Гс} = 1800 \text{ Гс}$).

Воздействие магнитного поля, ориентированного к югу от поверхности датчика, увеличивает выходное напряжение датчика пропорционально приложенному полю, перпендикулярному лицевой стороне датчика, а магнитное поле, направленное к северу от той же поверхности, вызывает пропорциональное уменьшение выходного напряжения. При напряжении питания 4.5 В выходное напряжение датчика, в состоянии покоя равно 2.25 В, может увеличиваться до 4.5 В при поле силой 900 Гс, направленном на юг, или уменьшаться до 0 В при поле силой 900 Гс с направлением на север. Хотя датчик может определять интенсивность и полярность постоянного магнитного поля, его полоса пропускания для переменного поля достигает 30 кГц.

Макетная версия зонда собрана на небольшой печатной плате, длина которой достаточна, чтобы поместиться в руке оператора (Рисунок 2). Выводы датчика подсоединяются к высококачественному трехжильному экранированному кабелю и двум развязывающим конденсаторам поверхностного монтажа емкостью 10 нФ. Источник питания датчика состоит из трех соединенных последовательно миниатюрных 1.5-вольтовых батареек общим напряжением 4.5 В. Для расширения диапазона полной шкалы используйте 9-вольтовую батарею для питания микросхемы 5-вольтового регулятора, такого как 7805, и при необходимости добавьте выключатель. Поместите батарейки рядом с мультиметром. В противном случае стальные корпуса бата-



Рисунок 2. В режиме относительных изменений цифровой мультиметра (REL) отображаемые показания близки к нулю, а номинальное выходное напряжение датчика при нулевом поле составляет 2.25 В.

реек будут искажать наблюдаемое магнитное поле. Для развязки вывода и выхода датчика используйте SMD конденсаторы емкостью 10 нФ. Хотя выходной сигнал датчика может отображать любой цифровой мультиметр, имеющий высокую точность по постоянному току и полосе пропускания по переменному току, превышающую 50 кГц, цифровой мультиметр с режимом относительных измерений (REL), такой, скажем, как Fluke модели 187, упрощает измерение и обнаружение полярности постоянного магнитного поля [1].

Извлеките зонд из экранированного корпуса и измерьте наблюдаемое магнитное поле. Для достижения максимальной чувствительности расположите поверхность датчика перпендикулярно полю. Если направление поля неизвестно, вращайте зонд вокруг его самой длинной оси, чтобы найти положение с максимальным выходным напряжением. Чтобы рассчитать плотность магнитного потока, разделите измеренное выходное напряжение датчика на его чувствительность (2.5 мВ/Гс). Например, если мультиметр показывает -1.9800 В , то магнитное поле ориентировано на север и равно 792 Гс. При измерении переменного магнитного поля используйте режим отображения истинного среднеквадратичного значения для отображения переменного выходного напряжения датчика.

Индукцию магнитного поля в воздухе можно рассчитать с помощью следующей формулы:

$$B = \mu_0 \cdot H,$$

где

B – магнитная индукция в теслах,

H – напряженность магнитного поля в амперах на метр,

$\mu_0 = 4 \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная проницаемость вакуума.

Учитывая, что тесла представляет собой относительно большую единицу измерения, индукция магнитного поля в 1 Тл является довольно сильной.

Для повышения разрешения измерений можно применить следующие коэффициен-

ты пересчета, чтобы использовать гаусс как более популярную единицу:

$$10,000 \text{ Гс} = 1 \text{ Тл},$$

$$1 \text{ Гс} = 79.6 \text{ А/м},$$

$$1.2560 \text{ мТл} = 1 \text{ кА/м}.$$

Измерители магнитного поля находят применение при поиске неисправностей датчиков линейного перемещения, в производстве двигателей постоянного тока и аудиоколонок, для исследования низкочастотных магнитных помех, а также при проектировании и изготовлении электромагнитных экранов. **РЛ**

Ссылки

1. [Model 187 & 189, True RMS Multimeter, Users Manual](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Allegro A1323](#)

Управление последовательностью включения питания ЖК-дисплея

Kannan N

Electronic Design

Для многих графических ЖК-дисплеев требуется несколько положительных и отрицательных напряжений питания. При включении и выключении питания эти напряжения смещения должны подаваться и сниматься в правильной последовательности вместе с сигналами данных и управления

ЖК-дисплеем, чтобы предотвратить повреждение дисплея. На Рисунке 1 показана схема, которая может обеспечить необходимую последовательность.

В схеме использованы инверторы типа 74HC14 с триггерами Шмитта на входах. Резисторно-конденсаторные цепи формиру-

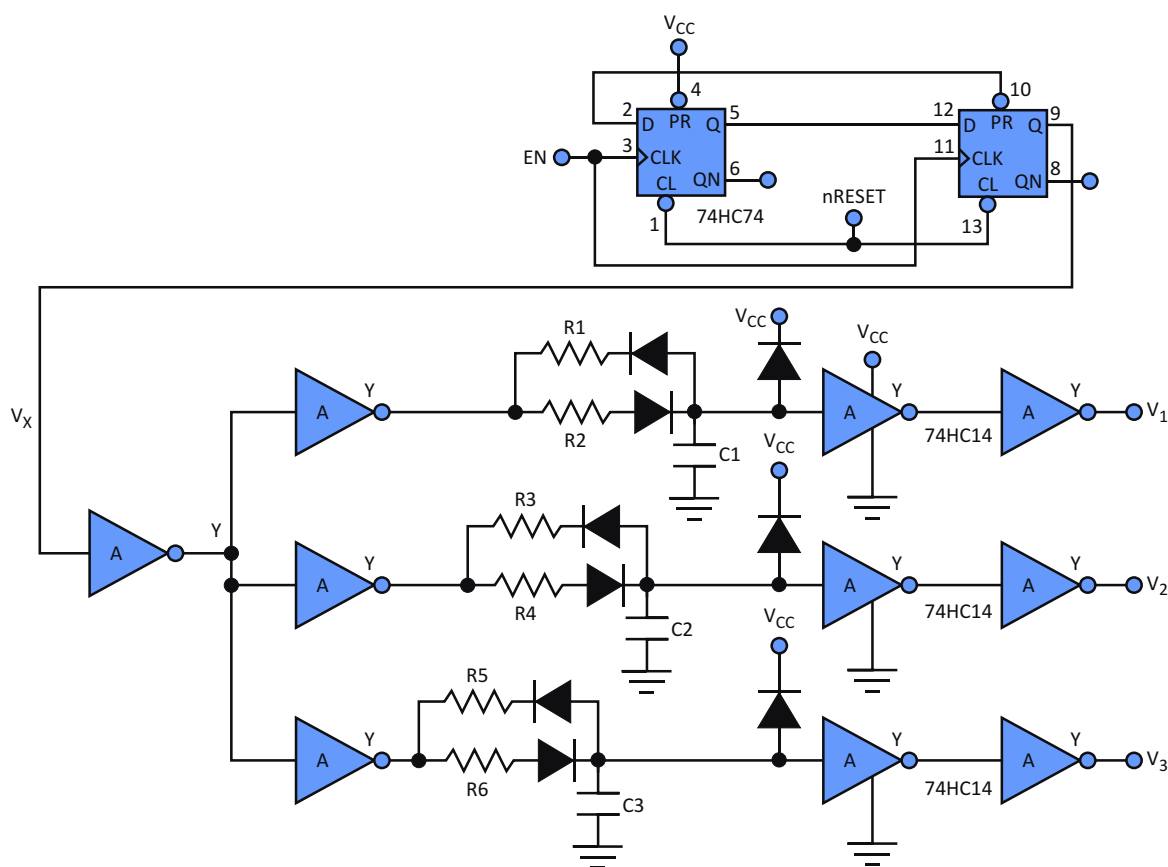


Рисунок 1. Эта схема формирует три различных задержки для задания последовательности подачи напряжений, позволяющих правильно включать и выключать ЖК-дисплей.

ют требуемые задержки, а диоды обеспечивают различные постоянные времени заряда и разряда. В этой схеме три каскада программируемых задержек формируют сигналы V_1 , V_2 и V_3 . Если для ЖК-дисплея требуется более трех напряжений, количество каскадов схемы можно увеличить.

Микросхема супервизора вырабатывает сигнал сброса при включении питания (сигнал nRESET с активным низким уровнем), который запрещает подачу на ЖК-дисплей всех напряжений и сигналов. Во время действия сигнала сброса на выходе D-триггера 74HC74 (V_X) удерживается низкий логический уровень. (Два триггера используются для предотвращения переключения любыми перепадами на входе EN при включении питания). Кроме того, конденсаторы разряжены, и $V_1 = V_2 = V_3 = 0$ В. Это – напряжения смещения

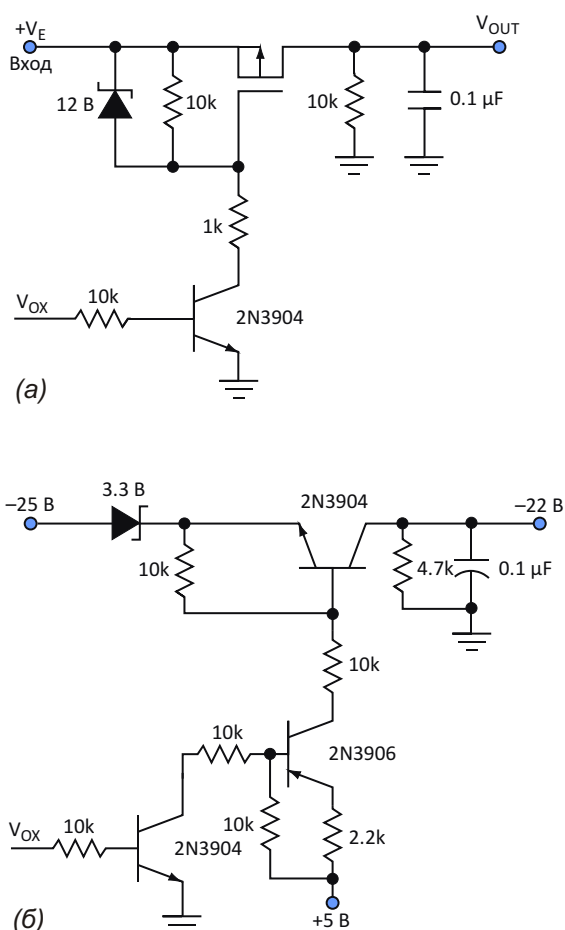


Рисунок 2. V_1 управляет напряжением питания V_{CC} ЖК-дисплея с помощью коммутатора положительного напряжения (а), а V_3 управляет смещением -22 В с помощью коммутатора отрицательного напряжения (б).

в выключенном состоянии. Для запрета прохождения на ЖК-дисплей сигналов управления и данных должен использоваться шинный переключатель.

Сигнал EN должен появляться только после инициализации контроллера ЖК-дисплея и активации сигналов. Для одного, выбранного в качестве примера, STN дисплея требуется, чтобы последовательность включения питания была следующей: V_{CC} , затем данные/управляющие сигналы дисплея, затем смещение -22 В (с задержкой между ними более 20 мс). В этом примере V_1 управляет напряжением питания V_{CC} ЖК-дисплея с помощью коммутатора положительного напряжения (Рисунок 2а), V_2 управляет шинным переключателем, а V_3 управляет смещением -22 В с помощью коммутатора отрицательного напряжения (Рисунок 2б). Коммутатор отрицательного напряжения разработан специально для управления смещением -22 В. MOSFET в коммутаторе положительного напряжения должен иметь логический уровень переключения. Оба коммутатора управляются сигналами разрешения V_{OX} с высокими активными уровнями.

Когда управляющий процессор дважды подает импульс EN, уровни сигналов V_1 , V_2 и

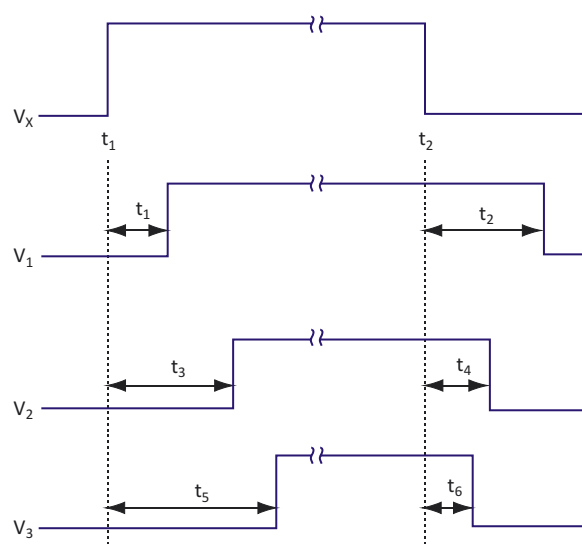


Рисунок 3. На этой временной диаграмме показано влияние задержек на последовательность включения питающих напряжений (t_1 , t_3 и t_5) и последовательность их отключения (t_2 , t_4 и t_6).

V_3 становятся высокими после задержек, определяемых постоянными времени $R2C1$ (t_1), $R4C2$ (t_3) и $R6C3$ (t_5), соответственно (Рисунок 3). Диоды, подключенные к V_{CC} , разряжают конденсаторы, если V_{CC} быстро падает при выключении питания. Когда при выключении устройства напряжение питания понижается, уровень сигнала $\overline{\text{RESET}}$ становится низким (до полного отключения питания), а конденсаторы $C1$, $C2$ и $C3$ разряжаются с разными постоянными времени: $R1C1$ (t_2), $R3C2$ (t_4) и $R5C3$ (t_6), соответственно.

При настройке постоянных времени обратите внимание, что 22-вольтовое смещение должно включаться только после подачи сигналов питания и данных, а сигналы данных включаются только после подачи напряжения V_{CC} . Сопротивления времязадающих резисторов должны находиться в диапазоне от 10 до 47 кОм, а конденсаторов (типа X7R) – от 0.1 до 0.47 мкФ. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC14](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD74HC74](#)

Высокочастотный генератор на основе операционного усилителя с обратной связью по току

Victor Koren

EDN

Усилитель с обратной связью по току – это хорошо известный компонент, имеющий множество применений. Из базовой структурной схемы такого усилителя видно, что его входной каскад представляет собой повторитель напряжения – на практике симметричный эмиттерный повторитель (Рисунок 1). Схема с большим входным сопротивлением преобразует входной ток в напряжение, которое усиливается на выходе с помощью мощного усилителя с низким выходным сопротивлением. Идея состоит в том, чтобы использовать входной каскад усилителя в качестве повторителя напряжения в базовой конфигурации генератора Колпитца. В этой схеме неинвертирующий вход усилителя с обратной связью по току используется в качестве входа повторителя, а инвертирующий вход усилителя – в качестве выхода повторителя. Для получения относительно мощного буферизованного

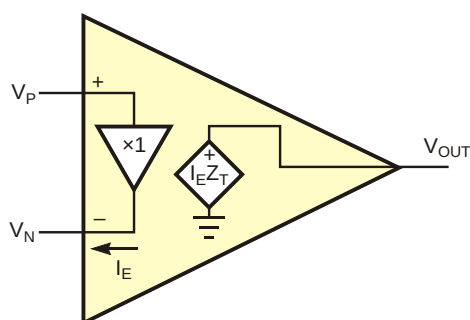


Рисунок 1. В типичном усилителе с обратной связью по току входной каскад представляет собой повторитель напряжения.

выходного сигнала используется выходной усилитель микросхемы. На Рисунке 2 показана базовая схема генератора Колпитца, в котором функцию активного элемента выполняет повторитель входного напряжения усилителя.

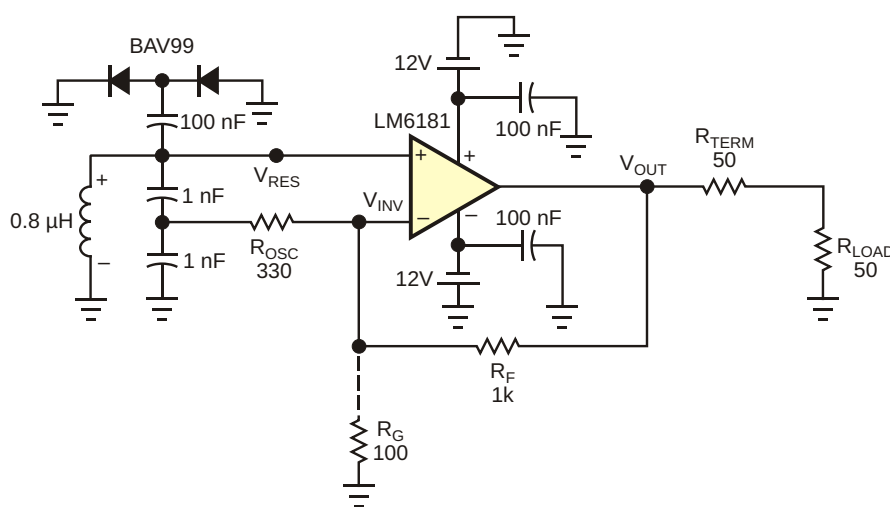


Рисунок 2. Этот генератор Колпитца на основе усилителя с обратной связью по току обеспечивает чистый синусоидальный выходной сигнал.

Обратите внимание на два аспекта этой схемы генератора. Во-первых, к контуру подключены встречно-параллельные диоды, ограничивающие размах колебаний до определенного уровня, чтобы поддерживать линейность повторителя напряжения. Во-вторых, для улучшения линейности и задания величины обратной связи выход повторителя напряжения подключается к отводу (средней точке емкостного делителя) контура через резистор R_{OSC} . Сопротивление R_{OSC} , равное 330 Ом, позволяет получить мягкое диодное ограничение напряжения на контуре ($V_{RES} = 1$ В пик-пик, что соответствует пиковому напряжению 0.5 В на каждом диоде). На Рисунке 3 показана осциллограмма напряжения V_{RES} в верхней точке контура. R_F – это резистор обратной связи усилителя, сопротивление которого рекомендует производитель усилителя. В этой схеме использована микросхема LM6181, а сопротивление резистора R_F равно 1 кОм.

Выходное напряжение легко рассчитать:

$$V_{RES} = 1 \text{ В пик-пик}$$

и

$$V_{INV} = V_{RES} = 1 \text{ В пик-пик.}$$

Буфер напряжения имеет единичное усиление:

$$V(R_{OSC}) = V_{INV} \frac{V_{RES}}{2}.$$

Напряжение на отводе контура равно $V_{RES}/2$, поскольку емкости конденсаторов равны.

$$V(R_{OSC}) = V_{RES} \frac{V_{RES}}{2} = 0.5 \text{ В пик пик.}$$

$$I(R_{OSC}) = \frac{V(R_{OSC})}{R_{OSC}}.$$

$$I(R_F) = I(R_{OSC}).$$

Благодаря отрицательной обратной связи ток инвертирующего входа усилителя равен нулю.

$$V_{OUT} = V(R_F) + V_{INV} = R_F I(R_F) + V_{INV} = 1000 \frac{0.5}{330} + 1 = 2.51 \text{ В пик пик.}$$

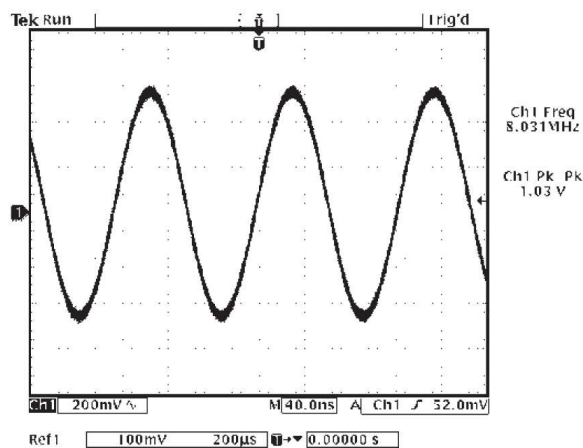


Рисунок 3. Осциллограмма показывает, что сигнал V_{RES} в верхней точке контура на Рисунке 2 представляет собой чистую синусоиду.

Если выходное напряжение нужно увеличить, можно между инвертирующим входом и землей включить резистор R_G – в данном случае 100 Ом.

$$I(R_G) = \frac{V_{INV}}{R_G}.$$

Теперь ток через резистор R_F равен сумме токов через R_{OSC} и R_G . Поэтому

$$V_{OUT} = V(R_F) + V_{INV} = R_F I(R_F) + V_{INV} = 1000 \left(\frac{0.5}{330} + \frac{1}{100} \right) + 1 = 12.51 \text{ В пик пик.}$$

Осциллограмма выходного сигнала V_{OUT} показана на Рисунке 4.

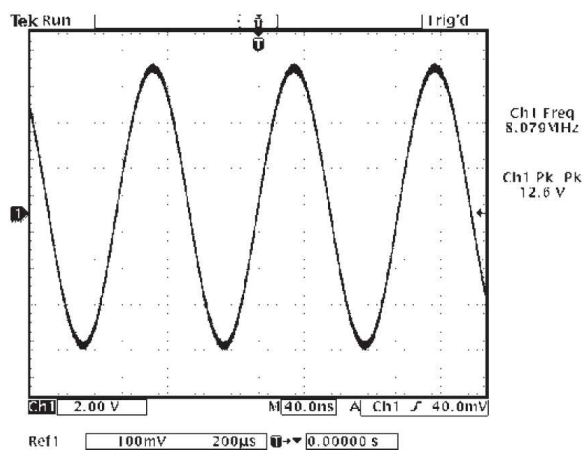


Рисунок 4. Генератор Колпитца на Рисунке 2 выдает чистый синусоидальный сигнал.

Максимальный выходной ток усилителя LM6181 составляет 100 мА, поэтому он может легко отдавать ток ± 63 мА пик-пик (± 6.3 В/100 Ом) в общую нагрузку 100 Ом (выходной согласующий резистор $R_{\text{TERM}} = 50$ Ом и нагрузочный резистор $R_{\text{LOAD}} = 50$ Ом). Напряжение на 50-омной нагрузке равно 3.15 В пик-пик или 2.23 В с.к.з., что близко к 20 дБм (100 мВт). Этот уровень мощности позволяет напрямую управлять двойными балансными диодными смесителями или усилителем мощности, обеспечивая при этом чистую синусоидальную форму сигнала. Схему контура можно изменить, чтобы добавить в нее

различные элементы настройки. На основе этой схемы можно сделать кварцевый генератор, заменив катушку индуктивности кварцевым резонатором и изменив емкости конденсаторов контура на соответствующие значения, например, 2×68 пФ. Чтобы обеспечить ток смещения на неинвертирующем входе, его потребуется соединить с землей резистором большого номинала, например, 10 кОм. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM6181](#)
2. [Datasheet NXP BAV99](#)

Схема динамической нагрузки определяет внутреннее сопротивление батареи

Jim Williams

EDN

Простейшая модель батареи состоит из идеального источника напряжения и включенного последовательно с ним сопротивления, величина которого – часто несколько миллиом – зависит от электрохимического

состава и конструкции батареи. Если для измерения внутреннего сопротивления батареи попытаться использовать обычный миллиомметр, содержащий источник переменного тока возбуждения килогерцового диапазона, будут получены ошибочные результаты из-за емкостных эффектов, которые вносят потери. Более реалистичная модель батареи включает в себя резистивный делитель, частично шунтированный конденсатором (Рисунок 1). Кроме того, внутренние сопротивления ненагруженной батареи могут значительно отличаться от их значений при полной нагрузке. Таким образом, для достижения наилучшей точности измерять внутреннее сопротивление необходимо при полной нагрузке на постоянном токе или вблизи постоянного тока.

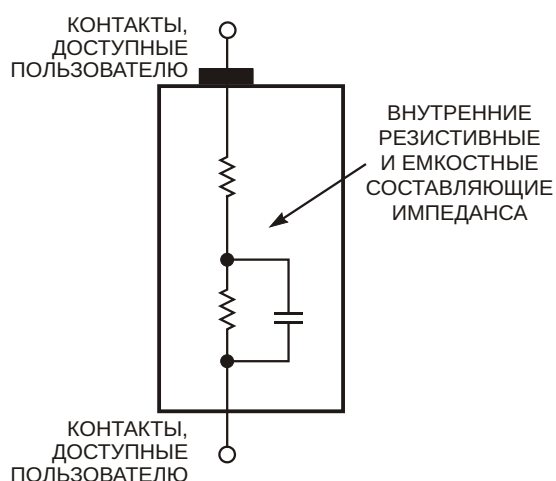


Рисунок 1. Элементарная модель внутреннего импеданса батареи включает резистивные и емкостные элементы, но при измерении импеданса на переменном токе емкостные элементы вносят ошибки. Для повышения точности падение напряжения батареи надо анализировать на частоте, близкой к постоянному току.

Схема на Рисунке 2 отвечает этим требованиям и точно измеряет внутреннее сопротивление в диапазоне от 0.001 до 1 Ом при напряжении батареи до 13 В. Одна секция аналогового коммутатора LTC6943 – IC_{2A} – поочередно подает на вход IC₁ напряжения 0.110 и 0.010 В, полученные с помощью микросхемы источника опорного напряжения 2.5 В IC₃ и резистивного делителя R₂, R₃ и R₄.

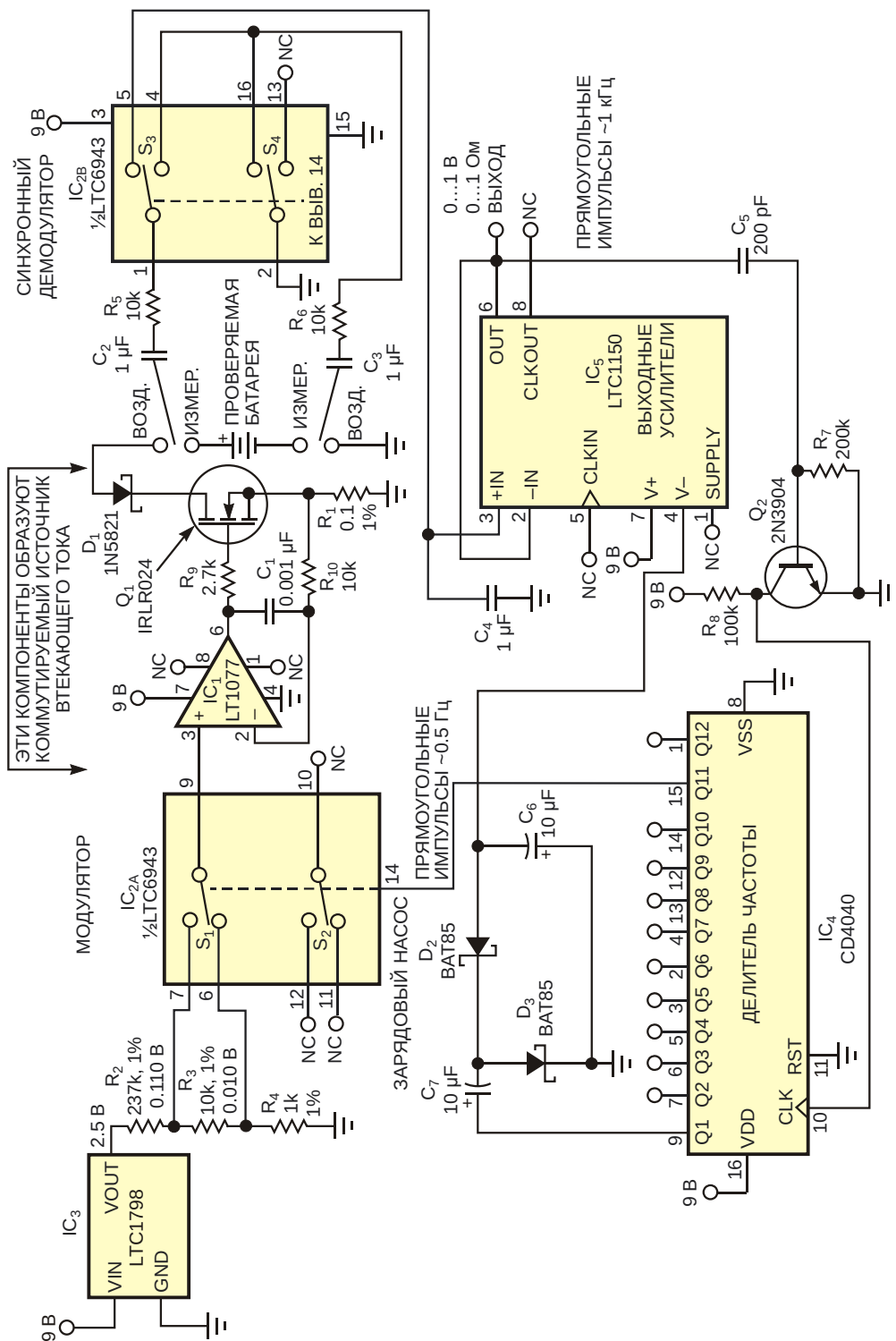


Рисунок 2. Эта схема определяет внутреннее сопротивление батареи путем многократного воздействия калиброванным разрядным током и измерения результирующего падения напряжения на клеммах батареи.

Усилитель IC₁, мощный MOSFET Q₁ и связанные с ними компоненты образуют источник тока с замкнутым контуром регулирования, который через сток Q₁ обеспечивает активную нагрузку для тестируемой батареи.

Диод D₁ защищает батарею от обратной полярности включения. Напряжение на неинвертирующем входе усилителя IC₁ и падение напряжения на резисторе R₁ определяют величину нагрузки, приложенной к батарее. В

процессе работы схема с частотой 0.5 Гц подает на батарею прямоугольные импульсы тока 1 А, смещенные на 100 мА.

На клеммах, подключенных к батарее по схеме Кельвина, внутреннее сопротивление батареи формирует амплитудно-модулированный сигнал прямоугольной формы с частотой 0.5 Гц. Синхронный демодулятор, состоящий из аналоговых переключателей S_3 и S_4 микросхемы IC_{2B} и стабилизированного прерыванием усилителя IC_5 , обрабатывает измеренный сигнал и выдает аналоговое выходное напряжение от 0 до 1 В, что соответствует диапазону сопротивлений батареи от 0 до 1 Ом.

Внутренний тактовый сигнал усилителя IC_5 с частотой примерно 1 кГц через транзистор Q_2 управляет КМОП двоичным делителем CD4040 (IC_4), формирующим прямоугольные импульсы с частотой 0.5 Гц для коммутаторов микросхемы IC_2 . Кроме того, выходной сигнал микросхемы IC_4 частотой 500 Гц управляет зарядовым насосом, который вырабатывает примерно -7 В для входа

отрицательного источника питания микросхемы IC_5 и, таким образом, дает выходному сигналу IC_5 возможность иметь размах от 0 В.

Вся схема потребляет около 230 мкА, что позволяет ей проработать почти 3000 часов при питании от щелочной батареи напряжением 9 В. Схема может работать при напряжении питания всего 4 В с отклонением выходного сигнала менее 1 мВ, обеспечивая точность выходного сигнала 3%. Схема рассчитана на диапазон напряжений тестируемой батареи от 0.9 до 13 В, но можно легко изменить разрядный ток и частоту повторения, чтобы наблюдать сопротивление батареи в различных условиях. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1077](#)
2. [Datasheet Analog Devices LTC1150](#)
3. [Datasheet Analog Devices LTC1798](#)
4. [Datasheet Analog Devices LTC6943](#)
5. [Datasheet Texas Instruments CD4040B](#)
6. [Datasheet Infineon IRLR024N](#)

Простая схема пожирателя пульсаций

Bill Morong

Electronic Design

Работу многих усилителей, в том числе интегральных устройств, могут нарушить помехи на входных клеммах питания. Из-за несовершенного подавления пульсаций питания эти клеммы являются источником шума, проникающего в сигнал, который усиливается усилителем. Таким образом, усилителям необходим источник чистого питания.

Но стабилизированный источник, даже при использовании регулятора с малым падением напряжения (LDO), может создать проблемы в конструкции усилителя с батарейным питанием. Если выбранное значение стабилизированного напряжения близко к напряжению свежей батареи, по мере ее разряда LDO быстро отключится, и перестанет защищать усилитель от помех. Если стабилизированное напряжение намного ниже напряжения свежей батареи, сужается размах выходного напряжения усилителя, и энергия тратится впустую до тех пор, пока напряжение батареи не упадет до уровня, близкого к напряжению стабилизации LDO.

К счастью, большинство аудиоусилителей могут хорошо работать с нестабилизированным источником питания, так как точность постоянного напряжения им не требуется. Нестабилизированные источники особенно полезны в конструкциях с батарейным питанием, позволяя полностью использовать заряд батареи, поскольку схемы будут продолжать работать до тех пор, пока батарея полностью не разрядится. Однако нестабилизированное питание должно быть чистым, а выходной импеданс достаточно низким,

чтобы избежать появления помех и межкаскадных связей, которые могут привести к неустойчивости усилителя.

Хорошим способом очистки нестабилизированного питания является использование так называемого «пожирателя пульсаций». Выходное напряжение пожирателя пульсаций немного ниже входного, и схема продолжает работать, когда входное напряжение падает до довольно низкого уровня. Пожиратель пульсаций также поддерживает низкий выходной импеданс почти во всем диапазоне входных напряжений.

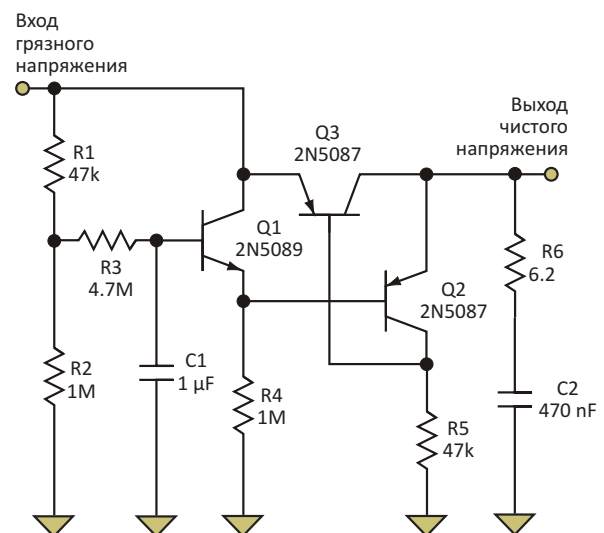


Рисунок 1. Конструкция пожирателя пульсаций, состоящая из фильтра с повторителем, подавляет пульсации до 40 дБ и продолжает работать даже при падении напряжения питания до низкого уровня.

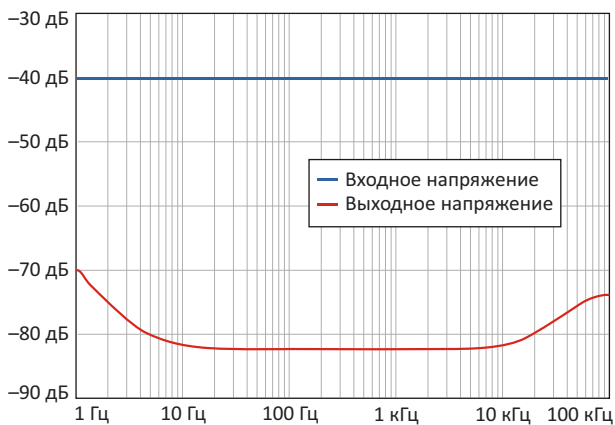


Рисунок 2. С транзисторами, показанными на Рисунке 1, подавление пульсаций питания остается хорошим далеко за пределами звукового диапазона.

Эта способность отслеживать входное напряжение при его значительном снижении может быть очень полезной, когда источником питания является неперезаряжаемая батарея. Однако это может быть не очень хорошо для аккумуляторных систем, которые могут быть повреждены глубоким разрядом.

Одна хорошо известная схема пожирателя пульсаций, которая была популярна среди энтузиастов аудио, доступна в виде комплекта для самостоятельной сборки. Однако эта конструкция относительно сложна, и принцип ее работы основан на компенсации пульсаций. Показанный здесь простой пожиратель пульсаций (Рисунок 1) намного проще и обеспечивает очистку маломощных сигналов звуковых частот примерно на 40 дБ (Рисунок 2), что делает его полезным для использования, например, в предварительных усилителях.

Конструкция проста и состоит из фильтра, буферизованного повторителем. Делитель напряжения (R1 и R2) обеспечивает запас для последующего регулирования. Фильтр нижних частот (R3 и C1) очищает напряжение, которое буферизуется эмиттерным повторителем (Q1 и R4), смещающим напряжение на величину падения на р-п переходе. Проходной транзистор (Q3) и усилитель обратной связи (Q2) обеспечивают усиление и восстанавливают напряжение, теряемое на р-п переходе транзистора Q1.

Эта схема имеет достаточный коэффициент усиления, требуемый для компенсации,

которую обеспечивают элементы R6 и C2. Напряжения на базе Q1 и на выходе практически равны, поэтому транзисторы образуют эмиттерный повторитель с обратной связью.

Соотношение сопротивления резисторов R1 и R2 должно быть выбрано таким образом, чтобы выходной сигнал пожирателя пульсаций оставался ниже любых провалов входного напряжения. В противном случае схема «выпадет», как и любой другой регулятор.

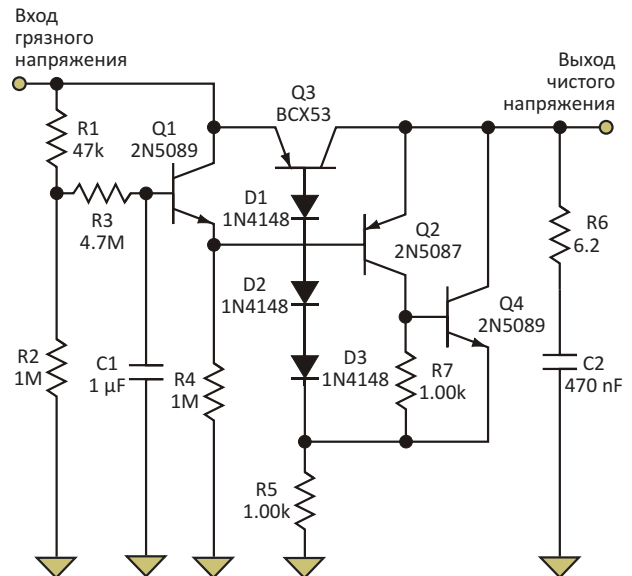


Рисунок 3. В более мощном пожирателе пульсаций простая схема дополнена транзистором (Q4) для увеличения коэффициента усиления.

Если требуется очистка более мощного сигнала, чем может обеспечить простой пожиратель пульсаций, использование в обратной связи составного транзистора обеспечит больший коэффициент усиления (Рисунок 3). В более мощной версии добавлены элементы Q4 и R7, увеличивающие коэффициент усиления по сравнению с тем, что можно получить только с транзистором Q2, а диоды (D1 - D3) увеличивают запас по напряжению, необходимый для работы составного транзистора. В результате улучшается подавление пульсаций в звуковом диапазоне (Рисунок 4), но теряется эффективность в диапазоне высоких частот.

Высокочастотные характеристики простого пожирателя пульсаций являются еще одним преимуществом этой схемы по срав-

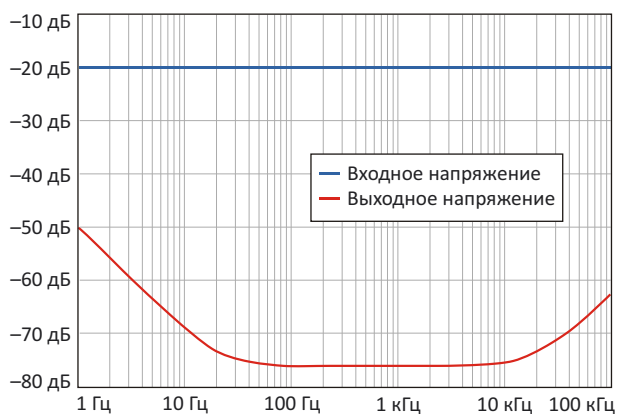


Рисунок 4. Усложненная конструкция вынуждает пожертвовать высокочастотными характеристиками для обеспечения большей выходной мощности.

нению с LDO стабилизатором. Многие LDO, особенно те, в которых в качестве проходного элемента используются MOSFET, демон-

стрируют плохое подавление пульсаций источника питания на высоких частотах.

Хотя транзисторов, показанных на схеме, вполне достаточно для работы со звуковыми сигналами, схема на Рисунке 1 с высокочастотными транзисторами, такими как MMBT3904 и MMBT3908, доказала свою эффективность там, где требуется подавление помех в полосе до нескольких мегагерц. Для подавления еще более высоких частот могут использоваться транзисторы MBTH10 и MBTH81. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet onsemi 2N5087](#)
2. [Datasheet onsemi 2N5089](#)
3. [Datasheet Nexperia BCX53](#)
4. [Datasheet Diodes MMBTH10](#)
5. [Datasheet onsemi MMBTH81](#)

Фазовый детектор и смеситель на основе ОУ с коммутируемым усилением

W Bruce Warren

EDN

Некоторые операционные усилители, такие как AD8041 и EL5100, имеют вывод запрета, позволяющий соединять параллельно выходы нескольких операционных усилителей (ОУ) для мультиплексирования видеосигналов. Помимо мультиплексирования, функция запрета дает возможность сконфигурировать операционный усилитель фазовым детектором или смесителем частот. На Рисунке 1 показано, как с помощью функции запрета может реализовать низкочастотный фазовый детектор. Усилитель этой схемы можно включать и выключать с частотой опорного фазового сигнала f_{REF} . При

этом на выходе операционного усилителя появится постоянная составляющая, пропорциональная косинусу разности фаз входного и опорного сигналов.

Выходной сигнал этой схемы равен

$$V_{OUT}(t) = V_{IN}(t)G(t),$$

где

$$V_{IN}(t) = A \cos(\omega t - \phi),$$

а $G(t)$ – изменяющееся во времени усиление операционного усилителя. $G(t)$ – это прямо-

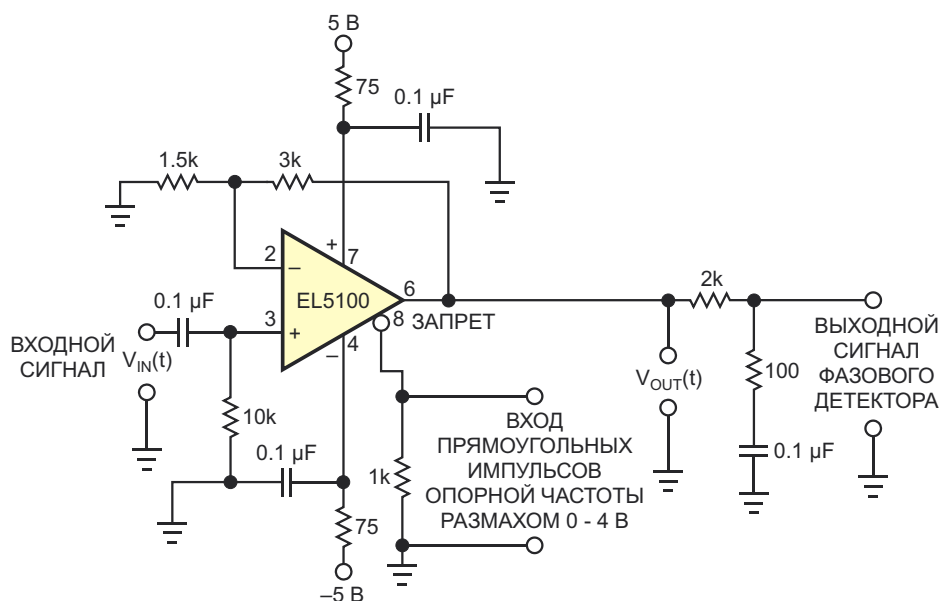


Рисунок 1. Переключая вход запрета операционного усилителя с опорной частотой и фильтруя нижние частоты на его выходе, можно получить постоянное напряжение, пропорциональное разности фаз входного и опорного сигналов.

угольные импульсы с коэффициентом заполнения 50%, уровни которых переключаются между нулем и G_0 с частотой опорного фазового сигнала, а G_0 – коэффициент усиления ОУ при включенном выходе. Поскольку $G(t)$ является периодической функцией времени, разложим ее в ряд Фурье:

$$G(t) = G_0 \left[\frac{1}{2} \cos \omega_{REF} t + \frac{2}{3} \cos 3 \omega_{REF} t + \frac{1}{5} \cos 5 \omega_{REF} t + \dots \right]$$

Умножая $V_{IN}(t)$ на $G(t)$ и оставляя только члены с нулевой частотой, получаем выражение для постоянной составляющей выходного сигнала:

$$V_{OUT}(dc) = \frac{AG_0}{2} \cos \dots$$

Полоса единичного усиления операционного усилителя EL5100 на Рисунке 1 равна 200 МГц, и его выход можно включать и выключать, подавая на вход запрета (вывод 8) прямоугольные импульсы размахом не менее 0–4 В. При использовании показанных на схеме номиналов резисторов обратной связи и при $G_0 = 3$ пиковое выходное напряжение фазового детектора приблизительно равно пиковому значению входного сигнала. EL5100 имеет время отключения 180 нс и время включения 650 нс, что позволяет коммутировать усиление устройства с частотой примерно до 250 кГц. На более высоких частотах усиление фазового детектора падает, поскольку коэффициент заполнения импульсов коммутации усиления больше не равен 50%.

Фильтр нижних частот, следующий за операционным усилителем, выделяет постоянную составляющую сигнала $V_{OUT}(t)$ и имеет спад 3 дБ на частоте 800 Гц. Резистор 100 Ом и включенный последовательно с ним кон-

денсатор 0.1 мкФ ограничивают фазовую задержку, вносимую фильтром, когда фазовый детектор находится внутри петли ФАПЧ. Номиналы компонентов на Рисунке 1 обеспечивают максимальный фазовый сдвиг примерно 65°. При использовании источников питания +5 В и –5 В колебания выходного сигнала фазового детектора будут примерно симметричными относительно 0 В. Если в проекте такая симметрия не требуется, можно использовать один источник питания 5 В с положительным смещением операционного усилителя на 2.5 В. В этом случае колебания выходного сигнала будут симметричны относительно уровня 2.5 В. Как во всех схемах на широкополосных операционных усилителях, чтобы избежать неустойчивости следует позаботиться о том, чтобы конденсаторы развязки по питанию были подключены к земляной шине короткими соединениями и как можно ближе к выводам источника питания операционного усилителя.

Эта же схема с коммутируемым усилением может также работать как смеситель частот. Если входной сигнал имеет частоту s , а частота опорных прямоугольных импульсов равна ω_{LO} , то частота сигнала промежуточной частоты (ПЧ) на выходе будет равна $(\omega_{LO} - s)$ или $(\omega_{LO} + s)$. Желаемый сигнал ПЧ можно получить, заменив выходной фильтр нижних частот на Рисунке 1 полосовым фильтром, настроенным на нужную промежуточную частоту $\omega_{LO} \pm s$. Если частота переключения опорного сигнала выше допустимой для входа запрета, можно использовать смешение на гармониках с использованием нечетных гармоник опорного сигнала. Такой подход снижает коэффициент усиления смесителя в $1/N$ раз, где N – номер используемой гармоники. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8041](#)
2. [Datasheet Intersil EL5100](#)

Генератор с обратной характеристикой управления на основе интегратора и транsimpедансного усилителя

Mike Irwin

EDN

Схема на Рисунке 1 представляет собой один из вариантов хорошо знакомого генератора треугольных импульсов на основе интегратора и компаратора, который чаще всего реализуется на двух операционных усилителях. Интегратор и компаратор соединяют петлей положительной обратной связи, в результате чего образуется схема, в которой компаратор управляет интегратором, а интегратор компаратором. Фиксированная ширина петли гистерезиса компаратора определяет размах треугольных импульсов на выходе интегратора. Крутизну управления (RATE) можно регулировать потенциометром, изме-

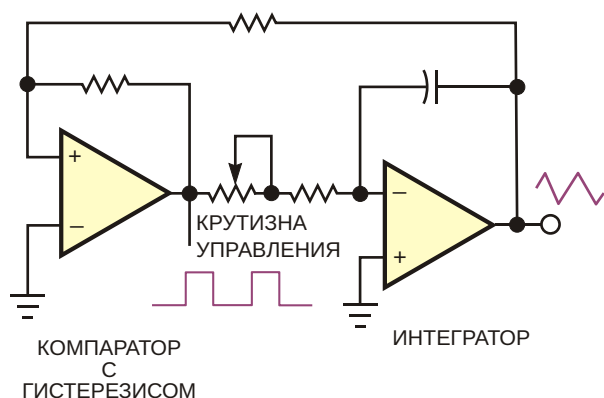


Рисунок 1. Это схема классического генератора треугольных импульсов, использующая интегратор и компаратор с гистерезисом.

няющим коэффициент усиления интегратора, и, таким образом, получить выходной сигнал треугольной формы с постоянной амплитудой и переменной частотой. В схеме на Рисунке 2 усиление интегратора фиксировано, в то время как величина гистерезиса может изменяться. Транsimpедансный усилитель (ТИУ) IC₂ задает ширину петли гистерезиса, образуя генератор, период колебаний которого является линейной функцией приложенного входного напряжения. Крутизна управления обратно пропорциональна управляющему напряжению, иными словами, отклик генератора на входное напряжение имеет характер 1/x. Такой генератор может быть полезен в приложениях аналого-цифрового преобразования и синхронизации систем задержки времени, таких, например, как линии задержки звукового сигнала.

В схеме на Рисунке 2 резистор R₃ и выходное напряжение ±15 В компаратора определяют фиксированный ток интегратора ±20 мкА. Интегратор формирует треугольные импульсы с постоянной скоростью нарастания ±200 В/с и пиковой амплитудой, зависящей от величины гистерезиса, устанавливаемого выходным напряжением ТИУ IC₂. С увеличением V_{IN} ширина петли гистерезиса и пиковая амплитуда треугольных импульсов увеличиваются, и, соответственно, увеличи-

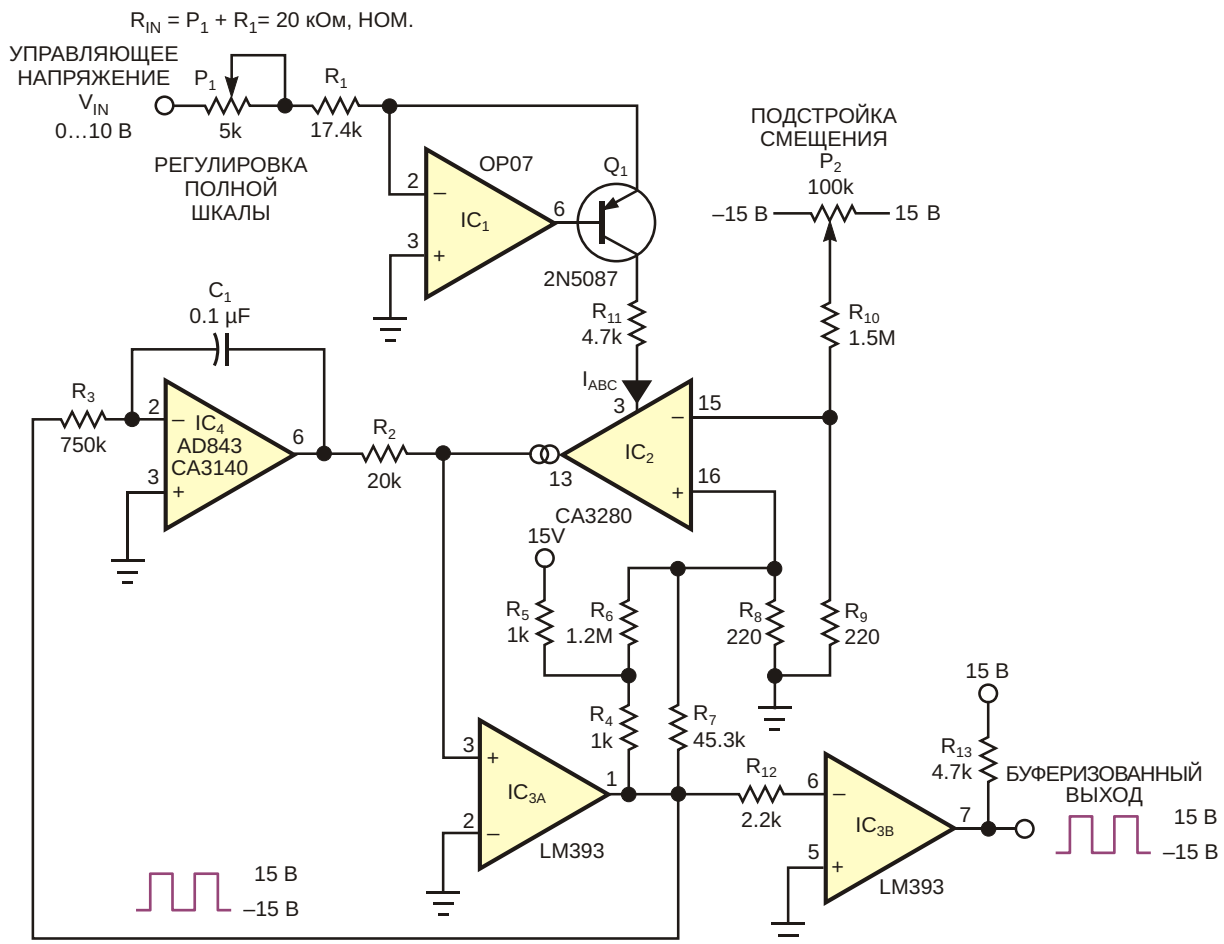


Рисунок 2. В этом генераторе, управляемом напряжением, для обеспечения обратной (1/x) реакции на управляющее напряжение используются ТИУ и компаратор с гистерезисом.

вается период импульсов T . При изменении V_{IN} от 0 до 10 В амплитуда треугольных импульсов меняется примерно от 1 мВ до максимального пикового значения 20 В. В том же диапазоне V_{IN} период увеличивается с 20 мкс до 200 мс. Микросхема IC_1 и транзистор Q_1 образуют источник тока, линейно управляемый напряжением, подающий ток смещения I_{ABC} в ТИУ. Ток смещения равен

$$I_{ABC} = \frac{V_{IN}}{R_{IN}}.$$

Как можно видеть, при изменении V_{IN} от 0 до 10 В ток I_{ABC} меняется от 0 до 0.5 мА. ТИУ работает как коммутируемый генератор тока, вырабатывающий двунаправленный выходной ток, примерно равный по амплитуде I_{ABC} , когда он получает управляющий сигнал от выхода компаратора с открытым коллектором.

При выходном напряжении компаратора, равном 15 В, ток вытекает из ТИУ, и втекает, когда напряжение равно -15 В. Подтягивающие резисторы R_4 и R_5 , а также резисторы $R_6 \dots R_9$ обеспечивают симметричный управляющий сигнал ± 70 мВ для неинвертирующего входа ТИУ. Выход ТИУ с высокой точностью управляет гистерезисом компаратора, смещая напряжение на его неинвертирующем входе вверх и вниз на величину

$$R_2 I_{ABC} = \frac{R_2 V_{IN}}{R_{IN}}.$$

Результирующие пороговые напряжения симметричны относительно входного напряжения смещения компаратора. Эта симметрия уменьшает влияние напряжения смещения на период импульсов генератора. В этой схеме используется компаратор LM393 из-за

относительно низкого максимального тока смещения, составляющего 25 нА. Состояние выхода компаратора изменяется, когда выходное напряжение интегратора начинает превышать пороговое напряжение, установленное гистерезисом, изменяя направление выходного тока ТИУ и полярность порога. В этот момент изменяется наклон выходного напряжения интегратора на противоположный и иницируется следующий полупериод.

Период колебаний T генератора можно рассчитать следующим образом:

$$T = \frac{4I_{ABC}R_2C}{I_{INT}} \frac{4(V_{IN}/R_{IN})R_2C}{V_{SUPPLY}/R_3}.$$

При показанных на схеме номиналах компонентов

$$T = \frac{4(V_{IN}/20 \text{ кОм})(20 \text{ кОм})10^{-7}}{15 \text{ В}/750 \text{ кОм}} = 0.02V_{IN} \text{ (с)}.$$

$$\text{RATE} = \frac{50}{V_{IN}} \text{ (Гц)}.$$

Потенциометр P_1 устанавливает период полной шкалы для $V_{IN} = 10 \text{ В}$, а P_2 обнуляет входное напряжение смещения ТИУ, чтобы оптимизировать характеристики при малых значениях V_{IN} . При показанных номиналах

компонентов схема охватывает диапазон в три декады от 200 мкс до 200 мс с ошибкой линейности менее 1%. При $T = 100 \text{ мкс}$ ошибка увеличивается до 2%. С конденсатором интегратора емкостью 10 нФ схема генерирует на частотах примерно до 150 кГц ($T = 6.7 \text{ мкс}$). Наилучшие характеристики в этой схеме обеспечивает ТИУ CA3280 благодаря малому смещению. При использовании микросхем CA3080 и LM13600 характеристики схемы ухудшаются. Для минимизации звона на пиках треугольных импульсов операционный усилитель интегратора должен иметь низкие входные токи смещения и высокую скорость отклика. Одинаково хорошо работают микросхемы AD843 и CA3140. Можно добавить температурную компенсацию, включив термистор в цепь входного аттенюатора ТИУ. Наконец, обратите внимание, что используемые в интеграторе конденсаторы должны быть полистирольными или полипропиленовыми. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD843](#)
2. [Datasheet Intersil CA3080](#)
3. [Datasheet Intersil CA3140](#)
4. [Datasheet Intersil CA3280](#)
5. [Datasheet Texas Instruments LM393](#)
6. [Datasheet Texas Instruments LM13600](#)
7. [Datasheet Analog Devices OP07](#)

Генератор параболических импульсов с внешним запуском

Marián Štofka

EDN

Чтобы быть полезными, нелинейные системы часто требуют линеаризации, и схема на Рисунке 1 формирует нелинейные пилообразные импульсы для ШИМ (широтно-импульсного модулятора), которые могут компенсировать нелинейность датчиков, контроллеров или систем. На каждый запускающий сигнал схема выдает линейный пилообразный импульс, квадратичный параболический импульс и кубический параболический импульс равной и постоянной ширины. Все импульсы имеют одинаковые пиковые амплитуды.

Схема включает в себя каскад из трех синхронно коммутируемых интеграторов. Ключ S_2D_2 микросхемы IC_3 подключает вход интегратора на усилителе IC_{2D} – первом в цепочке – к источнику опорного напряжения V_{REF} . Третий интегратор, использующий усилитель IC_{2B} , позволяет одновременно генерировать импульс в форме кубический параболы. Каждый интегратор управляется входным коммутатором и ключом сброса, подключенным параллельно соответствующему интегрирующему конденсатору. Ключ $S_{1A}D_1$ микросхемы IC_4 является ключом сброса для интегратора на усилителе IC_{2D} . Ключ $S_{1B}D_1$ служит последовательным входным коммутатором для интегратора на усилителе IC_{2D} . Аналогично, $S_{2A}D_2$ – это ключ сброса для интегратора на усилителе IC_{2C} , а $S_{2B}D_2$ – входной коммутатор

для интегратора на усилителе IC_{2C} . Положения всех ключей на схеме показаны для «лог. 1» на всех управляющих входах: IN_1 - IN_4 микросхемы IC_3 , IN_1 и IN_2 микросхемы IC_4 .

Кроме того, интеграторы IC_{2D} и IC_{2C} имеют ключи заземления – S_1D_1 , и S_3D_3 , соответственно (микросхема IC_3). Заземляющие ключи гарантируют, что ошибка из-за токов утечки последовательных коммутаторов будет примерно на 50% меньше, чем в схеме без заземляющих ключей.

Логический сигнал ИНТЕГРИРОВАНИЕ управляет всеми последовательными коммутаторами. При высоком уровне этот сигнал включает все ключи сброса и заземления. Таким образом, интеграторы IC_{2B} , IC_{2C} и IC_{2D} либо интегрируют соответствующие аналоговые входные сигналы, либо сбрасывают свои выходы в ноль. Вход интегратора IC_{2D} подключен к прецизионному источнику опорного напряжения IC_1 через ключ S_2D_2 . Поэтому сигнал V_{OUTL} представляет собой отрицательный пилообразный импульс. Закон изменения напряжения этого импульса в течение времени T_1 описывается выражением

$$V_{OUTL}(t) = V_{OUTLPEAK} \frac{t}{T_1}$$

Инвертор IC_{2A} меняет полярность этого импульса. Его коэффициент усиления по

напряжению равен -1 , поскольку положительные импульсы встречаются и используются чаще. Интегратор IC_{2B} интегрирует пилообразный импульс V_{OUTL} , поэтому IC_{2B} выдает квадратичный параболический импульс:

$$V_{OUTQ}(t) = V_{OUTQPEAK} \frac{t^2}{T_1}$$

Одновременно интегратор IC_{2B} интегрирует этот импульс, формируя на своем выходе

де импульс, имеющий форму кубической параболы:

$$V_{OUTC}(t) = V_{OUTCPEAK} \frac{t^3}{T_1}$$

$V_{OUTLPEAK}$, $V_{OUTQPEAK}$ и $V_{OUTCPEAK}$ – это положительные или отрицательные пиковые значения амплитуд импульсов на выходах соответствующих интеграторов, а T_1 – ширина импульса интегрирования. Теоретически, для

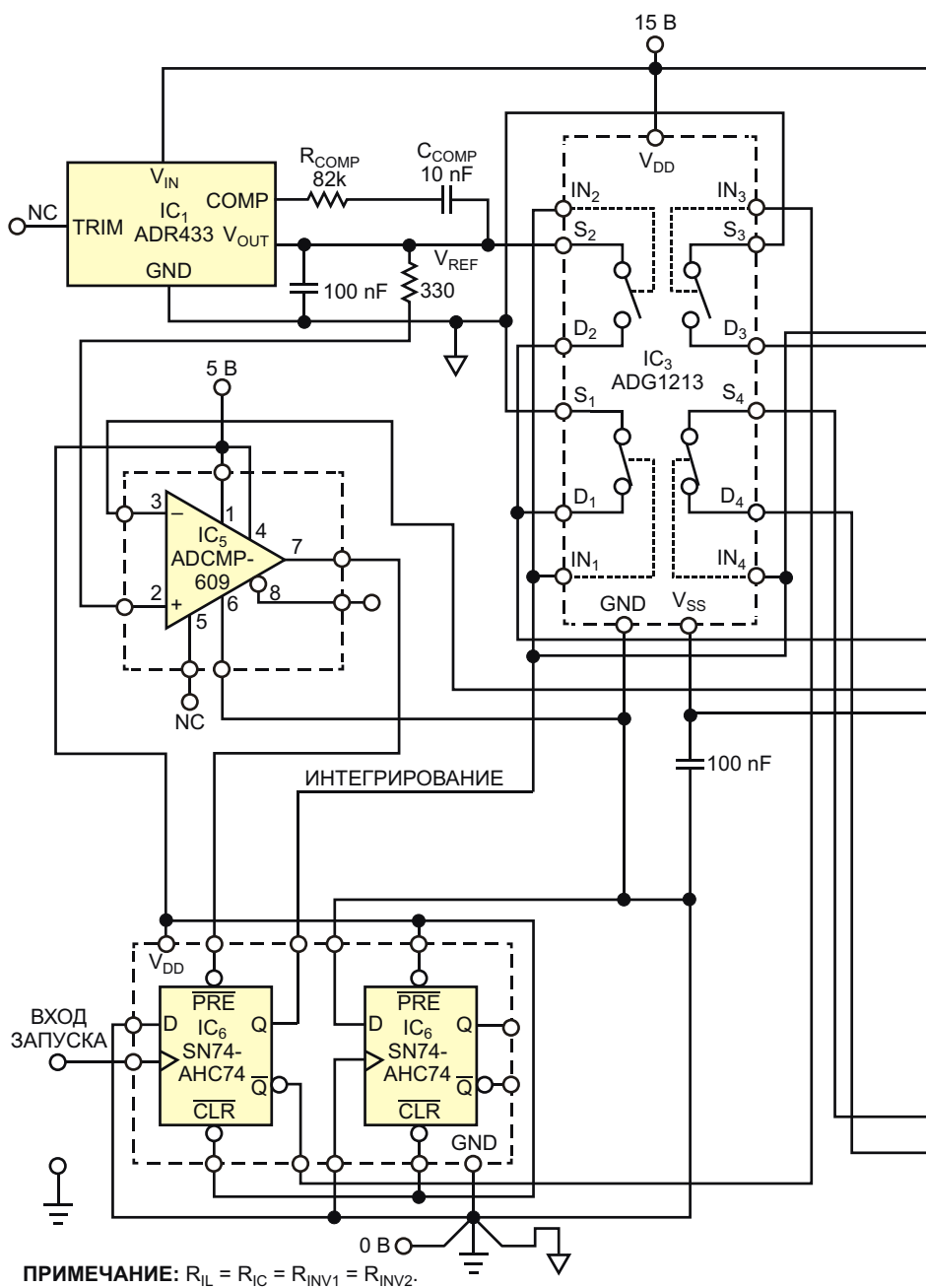


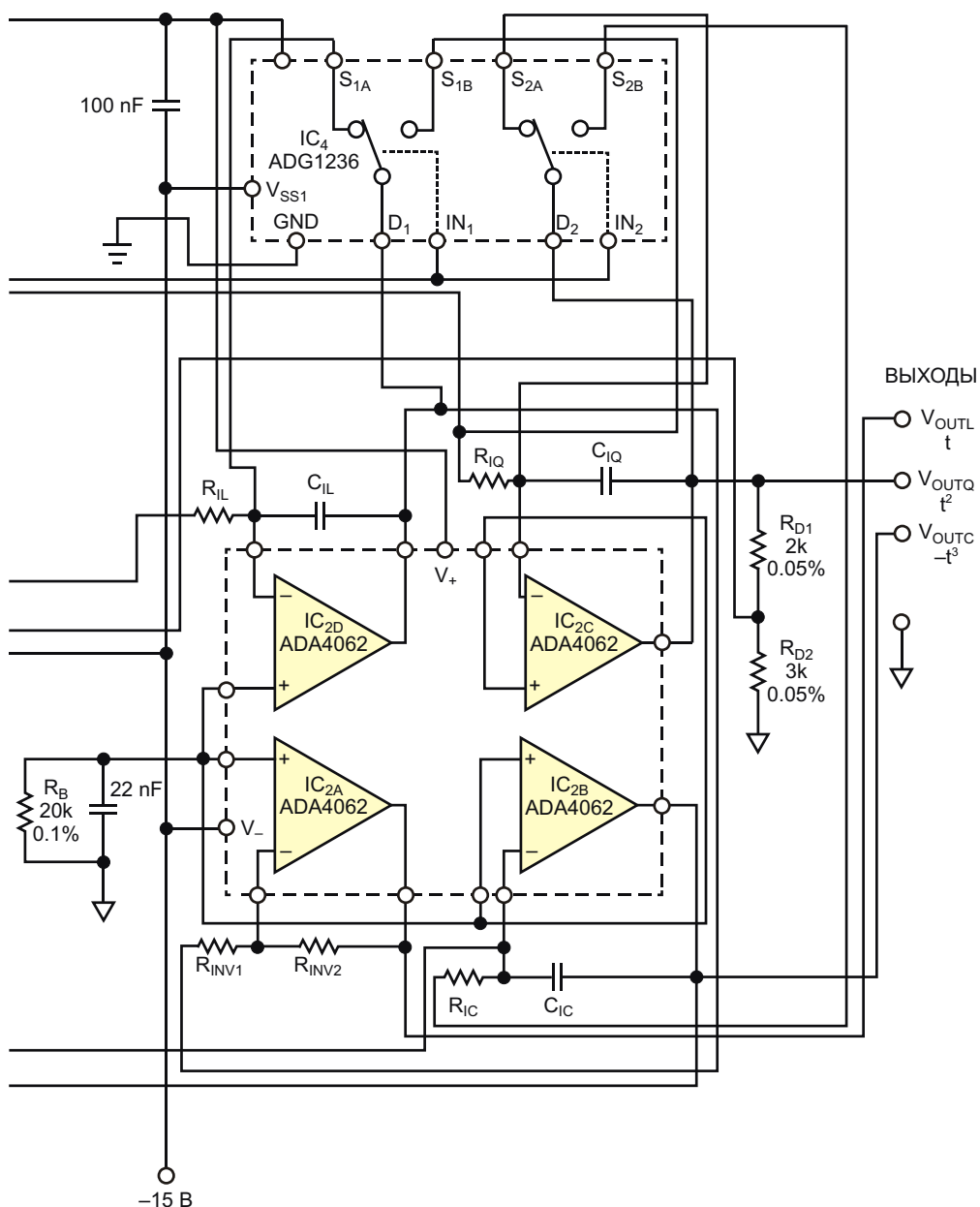
Рисунок 1. Запускаемая внешним сигналом схема выдает линейный пилообразный импульс, начинаются с 0 В и имеют одинаковые пиковые амплитуды.

выполнения условия $V_{REF} = V_{OUTLPEAK} = V_{OUTQPEAK} = V_{OUTCPEAK}$, нужно, чтобы постоянные времени интегрирования соответствующих интеграторов соотносились как 1:1/2:1/3. Однако в данном случае $V_{REF} = 3\text{ В}$, в то время как $V_{OUTLPEAK} = V_{OUTQPEAK} = V_{OUTCPEAK} = 5\text{ В}$.

В цепочке соотношений длительностей 1 следует умножить на 3/5. С учетом постоянной времени интегратора IC_{2C} , получим цепочку длительностей 6/5:1:2/3. При равных сопротивлениях резисторов интеграторов $R_{IL} = R_{IQ} = R_{IC}$ это соотношение справедливо

для номиналов соответствующих интегрирующих конденсаторов. В схеме используются высококачественные керамические конденсаторы для поверхностного монтажа. C_{IQ} имеет емкость 2.3692 нФ. Для достижения необходимой точности C_{IL} собран из включенных параллельно конденсаторов емкостью 2.4016 нФ, 343 пФ и 79 пФ. C_{IC} образован параллельным соединением 1067 пФ и 499 пФ.

По нарастающему фронту на входе запуска уровень сигнала ИНТЕГРИРОВАНИЕ ста-



квадратичный параболический импульс и кубический параболический импульс, все из которых



Рисунок 2. В середине импульса уровень напряжения квадратичного параболического импульса (розовая кривая) составляет ровно одну четвертую от его пикового уровня.

новится низким, ключи сброса и заземления размыкаются, а последовательные коммутаторы включаются. Интегрирование продолжается до тех пор, пока $V_{OUTQPEAK}$ не достигнет 5 В, вследствие чего на выходе IC_5 уста-

новится низкий уровень, который, в свою очередь, установит высокий уровень на линии ИНТЕГРИРОВАНИЕ. Тогда последовательные коммутаторы будут разомкнуты, а ключи сброса и заземления замкнуты. Схема остается в этом устойчивом состоянии до прихода следующего нарастающего фронта импульса на входе запуска. Аналоговые коммутаторы ADG1213 и ADG1236 хорошо работают в этой схеме благодаря низкой инжекции заряда в канал, не превышающей 1 пКл. Показанные на Рисунке 2 импульсы линейной и квадратично-параболической формы иллюстрируют высокую точность схемы. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADA4062](#)
2. [Datasheet Analog Devices ADCMP609](#)
3. [Datasheet Analog Devices ADG1213](#)
4. [Datasheet Analog Devices ADG1236](#)
5. [Datasheet Analog Devices ADR433](#)
6. [Datasheet Texas Instruments SN74AHC74](#)

Ширина импульса генератора обратно пропорциональна квадратному корню из аналогового напряжения

Marián Štofka

EDN

Схема на Рисунке 1 представляет собой одновибратор с запуском по переднему фронту, основанный на описанной ранее конструкции генератора параболических импульсов [1]. Эта схема является простой, но существенной модификацией более раннего генератора, заключающейся в отсоединении входа первого интегратора от источника опорного напряжения V_{REF} (в исходной конструк-

ции коммутируемого через IC_3 и S_2) и подключения его к клемме входного напряжения на Рисунке 1.

Ширина импульса на выходе Q в этой схеме равна

$$T_Q(V_{IN}) = T_{QMIN} \sqrt{\frac{V_{REF}}{V_{IN}}}$$

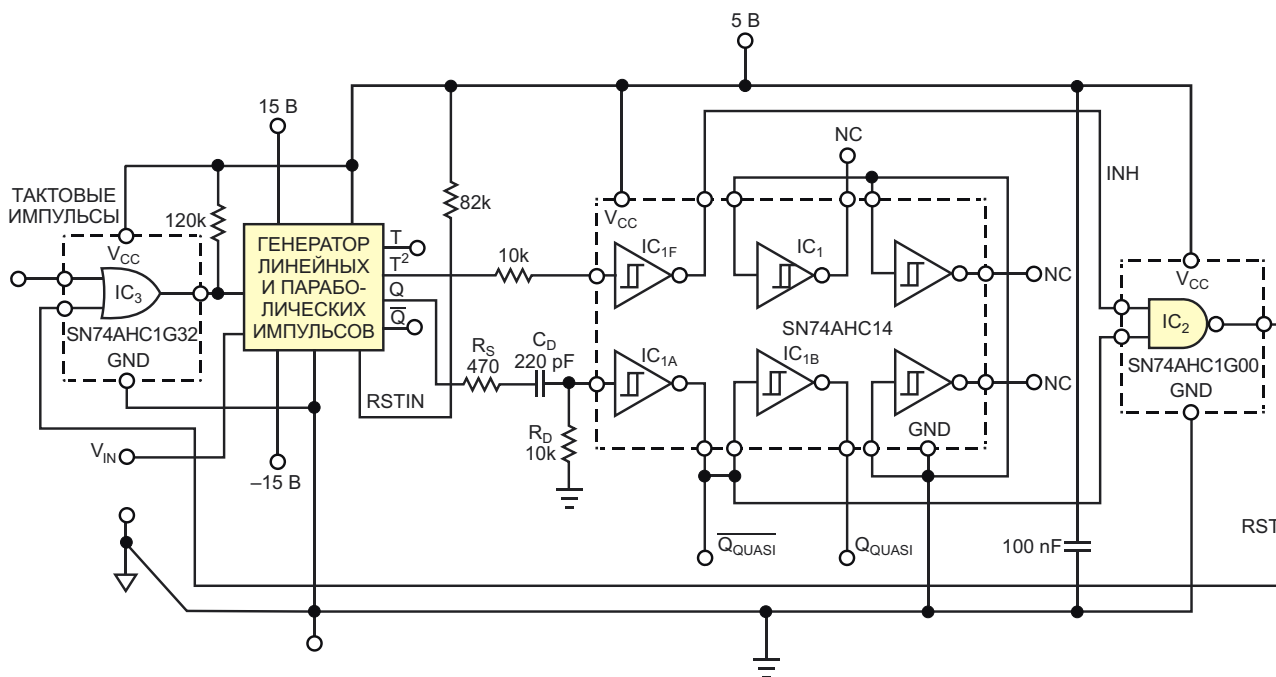


Рисунок 1. Одновибратор запускается передним фронтом входного тактового сигнала. Длительность импульса, формируемого на комплементарных выходах Q и \bar{Q} , является математически определенной нелинейной функцией аналогового входного напряжения от 0 до 3 В.

где

$$T_{QMIN} = \frac{5}{3} \frac{I_L}{I_Q},$$

а I_L и I_Q – постоянные времени первого и второго интеграторов на усилителях IC_{2D} и IC_{2C} , соответственно, в схеме из [1].

Хотя этой модификации уже достаточно для работы одновибратора, дополнительная логика на элементах IC_1 , IC_2 и IC_3 на Рисунке 1 добавляет еще одну особенность. Добавленная логика гарантирует, что генератор проигнорирует следующий импульс запуска, если он придет, когда одновибратор еще занят формированием предыдущего импульса.

Поэтому конденсаторы интеграторов генератора получают возможность разряжаться до напряжения, близкого к 0 В, с погрешностью не более 0.4%, даже при относительно высоких частотах запуска, превышающих значение $1/[T_Q(V_{IN})]$. Поэтому при заданном входном напряжении выходные импульсы имеют постоянную ширину даже в том случае, если период запуска близок или меньше, чем ширина выходного импульса.

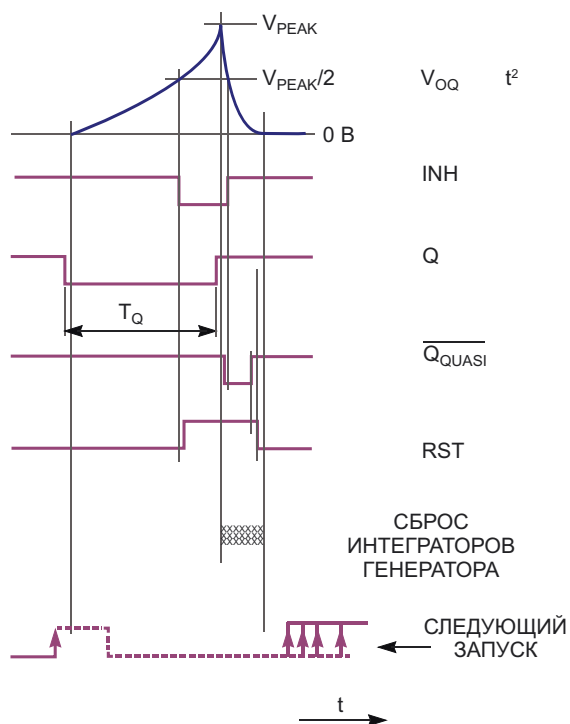


Рисунок 2. Высокий уровень логического сигнала RST предотвращает запуск одновибратора до тех пор, пока интеграторы генератора не сбросятся в определенное состояние.

Часть схемы на элементах IC_1 и IC_2 формирует сигнал RST (сброс), задний фронт которого определяет окончание одного цикла работы одновибратора. Сигнал RST в этой схеме запрещает повторный запуск одновибратора в интервале перехода выхода Q с низкого уровня на высокий и перехода сигнала RST с высокого уровня на низкий. Для этого импульсы запуска объединены в элементе IC_3 с сигналом RST по схеме ИЛИ (Рисунок 2).

Таким образом, следующий эффективный запуск будет разрешен сразу после заднего фронта импульса RST. Передний фронт импульса RST возникает примерно тогда, когда квадратично-параболическое напряжение V_{OUTQ} достигает половины своего пикового напряжения, V_{PEAK} . Задний фронт импульса RST задерживается относительно момента спада V_{OUTQ} ниже уровня $V_{PEAK}/2$. Эту задержку определяет дополнительная постоянная времени $(R_D+R_S)C_D$ цепи $R_S-C_D-R_D$ на входе микросхемы IC_{1A} .

Экспериментальная оценка показывает, что относительная ошибка ширины выходного импульса

$$T_Q = \frac{T_{QMEAS}(V_{IN})}{T_{QMEAS}(V_{REF})} \sqrt{\frac{V_{REF}}{V_{IN}}} - 1$$

отрицательная и в диапазоне входных напряжений примерно от 200 до 3000 мВ не превышает -8×10^{-4} при опорном напряжении 3000 мВ (выход IC_1 в [1]).

Затем абсолютная величина ошибки увеличивается, достигая максимального значения $T_Q = -2.337 \times 10^{-3}$ при входном напряжении 99.925 мВ. При дальнейшем снижении входного напряжения отрицательная ошибка уменьшается до абсолютного значения $T_Q = -1.113 \times 10^{-3}$ при входном напряжении 9.915 мВ. При входном напряжении 3.08 мВ относительная ошибка положительная: $T_Q = 2.9 \times 10^{-3}$. Еще большее уменьшение входного напряжения приводит к быстрому росту положительной ошибки, достигающей 3% при входном напряжении 1.065 мВ. Заметим, однако, что диапазон входных напряжений составляет почти 3000:1. Тактовая частота равна 2 или 200 Гц.

Можно получить почти такую же ширину импульса при частотах запуска 2 кГц, 200 кГц и 2 МГц. Относительное изменение ширины импульса из-за изменения частоты запуска имеет значение, сравнимое с t_Q или более низкое. При максимальном входном напряжении, равном опорному напряжению, измеренная длительность импульса составляет 445.44 мкс.

С выходом V_{OUTQ} схему также можно использовать в качестве прецизионного генератора квадратично-параболической вре-

менной развертки, где скоростью генератора управляет входное напряжение. [РЛ](#)

Ссылка

1. Marián Štofka. Генератор параболических импульсов с внешним запуском. РадиоЛоцман, 2022, 05-06, [стр. 99](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74AHC14](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74AHC1G00](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN74AHC1G32](#)

Микросхема питания оконечных нагрузок балансирует заряды батареи суперконденсаторов

Clayton Grantham

EDN

Суперконденсаторы, являющиеся на сегодняшний день одним из самых интересных семейств компонентов, имеют емкости от десятых долей до десятков фарад, но их рабочие напряжения относительно низки. Например, выпускаемый Maxwell суперконденсатор PC10 имеет площадь большой почтовой марки и толщину, равную высоте четырех 25-центовым монет, уложенных друг на друга. Согласно справочным данным, емкость PC10 равна 10 Ф, максимальный ток разряда – 2.5 А, а эквивалентное последовательное сопротивление (ESR) не превышает 18 Ом. Однако его номинальное рабочее напряжение составляет всего 2.5 В.

Чтобы использовать конденсаторы в схеме с напряжением питания более 2.5 В, можно соединить два конденсатора последовательно, вдвое уменьшив доступную емкость и удвоив общее номинальное напряжение. Однако из-за различий в токах утечки и емкостях напряжение в точке соединения конденсаторов может варьироваться, поэтому конструкция схемы должна гарантировать, что максимальное номинальное напряжение любого из конденсаторов не будет превышено. Если токи заряда и разряда последовательно соединенных конденсаторов

относительно невелики, можно параллельно обоим конденсаторам подключить резисторы балансировки заряда с одинаковым сопротивлением. Но для конденсаторов с емкостями фарадного диапазона, способных обеспечивать амперные токи, нужен более эффективный подход.

Теоретически напряжение на конденсаторе определяется суммой его начального значения $V_C(0)$ и интеграла от тока, выраженного в виде функции времени, деленного на емкость C :

$$V_C(t) = V_C(0) + \frac{1}{C} \int I(t) dt.$$

В делителе с двумя конденсаторами токи через оба конденсатора идентичны, и формула, выражающая закон Кирхгофа для замкнутой электрической цепи, включающей напряжение питания V_{SUPPLY} , приобретает вид:

$$V_{SUPPLY} = V_{C1}(0) + V_{C2}(0) + \frac{C_1 - C_2}{C_1 C_2} \int I(t) dt.$$

Во время заряда до уровня напряжения питания 5 В разброс параметров между C_1 и C_2 или остаточное напряжение на любом из конденсаторов приводят к тому, что напряже-

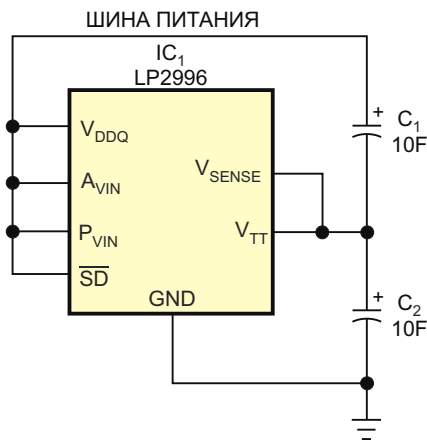


Рисунок 1. Этой простой схеме требуется всего одна микросхема для балансировки зарядов и поддержания напряжения в точке соединения конденсаторов большой емкости на уровне половины напряжения питания.

ние на выводах одного конденсатора оказывается выше 2.5 В, а на выводах другого ниже 2.5 В.

Чтобы устранить это нежелательное несогласование, микросхема IC₁ оконечного регулятора DDR LP2996 отдает или забирает ток обоих конденсаторов и активно поддерживает их напряжения на уровне, равном половине напряжения питания (Рисунок 1). Микросхема LP2996, предназначенная для использования в качестве активной оконечной нагрузки в устройствах DDR SDRAM, может принимать или отдавать большие токи. Работающий в режиме класса В выходной каскад микросхемы LP2996 (вывод V_{TT}) управляет общей точкой соединения конденсаторов, активно поддерживая ее потенциал на уровне V_{DDQ}/2 и активизируясь только тогда, когда происходит разбалансировка конденсаторов. При балансе LP2996 не расходует зарядный ток и, таким образом, работает с высоким КПД. В техническом описании устройства указано, что ошибка разбаланса LP2996, обусловленная смещением выходного напряжения V_{TT}, составляет ±30 мВ относительно уровня V_{DDQ}/2. На Рисунке 2 показаны формы напряжений при заряде и разряде конденсаторов скачками тока 1 А.

Эта схема активной балансировки накладывает некоторые ограничения. При использовании 5-вольтового источника питания с выходным током 1 А максимальное время

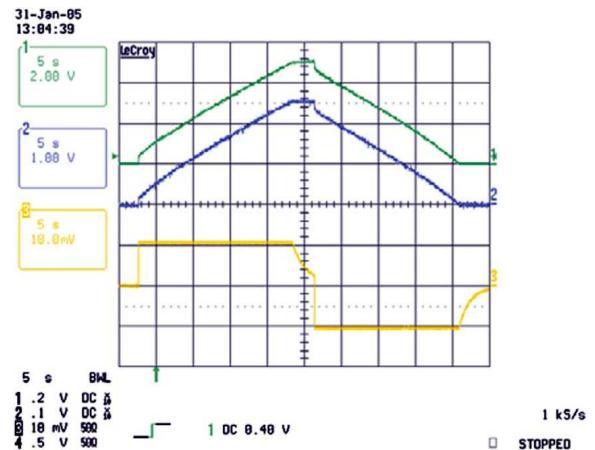


Рисунок 2. Осциллограммы сигналов в схеме активной балансировки показывают напряжение на шине питания (верхняя кривая), напряжение в точке соединения двух конденсаторов (средняя кривая) и ток заряда/разряда (нижняя кривая), масштабированный до 1 А на деление. Осциллограммы соответствуют интервалу заряда током 1 А до напряжения 5 В, за которым следует разряд током 1 А до 0 В. Ступени на осциллограммах в начале интервалов заряда и разряда обусловлены внутренними ESR конденсаторов.

T_{сн}, за которое два конденсатора достигнут баланса зарядов, составит 25 с:

$$T_{сн} = 5 \Phi \frac{5 \text{ В}}{1 \text{ А}}$$

На начальном интервале зарядки компенсируются любые начальные смещения зарядов либо на C₁, либо на C₂. Установившийся ток, втекающий в микросхему LP2996 и выходящий из нее, составляет лишь часть большего тока, протекающего через конденсаторы, и его как раз достаточно, чтобы компенсировать любое несоответствие их параметров. LP2996 имеет защиту от перегрева, но мгновенное короткое замыкание любого из конденсаторов может произойти слишком быстро, чтобы активировать схему защиты.

Максимальный ток, который способен выдерживать конденсатор, определяется его тепловым режимом, и в техническом описании PC10 он ограничен значением 2.5 А. Если источник питания обеспечивает зарядный ток свыше 2 А, последовательно с обоими конденсаторами можно включить токоограничивающие резисторы сопротивлением 1 Ом.

При прерывании питания схемы ток саморазряда, обусловленный микросхемой LP2996, составляет менее 1 мА, что соответствует скорости разряда конденсаторов 5000 секунд на вольт. Ток саморазряда LP2996 можно уменьшить, подав внешний управляющий сигнал на вход отключения \overline{SD} . При отключении питания цепочка из двух конденсаторов может снабжать нагрузку постоянным током 1 А в течение 15 с; при этом напряжение изменится от 5 до 2 В.

Чтобы обеспечить дополнительный ток, можно параллельно подключать дополнительные пары конденсаторов, но, в зависимости от несоответствия емкостей, начальных напряжений смещения и требуемого тока, для поддержания баланса зарядов могут потребоваться дополнительные микросхемы LP2996. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LP2996A](#)

Дистанционное управление на 9 команд

Михаил Шустов, г. Томск

Приведена схема устройства дистанционного управления для поочередной передачи по линии связи одной из девяти команд. Передатчик и приемник устройства выполнен на микросхемах CD4017.

Устройство дистанционного управления (ДУ) предназначено для поочередной передачи по линии связи одной из девяти команд. Для передачи команд управления может быть использована двухпроводная либо оптическая (инфракрасная) линия связи, а также радиоканал.

Устройство ДУ состоит из передатчика и приемника команд.

Передатчик, Рисунок 1, состоит из одного элемента «2И-НЕ» DD1.1 микросхемы CD4093, микросхемы счетчика DD2 CD4017, а также транзистора VT1 2N7000. На элементе DD1.1 выполнен генератор тактовых импульсов, работающий в ждущем режиме. Частота работы генератора определяется элементами R1C1. Импульсы, снимаемые с выхода генератора, подаются на счетный

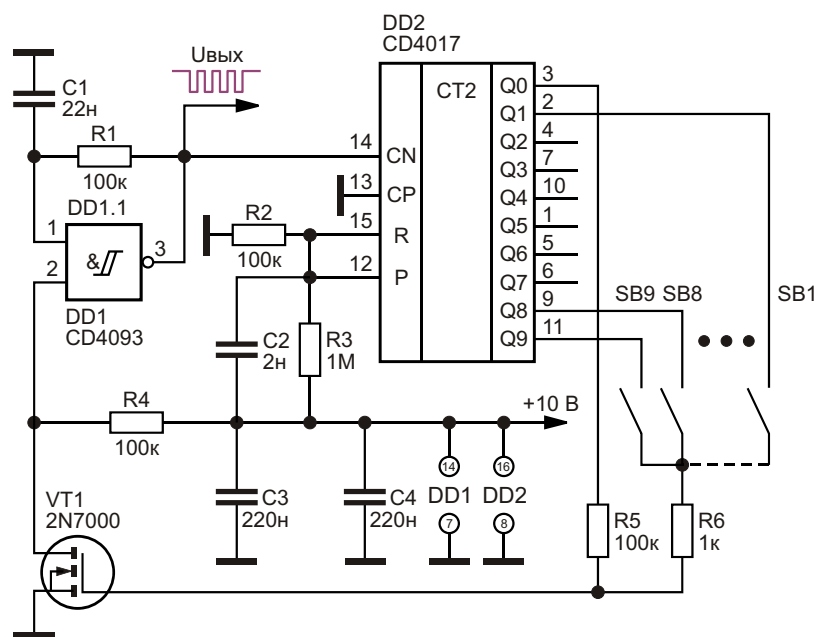


Рисунок 1. Передатчик ДУ.

ка управления передатчика. После отпускания кнопки передатчика на его выходе появляются импульсы, число которых дополняет количество ранее отправленных приемнику импульсов до девяти. Например, если при подаче команды управления было сгенерировано 8 импульсов, после отпускания кнопки на выходе передатчика появится еще 1 импульс ($8 + 1 = 9$). Это необходимо для того, чтобы счетчик приемника завершил рабочий цикл и вернулся в исходное состояние.

При необходимости количество команд системы ДУ может быть удвоено или утроено за счет использования в передатчике и приемнике дополнительных микросхем счетчиков CD4017, включенных по типовой схеме. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4017B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4093B](#)
3. [Datasheet Microchip 2N7000](#)

Параллельный стабилизатор защищает от перенапряжения

Robert N Buono

EDN

В схеме на Рисунке 1 используется типичный метод изменения выходного напряжения источника питания с помощью программируемого управляющего напряжения. Хотя топология и детали схемы источника питания не критичны, способ защиты является оригинальным.

В качестве управляющей микросхемы используется ШИМ контроллер UC3843AN. Источник опорного напряжения 2.5 В этой микросхемы подключен к неинвертирующему входу внутреннего усилителя ошибки, но не соединен с внешним выводом (узел В). Инвертирующий вход усилителя ошибки подключен к внешнему выводу микросхемы и доступен (узел А). Для стабилизации выход-

ного напряжения V_{OUT} управляющая микросхема должна поддерживать напряжение в узле А равным опорному напряжению 2.5 В в узле В. Номиналы компонентов на рисунке позволяют изменять выходное напряжение источника питания от минимального значения 5 В до максимального значения 75 В в зависимости от напряжения V_{CONTR} , которое может изменяться от 0 до 3 В (что соответствует выходному напряжению 5 В и 75 В, соответственно).

При отсутствии транзистора Q_1 напряжение в узле А определяют V_{OUT} и делитель напряжения R_3 - R_4 . Схема сравнивает это напряжение с 2.5 В в узле В. Контур стабилизации выходного напряжения источника пита-

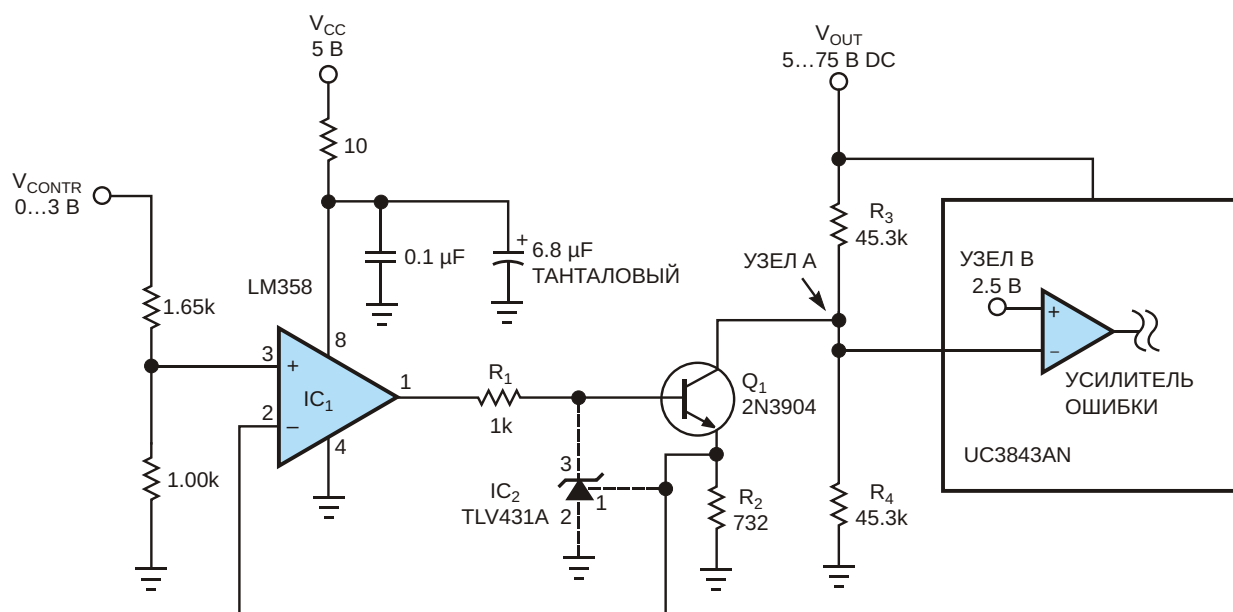


Рисунок 1. Добавление одного параллельного стабилизатора IC_2 к обычному программируемому источнику питания обеспечивает точную защиту от перенапряжения.

ния поддерживает напряжение в узле А равным напряжению в узле В путем соответствующего управления напряжением V_{OUT} .

Схема защиты, забирая ток из узла А, должна обеспечивать программируемость V_{OUT} . Выход V_{OUT} должен поддерживать любой ток, вытекающий из этого узла. Кроме того, ток должен протекать через резистор R_3 , создавая на нем падение напряжения. Тогда V_{OUT} всегда будет равно сумме падения напряжения на R_3 и напряжения, установленного V_{CONTR} . Операционный усилитель IC_1 будет поддерживать равенство напряжений на R_2 и на неинвертирующем входе IC_1 (вывод 3).

Добавление всего одного компонента – IC_2 – обеспечивает точную защиту регулируемого источника питания от перенапряжения. Микросхема IC_2 – это низковольтный параллельный стабилизатор, содержащий внутренний прецизионный источник опорного напряжения 1.24 В. Такое низкое опорное напряжение позволяет использовать эту схему защиты с обычными микросхемами управления питанием, для которых 2.5 В является распространенным внутренним опорным напряжением. При нормальных условиях работы (при выходных напряжениях от 5 до 75 В) IC_2 ничего не делает. Напряжение на управляющем входе микросхемы (вывод 1) меньше ее внутреннего опорного напряжения 1.24 В, поэтому в катод (вывод 3) ток не течет. IC_1 в этом случае управляет только напряжением на базе Q_1 . Например, если $V_{CONTR} = 3$ В, то напряжение на резисторе R_2 равно 1.13 В и $V_{OUT} = 75$ В. Обратите внимание, что для упрощения этого примера коэффициент передачи тока транзистора Q_1 считается бесконечным.

Однако в случае любой неисправности, вследствие которой напряжение на резисторе R_2 может превысить 1.24 В (что соответ-

ствует максимальному значению V_{OUT} , равному 81.7 В), параллельный стабилизатор начинает работать. Когда напряжение на выводе 1 микросхемы IC_2 начинает превышать внутреннее опорное напряжение 1.24 В, через микросхему IC_2 начинает течь ток. Вследствие этого потенциал катода IC_2 понижается, притягивая базу транзистора к земле, чтобы поддержать напряжение 1.24 В на выводе 1. Когда это происходит, IC_2 , управляя транзистором Q_1 , регулирует напряжение на резисторе R_2 . При этом выход усилителя IC_1 переходит в состояние положительного насыщения с напряжением порядка 3.7 В, поскольку IC_1 больше не может поддерживать напряжение на резисторе R_2 равным напряжению на его неинвертирующем входе (вывод 3). Преимущество такой работы схемы заключается в том, что ток катода IC_2 теперь определяется напряжением на резисторе R_1 и имеет постоянное значение, равное $(3.7 \text{ В} - 1.8 \text{ В})/1 \text{ кОм} = 1.9 \text{ мА}$. При таком уровне катодного тока IC_2 гарантируется правильный режим регулирования.

Эта схема защиты невосприимчива к любому потенциальному состоянию отказа операционного усилителя IC_1 или источника программирующего напряжения V_{CONTR} . Для работы микросхемы IC_1 требуется только напряжение 5 В. Если выход усилителя (вывод 1) будет закорочен на землю, напряжение V_{OUT} будет минимальным. Если его выход закоротить на шину питания V_{CC} , ток через микросхему IC_2 составит $(5 \text{ В} - 1.8 \text{ В})/1 \text{ кОм} = 3.2 \text{ мА}$, и напряжение V_{OUT} будет ограничено на максимальном уровне 81.7 В. **РЛ**

Материалы по тем

1. [Datasheet Texas Instruments LM358](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV431A](#)
3. [Datasheet Texas Instruments UC3843AN](#)

Биполярный транзистор увеличивает ток DC/DC преобразователя в 12 раз

Wayne Rewinkel

EDN

В схеме на Рисунке 1 используется минимальное количество внешних компонентов, чтобы увеличить максимальный выходной ток микросхемы понижающего импульсного стабилизатора с 0.5 А до более чем 6 А. Схема рассчитана на входное напряжение от 15 до 60 В и, в зависимости от выбранного варианта микросхемы, обеспечивает выходное напряжение 3.3, 5 или 12 В. На Рисунке 2 представлены графики КПД преобразования для трех стандартных выходных напряжений, построенные для диапазона входных напряжений до 60 В. Схема полезна в тех случаях, когда требуемое напряжение, ток или и то, и другое превышают значения,

допустимые для стандартных микросхем. LM2594 – это понижающий преобразователь напряжения с внутренним ключом, способным коммутировать ток до 0.5 А на частоте 150 кГц. Этого тока достаточно для питания базы транзистора Q_1 и резистора смещения R_2 . Резистор R_2 предназначен для быстрого выключения быстродействующего п-р-п транзистора Q_1 , имеющего коэффициент передачи тока свыше 10 при токе коллектора 6 А. Назначение R_1 может быть неочевидным без некоторого знания внутреннего устройства LM2594. Его сопротивление таково, чтобы напряжения, падающего на нем при пиковом токе, было достаточно для начала насыще-

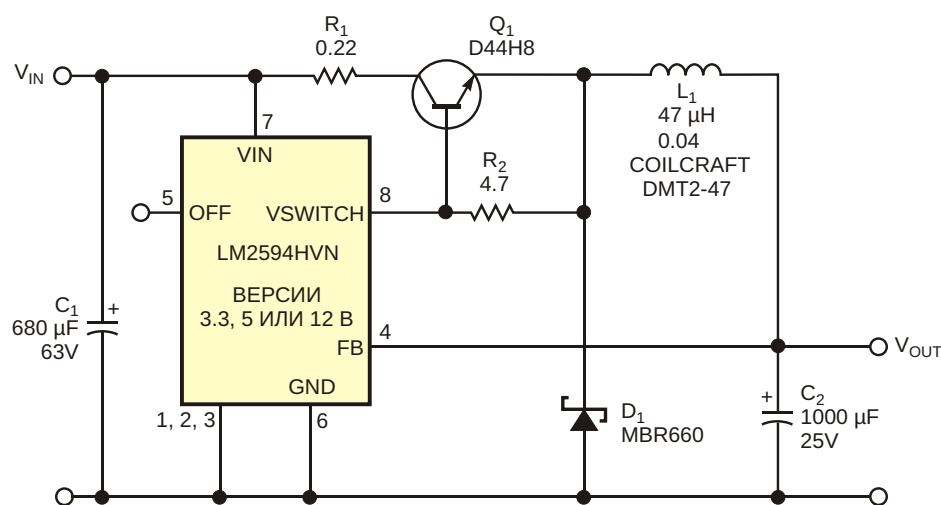


Рисунок 1. Эта недорогая схема рассчитана на высокие входные напряжения и большие выходные токи.

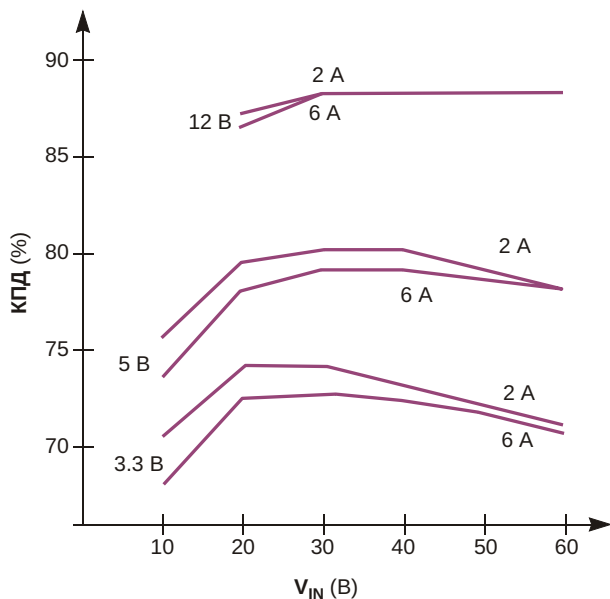


Рисунок 2. В диапазоне входных напряжений от 15 до 60 В схема на Рисунке 1 демонстрирует хороший КПД.

ния транзистора Q_1 . Насыщение приводит к падению коэффициента передачи тока Q_1 , и, когда ток базы транзистора возрастает до более чем 0.5 А, LM2594 переходит в режим поимпульсного защитного ограничения тока, за которым в случае серьезной перегрузки следует снижение тактовой частоты.

В этом примере конструкции используются компоненты, монтируемые в отверстия,

поскольку они недороги и среди них легко найти конденсаторы с низким ESR и подходящие дроссели. При наихудшем сочетании входного напряжения и тока нагрузки транзистор Q_1 и диод D_1 рассеивают по 3 Вт каждый, поэтому для поддержания температуры в допустимых пределах нужно подобрать радиатор подходящего размера. Теплоотвод от 6 до 7 °C/Вт позволяет обоим устройствам работать при температуре окружающей среды до 85 °C. В качестве конденсаторов с низким ESR используются устройства серии PL компании Nichicon. R_2 рассеивает менее 0.25 Вт, но R_1 при токе полной нагрузки может рассеивать 1 Вт при высоком V_{IN} и более 5 Вт при низком V_{IN} . Для минимизации нагрева резистор R_1 надо расположить подальше от микросхемы. Версия LM2594 в корпусе DIP при высоком V_{IN} рассеивает мощность до 0.5 Вт; поэтому, чтобы избежать теплового отключения, выводы 1, 2, 3 и 6 следует припаять к заземляющей поверхности площадью более 25 см². Кроме того, если функция включения/выключения микросхемы не нужна, вывод 5 следует припаять к земле. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM2594HVN](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics D44H8](#)
3. [Datasheet PANJIT MBR660](#)
4. [Datasheet Nichicon PLE](#)

Импульсный генератор с высокоточным коэффициентом заполнения и частотой повторения свыше 50 МГц

Marián Štofka

EDN

В предыдущей статье описывался автоколебательный мультивибратор, получающий гистерезис от каскада положительной обратной связи, используя метод, который можно охарактеризовать как конденсаторную положительную обратную связь [1]. Она создает гистерезис за счет переноса заряда в основной времязадающий конденсатор. Для получения комплементарных логических выходов в схеме используются два логических инвертора. В отличие от этого, в схеме на Рисунке 1

используется один быстродействующий аналоговый компаратор с комплементарными выходами, что устраняет необходимость в дополнительном инверторе.

Многие компараторы, такие как ADCMP603 (IC₁), обладают симметрией, которая обеспечивает очень незначительное рассогласование моментов переключения выходов Q и \bar{Q} , составляющее доли наносекунды. Поэтому передача заряда на основной конденсатор C теоретически начинается сразу же в начале

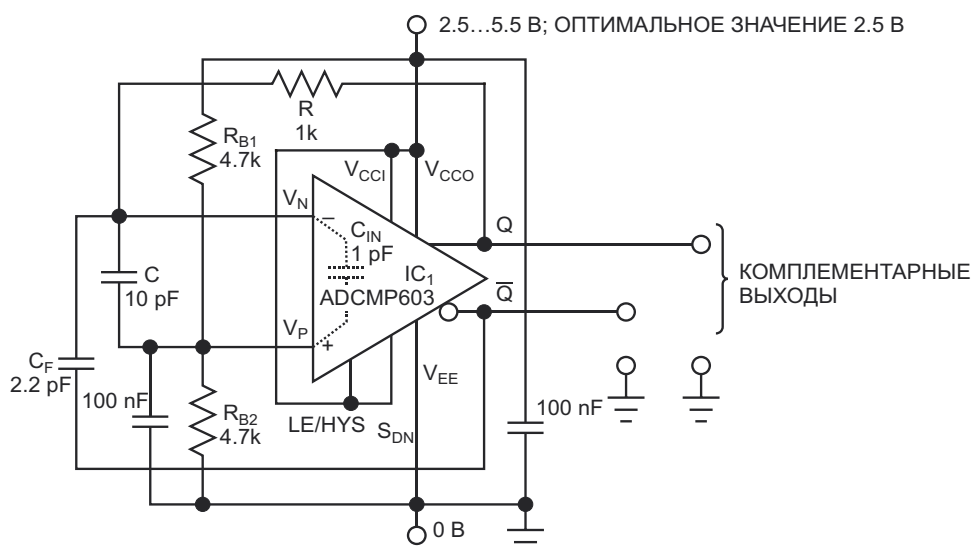


Рисунок 1. Этот генератор импульсов вырабатывает выровненные по времени комплементарные логические сигналы. Коэффициент заполнения держится на уровне 50%.

переключения уровня на выходе Q, от которого через резистор R заряжается конденсатор C. Ни одним каскадом, кроме Q, не вносится никакой дополнительной задержки распространения, что позволяет еще больше увеличить рабочую частоту.

Выходная частота генератора импульсов на Рисунке 1 менее чувствительна к изменениям напряжения питания, чем у генератора на основе той же ADCMP603, в котором используется внутренний гистерезис микросхемы. Зарядный ток конденсатора C и гистерезис генератора импульсов, обусловленный переносом заряда, увеличиваются почти линейно с ростом напряжения питания, что минимизирует чувствительность выходного сигнала к питанию.

Напротив, внутренний гистерезис, устанавливаемый внешним резистором на выводе LE/HYS компаратора, от напряжения пита-

ния зависит нелинейно. Если, например, сопротивление внешнего резистора составляет 225 кОм, гистерезис имеет одинаковое значение порядка 36 мВ и для напряжения питания 2.5 В, и для 5.5 В.

На частотах, близких к верхнему пределу рабочих частот, инжекция заряда через конденсатор C_F происходит постепенно, а не ступенчато, поскольку времена нарастания и спада сигналов на выходах Q и \bar{Q} все же имеют конечные значения. На Рисунке 2 показаны идеализированные сигналы, иллюстрирующие формирование положительного пика напряжения на конденсаторе C. Хотя реальные напряжения V_Q и $V_{\bar{Q}}$ имеют несколько скругленные «углы», они напоминают те, что показаны на рисунке.

Если предположить, что размах напряжения на конденсаторе C значительно ниже, чем на выходах Q и \bar{Q} , то можно считать, что

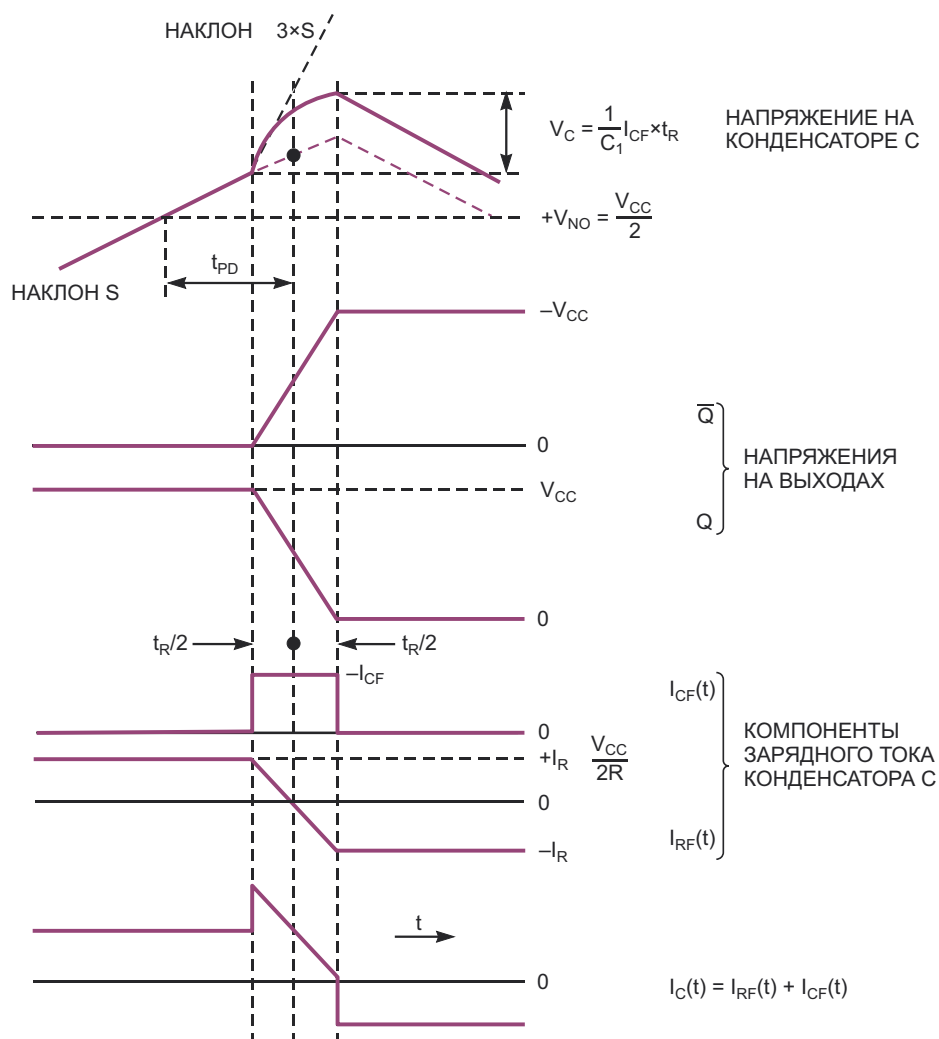


Рисунок 2. Идеализированное, но все же близкое к реальности моделирование работы генератора дает формулу для определения выходной частоты.

прямоугольный импульс тока $I_{CF}(t)$ заряжает конденсатор C во время положительного перехода напряжения на выходе \bar{Q} . Ток $I_{RF}(t)$ через резистор R , идущий также в конденсатор C , меняет свою полярность во время смены уровней на выходах Q и \bar{Q} . Конечный ток, заряжающий конденсатор C , представляет собой сумму $I_{RF}(t)$ и $I_{CF}(t)$. Хотя форма импульса напряжения на конденсаторе C зависит от конечного зарядного тока, его пиковое значение увеличивается исключительно за счет $I_{CF}(t)$.

Следующая формула позволяет вычислить добавленный пик:

$$V_C = \frac{I_{CF} t_R}{C_1} + \frac{C_F}{C_1} V_{OUT},$$

где

V_C – величина добавленного пика,

$$C_1 = C + C_{IN} \approx 1 \text{ пФ}.$$

Добавленный пик не зависит от $I_{RF}(t)$, так как среднее значение этого тока в течение времени смены уровней на выходах Q и \bar{Q} равно нулю.

Для $C = 10$ пФ, $C_1 = 11$ пФ, $C_F = 2.2$ пФ и $V_{OUT} = 2.4$ В формула дает $V_C = 0.48$ В.

Почти постоянная часть тока $I_{RF}(t)$ вычисляется по следующей формуле:

$$I_{RF} = \frac{1}{2} \frac{V_{OUT}}{R}.$$

I_{RF} определяет наклон S напряжения $V_C(t)$ на Рисунке 2 до момента перехода уровней на выходах Q и \bar{Q} компаратора. Наклон S рассчитывается следующим образом:

$$S = \frac{I_{RF}}{C} = \frac{1}{2RC} V_{OUT}.$$

Следующая формула определяет абсолютное значение пикового напряжения $V_C(t)$ относительно середины напряжения питания:

$$V_{CPEAK} = S t_{PD} + \frac{t_R}{2} V_C.$$

Спад напряжения $V_C(t)$ от его пикового значения происходит со скоростью $-S$.

Время T_{DESC} , за которое напряжение достигнет опорного уровня, равно:

$$T_{DESC} = \frac{V_{CPEAK}}{S} = t_{PD} + \frac{t_R}{2} \frac{V_C}{S}$$

$$t_{PD} = \frac{t_R}{2} 2C_F R,$$

где V_{CPEAK} – пиковое значение напряжения $V_C(t)$. Подставив в формулу $t_{PD} = 3.5$ нс и $R = 1$ кОм, получим, что этот временной интервал составляет приблизительно 6.8 нс.

Общее время T_H , когда $V_C(t)$ превышает опорное напряжение $V_{CC}/2$, равно:

$$T_H = t_{PD} + \frac{t_R}{2} T_{DESC} = 2(t_{PD} + C_F R).$$

Благодаря симметрии внутренней архитектуры ADCMP603 длительность правого полупериода логических сигналов на выходах Q и \bar{Q} также равна T_H . Другими словами, коэффициент заполнения выходных импульсов составляет 50%. Оценка T_H , полученная с помощью последней формулы, дает 11.4 нс. Таким образом,

$$f_Q = \frac{1}{2T_H} = 43.86 \text{ МГц}.$$

Выходная частота схемы при напряжении питания 2.052 В равна 56.75 МГц. При напряжении питания 3.51 В частота уменьшается до 56.12 МГц. Таким образом, относительная чувствительность выходной частоты к изменению напряжения питания примерно равна $8 \times 10^{-3}/V$. Увеличение измеренной частоты по сравнению с теоретическим значением можно объяснить тем фактом, что в течение времени t_{PD} перевозбуждение входа компаратора постепенно возрастает примерно до 330 мВ, что более чем в три раза превышает напряжение, при котором определялась задержка распространения. **ПЛ**

Ссылка

1. Robert Larson. Гистерезис мультивибратора создается каскадом положительной обратной связи. РадиоЛоцман, 2022, 05-06, [стр. 35](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADCMP603](#)

Простой сторожевой таймер на крайний случай

Giovanni Romeo

EDN

Характеристики сторожевой схемы на Рисунке 1, вероятно, будут хуже характеристик специализированной микросхемы сторожевого таймера, но эта схема может быть полезна, когда под рукой в лаборатории не оказалось подходящего сторожевого таймера, а вы спешите закончить прототип.

Принцип работы схемы прост. При наличии на входе активного цифрового сигнала зарядовый насос, состоящий из элементов C_1 , D_1 , D_2 и C_2 , поддерживает конденсатор C_2 в заряженном состоянии. R_1 служит разрядным резистором для C_2 . Логический элемент IC_{1A} через резистор R_2 определяет уровень заряда конденсатора. Напряжение на заряженном конденсаторе C_2 запрещает работу генератора на трех элементах IC_{1B} , IC_{1C} и IC_{1D} , и напряжение выходного сигнала сброса с высоким активным уровнем остается низким.

Когда напряжение на входе элемента IC_{1A} опускается ниже логического порога КМОП, генератор запускается и начинает вырабатывать последовательность прямоугольных

импульсов. При высоком уровне сигнала сброса (на выходе с высоким активным уровнем) происходит сброс управляемого микропроцессора, который должен начать работу и активировать вход сторожевого таймера до тех пор, пока уровень сигнала сброса остается низким. R_3 и C_3 , по существу, определяют времена высокого и низкого уровней выходного сигнала, которые имеют почти одинаковые значения.

Хотя эта схема разрабатывалась для контроля линии RS-232C, ее можно использовать для слежения за уровнем любого цифрового сигнала. При мониторинге линии RS-232C сторожевой таймер с номиналами компонентов, показанными на Рисунке 1, начинает сброс через 40 мс после обнаружения отсутствия активности, а при возобновлении входной активности отключает генератор менее чем за 20 мс. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4069UB](#)

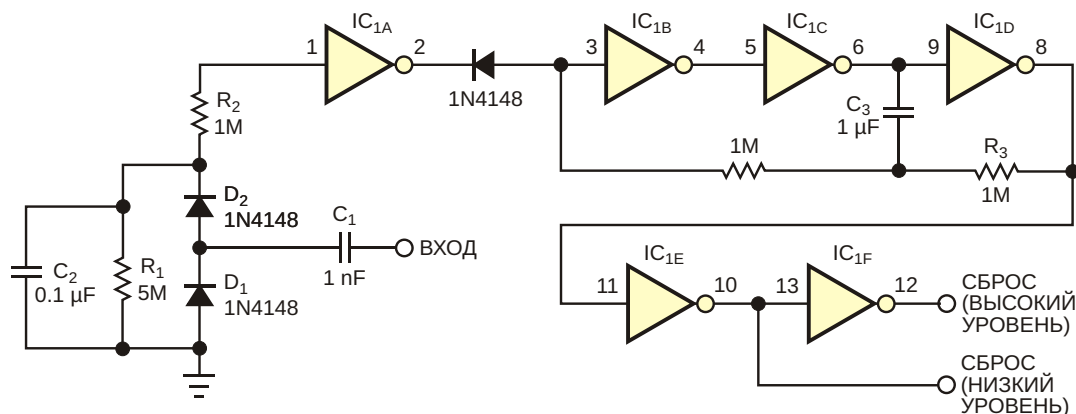


Рисунок 1. Зарядовый насос, состоящий из D_1 , D_2 , C_1 и C_2 , запрещает работу генератора на трех логических элементах до тех пор, пока входной сигнал остается активным. После 40 мс отсутствия активности генератор начинает работать и выдает сигнал сброса.



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!