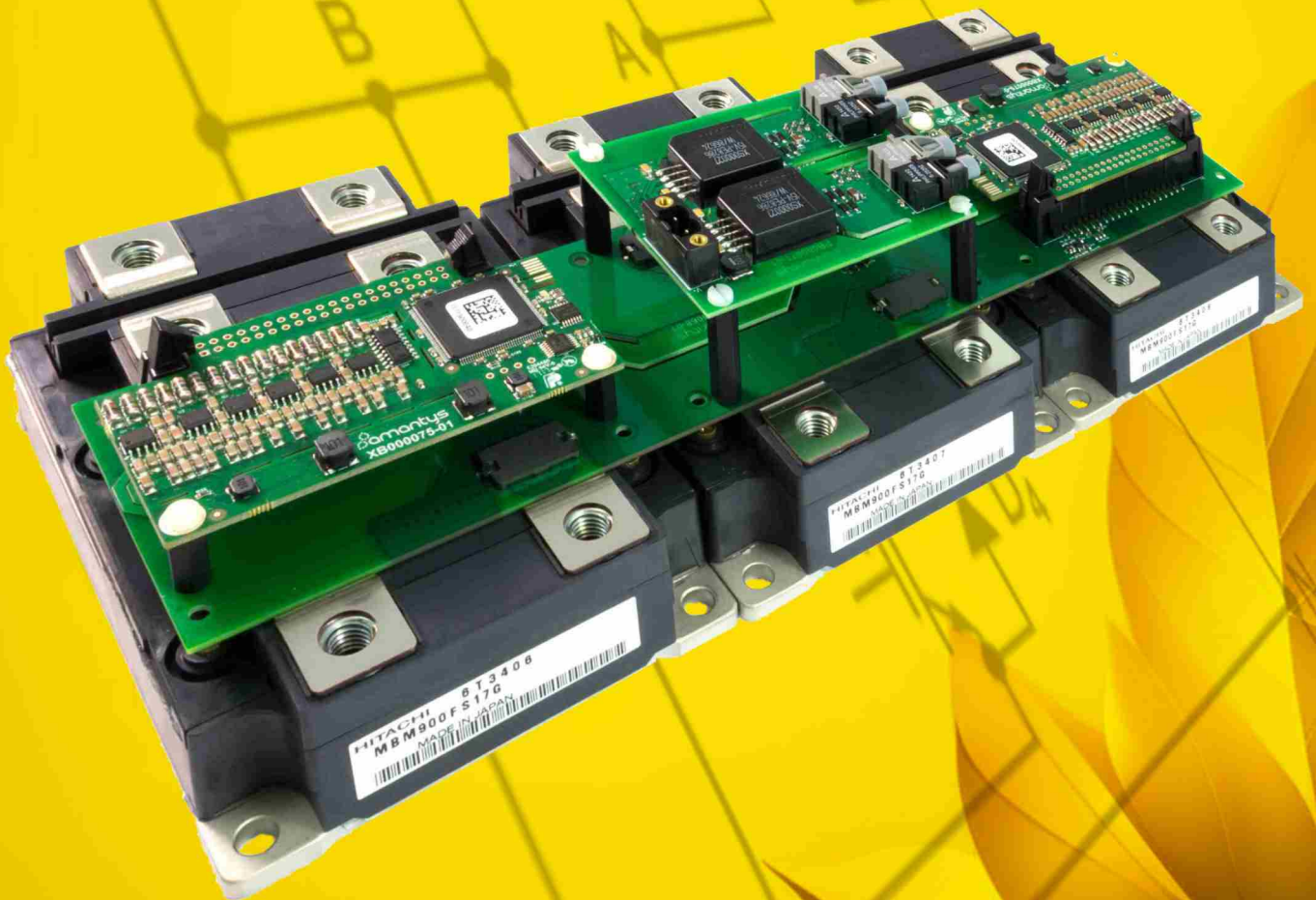




IGBT





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!





Сентябрь-Октябрь 2023 (128)

Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

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

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

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

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:
www.rlocman.ru/magazine

Новости

- 4 В МГУ открыли новый суперкомпьютер, решающий задачи ИИ
- 5 Свет из ниоткуда: Новая технология светодиод-на-фольге создает беспрецедентные эффекты в автомобильном освещении
- 6 Представлен первый в мире приёмопередатчик для радаров диапазона 240 ГГц на кремниевом кристалле
- 7 Toshiba анонсирует жесткие диски серии MG10F емкостью 22 ТБ
- 7 EPC выпускает модуль LLC-преобразователя с плотностью мощности 5130 Вт/см³
- 8 Микрон аттестовал новую российскую суспензию для серийного производства
- 9 Halo Microelectronics представляет новое 3-амперное устройство зарядки Li-ion аккумуляторов с интерфейсом I²C и двумя LDO регуляторами
- 10 Toshiba выпускает миниатюрное фотореле для коммутации высокочастотных сигналов
- 10 Создана сверхкомпактная навигационная система для беспилотников

Статьи

- 12 Минимизация выходного сопротивления пассивного сглаживающего фильтра ШИМ. Насколько низким его можно сделать?
- 15 Компромиссы между шаговыми и серводвигателями
- 18 Дискретный буферный усилитель с низким уровнем искажений для биполярных сигналов
- 22 Концевые выключатели для двигателя постоянного тока, управляемого H-мостом
- 24 Все, что нужно знать об использовании IGBT
- 29 Ближе к реальным аналоговым фильтрам
- 31 Как избежать некоторых распространенных проблем с сервосистемами

Схемы

- 36 Функциональный многофазный генератор с синтезом треугольного сигнала из синусоиды
- 40 Датчик температуры Кельвина с чувствительностью 1 кГц на градус
- 43 Коммутаторы с однокнопочным управлением
- 44 Приборы для работы с УФ излучением
- 50 Управляемый делитель частоты периодических цифровых сигналов
- 52 Один элемент питания зажигает белый светодиод
- 56 Простой и дешевый индуктивный датчик на основе триггера и дросселя
- 59 Цифровым потенциометром управляет один переключатель
- 60 Сдвоенный операционный усилитель вычисляет абсолютную разность
- 62 Светодиодный дисплей, адаптированный для радиолюбительских проектов
- 64 Инструментальный усилитель со связью по переменному току улучшает подавление дифференциального постоянного входного напряжения
- 69 Простой алкотестер
- 70 Универсальный параллельный УНЧ с коррекцией искажений
- 84 Эффективный и простой регулятор для управления процессами нагрева или освещения
- 86 Трехвыводной стабилизатор в шунтовом режиме обеспечивает симметричность регулируемого источника питания
- 89 Функциональный генератор с электронной регулировкой эквивалентных емкостей конденсаторов
- 91 Устраните (в основном) ошибки R_{ON} и R_{OFF} мультиплексора регулировки усиления
- 93 Однополюсный переключатель управляет цифровым потенциометром
- 96 Недорогой автономный программируемый измеритель сверхнизких сопротивлений
- 99 Выходное напряжение схемы прямо пропорционально температуре в широком диапазоне
- 102 Триггер на элементах «XNOR»
- 104 Недорогой прецизионный регулируемый источник опорного тока и его применение
- 108 КПД удвоителя постоянного напряжения достигает 96%
- 110 Усиление ОУ регулируется от -30 дБ до +60 дБ одним линейным потенциометром
- 112 50-мегагерцовый удвоитель/четвертильник частоты с коэффициентом заполнения выходных импульсов 50%
- 115 Реализация алгоритма сходимости «Убрать половину» в регуляторе температуры
- 118 Нефиксируемая кнопка управляет нагрузкой в сети переменного тока
- 120 Контроллер ручной электрической дрели для сверления печатных плат
- 124 В простом ночном светильнике для обнаружения сумерек используется фоторезистор
- 126 Схема детектора длинных импульсов
- 128 Цифровой синтез трехфазных сигналов с помощью недорогого ЦАП
- 131 Схема ограничителя рассеивает минимальную мощность

В МГУ открыли новый суперкомпьютер, решающий задачи ИИ

1 сентября 2023 года в МГУ имени М.В. Ломоносова ректор В.А. Садовничий открыл новый суперкомпьютер, обладающий специализированной архитектурой. Компьютер поможет в проведении научных исследований в области искусственного интеллекта (ИИ), решении задач по разработке отечественного программного обеспечения и подготовке высококвалифицированных специалистов.



Ректор Московского университета академик В.А. Садовничий:

«В середине 1950-х годов именно Московский университет стал первым вузом в стране с собственным вычислительным центром. В стенах МГУ сосредоточились лучшие умы в области информационных технологий, многие из которых – наши выпускники. Здесь разрабатывались и внедрялись передовые вычислительные машины. Московский университет и сегодня остается отечественным лидером в области современных вычислительных технологий. Ввод нового супервычислителя позволит конкурировать с мировыми лидерами, даст новый импульс для решения задач по разработке отечественного программного обеспечения, подготовке высококвалифицированных кадров в области суперкомпьютерных технологий и проведения научных исследований в области искусственного интеллекта».

Компьютер с новой архитектурой, основанной на активном использовании графиче-

ческих процессоров, составит единый вычислительный кластер с суперкомпьютером «Ломоносов-2». Суммарная производительность нового суперкомпьютера составит 400 AI Петафлопс. Архитектура компьютерной системы была «вдохновлена» передовыми образцами реализованных проектов суперкомпьютеров в лучших университетах мира, а используемые технологии основаны на практиках и существующих разработках ведущих производителей.

В качестве вычислительной сети используется сеть с пропускной способностью 200 Гбит/с. Сеть обладает высокой надежностью и характеризуется минимальными задержками. Сеть хранения имеет аналогичные показатели. Для сети управления и интеграции с внешними системами выбрана сеть с пропускной способностью 100 Гбит/с и необходимым резервированием компонентов. В супервычислительный комплекс также входят новые системы энергообеспечения, охлаждения и коммуникации. При создании комплекса активно применялись отечественные узлы и компоненты.

Научная программа предполагает продолжение актуальных исследований, связанных с ИИ и работой с большими данными. Среди них – разработка новых методов и инструментов ИИ, решение задач в сфере информационной безопасности, создание программных и аппаратных средств систем ИИ, конструирование репрезентативных наборов данных для обучения систем ИИ в различных областях знаний и многое другое.

Новый компьютер является уникальным рабочим инструментом для ученых Научно-исследовательского вычислительного центра МГУ, механико-математического факультета, факультета вычислительной математики и кибернетики и иных структурных подразделений университета.

При помощи суперкомпьютера специалисты научно-образовательных школ МГУ «Математические методы анализа сложных систем» и «Мозг, когнитивные системы, искусственный интеллект» займутся разработкой

математических методов машинного обучения для обработки текстовой научной информации большого объема, интеллектуальным анализом изображений для высокопроизводительного фенотипирования растений и точного земледелия, прогнозированием качества гетерогенных каналов в сетях передачи данных на основе вероятностных моделей и методов машинного обучения и решением ряда других задач.

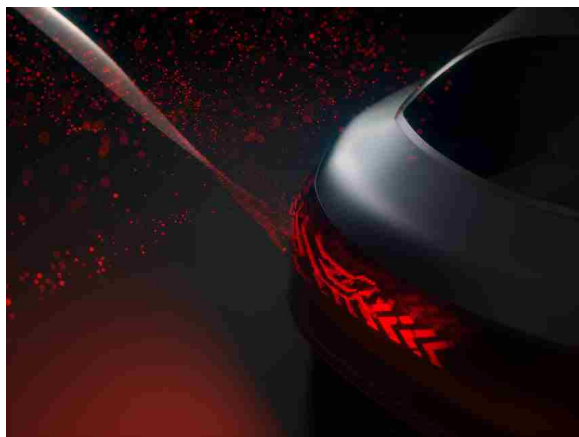
Кроме того, суперкомпьютер будет активно использоваться в учебном процессе. Планируется обширная практическая поддержка

общих, специальных и межфакультетских курсов в области ИИ, разработка новых специализированных магистерских программ в области ИИ, использование систем ИИ для цифровизации/автоматизации учебного процесса, проведение соревнований (хакатон) в области ИИ и прочее.

Суперкомпьютер в МГУ имени М.В. Ломоносова стал важным звеном в системе ведущих суперкомпьютерных центров России. Проект реализован в рамках Программы развития МГУ до 2030 года при финансовой поддержке Правительства России.

Свет из ниоткуда: Новая технология светодиод-на-фольге создает беспрецедентные эффекты в автомобильном освещении

Компания ams OSRAM представила разработку технологии ALIYOS светодиод-на-фольге (LED-on-foil), которая открывает совершенно новые возможности для свободы дизайна и творчества в автомобильном освещении.



Используя технологию ALIYOS, автопроизводители смогут выражать индивидуальность бренда посредством наружного и внутреннего освещения недоступными ранее способами, а также внедрять совершенно новые трехмерные световые и анимационные эффекты для отображения динамических индивидуальных сообщений и информационных сигналов, адресованных водителям и другим участникам дорожного движения.

Прозрачные, гибкие, тонкие светодиодные светильники

Технология ALIYOS позволяет ams OSRAM наносить миниатюрные светодиоды на тонкую, гибкую и прозрачную подложку. Соединенные почти невидимыми металлическими дорожками, мини-светодиоды можно с большой степенью свободы группировать в индивидуально адресуемые сегменты любой формы. Они могут быть расположены таким образом, чтобы выполнять стандартные световые функции, такие как стоп-сигнал или указатель поворота, но с уникальными, нестандартными формами и эффектами анимации. Мини-светодиоды могут также использоваться для отображения символов, слов, изображений или абстрактных узоров в качестве украшения, информации или предупреждения.

Прозрачность – выдающаяся особенность технологии ALIYOS – в сочетании с мини-светодиодами означает, что свет может выходить из ниоткуда. Кроме того, несколько фольговыхборок могут быть размещены одна за другой для создания новых впечатляющих эффектов трехмерного освещения и анимации.

В настоящее время ams OSRAM сотрудничает с ведущими мировыми поставщиками и OEM-производителями автомобильной техники для изучения новых возможностей авто-

мобильного внутреннего и наружного освещения. В одной из демонстрационных конструкций прозрачность фольговой подложки ALIYOS используется для создания новых 3D-эффектов в задних фонарях: прозрачный массив из трех светодиодных пленок ALIYOS, установленных одна за другой, создает ощущение глубины.

Другая конструкция показывает, что светодиоды-на-фольге могут быть применены к изогнутым панелям кузова и становиться невидимыми в выключенном состоянии, создавая эффект «света из ниоткуда».

Благодаря уникальной прозрачности, тонкости и гибкости технологии ALIYOS перед автопроизводителями теперь открыты тысячи других новых возможностей дизайна. Технология ALIYOS отвечает нормативным требованиям, например, Правилу ООН № 148 в части яркости задних фонарей и стоп-



сигналов, а также указателей поворота.

Началась подготовка к промышленному внедрению технологии. Цель состоит в том, чтобы к концу 2025 года оснастить технологией ALIYOS первые автомобили и к этому же времени сертифицировать технологию на соответствие стандартам качества и безопасности автомобилей.

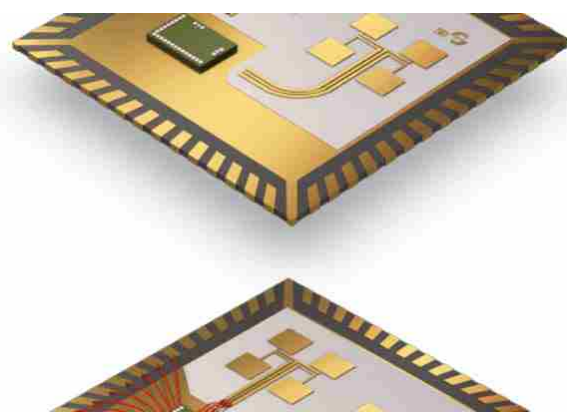
Представлен первый в мире приёмопередатчик для радаров диапазона 240 ГГц на кремниевом кристалле

Nick Flaherty

eeNews Europe

Компания indie Semiconductor представила первый в мире коммерческий приёмопередатчик диапазона 240 ГГц, выполненный на кремниевом кристалле. Новый чип предназначен для автомобильных радаров ближнего радиуса действия и промышленных сенсоров.

TRA240091 – это каскадируемый радиочастотный модуль радара диапазона 240 ГГц с полосой пропускания до 45 ГГц, работающий в нелицензируемом ISM диапазоне 244 - 246 ГГц. Он основан на разработках компании indie для радаров предыдущего поколения диапазона 120 ГГц, которые предназначались для контроля состояния водителя и пассажиров в салоне автомобиля. Новый приёмопередатчик позволяет делать это с большим разрешением. Драйвером разработки нового радара стали последние правила Euro NCAP, вводящие дополнительные функции безопасности для радаров диапазона 120 ГГц.



Радар диапазона 240 ГГц сможет обеспечить повышенную точность в области новых, быстро развивающихся приложений мониторинга динамики транспортных средств, включая оценку и управление настройками подвески на основе пневматических амортизаторов, оценку качества дорожного покрытия в режиме реального времени и оценку опас-

ностей для оперативной коррекции манеры езды, а также более точное измерение уровня топлива в баке автомобиля.

Компания indie также позиционирует новый радар для применения в промышленных сенсорах для измерения и контроля тол-

щины материала, контроля качества готовой продукции, мониторинга уровня жидкостей в резервуарах (недавние законодательные акты ЕС вводят более жесткие требования к этому процессу), контроля поверхностей и досмотровых сканеров.

Toshiba анонсирует жесткие диски серии MG10F емкостью 22 ТБ

Компания Toshiba объявила о выпуске жесткого диска серии MG10F емкостью 22 ТБ с традиционной магнитной записью, содержащего 10 пластин в герметичном корпусе, заполненном гелием.



Являясь ключевым элементом инфраструктуры облачных вычислений и хранения данных, модель MG10F 22TB обеспечивает на 10% большую емкость по сравнению с

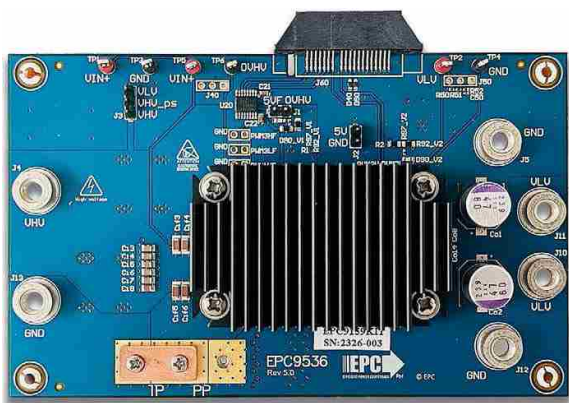
устройством Toshiba предыдущего поколения емкостью 20 ТБ. Жесткие диски MG10F 22TB, разработанные с учетом растущих потребностей крупнейших разработчиков систем хранения данных, совместимы с широким спектром приложений и рабочих нагрузок как для облачных вычислений, так и для традиционных центров обработки данных. Увеличенная до 22 ТБ емкость MG10F помогает создавать облачные инфраструктуры с более высокой плотностью хранения данных при более низкой совокупной стоимости владения.

Жесткие диски серии MG10F имеют скорость вращения шпинделя 7200 об/мин, рассчитаны на номинальную рабочую нагрузку 550 ТБ в год и обеспечивают возможность выбора между интерфейсами SAS и SATA – и все это в энергоэффективном заполненном гелием герметичном корпусе стандартного для отрасли форм-фактора 3.5 дюйма.

ЕРС выпускает модуль LLC-преобразователя с плотностью мощности 5130 Вт/см³

Компания EPC объявляет о выпуске модуля LLC-преобразователя EPC9159 48 В/12 В, предназначенного для источников питания серверов и DC/DC преобразователей. Имея площадь всего 17.5 мм × 22.8 мм, эта конструкция способна отдавать в нагрузку 1 кВт при плотности мощности 5130 Вт/см³. Это достигается за счет применения силовых ключей из нитрида галлия (GaN), работающих на высоких частотах переключения как в первичной, так и во вторичной цепях.





Демонстрационный набор EPC9159KIT.

В схеме источника питания EPC9159 используется резонансная LLC технология. Схема состоит из полного моста на первичной стороне, планарного трансформатора с фиксированным коэффициентом трансформации и синхронного выпрямителя с отводом от

средней точки на вторичной стороне. В полно-мостовой схеме первичной стороны используются четыре 80-вольтовых GaN транзистора EPC2619 с сопротивлениями открытых каналов 3.3 мОм, а на вторичной стороне – шесть 40-вольтовых GaN транзисторов EPC2067 с сопротивлениями каналов 1.3 мОм.

КПД силового каскада EPC9159 достигает 98% при токе 25 А, а при полной нагрузке 83 А и выходном напряжении 12 В составляет 96.2%. Это устройство идеально подходит для питания вычислительных приложений высокой плотности, таких как ускорители искусственного интеллекта и современные игровые консоли.

Цена и доступность

Оценочная плата EPC9159 стоит \$787.80 за штуку и может быть поставлена немедленно.

Микрон аттестовал новую российскую суспензию для серийного производства

Микрон, резидент ОЭЗ «Технополис Москва», аттестовал к применению в серийном производстве новую суспензию отечественного производства для химико-механической полировки (ХМП). Материал успешно прошел испытания и соответствует всем требованиям сверхчистого микроэлектронного производства.

Суспензия, состоящая из частиц SiO_2 размером 10-100 нм и химического реактива, применяется в процессе химико-механической полировки для выравнивания поверхности межуровневого диэлектрика, позволяет формировать надежные электрические соединения в системах с многоуровневой металлизацией. Быстродействие и степень интеграции ИС и полупроводниковых приборов в значительной степени зависят именно от качества межкомпонентных соединений. Данная суспензия используется на производственных линиях 180 и 90 нм.

В техпроцессах Микрона применяются сверхчистые химические материалы, реактивы, газы и смеси, в том числе 5 типов суспензии для ХМП. Ведется активная работа по



замене важных компонентов отечественными аналогами в целях обеспечения технологического суверенитета.

«Работа по импортозамещению материалов является сейчас одним из важных приоритетов для предприятия и отрасли в целом, – отметила Гульнара Хасьянова, генеральный директор АО «Микрон». – Сегодня 26 компонентов, применяемых в произво-

дстве, уже успешно аттестованы и замещены, и 28 находятся в разработке. Предприятие готово полностью перейти на использование отечественных сверхчистых материалов в техпроцессах, ведем интенсивную проработку на постоянной основе и приглашаем к сотрудничеству всех заинтересованных производителей».

Отечественная компонентная база – основа технологической независимости и информационной безопасности страны в условиях цифровой трансформации экономики и общества. Развитие устройств и систем на

основе отечественной компонентной базы является одним из ключевых направлений стратегии развития радиоэлектронной промышленности. Согласно Концепции технологического развития, Россия должна создать собственную базу критических и сквозных технологий и доля отечественных чипов, высокоточных станков, продукции робототехники, фармацевтики и медицинского оборудования, телекоммуникационной техники, программного обеспечения и авиакосмической техники в общем объеме потребления должна составить не менее 75% в 2030 году.

Halo Microelectronics представляет новое 3-амперное устройство зарядки Li-ion аккумуляторов с интерфейсом I²C и двумя LDO регуляторами

Компания Halo Microelectronics объявляет о выпуске контроллера зарядки одноэлементных батарей с двумя LDO регуляторами, управляемого по интерфейсу I²C.



HL7095 – это усовершенствованное импульсное зарядное устройство для литий-ионных аккумуляторов с интерфейсом I²C, оснащенное силовыми МОП транзисторами, системой управления потоком мощности и функцией реверсивного повышающего преобразования. Это полностью интегрированное решение, предназначенное для использования в широком спектре устройств, включая носимые устройства, смартфоны, планшетные компьютеры, пауэрбанки и другую портативную электронику.

Универсальная микросхема HL7095 совместима как с одноэлементными, так и с многоэлементными литий-ионными и литий-полимерными аккумуляторами, включенными параллельно. Импульсный режим работы и низкоомный силовой тракт обеспечивают оптимальный заряд, разряд и КПД повышающего преобразования, сокращая время зарядки и продлевая время использования аккумулятора во время разряда.

HL7095 поддерживает различные источники входного напряжения, такие как стандартные хост-порты USB, зарядные порты USB и AC/DC адаптеры. Микросхема работает с входными напряжениями от 3.9 В до 12 В, что позволяет питать системную шину без использования аккумулятора.

HL7095 может автономно управлять полным циклом зарядки литий-ионного аккумулятора как с помощью I²C хоста, так и без него. Устройство эффективно определяет напряжение аккумулятора и последовательно выполняет четыре фазы зарядки: капельная зарядка, предварительная зарядка, зарядка постоянным током и зарядка постоянным напряжением.

HL7095 отличается повышенным удобством и универсальностью благодаря функции реверсивного повышающего преобра-

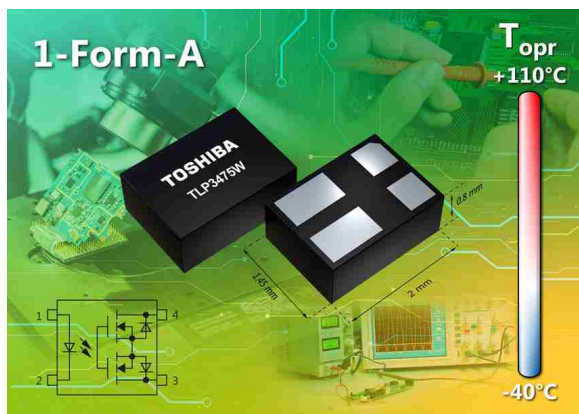
зования, обеспечивающей программируемое выходное напряжение от 4 до 10.3 В на выводе VBUS/PMID. Микросхема поддерживает режим USB OTG и режим дополнительного оборудования, позволяя аккумулятору отдавать в нагрузку ток до 1 А. Кроме

того, в ней имеются два LDO регулятора, позволяющих питать дополнительные устройства, таких как гарнитуры или светодиоды, либо используя VBUS, либо напрямую через реверсивное преобразование входного напряжения.

Toshiba выпускает миниатюрное фотореле для коммутации высокочастотных сигналов

Новое устройство снижает вносимые потери и улучшает передачу высокочастотных сигналов

Toshiba Electronics Europe выпустила новое фотореле, специально разработанное для снижения вносимых потерь и подавления затухания мощности высокочастотных сигналов. Новый прибор предназначен для использования в приложениях тестирования полупроводников, включая высокоскоростные тестеры запоминающих и логических устройств или зондовые платы.



Благодаря оптимизированной конструкции корпуса нового фотореле TLP3475W снижены значения его паразитной емкости и индуктивности, что позволило уменьшить

вносимые потери сигналов в диапазоне частот 20 ГГц. Это обеспечивает полуторакратное улучшение характеристик по сравнению с существующим устройством TLP3475S.

Ток, необходимый для управления светодиодом, составляет менее 3.0 мА, а типовое сопротивление включенного реле равно 1.1 Ом. Напряжение изоляции превышает 300 В с.к.з., а выходная емкость составляет менее 20 пФ, благодаря чему время переключения находится в районе 2 мс. Реле имеет один нормально разомкнутый контакт.

Новое устройство TLP3475W выпускается в корпусе WSON4 размером всего 1.45 мм × 2.0 мм × 0.8 мм, что делает его одним из самых миниатюрных фотореле, доступных в настоящее время. Он на 40% меньше сверхкомпактного корпуса S-VSON4T компании Toshiba и особенно полезен в многоканальных системах, где на одной плате размещается несколько устройств.

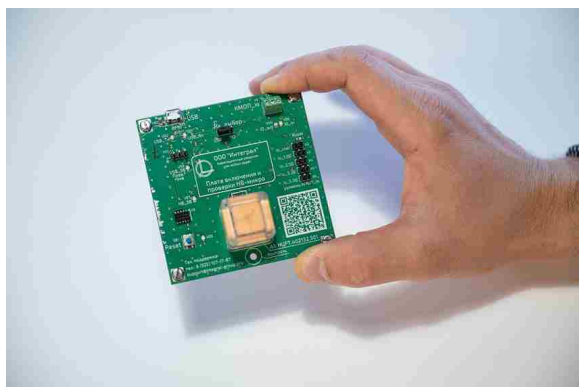
Фотореле рассчитано на работу в диапазоне температур от -40 °С до +110 °С и пригоден для использования в промышленных приложениях, включая высокоскоростные тестеры полупроводниковых приборов.

Создана сверхкомпактная навигационная система для беспилотников

Ученые Университета МИСИС совместно со специалистами российской компании «Интеграл» разработали сверхкомпактную

навигационную систему НВ-микро для малогабаритных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), как сельскохозяйственного

назначения, так и проводящих мониторинг наземной инфраструктуры: трубопроводов, линий передач электричества и т.д. Результаты испытаний на легкомоторном самолете продемонстрировали её точность даже при выполнении фигур высшего пилотажа, а также высокие динамические характеристики.



Зачастую показания МЭМС-датчиков (МикроЭлектроМеханической Системы, т.е. объединяющие в себе микроэлектронные и микромеханические компоненты) на сверхкомпактных БПЛА могут быть искажены сильным нагревом или внешней вибрацией от быстро вращающихся двигателей. Основными способами борьбы с этими погрешностями являются методы программной компенсации ошибок от температурного воздействия и вибрационные амортизаторы. В отличие от большинства систем навигации, НВ-микро включает в себя систему температурной стабилизации для двух МЭМС-датчиков, что позволяет повысить точность и надежность их показаний во всем диапазоне температур ее использования: от $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+70\text{ }^{\circ}\text{C}$. Также это устраняет необходимость в сложных и дорогостоящих процедурах калибровки.

На данный момент существует два подхода в архитектуре построения авионики БПЛА: раздельной системой управления и навигации или единым модулем. Единая структура позволяет существенно уменьшить размеры и массу всего комплекса управления, однако требует сверхкомпактных размеров от системы навигации.

«Навигационная система НВ-микро – это ультракомпактное навигационное устройство на основе МЭМС-датчиков для определения углов крена, тангажа и путевого угла объекта. При наличии сигнала от внешнего приемника спутниковых навигационных систем, НВ-микро дополнительно вычисляет линейную скорость объекта, координаты и его высоту. Более того, даже после потери сигнала спутника устройство поддерживает вычисление координат объекта в течение некоторого времени», – говорит разработчик системы Дмитрий Пазычев, старший преподаватель кафедры инженерной кибернетики НИТУ МИСИС, главный конструктор компании «Интеграл».

Используемый в НВ-микро алгоритм расчета параметров хоть и основан на классическом алгоритме навигации, при этом он использует многоступенчатую систему фильтрации и устранения внутренних погрешностей при получении сигнала от спутника. Это обеспечивает оптимальную точность и минимальные задержки при расчете параметров. Кроме того, НВ-микро позволяет корректировать выходные параметры от внешнего магнитометра, системы воздушных сигналов или внешнего датчика пройденного расстояния, что позволяет увеличить точность расчета навигационных параметров даже при отсутствии сигнала от спутника. Эти дополнительные устройства могут образовывать целый навигационный комплекс, обеспечивающий расчет положения и координат БПЛА с высокой точностью в различных условиях его эксплуатации.

Экономичность системы в сочетании с ее точностью и динамическими характеристиками делают ее практичным выбором для применения в беспилотных летательных аппаратах, особенно в сценариях, где важны ограничения по размеру и массе.

Компания ООО «Интеграл» является резидентом АО «Технопарк Слава», созданного при поддержке департамента предпринимательства и инновационного развития г. Москвы.

Минимизация выходного сопротивления пассивного сглаживающего фильтра ШИМ. Насколько низким его можно сделать?

Stephen Woodward

EDN

Несмотря на недостатки пассивных фильтров подавления выходных пульсаций ШИМ-ЦАП, они сохраняют популярность благодаря их простоте и низкой стоимости. Одним из таких недостатков является высокое выходное сопротивление, обусловленное суммой последовательных сопротивлений резисторов фильтра (R_F на Рисунке 1, по одному резистору на каждый каскад RC-фильтра), что делает общую точность ЦАП очень чувствительной к выходной нагрузке. Если разработчики не хотят прибегать к активной буферизации выходного сигнала и тем самым терять часть этой замечательной простоты и дешевизны ШИМ, они должны сделать сопротивление R_F настолько низким, насколько это возможно.

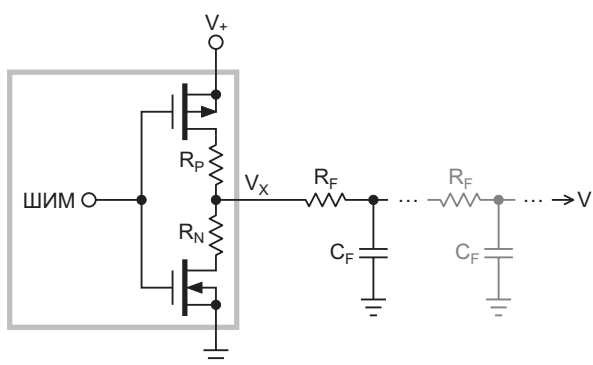


Рисунок 1. Общая топология пассивного сглаживающего фильтра ШИМ с резисторами одного номинала (R_F) в каждом RC-каскаде.

Однако насколько низким может быть практический уровень, и какими факторами обусловлен этот предел?

Хотя сглаживающий фильтр может состоять из нескольких каскадов, центральное место при принятии решения о том, «насколько понизить уровень», как правило, занимает первый каскад.

Практически во всех конструкциях сглаживающих фильтров (даже многокаскадных) сопротивления R_F последующих каскадов (если они есть) пропорциональны R_F первого каскада. Поэтому, когда R_F известно, а следовательно известны и остальные, конечное выходное сопротивление ЦАП также известно.

С хорошим приближением, полный размах пикового сигнала ШИМ, равный V_+ , обычно имеет место на сопротивлении R_F первого каскада, поэтому такие ограничивающие факторы, как мощность и потребляемый ток, почти полностью определяются этим сопротивлением. Наихудших значений средняя мощность и ток обычно достигают при 50-процентном коэффициенте заполнения ШИМ или вблизи него и определяются как:

$$I_{\text{MAX}} = \frac{V_+}{4R_F + 2R_N + 2R_P},$$

$$P_{\text{MAX}} = \frac{V_+^2}{4R_F + 2R_N + 2R_P},$$

где

R_N – сопротивление открытого n-канального ключа,

R_P – сопротивление открытого p-канального ключа.

Предположим, для максимальной мощности, рассеиваемой фильтром, мы выбрали значение 10 мВт, и $V_+ = 2.5$ В. Тогда выходное сопротивление фильтра будет равно

$$\begin{aligned} Z_{10\text{мВт}} &= R_F + \frac{R_P + R_N}{2} = \\ &= \frac{(2.5\text{В})^2 / 10\text{ мВт}}{4} = 156\text{ Ом}. \end{aligned}$$

Эти 156 Ом являются очень низким и устойчивым к колебаниям нагрузки выходным импедансом (способным поддерживать 8-битную точность при сопротивлении нагрузки 40 кОм) и фактически аналогичны выходному сопротивлению буферных rail-to-rail операционных усилителей при нулевом выходном напряжении насыщения. Для сравнения рассмотрим типичный rail-to-rail операционный усилитель (TLV237х), гарантированное минимальное выходное напряжение которого при токе 1 мА составляет 150 мВ, что соответствует эквивалентному импедансу:

$$\frac{0.15\text{ В}}{0.001\text{ А}} = 150\text{ Ом}.$$

(См. стр. 8 технического описания TLV2374).

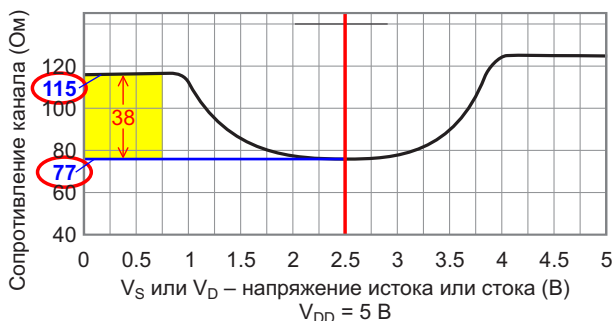


Рисунок 2. Зависимость сопротивления открытого канала от напряжения истока или стока для коммутатора TMUX4053 при неодинаковых значениях R_P и R_N и температуре 25 °С.

При $Z = 156$ Ом сглаживающий фильтр в некоторых состояниях схемы практически не уступает буферизованному выходу. Это удивительный показатель для простого и дешевого пассивного фильтра. Но практично ли это в конечном счете? В приведенном выше выражении неявно предполагается, что $R_N = R_P$. Что произойдет, если это не так, показано на графике зависимости сопротивления открытого канала от напряжения истока или стока на Рисунке 2 для такого коммутатора (TMUX4053), который может использоваться для формирования точных 2.5-вольтовых импульсов ШИМ?

При 25 °С сопротивление R_P составляет 77 Ом, а R_N – 115 Ом. Если мы сделаем

$$R_F = 156 - \frac{R_P + R_N}{2} = 60\text{ Ом},$$

то теперь полное сопротивление, через которое заряжается конденсатор фильтра, равно

$$R_F + R_P = 60 + 77 = 137\text{ Ом},$$

будет значительно меньше сопротивления, через которое конденсатор разряжается

$$R_F + R_N = 60 + 115 = 175\text{ Ом}$$

на коэффициент симметрии

$$S = \frac{R_F + R_P}{R_F + R_N} = \frac{137}{175} = 0.78.$$

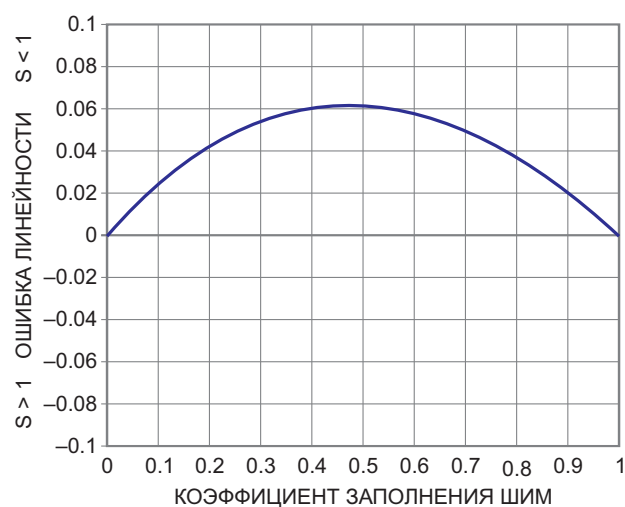


Рисунок 3. График зависимости ошибки линейности от скважности ШИМ показывает, что при $S = 0.78$ интегральная нелинейность превышает 6%.

К сожалению, столь значительная асимметрия сопротивлений, хотя и позволяет минимизировать выходной импеданс, плохо сказывается на интегральной линейности ЦАП. На Рисунке 3 показано влияние $S = 0.78$ на линейность. Отклонение от точной линейности составляет более 6% полной шкалы.

На самом деле, это общий результат. Для любого заданного значения S интегральная нелинейность приблизительно равна

$$INL \approx \frac{1-S}{4}.$$

Можно ожидать, что отклонение характеристики от линейной будет положительным для $S < 1$ и отрицательным для $S > 1$.

Поэтому, если мы хотим получить $|INL| = 2^9$ для честной 8-битной линейности $\frac{1}{2}$ LSB, нам нужно, чтобы

$$|1-S| = 4 \times 2^9 = 2^7,$$

и для рассматриваемого примера

$$\frac{R_F + R_P}{R_F + R_N} = 1 - 2^7 = 0.9921875$$

$$R_F + R_P = 0.9921875 \cdot R_F + 0.9921875 \cdot R_N$$

$$(1 - 0.9921875) \cdot R_F = 0.9921875 \cdot R_N - R_P$$

$$R_F = 4749 \text{ Ом}.$$

Таким образом, для восстановления 8-битной линейности выходное сопротивление должно увеличиться в 30 раз до 4.8 кОм, что делает минимальную нагрузку для 8-битной точности равной примерно 1.2 МОм. Ничего себе!

Но, возможно, есть простое и дешевое решение даже этой плохо решаемой проблемы линейности?

И на самом деле есть. Оно заключается в простой арифметической коррекции.

Пусть желаемое выходное напряжение ЦАП равно V_O . Тогда вместо того, чтобы, как обычно, устанавливать коэффициент запол-

нения ШИМ, равным $T = V_O/V_+$, заменим его на значение T^* из

$$T^* = \frac{T}{T + \frac{1-T}{S}}.$$

После этого интегральная линейность будет восстановлена при условии, что указанное значение S является точным. К сожалению, простое вычисление S по типичным значениям R_N и R_P , взятым из технического описания коммутатора, скорее всего, не будет достаточно точным. Было бы предпочтительно (а может быть, и обязательно) напрямую измерять S для реально используемых устройств. Но как измерить R_N и R_P в собранной схеме?

Этот простой внутрисхемный метод будет работать без необходимости измерения внутренних сопротивлений коммутатора:

- Установите коэффициент заполнения ШИМ, равным 50%.
- Измерьте V_O и V_+ высокоимпедансным вольтметром.
- Тогда S можно рассчитать как

$$S = \frac{1 - V_O/V_+}{V_O/V_+}.$$

Таким образом, с помощью однократного измерения напряжения и простой программной коррекции рассчитанный выше минимальный выходной импеданс можно сделать совместимым с линейностью 8-битного ЦАП и, в конечном счете, практически применимым.

Мораль: да, достичь такого низкого значения действительно можно, и для этого не нужен никакой операционный усилитель. **РЛ**

Материалы по теме

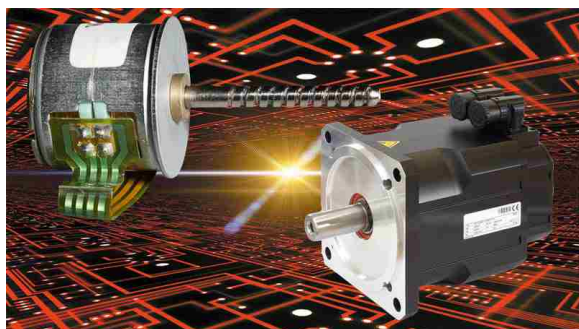
1. [Datasheet Texas Instruments TLV2374](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TMUX4053](#)

Компромиссы между шаговыми и серводвигателями

Bill Lackey

Machine Design

Оба они имеют свои достоинства и недостатки. Так какой же из них лучше подходит для вашего приложения?



Инженерная истина гласит, что идеального решения не существует – есть лишь лучшее решение конкретной проблемы. Это особенно справедливо для серводвигателей и шаговых двигателей. Оба широко используются в промышленности. Ни один из них не является универсальным решением. Однако при правильном применении и шаговые, и серводвигатели могут обеспечить эффективную и надежную основу для весьма успешной системы. Дерево решений для выбора между ними имеет множество ветвей, но наиболее важными являются скорость, ускорение и целевая цена.

Шаговые двигатели

Шаговые двигатели (Рисунок 1) состоят из ротора с постоянными магнитами и неподвижного статора, на котором расположены обмотки. Ток, проходящий через обмотки статора, порождает магнитное поле, которое, взаимодействуя с магнитным полем ротора,

создает и прикладывает вращающую силу. Шаговые двигатели отличаются большим количеством полюсов, обычно 50 или более. На каждый полюс последовательно подается питание от драйвера двигателя, в результате чего вращение ротора происходит ступенчатыми приращениями, или шагами. Но из-за большого количества полюсов движение кажется непрерывным.

Шаговые двигатели имеют несколько особенностей. Они перемещаются приращения-

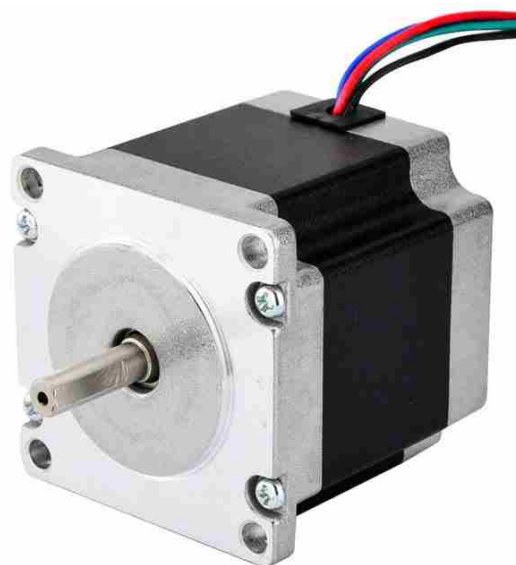


Рисунок 1. Шаговые двигатели обеспечивают хорошие характеристики при невысокой цене для приложений, нетребовательных к скорости, ускорению и точности.

ми и, как правило, работают в системе без обратной связи, что исключает из конструкции дорогие и сложные энкодеры или сельсины. Большое количество полюсов позволяет им развивать высокие крутящие моменты при нулевой скорости. Кроме того, они компактны и, как правило, экономичны.

С другой стороны, скорость шаговых двигателей ограничена. Обычно они хорошо работают при скоростях 1200 об/мин или ниже. И хотя они создают высокие крутящие моменты при нулевой скорости, с увеличением скорости крутящий момент падает. Двигатель, выдающий 0.7 Н·м при нулевой скорости, может выдавать только 0.35 Н·м при 500 об/мин и лишь 0.07 Н·м при 1000 об/мин (Рисунок 2).

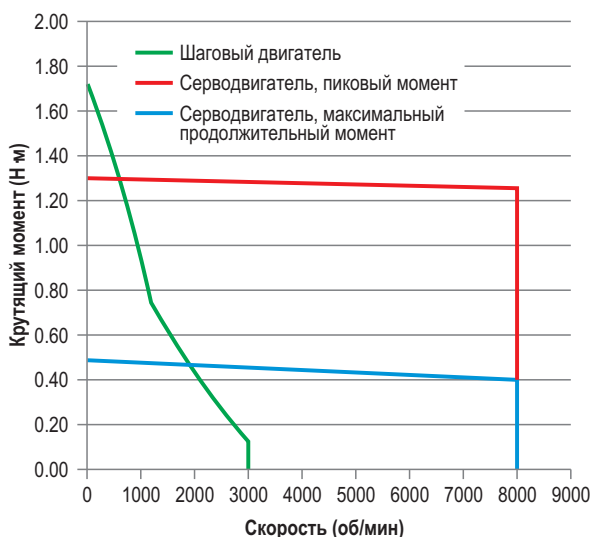


Рисунок 2. Кривые зависимости крутящего момента от частоты вращения показывают, что шаговые двигатели обеспечивают пиковый крутящий момент при нулевой скорости, а с увеличением скорости крутящий момент падает (зеленый цвет). В то же время крутящий момент серводвигателей остается примерно постоянным во всем рабочем диапазоне (синий и красный цвета).

Теоретически, можно увеличить крутящий момент, добавив редуктор, но тогда проблемой станет низкая скорость шагового двигателя. Добавление понижающего редуктора 10:1 к шаговому двигателю с частотой вращения 1200 об/мин может увеличить крутящий момент на порядок, но при этом скорость вращения упадет до 120 об/мин. Если двигатель приводит в действие шарико-винтовой привод

или что-либо подобное, то, скорее всего, он не сможет обеспечить достаточную скорость, удовлетворяющую требованиям приложения.

Шаговые двигатели, как правило, не выпускаются с типоразмерами больше NEMA 34, и в большинстве приложений используются двигатели типоразмеров NEMA 17 или NEMA 23. Поэтому редко можно встретить шаговые двигатели с крутящим моментом более 7-14 Н·м.

Шаговые двигатели также имеют ограничения по характеристикам. Например, чтобы двигатель начал вращаться и перемещать нагрузку, необходимо преодолеть трение, и в этот момент ротор управляется не полностью. В результате в ответ на команду перемещения на пять шагов двигатель может повернуться на четыре шага, а, возможно, и на шесть.

Однако если драйвер дает двигателю команду продвинуться на 200 шагов, он сделает это с точностью до нескольких шагов, что в данном случае составляет погрешность в несколько процентов. Хотя шаговые двигатели обычно имеют разрешение от 25,000 до 50,000 отсчетов на оборот, под нагрузкой двигатель представляет собой пружинно-массовую систему, и типичное разрешение составляет от 2,000 до 6,000 отсчетов на оборот. Тем не менее, при таких разрешениях даже перемещение на 200 шагов соответствует доле градуса.

Добавление энкодера позволит точно отслеживать перемещение, но не позволит преодолеть физические основы работы двигателя. Для приложений, требующих более высокой точности и разрешения позиционирования, серводвигатели (Рисунок 3) являются более хорошим выбором, чем шаговые двигатели.

Серводвигатели

Шаговый двигатель состоит из ротора с постоянными магнитами и неподвижного статора с обмотками. Как и в шаговых двигателях, ток в серводвигателях создает магнитное поле, которое воздействует на ротор, создавая крутящий момент. Но серводвигатели имеют значительно меньше полюсов, чем шаговые двигатели. Из-за этого они должны работать в системе с замкнутым контуром управления.



Рисунок 3. Серводвигатели, используемые в замкнутой петле обратной связи, обеспечивают более высокие значения точности, скорости и ускорения, чем шаговые двигатели.

В целом серводвигатели работают значительно быстрее шаговых; их скорость составляет порядка нескольких тысяч оборотов в минуту. Это позволяет использовать серводвигатели совместно с редукторами, обеспечивая гораздо более высокий крутящий момент на полезных скоростях. Они также обеспечивают более равномерный крутящий момент во всем диапазоне скоростей вращения двигателя.

В отличие от шаговых двигателей, они не имеют удерживающих моментов. Однако работа в замкнутом контуре управления позволяет контроллеру подавать такую команду, чтобы нагрузка оставалась в определенном положении, и двигатель постоянно отрабатывает эту команду, удерживая нагрузку в этом положении. Таким образом, серводвигатели могут фактически обеспечивать удерживающий момент.

В серводвигателях обычно используются магниты из редкоземельных металлов, в то время как в шаговых двигателях чаще применяются менее дорогие обычные магниты. Редкоземельные магниты позволяют серводвигателям развивать больший крутящий момент при меньших габаритах. Серводвигатели также выигрывают в крутящем моменте благодаря большим размерам. Диаметры серводвигателей обычно варьируются от NEMA 17 до 220 мм. В результате совокупности этих факторов серводвигатели обеспечивают крутящий момент до 340 Н·м.

Серводвигатели имеют скорость и крутящий момент, позволяющие обеспечить более высокие ускорения, чем шаговые двигатели. Они также обеспечивают более точное позиционирование благодаря замкнутому контуру управления.

Заключительные сравнения

Серводвигатели обладают неоспоримым преимуществом в плане характеристик. Однако с точки зрения повторяемости шаговые двигатели конкурентоспособны.

Если говорить о стоимости, то шаговые двигатели обычно не требуют обратной связи, используют менее дорогие магниты и редко имеют редукторы. Кроме того, они имеют большое число полюсов, способны создавать удерживающий момент и потребляют меньшую мощность при нулевой скорости. В результате шаговые двигатели могут быть на порядок дешевле аналогичных серводвигателей.

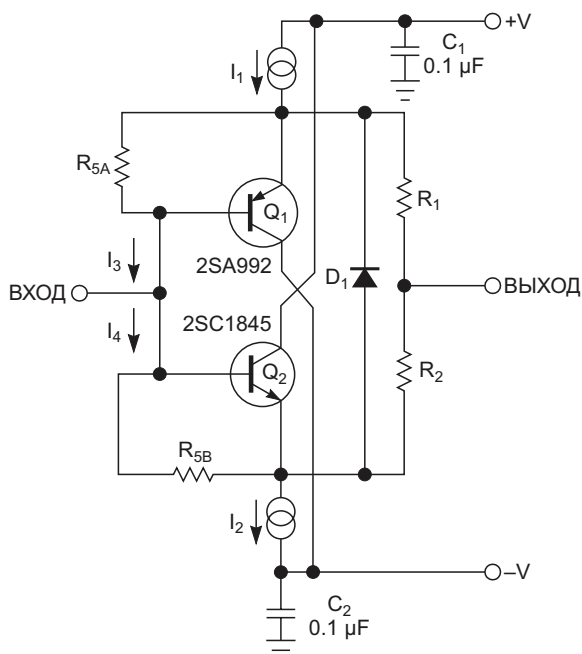
Поэтому, когда приложение неприспособлено, а бюджет скромный, следует рассмотреть шаговые двигатели. Если характеристики имеют первостепенное значение, то серводвигатели справятся с этой задачей лучше, но нужно быть готовым заплатить больше. **РЛ**

Дискретный буферный усилитель с низким уровнем искажений для биполярных сигналов

Peter Demchenko

EDN

Иногда возникает необходимость в буферном усилителе с низкими искажениями, способном работать с биполярными сигналами. Для этих целей можно использовать операционный усилитель или интегральный буфер, но для большей гибкости может оказаться полезной дискретная конструкция. Области применения включают буферные цепи для входов АЦП или выходов ЦАП, а также драйверы линий передачи сигналов звуковых частот.

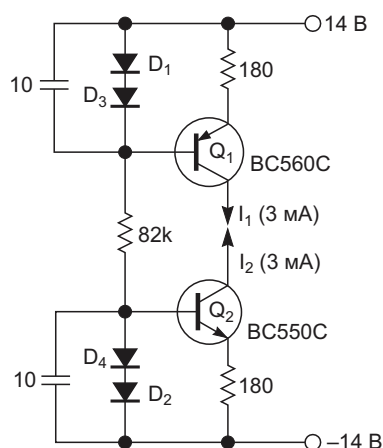


ПРИМЕЧАНИЕ:
ИСПОЛЬЗОВАТЬ R_{5A} ИЛИ R_{5B},
НО НЕ ОБА ОДНОВРЕМЕННО

Рисунок 1. Буфер обеспечивает единичное усиление, низкое выходное сопротивление и низкие искажения. Подробности об источниках тока в эмиттерах транзисторов см. на Рисунке 2.

Буфер, изображенный на Рисунке 1, обеспечивает единичное усиление, низкое выходное сопротивление и низкие искажения. В нем используются два эмиттерных повторителя, сконфигурированных как симметричные усилители класса А; обычные эмиттерные резисторы заменены источниками тока (Рисунок 2). Для получения наилучших результатов следует использовать комплементарные транзисторы Q₁ и Q₂ с одинаковыми, точно подобранными коэффициентами передачи тока (β).

Такая топология имеет преимущества перед обычным эмиттерным повторителем. В ней меньше четных гармоник и шумов, она обеспечивает низкие значения напряжения и



ПРИМЕЧАНИЕ:
D₁ и D₂ ДОЛЖНЫ НАХОДИТЬСЯ В ОДНОМ КОРПУСЕ
ДЛЯ ОТСЛЕЖИВАНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ДРУГ ДРУГА.
D₃ и D₄ ТАКЖЕ ДОЛЖНЫ НАХОДИТЬСЯ В ОДНОМ КОРПУСЕ.

Рисунок 2. Показаны детали источников тока, используемых в эмиттерах транзисторов на Рисунке 1.

тока смещения на входе и низкое напряжение смещения на выходе, а также отличается большим коэффициентом подавления пульсаций источника питания. Схема не требует температурной компенсации и стабильна по постоянному току. Как и в обычных повторителях напряжения, в ней есть только местная обратная связь. Такая схема выгодна в некоторых приложениях, где длинная цепь обратной связи может быть источником дополнительных искажений или неустойчивости.

Резисторы R_1 и R_2 суммируют напряжения двух выходов. Для подавления четных гармоник их сопротивления должны быть строго одинаковы. Предпочтительные устройства – например, металлопленочные или фольговые – должны быть стабильными, линейными и создавать низкий уровень шума.

Падение напряжения на резисторе R_1 равно напряжению база-эмиттер V_{BE} транзистора Q_1 , так что

$$R_1 = \frac{K \cdot V_{BE}}{I_1},$$

где K в диапазоне от 3 до 20.

Сопротивления резисторов R_2 и R_1 выбраны равными. Эти же резисторы обеспечивают устойчивость при работе на емкостную нагрузку, поэтому величина K зависит

от этой емкости. В эквивалентной схеме по переменному току эти резисторы оказываются соединенными параллельно, что обеспечивает низкое выходное сопротивление. Диод D_1 защищает эмиттерные переходы обоих транзисторов от повышенных входных напряжений. Если буфер используется в качестве выходного каскада, D_1 можно исключить.

Коэффициенты усиления двух транзисторов по постоянному току обычно не полностью совпадают, что приводит к появлению на выходе небольшого напряжения смещения. Обратите внимание на резисторы R_{5A} и R_{5B} , добавленные между базами и эмиттерами транзисторов в схеме на Рисунке 1 для компенсации этого смещения. Чтобы уменьшить выходное напряжение смещения практически до нуля, нужно добавить один резистор R_{5A} или R_{5B} , но не оба одновременно. В качестве примера предположим, что $\beta_2 > \beta_1$; тогда используется резистор R_{5B} . Если β больше у транзистора Q_1 , будет использоваться R_{5A} . Сопротивление резистора R_5 можно оценить с помощью следующей формулы:

$$R_5 = \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot V_{BE}}{I_1 \cdot (\beta_2 - \beta_1)},$$

где β_1 и β_2 – коэффициенты передачи тока транзисторов Q_1 и Q_2 , соответственно.

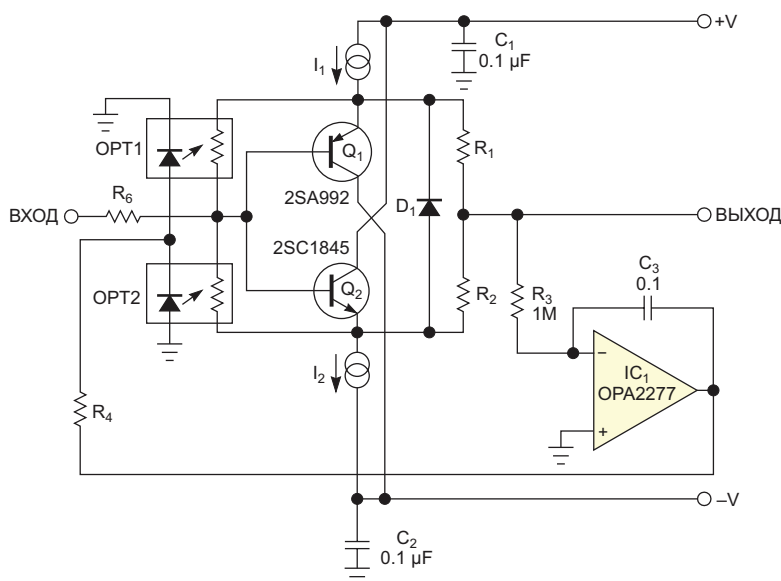


Рисунок 3. Эта схема, представляющая собой вариант схемы, показанной на Рисунке 1, автоматически поддерживает выходное напряжение близким к нулю.

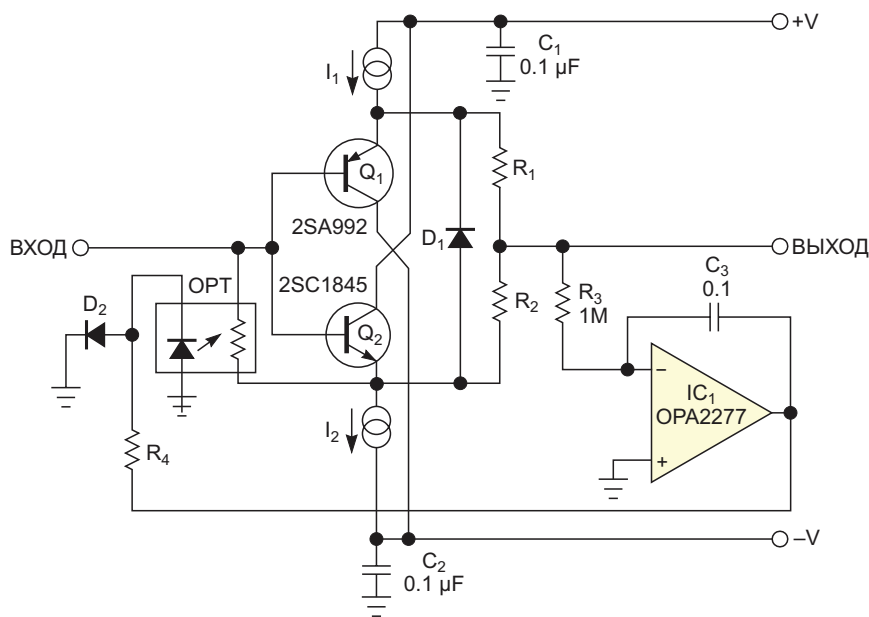


Рисунок 4. Если известно, какое значение бета больше, одно устройство можно заменить диодом D_2 .

Когда выход сбалансирован с помощью резистора R_5 , входной ток смещения также минимален, поскольку токи I_3 и I_4 компенсируют друг друга.

Схема на Рисунке 3, являющаяся вариантом схемы на Рисунке 1, автоматически поддерживает выходное напряжение близким к нулю. Интегратор на микросхеме IC_1 усредняет выходное напряжение, но не пропускает

переменную составляющую сигнала, поскольку действует как фильтр верхних частот; частота излома f_c его характеристики может быть рассчитана по формуле

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}.$$

В этой схеме частота f_c равна приблизительно 1.6 Гц.

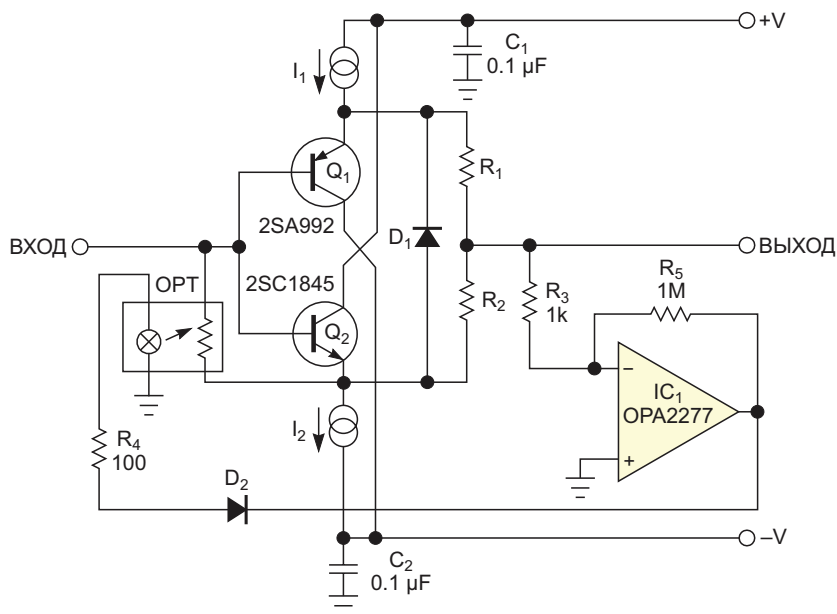


Рисунок 5. Можно использовать оптопару с лампой накаливания; в этом случае интегратор не нужен, так как его роль выполняет нить накала.

Выходной сигнал интегратора управляет оптопарой, в качестве выходного элемента которой используется фоторезистор. Этот резистор заменяет верхний и нижний резисторы R_5 . Схема на Рисунке 3 обеспечивает практически нулевое выходное напряжение смещения даже при подаче входного напряжения смещения, если оно не слишком велико. Операционный усилитель IC_1 должен иметь низкий уровень шума и низкие значения тока и напряжения смещения; кроме того, резистор R_3 и конденсатор C_3 должны быть высококачественными и стабильными устройствами.

В схеме на Рисунке 3 одна из оптопар всегда будет неактивна, но если заранее не знать, какое из двух значений бета больше, определить, какая оптопара не задействована, невозможно. Высококачественные фоторезисторные оптопары могут быть достаточно дорогими, поэтому, если известны значения бета транзисторов, одно из устройств можно заменить диодом D_2 , как показано на Рисунке 4. В этом варианте $\beta_2 > \beta_1$, поэтому фоторезистор шунтирует транзистор Q_2 .

Резистор R_4 также можно не использовать, если светодиоды оптопар выдерживают максимальный выходной ток интегратора.

Кстати, можно использовать оптопару с лампой накаливания; в этом случае интегратор не нужен, так как его роль выполняет нить накала. Тогда емкость интегрирующего конденсатора нужно увеличить до 1 мкФ, а сопротивление входного резистора уменьшить до 1 кОм (Рисунок 5). Последняя схема имеет низкий коэффициент усиления по постоянному току (по сравнению с интегратором), поэтому постоянное напряжение смещения на выходе может быть достаточно большим и составлять десятки милливольт. Диод D_2 предотвращает возможное «защелкивание» схемы. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet NEC 2SA992](#)
2. [Datasheet NEC 2SC1845](#)
3. [Datasheet Fairchild BC550C](#)
4. [Datasheet Fairchild BC560C](#)
5. [Datasheet Texas Instruments OPA2277](#)

Концевые выключатели для двигателя постоянного тока, управляемого H-мостом

Andreas Grün

EDN

Концевые выключатели используются для отключения двигателя при достижении им одного из двух крайних положений. Даже если двигатель управляется контроллером на основе микропроцессора, необходимо предусмотреть защитную блокировку для аппаратного отключения двигателя. Такая схема работает, запрещая движение в одном направлении, но разрешая движение в другом, когда двигатель выводится из конечного положения. На Рисунке 1 показана схема с механическими выключателями.

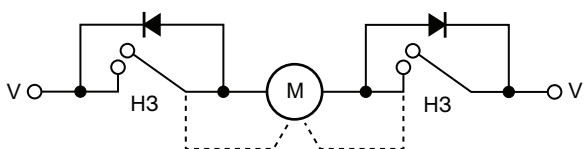


Рисунок 1. Эта схема работает, запрещая движение в одном направлении, но разрешая движение в другом, когда двигатель выводится из конечного положения

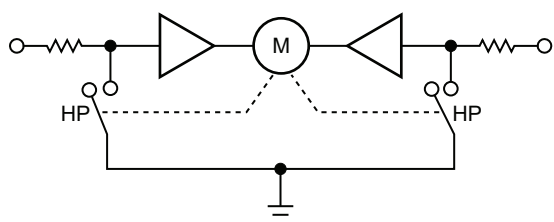


Рисунок 2. Эта схема закорачивает один вход H-моста на землю, так что движение возможно только в противоположном направлении при включении другого входа.

Однако в некоторых случаях этот древний механический подход может оказаться непригодным, поскольку ток двигателя может быть слишком большим, или в конструкции используются замыкающие выключатели или выключатели на основе фотобарьера.

Если для управления двигателем используется H-мост, то можно выполнить ту же операцию более универсальным способом. Схема на Рисунке 2 закорачивает один вход H-моста на землю, так что движение возмож-

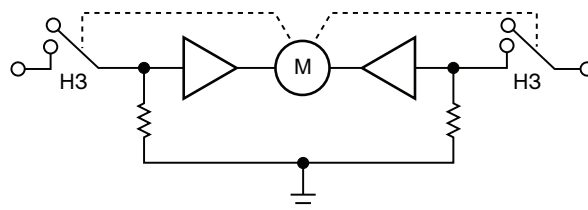


Рисунок 3. Эта схема разрывает соединение с управляющей схемой одного входа и с помощью подтягивающего резистора устанавливает на входе низкий уровень.

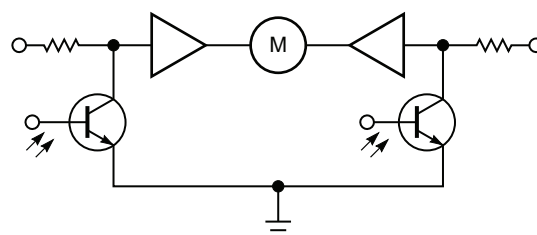


Рисунок 4. Это такая же схема, как на Рисунке 3, и она без изменений работает с фототранзисторами.

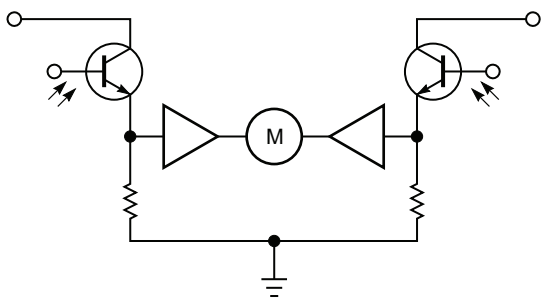


Рисунок 5. Эта схема аналогична схеме на Рисунке 4; сопротивления резисторов зависят от используемых компонентов.

но только в противоположном направлении при включении другого входа. Если в конечных положениях выключатели размыкаются, схема на Рисунке 3 разрывает соединение с управляющей схемой одного входа и с помощью подтягивающего резистора устанавливает на входе низкий уровень. Эта же схема без изменений работает с фототранзисторами (Рисунки 4 и 5). Сопротивления резисторов зависят от используемых компонентов; 10 кОм должны работать в большинстве конструкций. **РЛ**

Все, что нужно знать об использовании IGBT

Jinchang Zhou

Power Systems Design

В настоящее время большая часть новостей и дискуссий в полупроводниковой отрасли посвящена устройствам на основе новых материалов с широкой запрещенной зоной, таких как карбид кремния (SiC) и нитрид галлия (GaN).

Приложения средней и высокой мощности, в которых использовались IGBT, по-прежнему существуют, как и сами транзисторы. В этой статье мы подробно рассмотрим IGBT, а затем проанализируем существующие и новые топологии, для которых они подходят.

IGBT: физическая структура

IGBT – это полупроводниковый транзистор, или полупроводниковый переключатель, состоящий из четырех чередующихся слоев (p-n-p-n) полупроводникового материала (Рисунок 1). Когда к затвору устройства прикла-

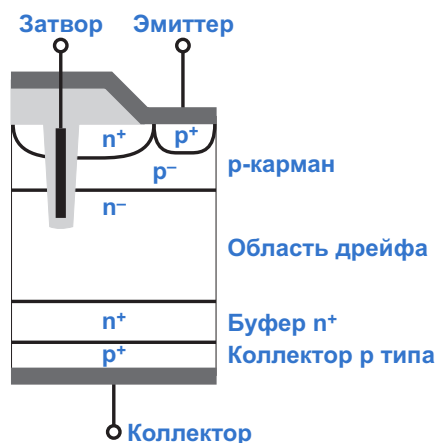


Рисунок 1. Конструкция IGBT с щелевой структурой.

дывается соответствующее напряжение, оно способно проводить ток; при снятии этого напряжения ток прекращается.

С момента своего появления IGBT оттачивались и совершенствовались, особенно в части снижения потерь на переключение, а также создания более тонких структур. В настоящее время в IGBT для подавления паразитных p-n-p характеристик прибора часто используется сочетание канавочной структуры затвора и слоя Field Stop. При этом снижаются потери на проводимость и напряжение насыщения, что дает такие преимущества, как повышение плотности мощности.

Примеры и технологии использования IGBT

IGBT используются в самых различных областях, включая солнечные инверторы, системы накопления энергии, источники бесперебойного питания (ИБП), приводы электродвигателей, зарядные устройства для электромобилей, промышленные сварочные аппараты, а также бытовые приборы. Часто топология выбирается специально для наилучшего соответствия требованиям конкретного приложения, поэтому мы сравним и рассмотрим несколько популярных приложений.

Промышленная сварка

В связи с необходимостью получения более качественных сварных швов возникает потребность в более точном управлении процессом сварки. По этой причине обычно используется инвертор, а не обычный сва-

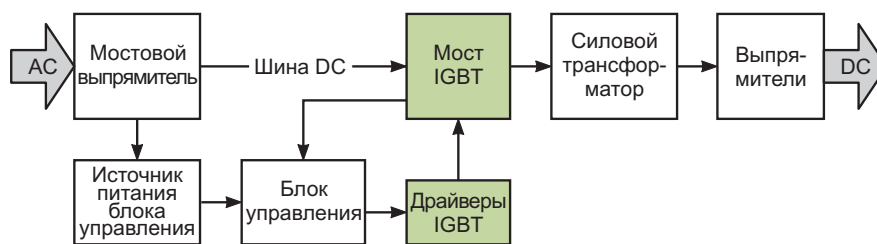


Рисунок 2. Структура типичного сварочного аппарата.

рочный трансформатор, так как постоянный выходной ток позволяет достичь необходимой точности.

В этом также есть аспект безопасности, поскольку постоянный ток обычно считается более безопасным. С точки зрения пользователя, инвертор меньше и легче трансформатора, поэтому сварочный аппарат более компактен и удобен в использовании.

В типичном сварочном аппарате напряжение сети переменного тока, одно- или трехфазное, выпрямляется для получения напряжения шины постоянного тока (Рисунок 2). Выпрямитель также питает небольшой преобразователь, вырабатывающий напряжение (напряжения), необходимое для блока управления. Напряжение шины постоянного тока питает инвертор, номинальное постоянное выходное напряжение которого обычно составляет около 30 В. Однако в процессе работы оно может увеличиваться вдвое при отсутствии нагрузки и снижаться почти до 0 В (фактически короткое замыкание) при зажиганиях сварочной дуги.

Для использования в инверторных сварочных аппаратах подходит ряд различных топологий. Однако наиболее распространены являются полномостовая, полумостовая и асимметричная топологии (Рисунок 3). В полномостовой и полумостовой топологиях

частота переключения составляет десятки килогерц, обычно в диапазоне 20 - 50 кГц. Коэффициент заполнения регулируется в зависимости от уровня нагрузки и выходного напряжения. С точки зрения схемы управления это, как правило, постоянный ток.

Промышленные приводы двигателей

Одним из наиболее распространенных промышленных приложений являются промышленные приводы двигателей, которые могут использоваться в робототехнике, крупногабаритном оборудовании и многих других областях, где требуется движение. Большинство приводов двигателей имеют полумостовую конфигурацию и частоту переключения от 2 кГц до 15 кГц. При этом выходное напряжение зависит от состояния переключателей и полярности тока (Рисунок 4).

Двигатели представляют собой индуктивную нагрузку, поэтому ток в них нарастает быстро. При протекании положительного тока ($I_G > 0$) транзистор верхнего плеча T_1 проводит ток, отдавая энергию в нагрузку (V_G). Однако если ток нагрузки I_G течет в противоположном направлении (отрицательной полярности), то через диод D_1 ток течет обратно, возвращая энергию в источник постоянного тока.

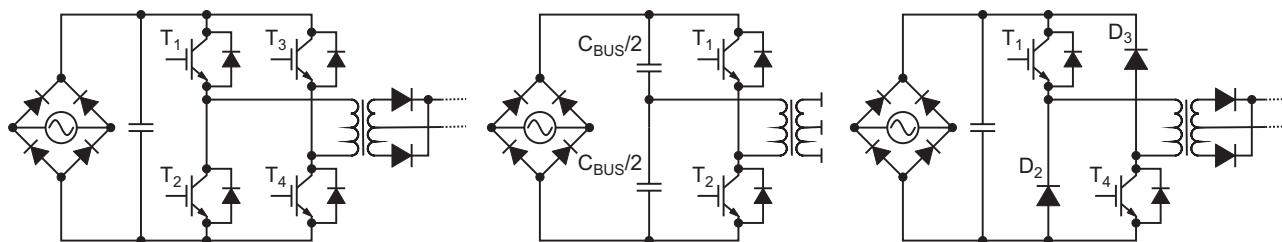


Рисунок 3. К распространенным топологиям относятся полномостовая, полумостовая и асимметричная.

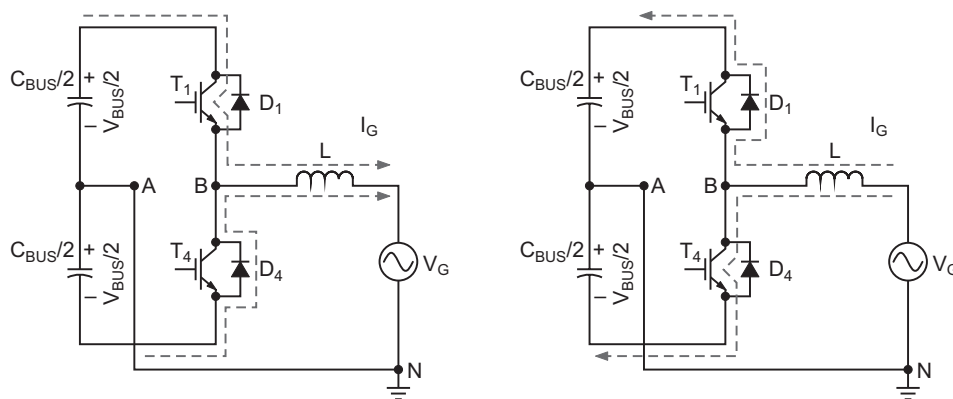


Рисунок 4. Полумостовая топология с указанием направлений протекания положительного и отрицательного выходного тока.

Если транзистор нижнего плеча T_4 проводит ток, а транзистор верхнего плеча T_1 закрыт, то к нагрузке прикладывается напряжение, равное $-V_{BUS}/2$, что уменьшает протекающий ток. Если I_G больше нуля, ток течет через диод D_4 , возвращая энергию в источник шины.

Современные индукционные плиты

В отличие от традиционных электрических нагревательных элементов, которые нагреваются и передают тепловую энергию кастрюле, в индукционной плите используется принцип возбуждения проволочной катушки, заставляющей ток циркулировать внутри основания кастрюли (Рисунок 5). Для того чтобы приготовление пищи на индукционной плите было возможным, дно кастрюли должно быть физически близко к катушке, и подходят для этого только определенные металлы – требуется материал с высокой магнитной проницаемостью.

В теории эта технология похожа на обычный силовой трансформатор, где катушка

является первичной обмоткой, а основание кастрюли – вторичной. Она также имеет много общего с современными технологиями беспроводной индуктивной зарядки.

Тепло, необходимое для нагрева кастрюли, выделяется за счет циркуляции вихревых токов в придонном слое кастрюли или, точнее, за счет сопротивления протеканию этих токов. С помощью индуктивной связи около 90% энергии передается на нагрев кастрюли. Типичная неиндукционная плита с гладкой поверхностью передает только около 70% энергии, поэтому потери снижаются в три раза.

Используемая топология не слишком отличается от схемы сварочного аппарата. Сетевое переменное напряжение выпрямляется для использования инвертором и небольшим вспомогательным источником питания контроллера. Инвертор генерирует ток в медной катушке, тем самым создавая электромагнитное поле, которое индуцирует вихревые токи в кастрюле. Количество выделяемого тепла равно электрическому сопротивлению

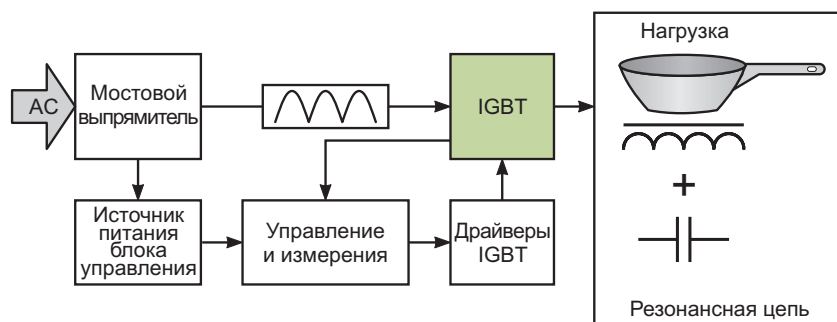


Рисунок 5. Функциональная схема типичной индукционной плиты.

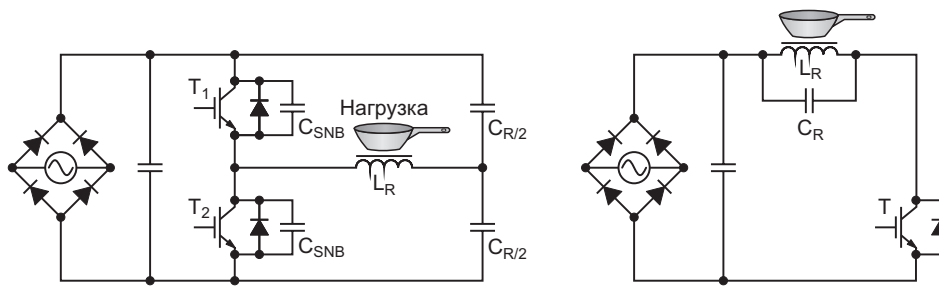


Рисунок 6. Типичные примеры резонансной полумостовой и квазирезонансной топологий.

дна кастрюли, умноженному на квадрат индуцированного тока – в соответствии с «законом Джоуля».

В отличие от сварочных аппаратов, в схеме управления индукционными плитами часто используется регулирование частоты. Несмотря на простоту такого подхода, проблема заключается в диапазоне частот, необходимых для управления выходной мощностью в широком диапазоне.

Резонансные преобразователи могут работать с высоким КПД даже на тех высоких частотах, которые требуются для индукционных печей. Поэтому в подобных приложениях обычно используются преобразователи на основе резонансных контуров, особенно резонансные полумостовые преобразователи и квазирезонансные инверторы (Рисунок 6). Преобразователи на основе резонансного полумоста особенно ценятся из-за широкого диапазона нагрузок, с которыми они могут работать. Часто для минимизации потерь мощности используются современные методы управления, такие как переключение при нулевом токе или переключение при нулевом напряжении.

Квазирезонансные преобразователи часто используются в маломощных индукционных плитах (пиковая мощность менее 2 Вт) благодаря низкой стоимости этой топологии.

Солнечный инвертор и ИБП

Использование полумостовой топологии в приложениях, требующих высокой частоты коммутации, сопряжено с рядом трудностей, в том числе:

- Возможно получение только двух выходных напряжений
- Коммутационные потери могут быть значительными

- Управление затвором может быть сложным
- Большая нагрузка на компоненты влияет на надежность
- Повышенные пульсации тока и электромагнитные излучения требуют серьезной фильтрации
- Несовместимость с высоковольтной шиной постоянного напряжения
- Тепловой расчет является нетривиальной задачей

В современных приложениях полумостовая топология заменяется в таких ключевых

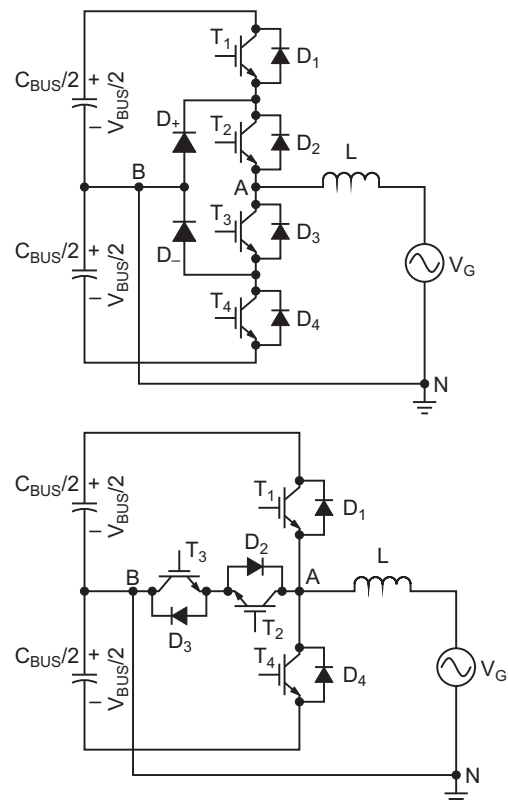


Рисунок 7. Трехуровневые топологии преобразователей I-Туре и T-Туре имеют ряд преимуществ перед полумостовой топологией.

областях применения, как источники бесперебойного питания и солнечные фотоэлектрические инверторы. Доминирующими становятся трехуровневые топологии, известные как I-Туре и Т-Туре (Рисунок 7).

Существует множество направлений совершенствования, включая снижение напряжения на активных компонентах, что уменьшает потери, снижает гармонические искажения и позволяет использовать компоненты меньшего размера. Самое главное, что эти топологии позволяют значительно снизить потери на переключение, обеспечивая КПД, достигающий 98% при высоких рабочих частотах от 16 до 40 кГц.

Взгляд в будущее...

Хотя некоторые считают IGBT «устаревшей» технологией, она продолжает играть важную роль в мощных (высоковольтных/сильноточных) приложениях. Технология IGBT продолжает развиваться: значения напряжения насыщения приближаются к 1 В, а совершенствование структур повышает плотность мощности и снижает потери.

Как всегда, при работе с IGBT разработчики должны полностью понимать требования приложения и выбирать соответствующую топологию, обеспечивающую наилучшие результаты и характеристики. **ПЛ**

Ближе к реальным аналоговым фильтрам

Bonnie Baker

EDN

Существуют две основные топологии фильтров, которые рассматривает каждый, кто начинает проектировать цепь обработки сигналов: топология с многопетлевой обратной связью (multiple-feedback, MFB) и топология Саллена-Ки. Но в чем их отличия и почему стоит предпочесть одну другой?

Фильтры MFB

Топология MFB (иногда называемая структурой с бесконечным усилением или структурой Рауха) часто предпочтительна, поскольку имеет низкую чувствительность к изменениям параметров усилителя, таких как коэффициент усиления без обратной связи или диапазон входных напряжений (Рисунок 1). Топология MFB образует фильтр второго порядка. Однокаскадный фильтр MFB (фильтр второго порядка) обеспечивает два

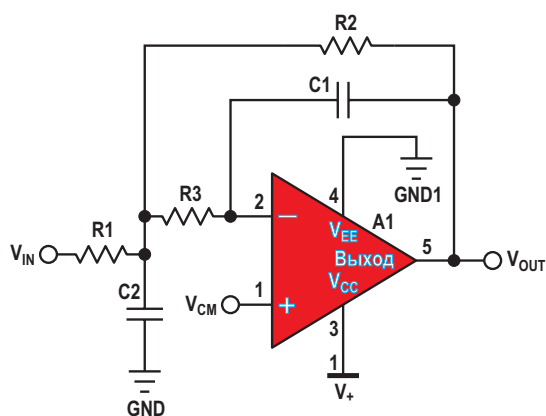


Рисунок 1. Фильтр MFB нижних частот второго порядка с однополярным питанием. Коэффициент усиления этой схемы равен $-R2/R1$; $V_{CM} = V_+/2$.

полюса и инвертирует сигнал. В схемах, где требуется четное число каскадов, например, в фильтрах четвертого или восьмого порядка, полярность выходного сигнала совпадает с полярностью входного. Фильтр шестого порядка, состоящий из трех каскадов MFB, трижды инвертирует сигнал, в результате чего после третьего каскада получается инвертированный выходной сигнал. В прикладной схеме эта инверсия может быть, а может и не быть проблемой, особенно при наличии дифференциальных входных/выходных каскадов.

Усиление схемы на Рисунке 1 отрицательное и равно отношению сопротивлений резисторов R2 и R1. Такая схема позволяет получать различные отрицательные коэффициенты усиления. В целом топология MFB обеспечивает низкую чувствительность к разбросу номиналов компонентов. Необходимое значение емкости конденсатора C1 в схеме MFB может быть довольно низким до тех, пока разработчик использует разумные номиналы резисторов. При этом следует помнить, что низкие емкости конденсаторов могут привести к значительным ошибкам из-за паразитных емкостей схемы и входной емкости усилителя.

Фильтры Саллена-Ки

Существуют случаи, когда топология Саллена-Ки является лучшим выбором (Рисунок 2). Однокаскадный фильтр Саллена-Ки также обеспечивает два полюса, но не инвертирует сигнал. Это может быть предпочтительнее, чем однокаскадный фильтр MFB, но это не единственное потенциальное преимущество. Как правило, топология Саллена-Ки лучше, если:

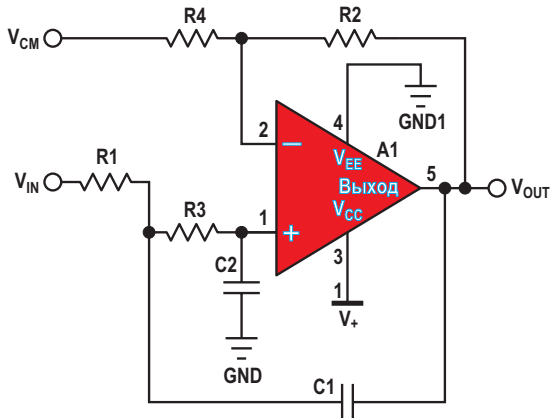


Рисунок 2. Фильтр Саллена-Ки второго порядка с двуполярным питанием. Коэффициент усиления этой схемы равен $1 + R2/R1$; $V_{CM} = V_+/2$.

1. важна точность коэффициента усиления и
2. необходим фильтр с единичным усилением и
3. требуется низкая добротность (например, меньше 3).

При единичном усилении топология Саллена-Ки имеет отличную точность усиления. Это объясняется тем, что операционный усилитель включен в конфигурации буфера с единичным усилением и большим коэффициентом усиления без обратной связи. Соответственно, коэффициент усиления не зависит от резисторов в схеме. В топологии MFB коэффициент усиления определяется отно-

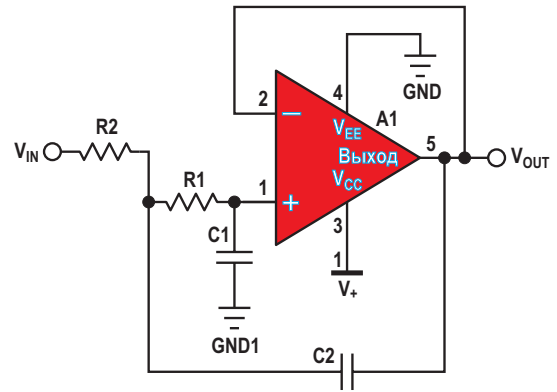


Рисунок 3. Фильтр нижних частот Саллена-Ки второго порядка с двуполярным питанием и единичным усилением. Коэффициент усиления этой схемы равен 1 В/В.

шением сопротивлений резисторов $R2/R1$ и погрешностями резисторов. Для топологии Саллена-Ки с единичным усилением также требуется меньше компонентов – два резистора вместо трех для MFB (Рисунок 3).

Кроме того, для схемы может потребоваться низкое значение добротности Q . Связь между Q и коэффициентом затухания имеет вид $Q = \frac{1}{2}\zeta$, где ζ – коэффициент затухания. Чем выше добротность, тем легче возникают колебания в схеме, особенно на частоте среза 3 дБ.

Топология Sallen-Key может быть предпочтительнее для низкодобротных каскадов низкочастотных фильтров.

Интересной задачей является выбор правильного усилителя для этих схем. Не так просто подобрать усилитель с произведением коэффициента усиления на полосу пропускания, в 100 раз превышающим частоту среза фильтра. Расчет полосы пропускания усилителя должен включать в себя учет изменения полосы пропускания усилителя и изменения номиналов пассивных компонентов во времени, и это лишь некоторые из факторов, которые необходимо принимать во внимание. **РЛ**

Как избежать некоторых распространенных проблем с сервосистемами

Barry Friedman

Machine Design

Несколько простых советов для разработчиков сервосистем, которые могут улучшить их характеристики и предотвратить дорогостоящие простои.

Чтобы помочь инженерам и группам разработчиков добиться наилучших характеристик систем автоматического регулирования, мы рассмотрим некоторые из наиболее неприятных проблем с сервоприводами и способы их предотвращения.

От контроллера до сервоусилителя

Расстояние между контроллером, формирующим команды движения, и сервоусилителем нередко достигает нескольких метров. Хотя при взгляде на типичную схему, показанную на Рисунке 1, это может показаться несущественным, в результате такого разнесения напряжение земли на контроллере движения зачастую отличается от напряжения на усилителе. Без надлежащей защиты эта разность напряжений, получившая название «синфазное напряжение» (V_{CM}), создает помехи аналоговому сигналу, идущему от контроллера к усилителю. Это, в свою очередь, приводит к неустойчивой работе сервопривода.

Устранить V_{CM} практически невозможно, но инженеры могут ограничить величину этого напряжения до приемлемого уровня. Прежде всего, необходимо убедиться, что контроллер движения и сервоусилитель соединены друг с другом и заземлены с помощью хорошего проводника. Станина машины, даже если она представляет собой

массивную глыбу чугуна, не является хорошим проводником. Краска и коррозия могут препятствовать хорошей проводимости. И сам чугун имеет относительно высокое сопротивление по сравнению с таким высококлассным проводником, как медь. Лучшим решением является использование экранированного кабеля, заземленного с обоих концов на корпус каждого устройства.

У сервоусилителя может быть два типа входов. Несимметричные входы показаны на схеме на Рисунке 1. Входы также могут дифференциальными; их работа зависит от напряжения между двумя входными клеммами, а не от напряжения между выводом и землей корпуса, которое очень чувствительно к V_{CM} .

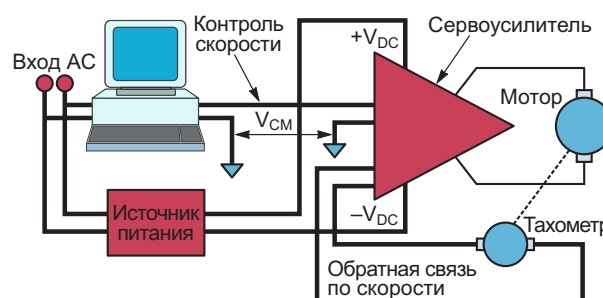


Рисунок 1. В этой схеме используется сервоусилитель, который может вносить погрешности в работу системы под воздействием синфазной помехи V_{CM} .

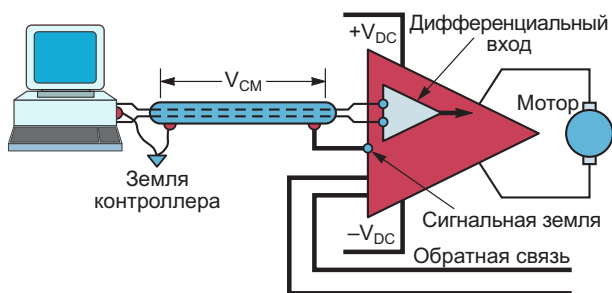


Рисунок 2. Сервоусилители с дифференциальными входами и высоким подавлением синфазных сигналов невосприимчивы к разности напряжений земли.

Однако даже сервопривод с дифференциальным входом (см. схему на Рисунке 2) нуждается в определенном уровне подавления синфазного сигнала (common mode rejection, CMR), поскольку обычно присутствует некоторое напряжение V_{CM} . Способность устройства подавлять V_{CM} определяется значением его CMR, обычно выражаемым в дБ. Как правило, в системах с надлежащим заземлением CMR составляет 60 дБ и более. Величина V_{CM} может находиться в диапазоне от нескольких милливольт до десятков вольт. Поэтому разработчики добавляют схемы, ослабляющие влияние напряжения V_{CM} .

Источник питания

Источник питания выпрямляет переменный ток, создавая напряжение постоянного тока. Чтобы обеспечить серводвигатель регулируемым питанием, это постоянное напряжение прерывается (модулируется) сервоусилителем с широтно-импульсной модуляцией. Однако частота прерывания (она же частота переключения) для современных сервоприводов обычно находится в диапазоне

от 15 до 100 кГц. Такие высокие частоты прерывания создают токи с большими скоростями нарастания.

В свою очередь, высокая скорость нарастания тока в сочетании с индуктивностью проводов длиной более 40 сантиметров может вызвать индуктивный выброс напряжения, достаточный для создания проблем усилителю. Для их решения инженеры добавляют на клеммы усилителя развязывающий конденсатор емкостью 500 мкФ (как показано на схеме на Рисунке 3). Этот конденсатор должен быть расположен как можно ближе к силовым полупроводникам сервоусилителя. Поэтому его следует подключать к клеммам усилителя, а не к клеммам источника питания.

Также крайне важно, чтобы технические специалисты соблюдали инструкции производителя сервопривода по заземлению.

Для минимизации помех, создаваемых одним усилителем другому, к каждому из них должны подводиться отдельные кабели питания (как в верхней схеме на Рисунке 4). Это связано с тем, что сервоусилители потребляют значительные токи – обычно от 20 до 50 А. Кроме того, эти токи представляют собой последовательности быстро нарастающих импульсов, которые могут создавать взаимные помехи между усилителями (перекрестные помехи). Эти перекрестные помехи, в свою очередь, часто ухудшают характеристики системы.

Поэтому при последовательном подключении усилителей к общей шине постоянного напряжения (как в нижней схеме на Рисунке 4) последующие усилители подвергаются всем возмущениям напряжения питания, создаваемым предыдущими усилителями.

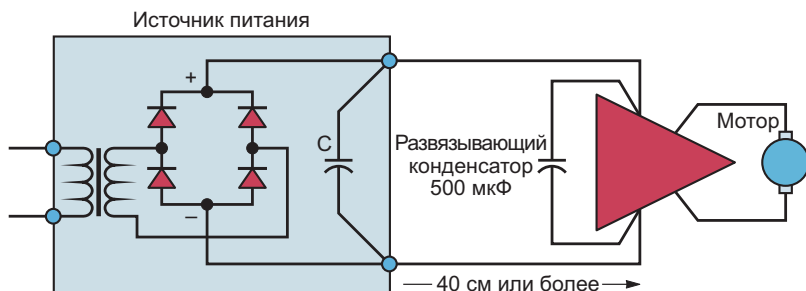


Рисунок 3. Если длина подводящих проводов сервоусилителя превышает 40 сантиметров, то даже при наличии конденсатора большой емкости в источнике питания часто требуется развязывающий конденсатор на самом сервоусилителе.

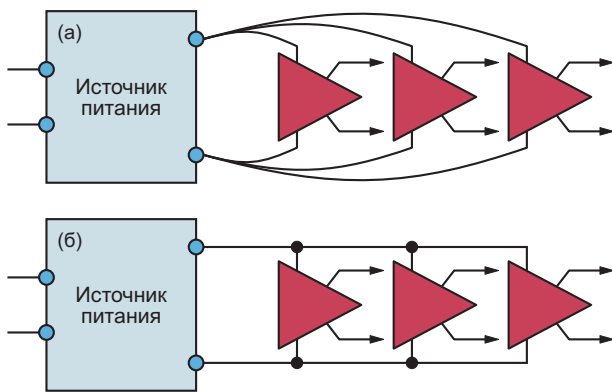


Рисунок 4. Для устранения перекрестных помех между усилителями необходимо использовать отдельные пары проводов от источника питания к каждому усилителю (верхняя схема), а не общую для всех усилителей шину питания (нижняя схема).

Земли станков

Чтобы немного сэкономить на проводах, может возникнуть соблазн использовать станину станка в качестве пути для обратного тока серводвигателей постоянного тока, особенно небольших. Однако станины машин обладают значительным сопротивлением, особенно если к сопротивлению добавляется краска и другие покрытия. Такое высокое сопротивление пути возврата увеличивает перекрестные помехи между усилителями, что приводит к нестабильной работе оборудования.

Мало того, большие токи, протекающие через механическую конструкцию, могут быть причиной более долгосрочных и менее очевидных проблем – гальванических эффектов (например, коррозии). Это может привести к серьезному повреждению механических соединений.

Решением проблемы является прокладка отдельного возвратного провода от каждого двигателя к его усилителю.

Провалы питания

В силу особенностей своего применения источники питания постоянного тока являются нестабилизированными, из-за чего их выходное напряжение изменяется при изменении входного переменного напряжения и мгновенной нагрузки. Поэтому крайне важно выбрать источник питания, способный подавать на усилитель полное номинальное

напряжение, когда входное переменное источника питания на 15% ниже номинального (общепринятый промышленный стандарт для допустимого спада напряжения), а сервопривод выдает номинальный пиковый крутящий момент на полной скорости. Как правило, пиковый ток сервоусилителя в два раза превышает его максимальный непрерывный выходной ток. Это наихудший сценарий, но обычно он находится в пределах допустимых режимов компонентов.

Хорошее эмпирическое правило состоит в том, чтобы выбрать источник питания, который в этих наихудших условиях может обеспечить напряжение на 10% больше номинального. Многие инженеры на собственном опыте убедились, что этот «запас» в 10% является разумной инвестицией.

Синдром циклов нагрузки

Из всех «подводных камней», с которыми сталкиваются инженеры при работе с сервоприводами, ни один не встречается чаще, чем синдром циклов нагрузки. Обычно в системах с большим разбросом нагрузок недооцениваются наихудшие значения скорости вращения и крутящего момента.

Например, на печатную плату, управляющую сверлильным станком, воздействует множество изменений между большими токами при быстром разгоне и торможении. Режимы работы при токах, которые можно считать «нормальными» (в данном примере это ток холостого хода), встречаются редко.

Поскольку тепловые постоянные времени силовых полупроводниковых приборов гораздо меньше, чем постоянные времени двигателей, для использования таких полупроводников требуются источники питания сервоприводов и усилителей, рассчитанные на непрерывные нагрузки, близкие к пиковым или равные им. Без этого, казалось бы, консервативного конструкторского решения полупроводниковые устройства могут преждевременно выйти из строя.

Намоточные станки, центрифуги и другие подобные высокоинерционные нагрузки набирают полную скорость вращения довольно долго, поэтому они потребляют большие токи в течение длительного времени. И здесь выбор сервопривода также должен быть обусловлен требованиями нестан-

дартного рабочего цикла, когда непрерывная номинальная мощность определяется крутящим моментом.

Рекуперативное торможение

Серводвигатели позволяют реализовать рекуперативное торможение – метод остановки нагрузки и экономии электроэнергии. Это относительно просто, поскольку сервомоторы могут работать как двигатель для ускорения и движения нагрузки или превращаться в генератор при замедлении. Тогда задача сервосистемы состоит в том, чтобы рассеять вновь генерируемую энергию.

Системы с батарейным питанием, такие как гольф-кары, вилочные погрузчики и транспортные средства с автоматическим управлением, часто проектируются так, чтобы возвращать энергию, полученную при движении транспортного средства, в его аккумулятор. Это увеличивает время работы оборудования между подзарядками.

Для сервоприводов, работающих от обычной сети переменного тока, наиболее попу-

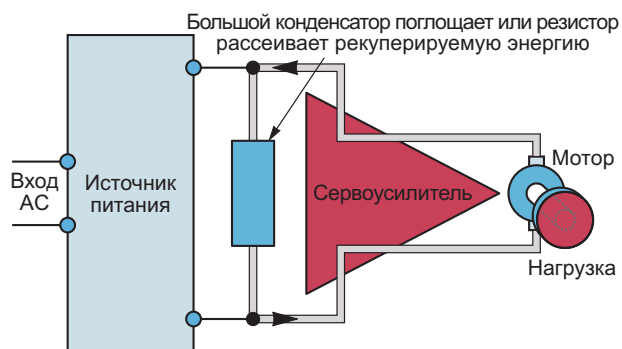
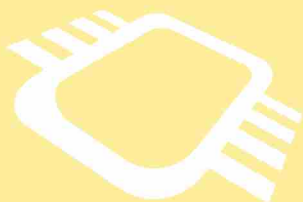


Рисунок 5. Здесь сервопривод становится рекуперативным тормозом, преобразующим кинетическую энергию в электрическую. Электричество через сервопривод передается в шину постоянного тока, где оно заряжает конденсатор.

лярными способами поглощения или рассеивания энергии являются:

1. Возврат энергии в конденсатор или резистор, подключенный параллельно шине постоянного тока между источником питания и усилителем (см. схему на Рисунке 5). Это наиболее распространенный метод, используемый в промышленности.

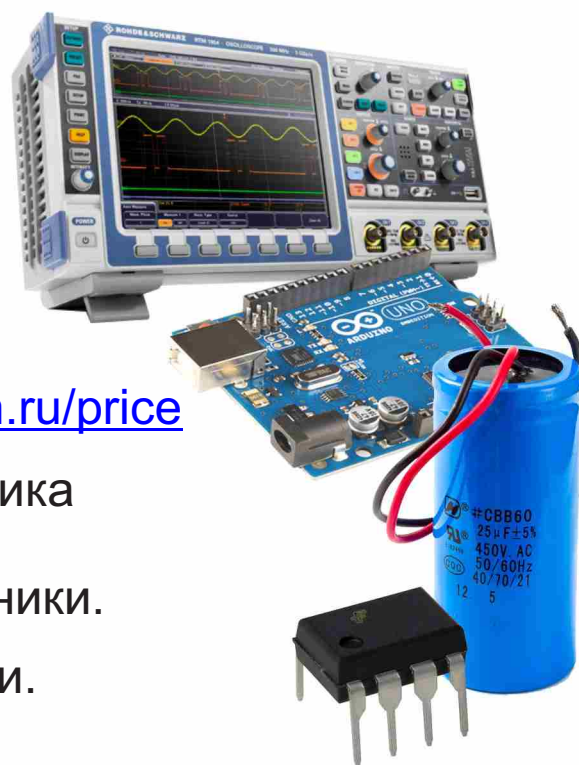


РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

www.rlocman.ru/price

Подберите оптимального поставщика электронных компонентов, измерительной и электронной техники.

Цены, условия поставки и доставки.



Приглашаем дистрибьюторов электронных компонентов и приборов

Но инженеры должны осознавать, что регенеративная энергия может быть источником пожарной опасности, если количество возвращаемой энергии больше, чем может выдержать конденсатор или резистор. А если кинетическая энергия, питающая систему рекуперативного торможения, будет слишком велика, конденсатор может перезарядиться и активировать защиту от перенапряжения, которая отключит сервоусилитель.

В этом случае двигатель и нагрузка перестанут управляться сервоусилителем, и будут вращаться по инерции до тех пор, пока кинетическую энергию не поглотит трение. Или, что более вероятно, двигатель и нагрузка врежутся в механические упоры и, возможно, повредят оборудование и станут причиной травм. Поэтому крайне важно обеспечить достаточную емкость конденсатора или мощность резистора.

Чтобы избежать этих угроз и отказаться от дорогостоящих и сложных схем, для управления нагрузкой следует использовать низковольтные серводвигатели. Двигатель должен питаться от низковольтного источника постоянного напряжения, а управляться высоковольтным сервоусилителем.

Кроме того, необходимо убедиться, что накопительный конденсатор и выпрямительные диоды имеют такие же допустимые напряжения, что и сервоусилитель. Например, 50-вольтный серводвигатель работает от обычного источника постоянного напряжения 55-60 В, но сервоусилитель и конденсатор должны быть рассчитаны на 180 В.

2. Использование дорогостоящего рекуперативного источника питания для возврата энергии в сеть переменного тока. Для приложений, требующих постоянного или частого замедления, использование этого метода может быть оправданным. **ПЛ**

Функциональный многофазный генератор с синтезом треугольного сигнала из синусоиды

Michael A. Shustov

EDN

Приведено описание четырехфазного RC-генератора колебаний синусоидальной и прямоугольной формы. Сигнал треугольной формы получают путем противофазного сложения полуволн синусоидальных сигналов, сдвинутых по фазе относительно друг друга на 90 градусов.

Ранее было показано, что при противофазном сложении выпрямленных двухполупериодными выпрямителями синусоидальных сигналов, сдвинутых относительно друг друга на 90 градусов, можно получить сигнал практически идеальной треугольной формы [1–5]. Математическое описание формы сигналов и схемы практической реализации таких генераторов приведены в работах [3–5].

Функциональные генераторы обычно состоят из генератора прямоугольных импульсов, формирователей сигналов треугольной и, затем, синусоидальной формы. Функциональный многофазный генератор работает по иному принципу: вначале используется перестраиваемый четырехфазный генератор сигналов синусоидальной формы. Затем сигналы синусоидальной формы при помощи компараторов преобразуются в сигналы прямоугольной формы. После этого сигналы синусоидальной формы четырех фаз поступают на выпрямитель – ключевые элементы, управляемые с выходов четырех компараторов. Выпрямленные сигналы смешиваются на сопротивлении нагрузки и формируют сигнал треугольной формы удвоенной частоты, Рисунок 1.

На Рисунке 2 показана электрическая схема четырехфазного генератора сигналов синусоидальной формы, работающего в диапазоне частот 50...500 Гц. Генератор выполнен на четырех операционных усилителях

DA1.1–DA1.4 микросхемы LM324. Потенциометр R2 подстраивают до получения устойчивых колебаний синусоидальной формы с минимальными искажениями. Частота генерации задается RC-цепочками C2-R8-R10.1, C3-R9-R10.2 и регулируется сдвоенным потенциометром R10.1, R10.2. С выходов операционных усилителей снимаются четырехфазные сигналы: 0, 90, 180 и 270 градусов.

Сигналы с выходов четырехфазного генератора, Рисунок 2, поступают на входы фор-

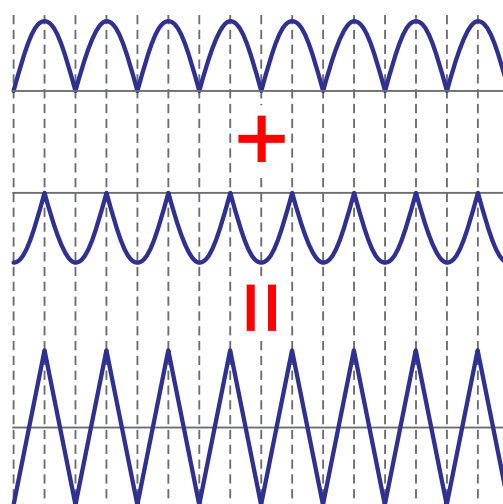


Рисунок 1. Синтез сигнала треугольной формы из суммы противофазных выпрямленных двухполупериодными выпрямителями сигналов синусоидальной формы, сдвинутых на 90 градусов.

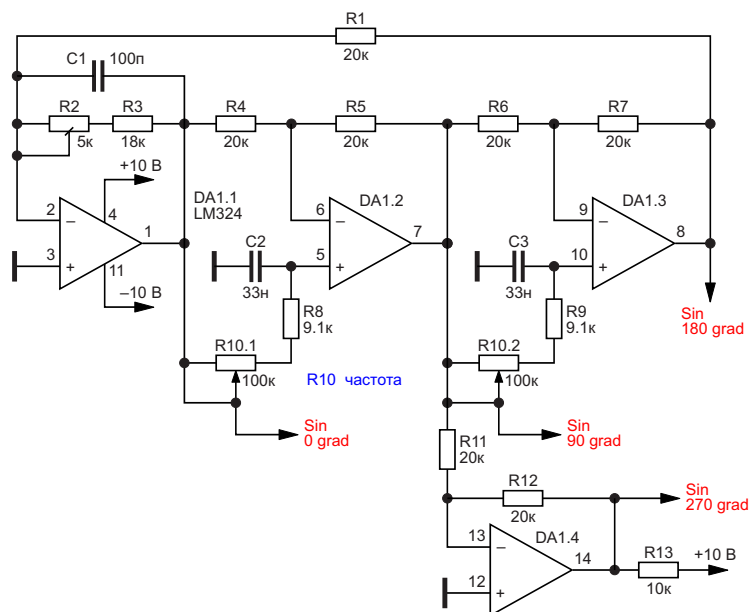


Рисунок 2. Четырехфазный генератор сигналов синусоидальной формы.

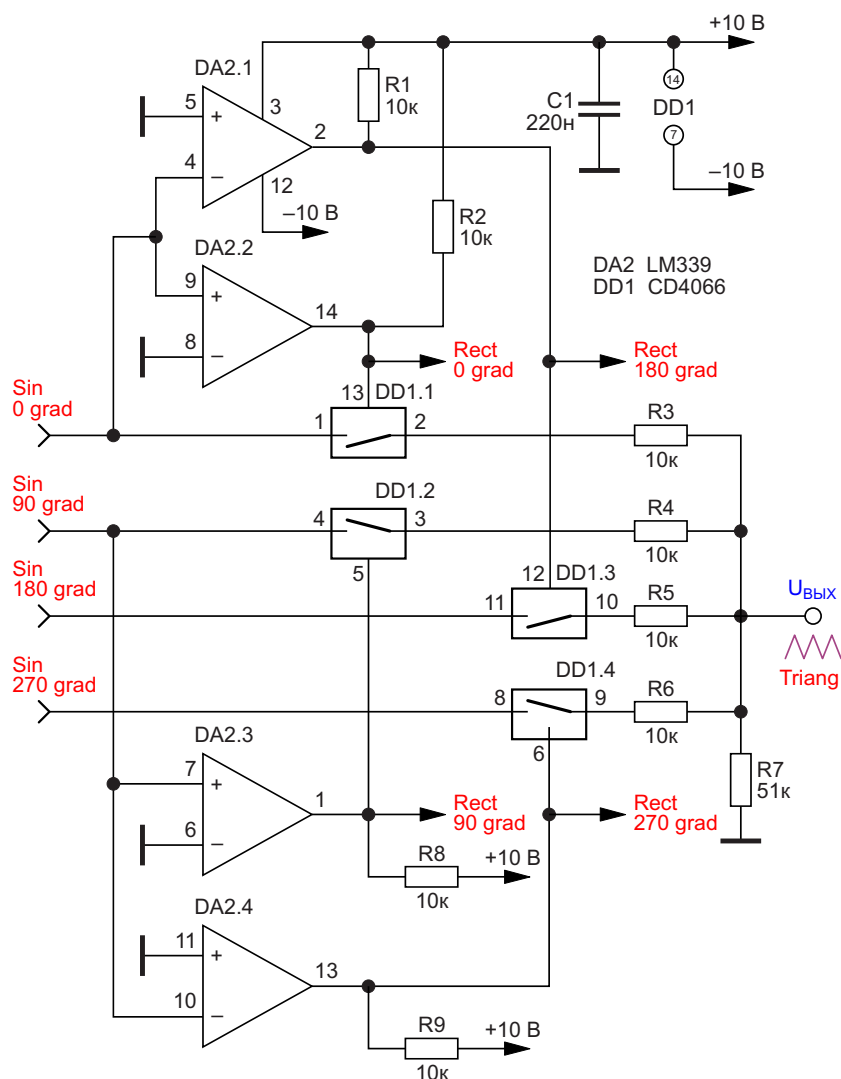


Рисунок 3. Формирователь четырехфазных сигналов прямоугольной формы и выпрямитель сигналов синусоидальной формы на основе аналоговых ключей, а также сумматор выпрямленных сигналов с получением на выходе устройства сигналов треугольной формы.

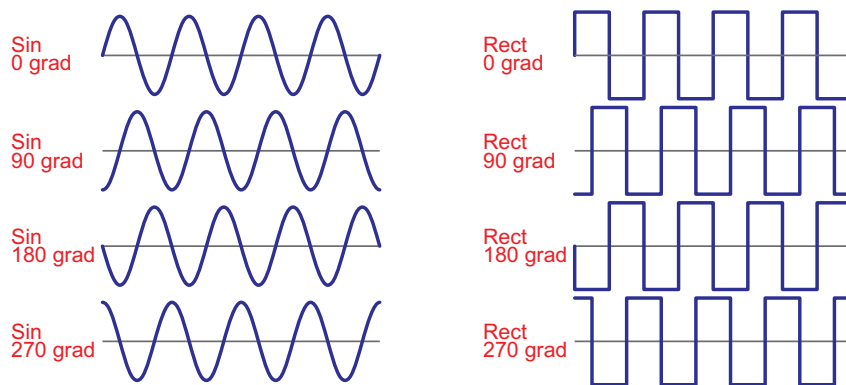


Рисунок 4. Форма четырехфазных сигналов на выходах генератора синусоидальных сигналов и выходах формирователей сигналов прямоугольной формы.

мирователей сигналов прямоугольной формы, Рисунок 3. Формирователи, Рисунок 3, содержат четыре компаратора DA2.1–DA2.4 микросхемы LM339. С выходов компараторов снимаются сигналы прямоугольной формы, имеющие сдвиг по фазе 0, 90, 180 и 270 градусов.

Одновременно сигналы с выходов компараторов DA2.1–DA2.4, Рисунок 3, поступают на управляющие входы четырех аналоговых коммутаторов DD1.1–DD1.4 микросхемы CD4066 (см. примечание в конце статьи). На входы ключей аналоговых коммутаторов подаются сигналы от генератора синусоидальных сигналов. С выходов ключей выпрямленные сигналы поступают на резистивный сумматор R3–R7. Аналоговые ключи DD1.1–DD1.4 коммутируются сигналами компараторов DA2.1–DA2.4 таким образом,

что на выходах ключей формируются противофазные двухполупериодные выпрямленные сигналы со сдвигом по фазе 90 градусов. Это позволяет реализовать на выходе устройства сигнал треугольной формы удвоенной относительно задающего генератора частоты (100...1000 Гц), Рисунок 1.

На Рисунке 4 показана форма сигналов синусоидальной и прямоугольной формы, снимаемых с выходов генератора и компараторов.

На Рисунке 5 показано, как могла бы выглядеть цоколевка микросхемы четырехфазного функционального генератора и приведена схема ее включения с использованием минимального количества навесных элементов. Необходимость корректировки сопротивления подстроечного резистора R2 (Рисунок 2) может потребовать использования дополнительных двух выводов микросхемы.

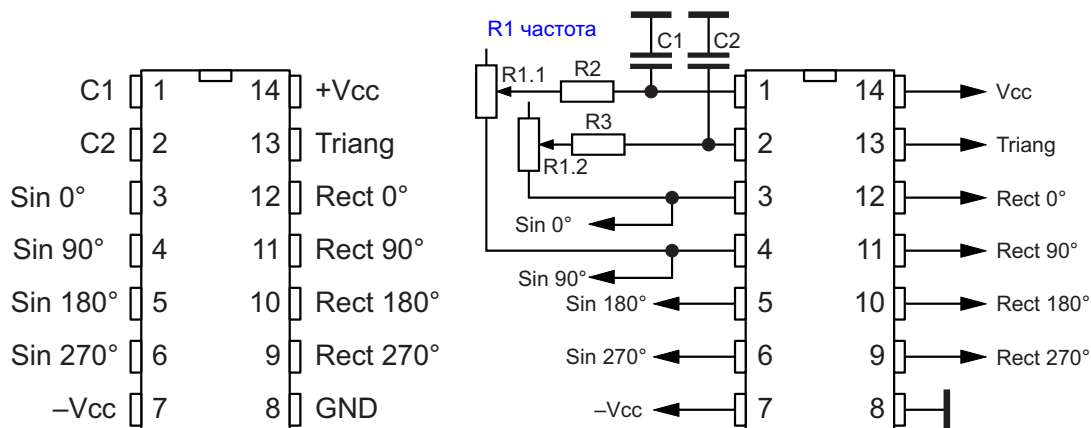


Рисунок 5. Возможная цоколевка микросхемы четырехфазного функционального генератора и схема ее включения.

Примечание

В ходе обсуждения статьи на форуме EDN было обращено внимание на то, что на управляющие входы микросхемы DD1 CD4066 с выходов компараторов микросхемы DD2 LM339 поступают сигналы напряжением -10 В , что может по мнению критиков повредить выходные транзисторы компараторов DA2 или входы ключей микросхемы DD1. Следует отметить, что входные цепи КМОП-микросхем CD4000 (и им подобных) защищены токоограничивающим резистором и диодами, ограничивающими напряжение на входах логических элементов от -0.7 В до $+E_{\text{пит}}$. Тем не менее, для гарантированной защиты микросхем между выходами компараторов микросхемы DA2 и управляющими входами микросхемы DD1 можно включить дополнительные токоограничивающие резисторы, либо диоды, например, 1N4148, катодами к управляющим входам ключей микросхемы DD1. Между входами ключей и общей шиной

следует включить резисторы сопротивлением порядка 100 кОм . [РЛ](#)

Литература

1. Шустов М.А. Аддитивный формирователь сигнала треугольной формы // Радиотехника, 2003, № 1, С. 95–96.
2. Шустов М.А. Схемотехника. 500 устройств на аналоговых микросхемах, Санкт-Петербург: Наука и Техника, 2013, 352 с.
3. Shustov M.A., Shustov A.M. Electronic Circuits for All, London: Elektor International Media BV, 2017, 397 p.; Elektronika za sve: Priručnik praktične elektronike, Niš: Agencija EHO, 2017; 2018, 392 St. (Serbia).
4. Shustov M.A., Shustov A.M. [Simple functional generator](#) // Elektor, May 16, 2018.
5. Shustov M.A., Shustov A.M. Simple Function Generator. With reverse-order signal creation // Elektor, 2020, V. 46, № 7–8 (502), P. 20–23.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4066B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM324](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)

Датчик температуры Кельвина с чувствительностью 1 кГц на градус

Stephen Woodward

EDN

Давным-давно в далекой-далекой галактике (на самом деле, в той же самой галактике, но Млечный Путь движется, поэтому, по логике вещей, он должен быть далеко от того места, где был тогда) я набросал простую схему усилителя со связью по постоянному току, которая, как мне казалось (по моей юношеской наивности), выглядела очень круто. Смотрите Рисунок 1.

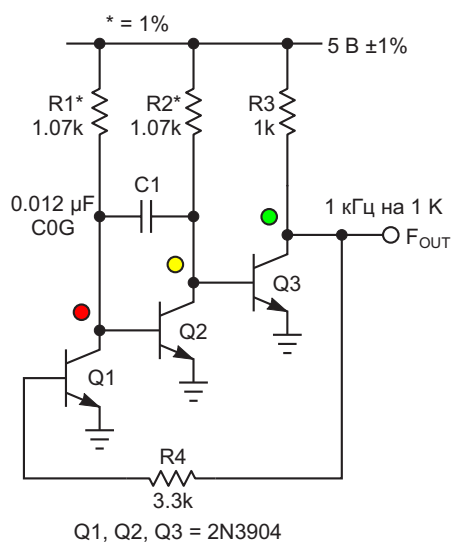


Рисунок 1. Как генератор (чувствительный к температуре) эта схема намного лучше, чем усилитель.

Смещение транзистора выбрано таким, чтобы при 300 К выполнялось соотношение

$$\frac{d(V_{ON} - V_{SAT})}{dT} = \frac{1}{300}$$

где

V_{ON} – напряжение на коллекторе открытого транзистора,

V_{SAT} – напряжение насыщения транзистора.

Схема состоит из трех усилителей с общим эмиттером с непосредственными связями (Q1-Q3), имеет общее усиление около 120 дБ (β^3) и охвачена отрицательной обратной связью от Q3 к Q1. Конденсатор C1 предназначен для создания одного доминирующего полюса, ограничивающего полосу пропускания контура регулирования и способствующего улучшению устойчивости.

Мне не терпелось включить его и посмотреть, как он работает. Но это был не усилитель.

Сказать, что он «упорно генерировал», было бы очень сильным преуменьшением. Фактически емкость «подавителя колебаний» C1 можно было увеличивать неограниченно, но амплитуда колебаний не уменьшалась ни на йоту. Частота колебаний снижалась (обратно пропорционально емкости C1), но амплитуда колебаний упрямо оставалась неизменной. Из Рисунка 2 видно, почему.

Соединение коллекторов Q1 и Q2 конденсатором C1 эффективно шунтирует инверти-

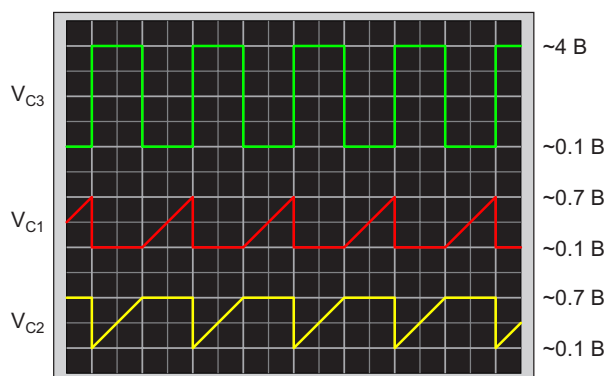


Рисунок 2. Шунтируя транзистор Q2, конденсатор C1 обеспечивает положительную обратную связь, вызывающую колебания, что подтверждается осциллограммами напряжений на коллекторах.

рующий каскад на транзисторе Q2, делая результирующую полярность обратной связи между Q1 и Q3 положительной, а не отрицательной, как я предполагал изначально. Таким образом, С1 гарантирует колебания, а не предотвращает их!

Четырехшаговая последовательность каждого цикла колебаний получилась следующей:

1. V_{C3} : Цикл колебаний начинается с выключения транзистора Q3 (зеленая осциллограмма) и увеличения напряжения V_{C3} на его коллекторе примерно до 4 В.
2. V_{C1} : При этом включается транзистор Q1, напряжение V_{C1} на его коллекторе изменяется с $V_{ON} = 700$ мВ до $V_{SAT} = 100$ мВ (красная осциллограмма), и транзистор Q2 закрывается.
3. V_{C2} : Одновременно изменение напряжения $V_{ON} - V_{SAT} = 600$ мВ через конденсатор С1 передается с коллектора Q2 на Q1 (желтая осциллограмма), удерживая транзистор Q3 выключенным. Это состояние сохраняется до тех пор, пока напряжение V_{C2} не вернется к уровню V_{ON} транзистора Q3, и уровень V_{C3} не станет низким (зеленая осциллограмма).
4. В результате транзистор Q1 закрывается, позволяя напряжению V_{C1} (красная осциллограмма) увеличить напряжение на левой обкладке конденсатора С1 до уровня V_{ON} . Тогда Q2 включается, напряжение на его коллекторе уменьшается до значения V_{SAT} (желтая осциллограмма), Q3 закрывается, напряжение V_{C3} возвращается к уровню 4 В (зеленая осциллограмма), и начинается следующий цикл колебаний с шага 1.

Особый интерес представляет тот факт, что период колебаний T равен сумме времени линейного изменения напряжения V_{C1} на коллекторе Q1 (T_1) и времени линейного изменения напряжения V_{C2} на коллекторе Q2 (T_2), а частота колебаний равна обратной величине этой суммы.

$$T_1 = T_2 = T,$$

$$T = \frac{R_1 C_1 (V_{ON} - V_{SAT})}{5 - \frac{V_{ON} + V_{SAT}}{2}} + T_D,$$

$$F_{OUT} = \frac{1}{2T + 2T_D},$$

где T_D – времена задержки транзисторов.

Изучение технического описания 2N3904 показывает, что напряжение насыщения $V_{SAT} = 100$ мВ и не зависит от температуры и тока коллектора (вплоть до тока порядка 10 мА), а V_{ON} изменяется с предсказуемой скоростью в зависимости как от температуры, так и от тока. При тщательном выборе тока смещения в полезном диапазоне температур может быть достигнута температурная характеристика, близкая к $F_{OUT} = 1000 T_{ABS} = 1$ кГц/К. (T_{ABS} – абсолютная температура). При показанных на Рисунке 1 номиналах компонентов рабочий диапазон схемы составляет от 270 К до 330 К или от -3 °С до $+57$ °С, что показано как полученный отклик (красная осциллограмма) на Рисунке 3 в сравнении с идеальным значением 1 кГц/К (синяя осциллограмма).

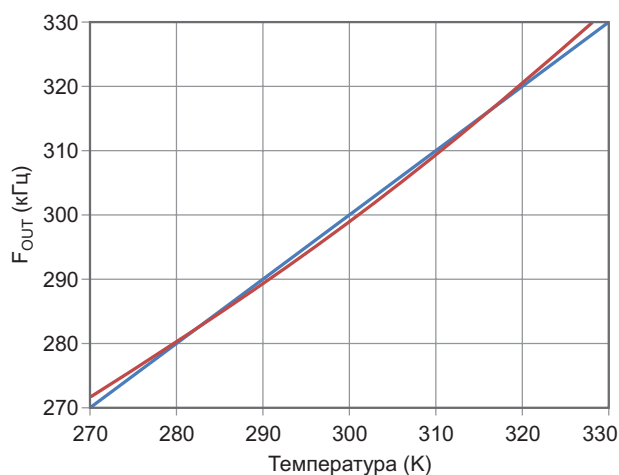


Рисунок 3. Зависимость выходной частоты схемы Рисунок 1 от абсолютной температуры T_{ABS} . $F_{OUT} = 1$ кГц ($T_{ABS} \pm 2$ К).

Таким образом, из схемы на Рисунке 1 вместо усилителя получилась основа для интересного цифрового датчика температуры.

Далее следует несколько заключительных комментариев.

Саморазогрев

Для всех активных датчиков температуры характерна ошибка саморазогрева. Транзистор 2N3904 в корпусе TO-92 нагревается примерно на 200 °С/Вт = 0.2 К/мВт в неподвижном воздухе (это худший случай, в движущемся воздухе – меньше). Q3 рассеивает менее 2 мВт, а Q2 открыт настолько малую часть цикла, что его тепловыделение и повышение температуры можно не учитывать.

Q3 вносит вклад в разогрев в течение половины периода колебаний, поэтому общая максимальная ошибка саморазогрева схемы на Рисунке 1 составляет $1 \text{ кГц} \approx 0.2/2 \approx 100 \text{ Гц} = 0.1 \text{ К}$. Это приемлемо для большинства приложений (следует, однако, учитывать, что транзисторы Q2 и Q3 должны быть хорошо изолированы от тепла, выделяемого резисторами, рассеивающими порядка 65 мВт).

Стоимость/характеристики

Сравнение цены и характеристик схем на дискретных элементах с конкурирующими микросхемами редко бывает удачным для устройства с большим количеством компо-

нентов, но со схемой на Рисунке 1 все не так плохо. По точности ($\pm 2^\circ$ в полезном диапазоне температур) и разрешению (например, порядка 16 бит для интервала счета в $\frac{1}{4}$ секунды) она не уступает типичным цифровым микросхемам измерителей температуры (например, TMP125), равно как и по стоимости компонентов (приблизительно \$2).

С учётом всех обстоятельств, это было очень хорошее утешение после разочарования от неудачной конструкции усилителя. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild 2N3904](#)

Коммутаторы с однокнопочным управлением

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены схемы несложных коммутаторов с управлением одной кнопкой. Коммутаторы выполнены на двух КМОП- или ТТЛ-элементах «НЕ» и имеют по два выхода, уровни логических сигналов на которых переключается как 0/1 и 1/0.

Однокнопочные переключатели уровней выходных сигналов широко используют в технике управления различными радиоэлектронными устройствами.

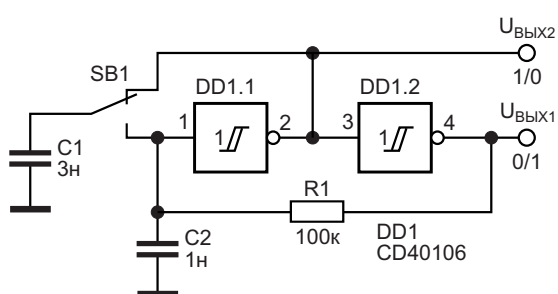


Рисунок 1. Коммутатор с однокнопочным управлением на микросхеме CD40106.

На Рисунке 1 приведена схема одного из подобных устройств. В исходном состоянии при включении устройства на входе логического элемента DD1.1 микросхемы CD40106 присутствует напряжение логического нуля. Соответственно, на выходе этого элемента $U_{\text{ВЫХ2}}$ напряжение близко к напряжению питания устройства. Конденсатор C1 через контакты кнопки SB1 заряжен до этого напряжения. На выходе второго элемента DD1.2 $U_{\text{ВЫХ1}}$ присутствует напряжение логического нуля.

При нажатии на кнопку SB1 заряженный конденсатор C1 подключается к входу логического элемента DD1.1, переключая его состояние. Соответственно, переключается и уровень напряжения на выходах $U_{\text{ВЫХ1}}$ и $U_{\text{ВЫХ2}}$. Напряжение высокого уровня с выхода

логического элемента DD1.2 через резистор R1 поступает на вход логического элемента DD1.1, защелкивая его состояние.

Поскольку сейчас на выходе логического элемента DD1.1 присутствует напряжение, близкое к нулю, конденсатор C1 разряжен. При повторном нажатии на кнопку SB1 этот конденсатор подсоединяется к входу логического элемента DD1.1, элемент переключится, схема вернется в исходное выключенное состояние.

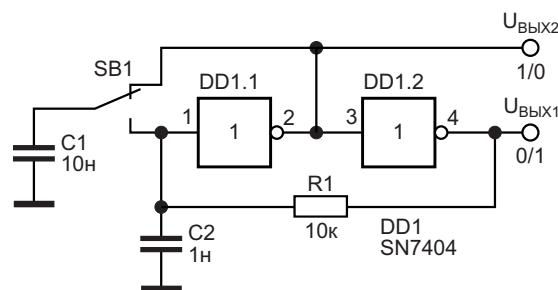


Рисунок 2. Коммутатор с однокнопочным управлением на микросхеме SN7404.

На Рисунке 2 показана схема подобного устройства, выполненного на микросхеме DD1 SN7404.

Напряжение питания коммутаторов на КМОП-элементах может находиться в пределах от 5 до 15 В, для ТТЛ-элементов – 5 В. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN7404](#)

Приборы для работы с УФ излучением

Александр Корнеев

В статье рассмотрены два прибора для работы с УФ излучением. Первый прибор предназначен для дезинфекции воды, а второй – для дистанционного мониторинга УФ индекса.

Водородный очиститель воды с УФ облучением

В последнее время большую популярность приобрели водородный и ультрафиолетовый методы очистки воды. Эти методы обеззараживания не требуют использования реагентов, поэтому не меняют химических свойств воды. Вода с водородом обладает ярко выраженными терапевтическими свойствами, которые подтверждены многочисленными научными исследованиями на человеке и животных. По поводу воды, обогащенной водородом, и по вопросам терапии молекулярным водородом и изучению влияния водородной воды на организм человека опубликовано более 1500 исследований по всему миру, включая Японию, Корею, Китай, Сербию, США, Мексику, Германию, Словакию. Сам по себе молекулярный водород (H_2), или двухатомный водород, представляет собой газ без вкуса и запаха. Поэтому водородная вода, насыщенная таким водородом, также не имеет какого-либо запаха. Мало того, химически водород абсолютно инертен. То есть он не вступает в реакцию с другими химическими элементами, а если и вступает, то только при высокой температуре или при высоком давлении. Как доказали научные эксперименты, молекула водорода обладает высоким биохимическим потенциалом, то есть влиянием на биологические и биохимические

процессы в нашем теле. Сегодня, судя по исследованиям, более 30% населения Японии и более 20% населения Южной Кореи регулярно употребляют водородную воду. Они употребляют как упакованную водородную воду, так и воду, обогащенную домашними генераторами водорода. Именно благодаря этим странам и началось триумфальное шествие и распространение водородной воды и водородной терапии по всему миру.

Для улучшения свойств водородной воды можно применить дополнительную её очистку, а именно, ультрафиолетовую очистку. Ультрафиолетовая очистка воды – это инновационный метод очистки с помощью ультрафиолетовых волн средней длины 250-270 нм. Принцип работы следующий: ультрафиолетовый облучатель излучает волны, которые проникают через толщу воды, разрушая бактерии, вирусы и патогенные микроорганизмы на уровне ДНК, при этом достигается очень высокое качество обеззараживания. Ультрафиолетовое излучение убивает до 99.9% вредных бактерий и микроорганизмов, в том числе, возбудителей холеры, гепатита, тифа и дизентерии.

Вниманию радиолюбителей предлагается установка очистки воды с применением «покупного» водородного генератора, например H_2 SMART 3000, и самодельного УФ облучателя.

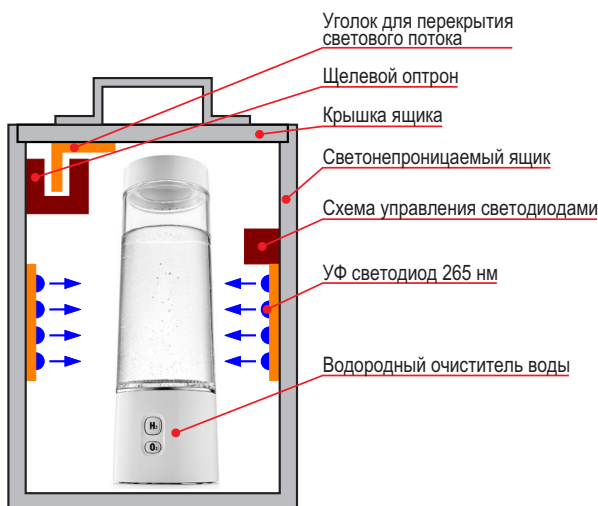


Рисунок 1. Примерная конструкция УФ очистителя воды.

Примерная конструкция очистителя изображена на Рисунке 1. Конструкция может быть иной, например, вместо ящика можно использовать обычную кастрюлю или какую либо иную подходящую ёмкость или коробку, то есть всё зависит от фантазии автора.

Схема управления УФ светодиодами изображена на Рисунке 2. Схема основана на УФ светодиодах UVCLEAN265FW-5 с рабочей волной излучения 265 нм, током стабилизации 180 мА и падением напряжения 6 В. Для стабилизации тока светодиодов используется

токовое зеркало DD311 (DA1, DA2) со 100-кратным умножением входного тока управления. Для задания входного тока токового зеркала используется источники тока на диодных 1N5304 (VD2, VD3) [1] с номинальным током стабилизации 1.8 мА. Соответственно, номинальный выходной ток токового зеркала составит 180 мА – значение, необходимое для корректной работы применяемых в устройстве УФ светодиодов. Для предотвращения вредного воздействия коротковолнового УФ излучения на глаза человека – конъюнктиву, роговицу, хрусталик и сетчатку используется простейшая автоматика для выключения излучателя при открытии крышки ящика. Хотя наиболее простой способ извлечения очищенной воды – это отключение питания УФ облучателя, но человек может об этом забыть, поэтому, всё-таки, лучше применить автоматическое отключение излучателя. Для этой цели выбран щелевой оптрон ВР1-3С1-07-С (VU1). На крышке ящика прикреплён уголок (см. Рисунок 1), который при закрытой крышке ящика преграждает световой поток от светодиода оптрона к фототранзистору; соответственно, фототранзистор закрыт, и на входах управления EN (вывод 5) токовых зеркал DA1 и DA2 «присутствует» логическая единица с уровнем 15 В, вследствие чего токовый выход (вы-

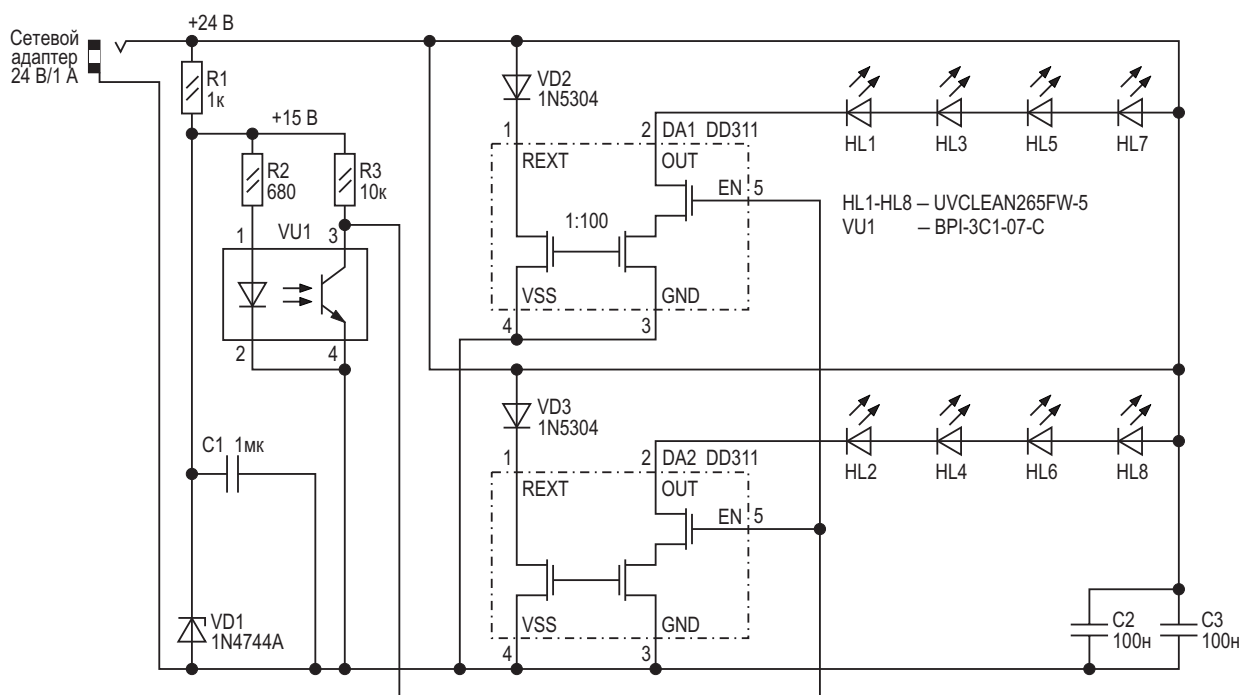


Рисунок 2. Схема управления УФ светодиодами.

вод 2) открыт. При открытии крышки и, соответственно, удаления уголка, преграждающего световой поток, транзистор оптрона открывается. На входах EN токовых зеркал появляется логический ноль, который отключает выходной токовый вывод от светодиодов.

В заключение следует отметить, что такой прибор для дезинфекции воды можно использовать и в других приложениях. Например, для дезинфекции продуктов в холодильнике. В этом случае отключение УФ облучателя происходит при открытии двери холодильника с помощью фототранзистора (можно использовать для этих целей и тривиальный оптрон), расположенного около лампочки подсветки, которая включается при открытии холодильника. Питание УФ облучателя производится также от этой лампочки, при этом плата сетевого адаптера помещается в корпус УФ излучателя. Также в УФ облучателе можно применять более мощные УФ светодиоды с током стабилизации до 1 ампера. Максимальный выходной ток токового зеркала DD311 составляет 1 ампер.

Дистанционный мониторинг УФ индекса

Как было сказано выше, интенсивное УФ излучение неблагоприятно влияет на глаза человека, но не только на глаза, оно также влияет и на кожу человека, и на иммунную систему. Умеренное количество ультрафиолета даже полезно, оно способствует выработке витамина D, который препятствует развитию рахита и остеопороза. Но избыточные

дозы ультрафиолетового излучения могут привести к острым и хроническим заболеваниям кожи, глаз и иммунной системы. К наиболее тяжелым последствиям относятся онкологические заболевания кожи и катаракта. Следует также отметить, что избыточное облучение ультрафиолетом имеет свойство накапливаться, и последствия могут проявиться через годы или даже десятки лет. Поэтому весьма актуальным является контроль интенсивности УФ излучения.

Для оценки степени опасности УФ излучения международными организациями введено понятие УФ индекса (УФИ или UVI) [2]. УФ индекс – это показатель, характеризующий уровень ультрафиолетового излучения, который принимает значения от нуля и выше. При этом, чем больше значение УФИ, тем выше потенциальная опасность для кожи и глаз человека, и тем меньше времени требуется для причинения вреда здоровью. УФИ рассчитывается интегрированием спектра ультрафиолетового излучения солнца, умноженного на нормировочную кривую для эритемы (ожога кожи). Полученный интеграл делится на 25 мВт для создания удобной шкалы с диапазоном от 0 до 10 УФИ. УФИ индекс показывает уровень ультрафиолетового излучения и возможную опасность воздействия солнца. Максимальное значение нормировочной кривой для эритемы принимается на длине волны 297 нм, а затем резко уменьшается по направлению к длинноволновой области спектра.

В Таблице 1 показаны значения УФ индекса, как безопасные, так и опасные для здо-

Таблица 1. Различные значения УФ индекса и рекомендуемые меры защиты

УФ-индекс	Цветовое обозначение	Риск для взрослого человека	Рекомендации
0 – 2	Зелёный PMS 375	Низкий	Меры защиты не нужны. Для большинства людей нет опасности вне помещений.
3 – 5	Жёлтый PMS 102	Умеренный	Необходима защита. В полуденные часы желательно находиться в тени или в помещении, а вне помещения нужно использовать солнцезащитную одежду, шляпу с широкими полями и УФ-защитные очки, открытую кожу рекомендуется защищать кремом SPF 15+ каждые 1.5 часа или после каждого купания или обильного потоотделения.
6 – 7	Оранжевый PMS 151	Высокий	Необходима защита. Обязательно используйте солнцезащитные средства, сократите время нахождения под солнечными лучами в период с 10 до 16 часов.
8 – 10	Красный PMS 032	Очень высокий	Необходима усиленная защита. Обязательно используйте солнцезащитные средства, минимизируйте время нахождения под солнечными лучами в период с 10 до 16 часов.
11+	Фиолетовый PMS 265	Чрезмерный	Нужна максимальная защита. Обязательно используйте сильные солнцезащитные средства, избегайте нахождения под солнечными лучами. Глаза и открытая кожа могут получить повреждения за считанные минуты.

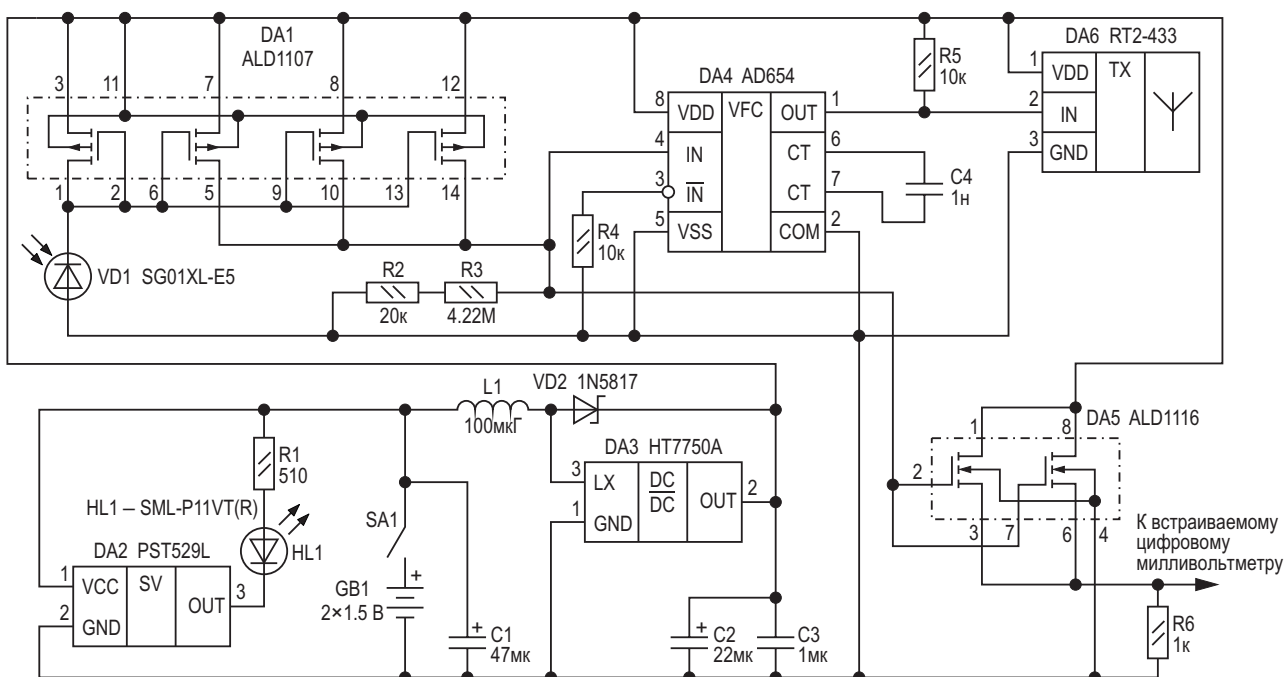


Рисунок 3. Дистанционный мониторинг УФ индекса.

ровья человека, с рекомендациями по мерам защиты.

Не всякий УФ фотодиод годится для измерения УФ индекса. Спектральный фотоотклик УФИ фотодиода должен как можно точнее воспроизводить нормировочную кривую для эритемы.

Кроме того, детектор должен быть нечувствительным к видимой части спектра, так как интенсивность видимого излучения солнца превышает интенсивность излучения солнца в области нормировочной кривой для эритемы в пять раз. Некоторые фирмы, например SGLUX, Roithner Lasertechnik и др. выпускают УФ фотодиоды, которые специально сконструированы для точных измерений УФ индекса. Они имеют чувствительность в видимой области на 10 порядков меньше, чем их чувствительность в области нормировочной кривой для эритемы. Другими словами, для этих фотодиодов видимый свет не является помехой при определении УФИ. Детектор, чувствительность которого в области нормировочной кривой для эритемы меньше чем на 6 порядков превышает его чувствительность в видимой области спектра, не годится для измерения УФИ, даже если его спектральная чувствительность полностью воспроизводит нормировочную кривую для эритемы.

Схема для дистанционного контроля УФИ изображена на Рисунке 3. В схеме измерителя УФ индекса применен фотодиод SG01XL-E5 фирмы SGLUX серии ERYCA, который специально сконструирован для точных измерений УФИ. Ошибка определения индекса составляет менее 3%. Этот фотодиод имеет чувствительность 8 нА/1 УФИ. Ток фотодиода задаёт токовое зеркало DA1 (ALD1107). Токовое зеркало, построенное на сборке идентичных по параметрам р-канальных MOSFET, усиливает ток УФ фотодиода в 3 раза, то есть, после усиления излучению в 1 УФИ будет соответствовать ток 24 нА. Падение напряжения на нагрузочном резисторе $R_L = R_2 + R_3$ будет прямо пропорционально выходному току токового зеркала. Номинал резистора R_L выбирается (по закону Ома) с учётом входного сопротивления ПНЧ AD654, которое составляет 250 МОм, так чтобы одному УФИ соответствовало падение напряжения 100 мВ на резисторе R_L . Далее ПНЧ AD654 (DA4) преобразует это напряжение в частоту импульсов с коэффициентом преобразования 100 мВ/кГц. Это значит, что одному УФИ будет соответствовать частота 1 кГц. Максимальное входное напряжение для ПНЧ AD654 определяется по формуле из технического описания микросхемы:

$$U_{ВХ_МАХ} \leq U_{ПИТ} - 4 В.$$

То есть, при 5-вольтовом питании ПНЧ ($U_{\text{пит}} = 5 \text{ В}$) максимальное входное напряжение составит 1 В, что позволит измерять уровень УФИ до значения 10. Этого вполне достаточно для определения очень высокого уровня УФ излучения. Коэффициент преобразования ПНЧ определяется номиналами элементов R4, C4. Расчёт номиналов этих элементов производится с помощью формулы:

$$F_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{10 \cdot R4 \cdot C4}$$

Чтобы исключить настройку прибора, резисторы R2 – R4 и конденсатор C4 должны иметь допуск по номиналу не более 1%.

Для передачи информации об уровне УФ излучения используется радиоканал с частотой передачи 433.92 МГц. Для чего применяется радиопередающий модуль RT2-433 (DA6) компании Telecontrolli с резонатором на поверхностных акустических волнах (ПАВ) и встроенной антенной.

В измерителе УФИ имеется дополнительный выход подключения встраиваемого милливольтметра для случая использования измерителя УФИ в «носимом» варианте. В этом случае передатчик из схемы можно

исключить. Для согласования входа милливольтметра с высокоомным выходом токового зеркала DA1 применяется истоковый повторитель на сборке DA5 (ALD1116) идентичных по параметрам n-канальных MOSFET. Входное сопротивление транзисторов сборки составляет 10^{14} Ом , что позволяет использовать эти транзисторы в истоковых повторителях с большим входным сопротивлением.

Измеритель УФИ питается от двух пальчиковых батареек (GB1). Импульсный преобразователь DA3 повышает напряжение батареек до 5 В для обеспечения питанием прибора в целом. Супервизор RST529L (DA2) отслеживает разряд батареи до 2.3 В. Индикатор разряда батареи – светодиод HL1.

Следует отметить, что измеритель УФИ в «носимом» варианте можно использовать для тестирования УФ очков. Для этого вначале измеряется интенсивность внешнего УФ излучения, затем УФ фотодиод прикрывается линзами очков, и опять измеряется интенсивность УФ излучения через линзу очков. По разности показателей измерений можно судить об эффективности УФ очков.

Схема приёмной части дистанционного мониторинга УФИ изображена на Рисунке 4.

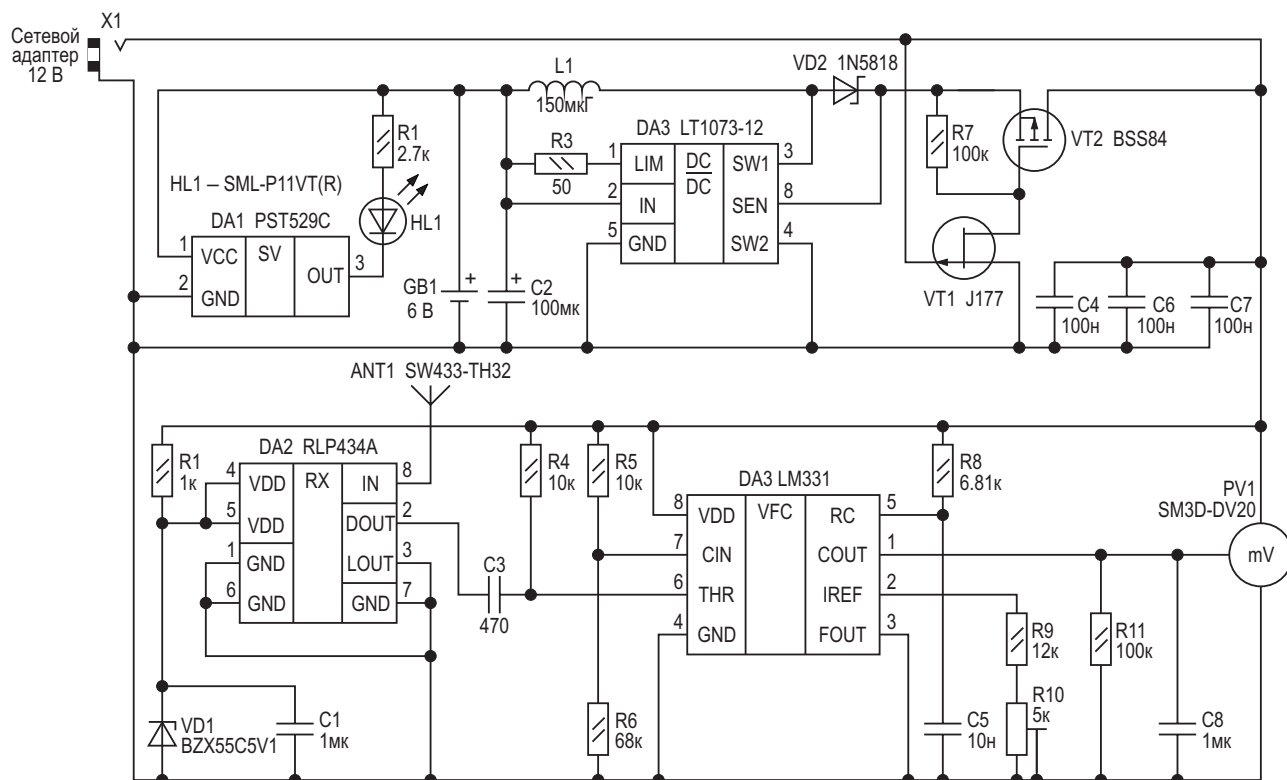


Рисунок 4. Приёмник дистанционного измерителя УФИ.

В схеме применяется модуль приёмника RLP434A. Для измерения выходной частоты приёмника и, соответственно, УФИ используется аналоговый частотомер. Схема частотомера основана на ПНЧ LM331 (DA2), включённом по схеме обратного преобразования – частоты в напряжение. Выходное напряжение частотомера соответствует уровню УФИ. Нелинейность преобразования такого частотомера не превышает 0.06%. Для измерения выходного напряжения частотомера используется 3½ разрядный встраиваемый цифровой вольтметр SM3D-DV20 (PV1).

Питание приёмной части измерителя УФИ осуществляется от бесперебойного источника питания. В «штатном» режиме приёмник питается от сетевого адаптера 12 В. В случае отключения внешнего энергоснабжения питание осуществляется от 6-вольтовой батарейки GB1. Импульсный преобразователь LT1073-12 (DA3) повышает напряжение батареи до 12 В, которое используется для питания приёмника в целом. При отсутствии сетевого напряжения и, соответственно, «висящем в воздухе» затворе транзистора VT1 этот транзистор представляет собой коротко-

замкнутый контакт (исток и сток закорочены). В этом случае транзистор VT2 будет открыт, следовательно, питание приёмника будет осуществляться от батарейки. При появлении сетевого напряжения транзистор VT1 «раскорачивается», а транзистор VT2 закрывается. Супервизор PST529C отслеживает разряд батарейки до 4.5 В. Индикатор разряда – светодиод HL1. Питание модуля приёмника 5 В обеспечивает параметрический стабилизатор VD1. **РЛ**

Ссылки

1. [Платон Денисов. Диодный источник тока](#)
2. [Материалы сайта Всемирной Организации Здравоохранения \(ВОЗ\)](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet sglux SG01XL-E5](#)
2. [Datasheet SETi UVCLEAN](#)
3. [Datasheet SiTi DD311](#)
4. [Datasheet Analog Devices AD654](#)
5. [Datasheet Texas Instruments LM331](#)
6. [Datasheet Holtek HT77xxFA](#)
7. [Datasheet Advanced Linear Devices ALD1107](#)
8. [Datasheet Advanced Linear Devices ALD1116](#)

Управляемый делитель частоты периодических цифровых сигналов

Михаил Шустов, г. Томск

Представлена схема управляемого делителя частоты периодических цифровых сигналов. Делитель частоты работает на основе накопления заряда на конденсаторе, напряжение на котором сравнивается компаратором с опорным напряжением. Регулирование тока заряда конденсатора позволяет дискретно задавать коэффициент деления частоты исходного сигнала. Выходной сигнал формируется D-триггером, к выходу которого подключено устройство сброса накопленного конденсатором заряда.

Дискретно управляемый делитель частоты цифровых сигналов, Рисунок 1, содержит входную цепь зарядки накопительного конденсатора С1 и компаратор DA1.1 LM339, входы которого подключены к конденсатору С1 и резистору R4, задающему порог переключения. К выходу компаратора подключен счетный вход D-триггера DD1.1 CD4013, а к выходу триггера – схема сброса заряда, выполненная на транзисторе VT1 BC547A.

Устройство работает следующим образом. При подаче на вход устройства импульсов прямоугольной формы с коэффициентом заполнения 50% напряжением 10 В через диод VD2, резистор R2 и потенциометр R3 происходит зарядка конденсатора С1. Напряжение на этом конденсаторе повышается ступенчато от импульса к импульсу. Компаратор производит сравнение напряжений, снимаемых с конденсатора С1 и с резистора R4, который задает опорное напряжение (напря-

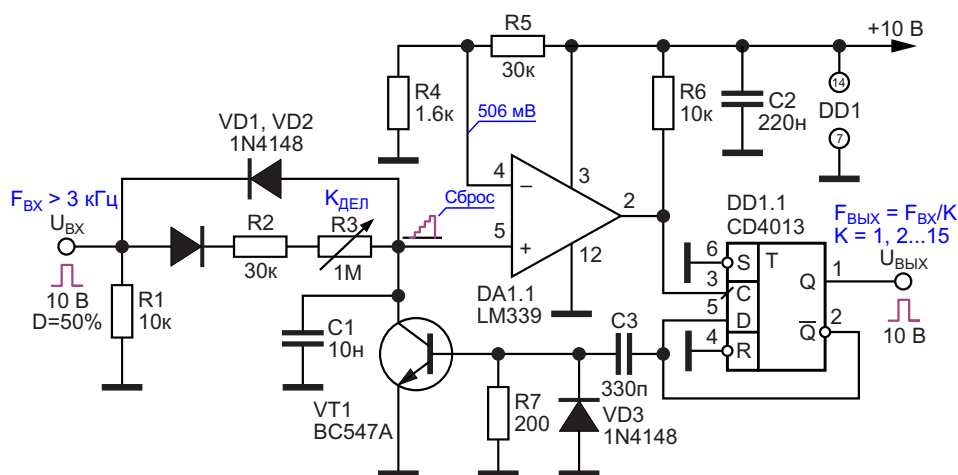


Рисунок 1. Управляемый делитель частоты периодических цифровых сигналов.

жения сравнения). Как только напряжение на конденсаторе С1 превысит опорное напряжение, произойдет переключение компаратора.

В свою очередь выходной сигнал с компаратора переключит состояние триггера DD1.1. Одновременно сигнал с выхода триггера через дифференцирующую цепочку С3R7 на мгновение откроет транзистор VT1, и конденсатор С1 разрядится. Регулируя потенциометром R3 зарядный ток конденсатора С1, можно ступенчато задавать коэффициент деления частоты входных сигналов, напри-

мер, для частоты 10 кГц – от 1 до 15 (количество ступенек-импульсов напряжения на конденсаторе С1 до переключения компаратора); напряжение на инвертирующем входе – около 500 мВ. Если требуется работа на иной частоте входных сигналов, для выбора необходимого коэффициента деления потребуется подстройка потенциометра R3. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4013B](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)

Один элемент питания зажигает белый светодиод

Anthony Smith

EDN

Многие портативные приборы и другие изделия, рассчитанные на работу от одиночного элемента питания, не могут функционировать при очень низких напряжениях. Таким образом, трудно управлять белыми светодиодами, прямое напряжение которых обычно составляет от 3 до 5 В. Дополнительные сложности возникают, если при напряжении питания не более 1 В должна быть обеспечена возможность мигания светодиодом. Схема на Рисунке 1 демонстрирует дискретный подход к решению этих проблем и позволяет белому светодиоду мигать с частотой, задаваемой постоянной времени RC. Компоненты Q_1 , Q_2 ,

R_3 , R_4 и R_5 образуют триггер Шмитта, который вместе с элементами R_1 , R_2 и C_1 управляет миганием светодиода. На транзисторах Q_4 , Q_5 , дросселе L_1 и связанных с ними компонентах сделана схема, повышающая напряжение V_S одного элемента до уровня, достаточного для работы светодиода. Транзистор Q_3 работает как коммутатор, который включает и выключает повышающую схему с частотой, определяемой секцией триггера Шмитта.

Чтобы понять принцип работы повышающей секции, предположим, что транзистор Q_3 полностью открыт, так что напряжение на эмиттере Q_4 примерно равно напряжению

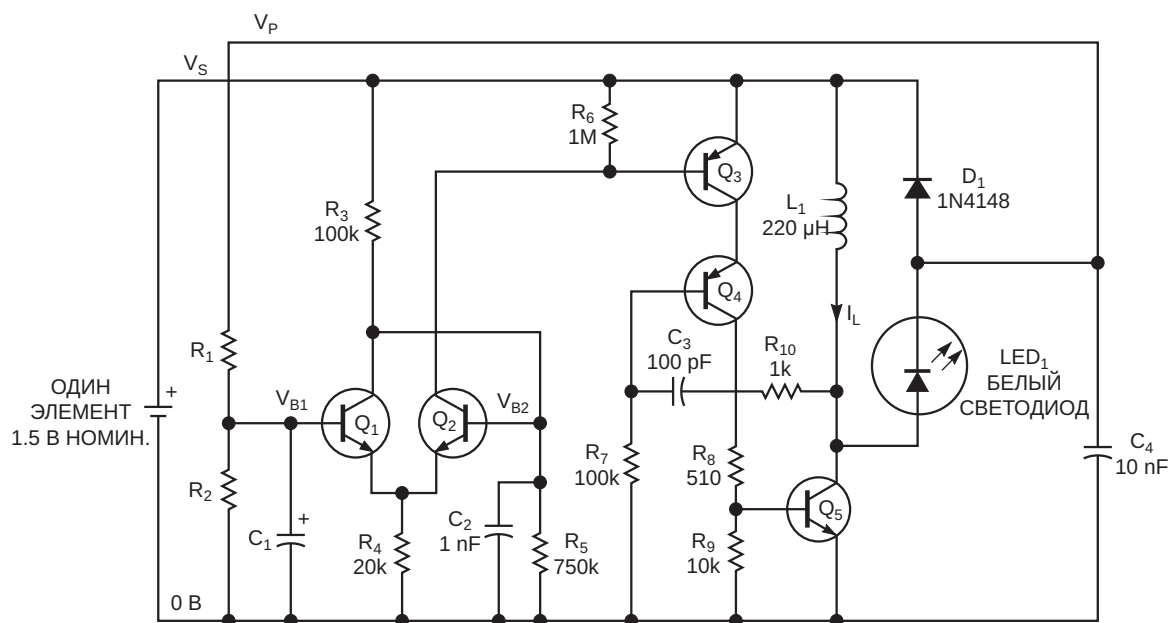


Рисунок 1. При питании от одного элемента эта схема повышает напряжение и мигает белым светодиодом.

батареи V_S . Элементы Q_4 и R_8 обеспечивают смещение для транзистора Q_5 , который, открываясь, пропускает ток I_L через дроссель L_1 . Ток дросселя возрастает со скоростью, определяемой главным образом напряжением V_S и индуктивностью L_1 ; в это время светодиод LED_1 и включенный с ним последовательно диод D_1 смещены в обратном направлении. Ток продолжает нарастать, пока не достигнет пикового значения I_{LPEAK} . Поддерживать дальнейшее увеличение тока Q_5 больше не может, и в этот момент напряжение на дросселе меняет полярность. Возникающее при этом напряжение «обратного хода» увеличивает напряжение на аноде светодиода LED_1 до положительного значения, превышающего V_S и достаточного для смещения в прямом направлении светодиода LED_1 и импульсного диода D_1 . Через элементы C_3 и R_{10} напряжение обратного хода также передается на базу транзистора Q_4 , что приводит к быстрому выключению Q_4 и, соответственно, Q_5 .

Теперь ток дросселя проходит через L_1 , светодиод LED_1 и диод D_1 , и по мере убывания энергии, запасенной в L_1 , ток уменьшается до нуля. В этот момент напряжение на дросселе снова меняет полярность, и отрицательный перепад, пройдя через конденсатор C_3 , быстро включает транзистор Q_4 и, в свою очередь, Q_5 . Ток дросселя L_1 снова начинает нарастать, и процесс повторяется. Частота генерации повышающей секции определяется несколькими факторами, важнейшими из которых являются значения V_S , L_1 и R_8 , коэффициент усиления прямого тока транзистора Q_5 и прямое напряжение светодиода LED_1 . При использовании компонентов с номиналами, показанными на схеме, типичное значение частоты составляет от 50 до 200 кГц. В каждом цикле через светодиод LED_1 протекает импульс тока с пиковым значением I_{LPEAK} , и, поскольку этот сценарий повторяется тысячи раз в секунду, кажется, что светодиод LED_1 включен постоянно.

Низкочастотный генератор, основанный на триггере Шмитта, с небольшой частотой включает и выключает повышающую секцию. Чтобы понять, как это работает, предположим, что транзистор Q_1 выключен, а Q_2 включен. При условии, что Q_2 имеет достаточно большой коэффициент усиления прямого

тока, влиянием тока базы можно пренебречь и считать, что напряжение V_{B2} на базе транзистора Q_2 задается напряжением батареи V_S и делителем напряжения R_3 - R_5 . При показанных на Рисунке 1 сопротивлениях резисторов R_3 и R_5 напряжение V_{B2} составляет примерно от 800 до 900 мВ, когда $V_S = 1$ В. При этом напряжение на резисторе R_4 равно примерно 300-400 мВ, в результате чего ток коллектора транзистора Q_2 при $R_4 = 20$ кОм составляет не менее 15 мкА. Ток коллектора Q_2 обеспечивает управление базой транзистора Q_3 , который насыщается, включая повышающую секцию и зажигая светодиод LED_1 . Когда светодиод LED_1 смещен в прямом направлении, конденсатор C_4 заряжается до положительного напряжения V_P , превышающего V_S примерно на одно падение напряжения на диоде. Теперь времязадающий конденсатор C_1 заряжается через резистор R_1 со скоростью, определяемой в основном значениями V_P , R_1 , R_2 и C_1 . При правильном выборе отношения сопротивлений резисторов R_1 и R_2 напряжение V_{B1} базы транзистора Q_1 в конце концов превысит уровень покоя напряжения V_{B2} (примерно равный верхнему пороговому напряжению V_{TU} триггера Шмитта), в результате чего Q_1 откроется, а Q_2 закроется. В этот момент транзистор Q_3 также закрывается, тем самым отключая повышающую секцию и выключая светодиод.

При выключенном светодиоде LED_1 напряжение V_P быстро падает, и конденсатор C_1 начинает разряжаться со скоростью, определяемой в основном номиналами R_2 и C_1 и базовым током Q_1 . Светодиод остается выключенным до тех пор, пока напряжение V_{B2} не опустится ниже нижнего порога триггера Шмитта V_{TL} , после чего транзистор Q_1 выключается, Q_2 включается, и повышающая секция снова активируется, зажигая светодиод LED_1 . Если номиналы R_1 , R_2 и C_1 достаточно велики, светодиод LED_1 может мигать с низкой частотой. Например, если резисторы R_1 и R_2 имеют сопротивления примерно 1 МОм каждый, а емкость конденсатора C_1 – 1 мкФ или больше, то можно получить период всплеск менее одной секунды. Однако следует помнить, что R_1 и R_2 образуют делитель напряжения, задающий напряжение V_{B1} на базе транзистора Q_1 , поэтому сопротивление R_2 должен быть

существенно больше, чем R_1 , чтобы V_{B1} успело достичь верхнего порогового напряжения триггера Шмитта при заряде C_1 . Учитывая этот факт, можно путем проб и ошибок довольно легко найти оптимальные номиналы R_1 , R_2 и C_1 , необходимые для заданной частоты вспышек.

Значение V_P существенно влияет на заряд и разряд конденсатора C_1 , и, следовательно, V_P варьируется в зависимости от напряжения батареи V_S , преобладающего над остальными факторами. Однако изменение напряжения V_{B2} , которое также изменяется вместе с напряжением V_S , несколько уравнивает эту зависимость. Тем не менее, частота вспышек и коэффициент заполнения все же несколько изменяются при падении напряжения батареи. Например, при $R_1 = 2.2$ МОм, $R_2 = 10$ МОм и $C_1 = 1$ мкФ частота вспышек тестовой схемы при $V_S = 1.5$ В составляет примерно 0.52 Гц с коэффициентом заполнения 66%. При напряжении V_S равном 1 В частота вспышек увеличивается примерно до 0.75 Гц, а коэффициент заполнения уменьшается до 44%. Пороговые напряжения триггера Шмитта V_{TL} и V_{TH} обычно составляют приблизительно 0.7 В и 1.2 В при $V_S = 1.5$ В и падают примерно до 0.6 В и 0.8 В, когда $V_S = 1$ В.

Интенсивность свечения светодиода пропорциональна его среднему прямому току и, таким образом, определяется пиковым током дросселя I_{LPEAK} и длительностью импульса тока светодиода. Если дроссель L_1 выбран правильно и не насыщается, пиковый ток зависит в основном от максимального тока коллектора, который может пропустить через себя транзистор Q_5 . Для заданного напряжения питания этот показатель зависит в первую очередь от коэффициента усиления прямого тока транзистора Q_5 и от сопротивления R_8 , величину которого можно подобрать для получения оптимальной яркости светодиода при минимальном напряжении питания. Чтобы получить наилучшую интенсивность свечения светодиода выбранного типа, следует поэкспериментировать с различными значениями сопротивления R_8 . Однако при этом необходимо следить за тем, чтобы пиковый ток не превышал допустимый ток светодиода при максимальном значении V_S . Фактическая индуктивность дросселя L_1 не критична, но

значения в диапазоне от 100 до 330 мкГн должны обеспечить хорошие характеристики и приемлемый КПД. Также не критичны типы используемых в схеме транзисторов; тестовая схема хорошо работала с малосигнальными приборами общего назначения, имеющими коэффициенты передачи тока от среднего до высокого. Транзисторы Q_3 , Q_4 и Q_5 следует по возможности выбирать с низким напряжением насыщения. Конденсатор C_2 не имеет существенного значения для работы схемы, но помогает подавлять любые коммутационные помехи на базе транзистора Q_2 .

Конденсатор C_4 выполняет роль накопителя заряда и гарантирует, что при включенном светодиоде LED_1 конденсатор C_1 может заряжаться через резистор R_1 от источника стабильного напряжения (V_P). Поскольку ток заряда, скорее всего, будет невелик, емкость C_4 может быть достаточно мала; достаточно значения 10 нФ. Обратите внимание, что конденсатор C_4 должен подключаться к точке соединения диода D_1 и светодиода LED_1 , как показано на рисунке, а не заряжаться через выпрямительный диод от напряжения обратного хода на коллекторе Q_5 . Причины этого предостережения заключаются, во-первых, в том, что такой подход гарантирует, что напряжение V_P будет больше V_S лишь на величину падения на диоде, тем самым минимизируя величину сопротивления R_1 , необходимую для заданного тока заряда C_1 . Кроме того, что более важно, при таком подходе прямое напряжение светодиода через L_1 и R_1 оказывается на пути от V_S к базе Q_1 . Поскольку прямое напряжение белого светодиода обычно составляет не менее 3 В, такое соединение предотвращает включение Q_1 по этому пути, что в противном случае могло бы привести к блокировке схемы в «выключенном» состоянии.

На первый взгляд может показаться, что включать и выключать повышающую секцию можно, прерывая ток базы Q_4 , что избавит от необходимости в транзисторе Q_3 . Однако при определенных условиях после включения повышающей секции обратной связи к базе Q_4 через C_3 и R_{10} может оказаться достаточно для поддержания колебаний без подачи какого-либо постоянного смещения на базу Q_4 . Поэтому единственный надежный способ

включения и выключения повышающего преобразователя – использование транзистора Q_3 , как показано на рисунке. Тестовая схема запускалась и работала при напряжении V_S всего 0.9 В, хотя светодиод при таком напряжении светился тускло. Интенсивность свечения светодиода была хорошей при $V_S = 1.5$ В (эквивалентно полностью заряженно-

му щелочному элементу) и оставалась приемлемой даже при напряжении V_S , равном всего 1 В. Схема может найти применение в игрушках, охранных устройствах, миниатюрных маячках и любых других изделиях, которые должны обеспечивать мигающую визуальную индикацию при работе от одного элемента питания. **РЛ**

Простой и дешевый индуктивный датчик на основе триггера и дросселя

Stephen Woodward

EDN

Датчики, обнаруживающие и отслеживающие небольшие металлические предметы, являются удобными устройствами, независимо от того, используются ли они для маршрутизации заготовок на линии сборки или для прочесывания пляжа в поисках затерявшихся в песке «сокровищ». Типичная конструкция датчика состоит из катушки индуктивности, встроенной в генератор так, что попадание металла в магнитное поле катушки изменяет частоту колебаний. На Рисунке 1 показан пример особенно простого и дешевого датчика, который формирует последователь-

ность импульсов переменной частоты порядка 100 кГц, пригодную для прямого ввода во внутренние периферийные счетчики/таймеры стандартных микроконтроллеров.

Вот как он работает.

Транзисторы Q1, Q2 и связанные с ними резисторы представляют собой элементарный бистабильный мультивибратор (триггер), который при включенном питании обычно устанавливается в одно из двух устойчивых и взаимоисключающих состояний: Q1 включен и Q2 выключен, или наоборот. Но все становится более интересным (и менее стабильным), когда между коллекторами транзисторов добавляется дроссель L, как показано на рисунке.

Теперь из-за разности напряжений на коллекторе выключенного транзистора (примерно 2.5 В) и включенного транзистора (примерно 0 В) и с учетом того, что последовательное сопротивление дросселя намного меньше R_n ($n = 1, 2, 3$ или 4), ток через L начинает нарастать с постоянной времени $L/(R/2)$. Это нарастание приводит к снижению напряжения на коллекторе выключенного транзистора и, соответственно, к уменьшению тока, поступающего в базу включенного транзистора. В конце концов ток базы становится слишком мал, чтобы удерживать транзистор в насыщении, и транзистор закрывается. После этого ток дросселя I_L поднимает напряжение на коллекторе этого транзистора до 5 В и включает противоположный транзис-

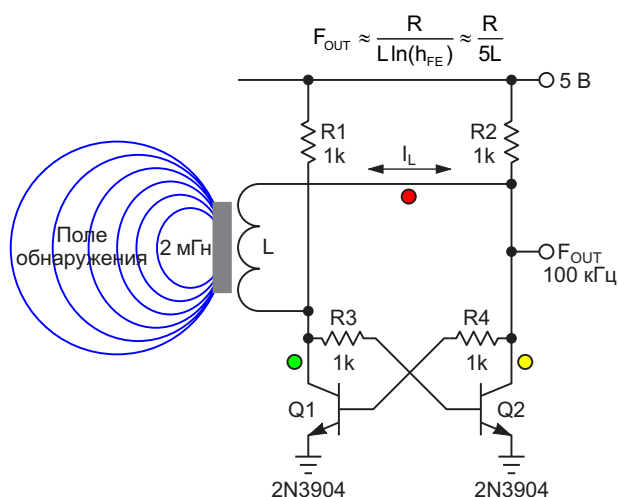


Рисунок 1. Триггер, выходы которого перекрестно связаны дросселем, образует генератор с периодом колебаний, пропорциональным индуктивности, и, таким образом, является простым датчиком металлических объектов.

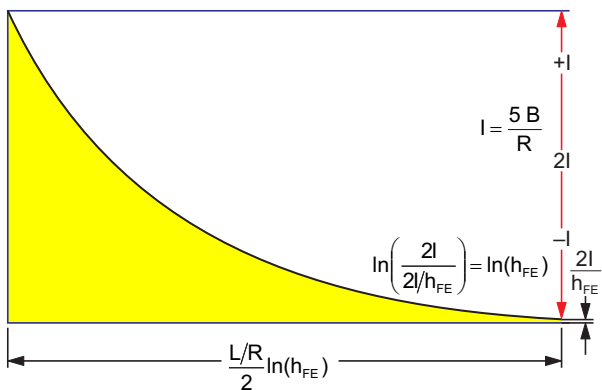


Рисунок 2. Форма тока дросселя во время одного 5-микросекундного полупериода колебаний.

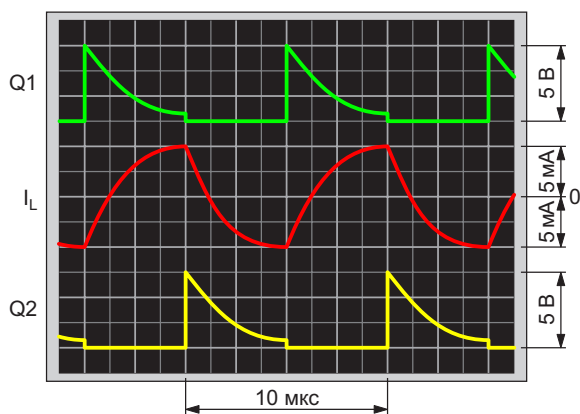


Рисунок 3. Осциллограммы сигналов: ток \$I_L\$ и напряжения на коллекторах транзисторов \$Q1\$ и \$Q2\$.

тор, в результате чего направление тока \$I_L\$ начинает меняться на противоположное, и начинается новый полупериод колебаний. Длительность \$T_{HALF}\$ каждого полупериода равна

$$T_{HALF} = \frac{L}{R} \ln(h_{FE}),$$

где

\$R = R_n\$, \$n = 1, 2, 3\$ или \$4\$;

\$L\$ = индуктивность дросселя;

\$h_{FE}\$ = коэффициент передачи тока транзистора.

Таким образом,

$$F_{OUT} = \frac{1}{T_{CYCLE}} = \frac{R}{L} \ln(h_{FE}).$$

Типовое значение \$h_{FE}\$ для транзистора 2N3904 составляет примерно 150, поэтому \$\ln(h_{FE}) \approx 5\$, и

$$F_{OUT} = \frac{1000 \text{ Ом}/2 \text{ мГн}}{5} = 100 \text{ кГц}.$$

На Рисунках 2 и 3 более подробно показано, откуда берутся временные зависимости. Если использовать компоненты с номиналами, показанными на Рисунке 1, то

$$F_{OUT} = \frac{R/L}{5}.$$

Конечно, реальное значение \$h_{FE}\$ транзистора 2N3904 зависит как от экземпляра устройства, так и от температуры, а реальные дроссели имеют значительное последовательное сопротивление, паразитную емкость и вообще редко являются прецизионными компонентами. Поэтому приведенное выше выражение для выходной частоты является несколько приблизительным, но, тем не менее, достаточно точным для предполагаемой области применения.

Потребляемая схемой мощность невелика и при питании от 5 В составляет приблизительно 50 мВт; при этом схема практически нечувствительна к напряжению питания, нормально работая при напряжениях от 1 до 10 В, при условии, что допустима зависимость амплитуды выходного сигнала от напряжения питания. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild 2N3904](#)

Цифровым потенциометром управляет один переключатель

Chuck Wojslaw, Gary M Craig

EDN

Управление электронными потенциометрами в большинстве современных приложений осуществляется с помощью сигналов, вырабатываемых контроллером. Однако существует значительное число приложений, требующих регулировки с помощью ручных органов управления на передней панели. В схеме на Рисунке 1 используется одна микросхема, один переключатель и 10 дискрет-

ных компонентов. Она реализует интерфейс одного двухполюсного двухпозиционного клавишного переключателя без фиксации с программируемым цифровым потенциометром. Цифровой потенциометр (ЦП) имеет трехпроводный инкрементно-декрементный интерфейс. Традиционным способом реализации управления с передней панели потенциометрами, имеющими интерфейс такого

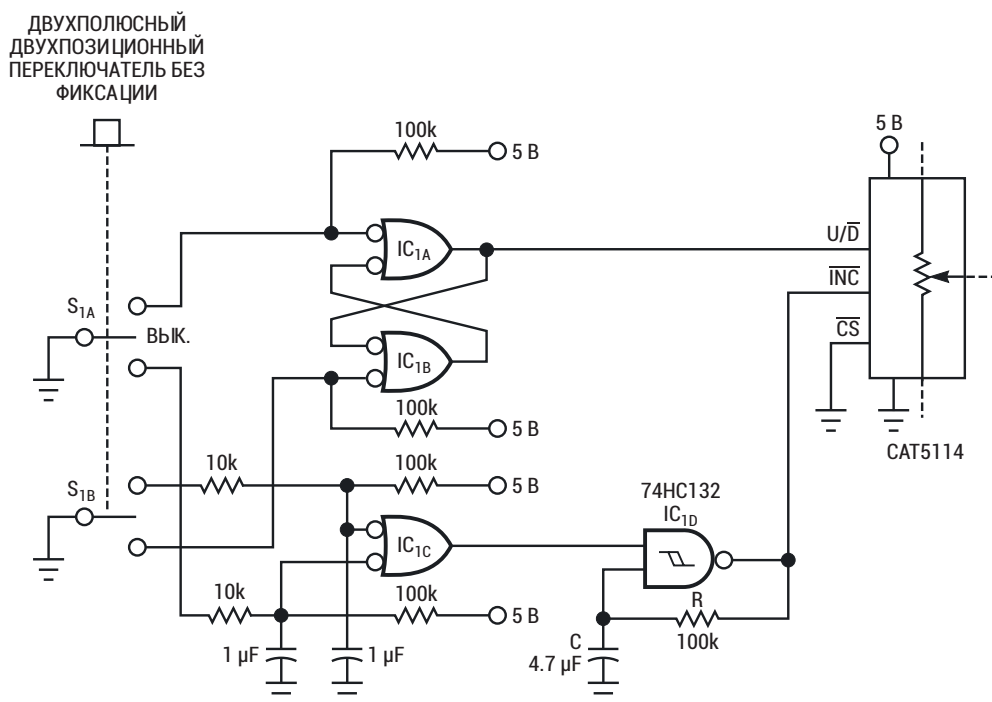


Рисунок 1. Один переключатель – это все, что нужно для управления программируемым цифровым потенциометром.

типа, является использование двух однополюсных переключателей. Переключатель S_1 сокращает количество компонентов на передней панели вдвое. Действие переключателя естественно для управления инкрементно-декрементными потенциометрами.

Микросхемы IC_{1A} и IC_{1B} , на которых собран RS-триггер, управляют направлением перемещения движка потенциометра – вверх или вниз. Выход триггера отражает верхнее или нижнее положение переключателя S_1 . Движок потенциометра смещается по спадающему фронту сигнала, подаваемого на вход \overline{INC} ЦП. Управляют входом \overline{INC} тактовые импульсы с выхода генератора на микросхеме IC_{1D} .

Генератор включается при нажатии на клавишный переключатель вверх или вниз. RC-цепочки на входах микросхемы IC_{1C} подавляют дребезг контактов переключателя. При кратковременном нажатии на клавишный переключатель генератор вырабатывает один импульс. Если нажимать на переключатель постоянно, генератор будет работать в режиме свободных колебаний с частотой, примерно равной $1/R_1C_1$. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor CAT5114](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74HC132](#)

Сдвоенный операционный усилитель вычисляет абсолютную разность

Lindo St Angel

EDN

Традиционная реализация функции абсолютной разности состоит из разностной схемы, за которой следует схема определения абсолютного значения; для всей схемы требуется по меньшей мере три операционных усилителя (ОУ). Проблема проектирования усложняется в системах с однополярным питанием, для которых обычно требуется искусственная земля, потенциал которой, как правило, равен половине напряжения источника питания. Схема на Рисунке 1 вычисляет абсолютное значение разности двух напряжений, используя только два ОУ, питающихся от одного источника и привязанных к земле. Схема рассчитана на работу с постоянными или медленно меняющимися напряжениями.

В случае, когда $V_1 > V_2$, микросхема IC_{1A} отключена, так как диод D_1 закрыт. Микросхе-

ма IC_{1B} и связанные с ней резисторы образуют классическую разностную схему, в которой

$$V_{OUT} = \frac{R_2}{R_1}(V_1 - V_2).$$

Если $V_2 > V_1$, диод D_1 проводит ток, образуя составную усилительную систему, состоящую из IC_{1A} и IC_{1B} , где

$$V_{OUT} = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1).$$

На основании этих двух выражений для V_1 и V_2 больших нуля можно получить формулу общей передаточной функции схемы, которая выглядит следующим образом:

$$V_{OUT} = \frac{R_2}{R_1}|V_1 - V_2|.$$

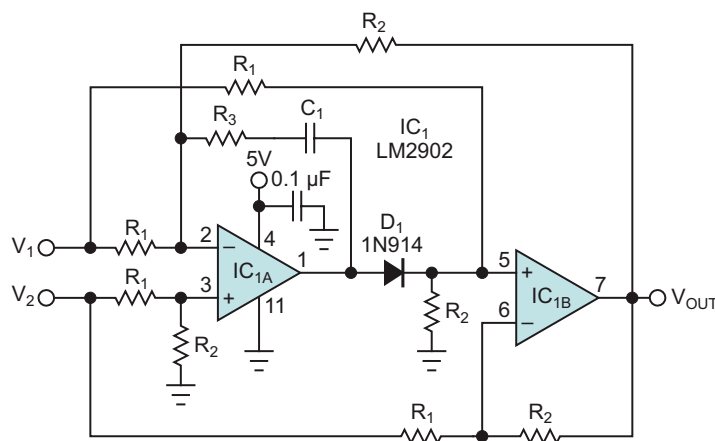


Рисунок 1. Эта схема, основанная на привязанных к земле операционных усилителях с однополярным питанием, выполняет функцию вычисления абсолютной разности.

Схема была собрана и испытана при сопротивлениях $R_1 = 0$ кОм и $R_2 = 20$ кОм. При $V_2 > V_1$ составной усилитель имеет плохой запас по фазе и неустойчив. Поэтому для коррекции частотной характеристики схемы в нее добавлены элементы R_3 и C_1 , создающие доминирующий полюс. При коэффициенте усиления 22 и желаемом времени отклика около 300 мкс (время нарастания от 10 до 90%, когда V_2 становится на 0.1 В больше, чем V_1), наилучшие эмпирические результаты дали значения $R_3 = 56$ кОм и $C_1 = 850$ пФ. Номиналы R_3 и C_1 будут различаться в зависимости от требуемой скорости реакции и коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи.

Кроме того, когда $V_2 > V_1$, выходной сигнал усилителя IC_{1A} становится функцией коэффициента $2V_2 - V_1$. Поэтому при больших значениях V_2 может произойти насыщение

выходного каскада IC_{1A} . Верхняя граница коэффициента определяется следующим неравенством, в котором V_{SAT} – напряжение насыщения для IC_{1A} :

$$(2V_2 - V_1) < V_{SAT} \frac{R_1 + R_2}{R_2}.$$

Для усилителя LM2902, работающего от напряжения 5 В, V_{SAT} равно примерно 3.5 В. Эта последняя формула также неявно задает ограничение по синфазному напряжению (V_{CM}). Чтобы увидеть это ограничение, нужно подать на входы напряжения $V_1 = V_2 = V_{CM}$ и позволить коэффициенту $(2V_2 - V_1)$ уменьшиться до V_{CM} . **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM2902](#)
2. [Datasheet Vishay 1N914](#)

Светодиодный дисплей, адаптированный для радиоловительских проектов

Peter Demchenko

EDN

Этот расширяемый светодиодный дисплей для микроконтроллера, представленный на Рисунке 1, имеет простой интерфейс, требующий всего 6 линий данных/управления, и может быть легко адаптирован к радиоловительским конструкциям. В дисплее используется статическая индикация.

Основные параметры следующие:

- Разрядность: 8 шестнадцатеричных цифр (может быть больше, разрядность наращивается);
- Линии данных и управления: 6 (минимум);
- Напряжение питания: 3...6 В;

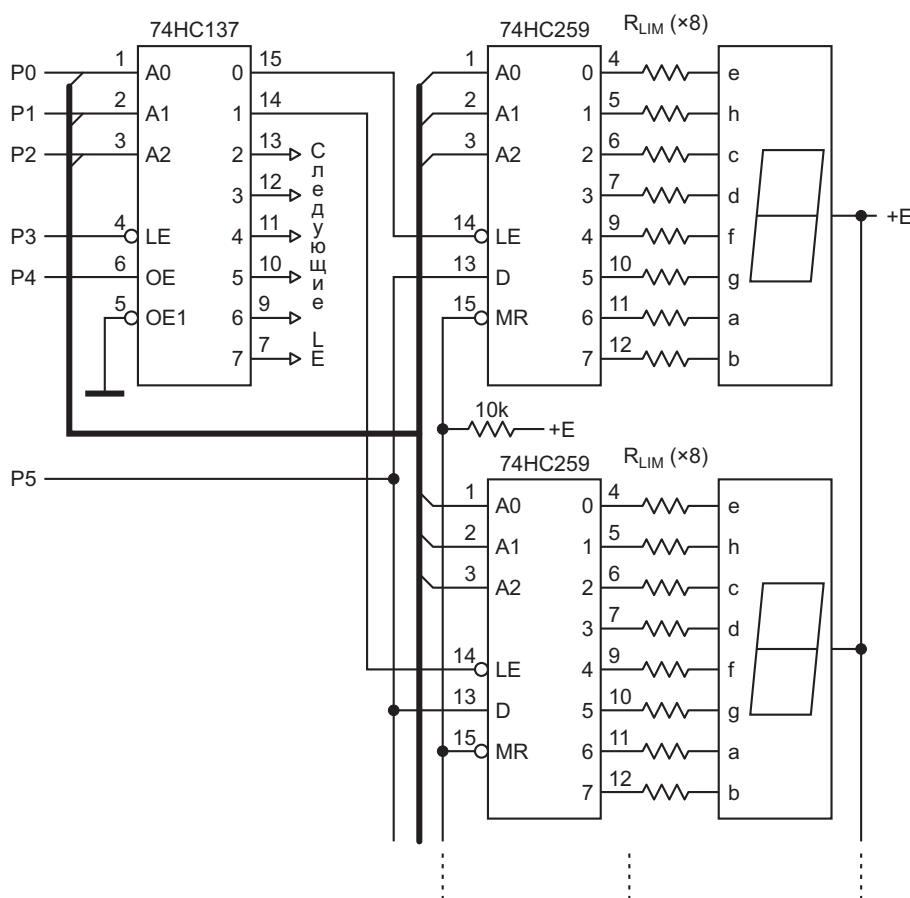


Рисунок 1. Расширяемый светодиодный дисплей для микроконтроллера имеет относительно простой интерфейс, требующий всего 6 проводов для передачи сигналов данных/управления.

- Потребляемая мощность: менее 3...5 мА на разряд (R_{LIM} в диапазоне 2 – 2.4 кОм для $E = 3.3$ В или R_{LIM} в диапазоне 4.3 – 5.1 кОм для $E = 5$ В).

Если выбрать слишком низкий ток сегмента (ниже примерно 0.7 мА), некоторые сегменты могут светиться тусклее других. По этой причине целесообразно проверять работу индикаторов при слабом токе.

Схема на Рисунке 1 оптимизирована для таких 7-сегментных индикаторов, как А-522SR (сдвоенный, с общим анодом и сверхъяркими светодиодами), и микросхем 74HC259 (8-разрядная адресуемая защелка) и 74HC137 (дешифратор) в корпусах DIP.

Разместив пару защелка/индикатор в непосредственной близости друг от друга, можно существенно уменьшить не только габариты дисплея, но и количество паек. Эта характеристика делает схему очень подходящей для радиолюбительских проектов. В данной конструкции резисторы R_{LIM} (SMD 0805) можно припаять непосредственно между соответствующими выводами защелки и индикатора. Назначение выводов показано для этого случая.

Алгоритм статической светодиодной индикации: исходное/отображаемое состояние:

$P3 = 1, P4 = 0$; состояние всех остальных выводов не имеет значения.

Для смены данных на дисплее необходимо выполнить следующие действия:

1. Установить адрес разряда на входах $P2...P0$.
2. Подать на вход $P3$ отрицательный строб 1-0-1 для защелкивания адреса.
3. Установить адрес сегмента на входах $P2...P0$.
4. Установить значение D : $P5 = 0$, если сегмент должен быть зажжен, $P5 = 1$, если сегмент должен быть выключен.
5. Подать на вход $P4$ положительный строб 0-1-0 для защелкивания значения D .
6. Для всех остальных сегментов повторить действия, начиная с шага 3. Когда все сегменты будут выведены, перейти к шагу 1, если остались необслуженные разряды.

Этот принцип может быть расширен для большего количества разрядов простым использованием аналогичного дешифратора с большим количеством выводов. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC137](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD74HC259](#)
3. [Datasheet Para Light A-522SR](#)

Инструментальный усилитель со связью по переменному току улучшает подавление дифференциального постоянного входного напряжения

Francis Rodes

EDN

Во многих приложениях возникает необходимость обработки низкоуровневых сигналов переменного тока в присутствии как синфазных помех, так и постоянного дифференциального напряжения. В таких ситуациях для извлечения сигнала переменного тока и подавления синфазного шума и дифференциального постоянного напряжения обязательна связь с инструментальными и дифференциальными усилителями по переменному току. Эта ситуация обычно возникает при

сборе биоэлектрических сигналов, когда поляризация металлических электродов приводит к появлению большого случайного дифференциального постоянного напряжения в диапазоне от ± 0.15 В. Одним из подходов к устранению дифференциального напряжения является развязка входов по переменному току. Однако этот метод требует добавления пары конденсаторов и резисторов для связи по переменному току входов дифференциального усилителя. Производственные

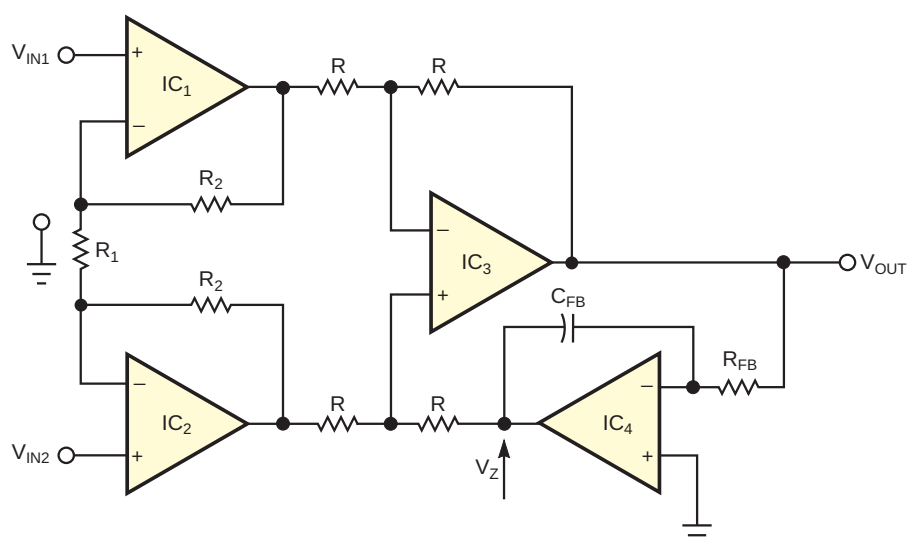


Рисунок 1. Этот инструментальный усилитель со связью по переменному току рассчитан на максимальное входное напряжение всего ± 5 мВ.

разбросы номиналов этих компонентов серьезно ухудшают CMRR (коэффициент подавления синфазного сигнала) усилителя. Если стоимость не имеет значения, можно выполнить начальную подстройку, но эта операция бесполезна для биологических приложений ввиду больших различий в сопротивлениях электродов и тканей. Дифференциальная топология схемы, представленной на Рисунке 1, решает эти проблемы [1].

Принцип работы этого инструментального усилителя со связью по переменному току заключается в поддержании среднего выходного напряжения на уровне 0 В. Для этого к классическому инструментальному усилителю на трех операционных усилителях добавляется петля обратной связи с автоматической установки нуля, состоящая из элементов IC₄, R_{FB} и C_{FB}. Этот контур обратной связи создает частотно-зависимую передаточную функцию:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN1} - V_{IN2}} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \frac{jR_{FB}C_{FB}\omega}{1 + jR_{FB}C_{FB}\omega}.$$

Из формулы видно, что инструментальный усилитель ведет себя как фильтр верхних частот с частотой среза по уровню -3 дБ равной

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{FB} C_{FB}}.$$

На первый взгляд может показаться, что автоматическая установка нуля на выходе инструментального усилителя происходит идеально. К сожалению, возможности автоматической установки нуля этой схемы сильно ограничены. Это ограничение можно определить, выразив выходное напряжение как функцию входных сигналов и выходного напряжения интегратора V_Z:

$$\begin{aligned} V_{OUT} &= \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)(V_{IN1} - V_{IN2}) + V_Z = \\ &= A_D(V_{IN1} - V_{IN2}) + V_Z, \end{aligned}$$

где V_{OUT} – выходное напряжение. В этом выражении

$$1 + \frac{2R_2}{R_1}$$

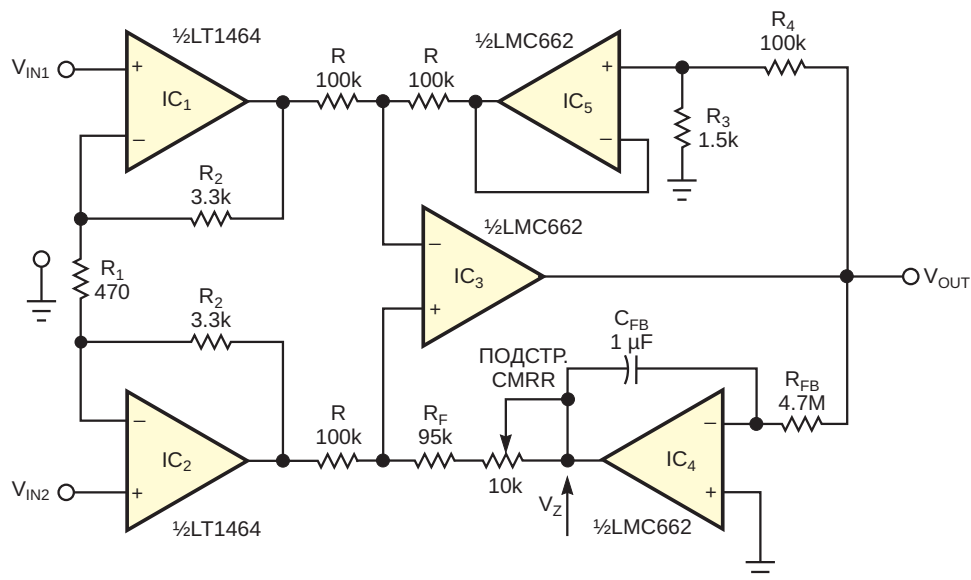
представляет собой дифференциальное усиление A_D в полосе пропускания. При постоянном напряжении на выходе будет поддерживаться ровно 0 В до тех пор, пока выходное напряжение интегратора не достигнет уровня насыщения V_{Z(MAX)}. Следовательно, приравнивание выходного напряжения к 0 В в приведенном выше выражении дает максимальное постоянное дифференциальное входное напряжение, с которым может работать эта схема:

$$\begin{aligned} \Delta V_{IN(MAX)} &= (V_{IN1} - V_{IN2})_{(MAX)} = \\ &= \frac{V_{Z(MAX)}}{\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)} = \pm \frac{V_{Z(MAX)}}{A_D}. \end{aligned}$$

Рассмотрим, к примеру, типичные характеристики и ограничения портативной биотелеметрической системы: дифференциальный коэффициент усиления 1000, расщепленные источники питания ±5 В и операционные усилители с rail-to-rail выходами. В этой системе применение формулы для ΔV_{IN} дает максимальное постоянное напряжение на дифференциальном входе всего ±5 мВ. Такие ограниченные характеристики неприемлемы для биологических приложений, в которых встречаются дифференциальные входные постоянные напряжения ±0.15 В. Схема инструментального усилителя со связью по переменному току, показанная на Рисунке 2, позволяет преодолеть это ограничение за счет добавления цепи «активной обратной связи», которая включает в себя делитель напряжения R₃-R₄ и соответствующий буферный усилитель IC₅. После такого изменения следующие формулы описывают новую передаточную функцию и нижнюю частоту среза, соответственно:

$$\begin{aligned} A_D &= \frac{V_{OUT}}{V_{IN1} - V_{IN2}} = \\ &= \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \frac{jR_{FB}C_{FB}\omega}{1 + jR_{FB}C_{FB}\omega}. \end{aligned}$$

$$f_c = \frac{\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)}{2\pi R_{FB} C_{FB}}.$$



ПРИМЕЧАНИЕ: R и R_F С ДОПУСКОМ ±1%; ОСТАЛЬНЫЕ ±5%

Рисунок 2. Этот инструментальный усилитель может работать с дифференциальными входными напряжениями в диапазоне ±0.34 В.

Выражение для выходного напряжения как функции входного сигнала и выходного напряжения интегратора V_Z приобретает вид:

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \times (V_{IN1} - V_{IN2}) + \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_Z = A_D (V_{IN1} - V_{IN2}) + \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_Z.$$

В этом выражении

$$A_D = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)$$

представляет собой новый дифференциальный коэффициент усиления в полосе пропускания.

При постоянном напряжении на выходе будет поддерживаться ровно 0 В до тех пор, пока выходное напряжение интегратора не достигнет уровня насыщения V_{Z(MAX)}. Следовательно, приравнивание выходного напряжения к 0 В в новых формулах дает новые значения максимального постоянного диффе-

ренциального входного напряжения и дифференциального усиления. Это, соответственно:

$$\Delta V_{IN(MAX)} = (V_{IN1} - V_{IN2})_{(MAX)} \pm \frac{V_{Z(MAX)}}{A_D} \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right),$$

и

$$A_{D(MAX)} = \frac{V_{Z(MAX)}}{\Delta V_{IN(MAX)}} \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right).$$

В приведенных выше формулах дополнительный член 1+R₄/R₃ представляет собой коэффициент усиления каскада с активной обратной связью.

Новые выражения для ΔV_{IN(MAX)} и A_{D(MAX)} наглядно демонстрируют преимущества инструментального усилителя с активной обратной связью, показанного на Рисунке 2. При одинаковом дифференциальном коэффициенте усиления можно расширить диапазон напряжений поляризации ΔV_{IN(MAX)} в число раз, равное коэффициенту усиления каскада с активной обратной связью. И наоборот, во столько же раз можно увеличить дифференциальное усиление при заданном диапазоне напряжений поляризации ΔV_{IN(MAX)}.

Единственный недостаток такой топологии хорошо виден из выражения для f_c – это верхняя частота среза. Эта частота умножается на коэффициент усиления каскада с активной обратной связью. Поэтому для поддержания заданной частоты среза необходимо умножить постоянную времени на коэффициент, равный коэффициенту усиления каскада с активной обратной связью. Этот фактор может стать проблемой при обработке сигналов, спектр которых содержит низкочастотные составляющие. В таких приложениях номиналы R_{FB} и C_{FB} могут достигать запрещенных значений. Следовательно, необходимо найти компромисс между постоянной времени и коэффициентом усиления каскада с активной обратной связью. Типичным примером такого компромисса являются номиналы компонентов на Рисунке 2: Номиналы приведены для усилителя ЭЭГ (электроэнцефалограмм) с расщепленными источниками питания ± 5 В. Усилитель имеет дифференциальный коэффициент усиления 1000, нижнюю частоту среза 2.3 Гц и может работать с постоянным дифференциальным входным напряжением в диапазоне ± 0.34 В.

Для получения таких характеристик коэффициенты усиления каскада с активной обратной связью и дифференциального усилителя необходимо установить равными 67.6 и 15, соответственно. При таких значениях коэффициентов усиления шумовые характеристики инструментального усилителя со связью по переменному току, представленного на Рисунке 2, аналогичны характеристикам классического инструментального усилителя. Такая ситуация возникает из-за того, что каскад автоматической установки нуля и каскад с активной обратной связью – IC_4 и IC_5 , – находятся после входных дифферен-

циальных каскадов IC_1 и IC_2 . Следовательно, коэффициент усиления дифференциального каскада примерно делит их соответствующие шумовые вклады, которые, таким образом, оказываются пренебрежимо малыми. В качестве IC_1 и IC_2 можно использовать несколько малозумящих операционных усилителей. Для портативных биотелеметрических приложений хорошим компромиссом с точки зрения плотности входного шума, частоты излома шумовой характеристики, входного тока смещения и отдаваемого тока является микросхема LT1464. (26 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$, 9 Гц, 0.4 пА и 230 мкА, соответственно).

Теоретический анализ с использованием шумовых параметров LT1464 показывает, что в наихудшем случае среднеквадратичное значение входного напряжения шумов не должно превышать 11 мкВ. Испытания опытных образцов подтверждают этот прогноз; измеренные входные шумовые напряжения составляют от 3 до 6 мкВ с.к.з. Подводя итог, можно сказать, что инструментальный усилитель со связью по переменному току и активной обратной связью хорошо подходит для приложений, требующих высокого дифференциального усиления, способности работать с большими постоянными дифференциальными входными напряжениями и низких уровней шумов. **РЛ**

Ссылка

1. Stitt, Mark, «AC-Coupled Instrumentation and Difference Amplifier», Burr-Brown, AB-008, May 1990.

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1464](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LMC662](#)

Простой алкотестер

Александр Корнев

Все прекрасно знают, что ДТП с участием пьяных водителей имеют очень тяжелые последствия. Поэтому контроль степени опьянения водителя – важная и необходимая мера. Предлагаемый алкотестер как раз и предназначен для самоконтроля водителя. Как известно, уровень алкоголя в организме человека можно измерить, взяв пробы из двух источников – анализ крови и анализ выдыхаемого воздуха. Соотношение концентрации алкоголя в крови и выдыхаемом воздухе постоянно и определяется разностью плотности сред. В среднем соотношение составляет 1:2200 при колебаниях от 1300 до 3000. Это означает, что в 2200 см³ воздуха содержится такое же количество алкоголя, как и в 1 см³ крови. Напомним, что максимальный уровень содержания алкоголя, при котором можно управлять транспортным средством, определяется примечанием к статье 12.8 Кодекса об административных правонарушениях: «наличие абсолютного этилового спирта в концентрации, превышающей возможную суммарную погрешность измерений, а именно 0.16 миллиграмма на один литр выдыхае-

мого воздуха» (для России). Используя соотношение 1:2200, получаем, что 0.16 мг/л в выдыхаемом воздухе равно 0.352 г/л в крови, что в народе называют как «0.3 промилле».

Для ознакомления водителей, которые часто ездят в командировки в бывшие республики СССР, а теперь государства, в Таблице 1. показаны нормы алкоголя в этих странах.

Схема простого алкотестера, который может собрать любой начинающий радиолюбитель, изображена на Рисунке 1. В алкотестере используется электрохимический датчик паров спирта ME3A-C2H5OH китайского производства Winsen Electronics Technology (легко заказывается через AliExpress). Диапазон измерения этого датчика и, соответственно, алкотестера, составляет: 0 – 1 мг/л. Датчик имеет высокую линейность преобразования. Чувствительность датчика – 12 мкА ±4/мг/л. То есть, по сути датчик представляет собой источник тока, а преобразовать ток датчика в пропорциональное ему напряжение и, соответственно, пропорциональное количество алкоголя, можно с помощью токового зеркала. Затем остаётся лишь измерить

Таблица 1. Нормы содержания алкоголя в крови, установленные в бывших республиках СССР

Государство	Допустимая доза	Последствия превышения нормы
Таджикистан	0.00‰	Лишение ВУ на 24 мес., штраф от 30 до 260 долларов
Узбекистан	0.00‰	Заключение под стражу, штраф от 650 долларов
Казахстан	0.00‰	Лишение ВУ на 24 мес., при повторном случае – штраф в 20 МРП
Украина	0.2‰ (0.9 мг/л)	Лишение ВУ на 12 мес. (во второй раз – на 36 мес.), штраф около 410 долларов (во второй раз – около 820 долларов)
Беларусь	0.3‰ (0.135 мг/л)	Штраф 50-100 базовых величин, 36 мес. без ВУ
Россия	0.35‰ (0.16 мг/л)	Лишение ВУ на 18-24 мес. (во второй раз – на 36 мес., до 24 мес. заключения), штраф от 450 долларов (при повторном задержании – около 3000 долларов по новому уточнению)
Кыргызстан	0.5‰ (0.225 мг/л)	Лишение ВУ на 36 мес., штраф около 200 долларов

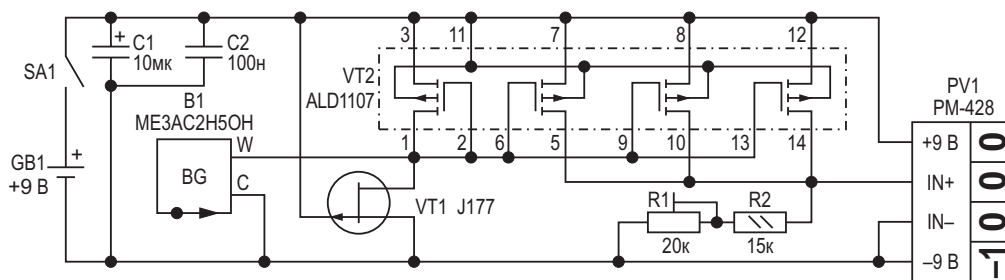


Рисунок 1. Простой алкотестер с пределом измерения 1 мг/л концентрации спирта выдыхаемого воздуха.

это напряжение, например, встраиваемым цифровым милливольтметром. В техническом описании этого датчика показана схема его включения с применением классического трансимпедансного усилителя, но мне кажется (моё личное мнение), что применение токового зеркала упрощает схему алкотестера.

В схеме для преобразования тока применяется токовое зеркало на базе прецизионной сборки ALD1107 (VT2), в составе которой четыре идентичных по параметрам р-канальных MOSFET. Токовое зеркало усиливает ток датчика в три раза, то есть чувствительность в этом случае составит 36 мкА/мг/л. Усиление тока необходимо для уменьшения номинала нагрузочного резистора $R_H = R1 + R2$, что позволяет уменьшить шунтирующие действие на входное сопротивление милливольтметра и тем самым повысить точность измерения. Номинал нагрузочного резистора выбирается (по закону Ома) так, чтобы падение напряжения на нём было 1000 мВ при токе 36 мкА, что будет соответствовать 1 мг/л концентрации спирта выдыхаемого воздуха, то есть в этом случае показания милливольтметра в мВ будут соответствовать концентрации спирта в мг/л. В отсутствие напряжения питания рабочий электрод (W) электрохимического датчика и счётный электрод (C) должны быть замкнуты, что предотвращает выход датчика из строя. Для этой цели применяется р-канальный МОП транзистор J177 (VT1). Когда затвор этого транзистора «висит в воздухе» (нет питания), сток и исток замкнуты, при появлении питания на затворе транзистор «раскорачивается». В принципе этот транзистор в данной конструкции представля-

ет собой нормально замкнутый контакт. Питание прибора стабилизировать необязательно, так как диапазон питания встраиваемого милливольтметра PM-428 (PV1) составляет 8...12 вольт. Да и к тому же в милливольтметре есть функция слежения за разрядом батареи. При разряде батареи меньше 8 вольт на дисплее высвечивается надпись «LOBAT». Поэтому алкотестер непосредственно питается от батарейки типа «КРОНА» без использования стабилизатора.

Так как погрешность чувствительности датчика составляет примерно 30%, прибор необходимо регулировать по эталонному алкотестеру, который, например, можно арендовать у знакомого «гаишника», или же провести освидетельствование врачом в учреждении здравоохранения, но при этом обязательно надо захватить с собой свой алкотестер. Для регулировки используется многооборотный построечный резистор R1; им выставляются показания своего алкотестера, совпадающие с эталонным. Ещё можно воспользоваться услугами медсестры, которая есть практически на каждом автотранспортном предприятии для контроля водителей на алкоголь перед рейсом. Я, кстати, так и поступил.

Если есть необходимость измерять опьянение в промилле (‰), то для этого надо будет пересчитать номинал нагрузочного резистора (R_H). Известно, что 1 мг/л = 2.1‰, то есть теперь току 36 мкА будет соответствовать 2.1‰. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet NXP J177](#)
2. [Datasheet Advanced Linear Devices ALD1107](#)

Универсальный параллельный УНЧ с коррекцией искажений

Игорь Кацай

Предлагается для повторения схема УНЧ, который может работать в трёх режимах: с общей ООС, без общей ООС, с трансформаторным усилителем напряжения без ООС.

Как известно, качество звука усилителя низкой частоты (УНЧ) зависит от искажений, вносимых этим усилителем в полезный сигнал. И чем меньше искажений он вносит, тем более реалистичный звук будет получен на выходе. А основные искажения, в свою очередь, бывают гармоническими (THD, обусловленные в основном нелинейностью применяемых элементов, схемными решениями и другими факторами), интермодуляционными (IMD, возникающими при обработке схемой сложных сигналов, состоящих из нескольких разных простых, особенно заметные на высоких частотах (ВЧ) при интермодуляции высших гармоник), коммутационными, «переключательными» (зависящими от выбранной рабочей точки применяемых транзисторов), фазовыми (сдвиг фазы сигнала особенно заметен при невысоком быстродействии усилителя с общей ООС), а также вносимым схемой шумом.

С учётом вышеизложенного предлагается схема усилителя, свободного от многих из вышеперечисленных недостатков. Схема разрабатывалась, моделировалась и многократно макетировалась на основе широко известных зарубежных и отечественных практик и предлагается для любителей чистого звука с малым уровнем всевозможных искажений.

Предлагаемый УНЧ назван «универсальным», так как может работать с общей ООС, без общей ООС, а также только как выходной каскад (ВК) с трансформаторным усилителем напряжения без ООС. Переключение

режимов осуществляется с помощью переключателя или кнопочного переключателя. Во всех трёх случаях он обеспечивает минимальные искажения, хорошее звучание, чистый спектр выходного сигнала, отличную линейность и быстродействие; при грамотной сборке надёжен и неприхотлив, не содержит дорогих и редких деталей. К тому же я постарался сделать его максимально простым (насколько это возможно без ущерба для качества).

Два усилителя собранных по предлагаемой схеме (в стерео варианте) нормально работают уже около двух лет. Один – с общей ООС, другой – без. А трансформаторным вариантом в моно исполнении я более трёх лет пользуюсь практически ежедневно на работе для создания звукового фона в помещении.

Для моделирования сначала использовалась программа Micro-Cap 11, потом Multisim 14.

(Вниманию пользователей симуляторов! Некоторые симуляторы некорректно отражают ток покоя выходных транзисторов в данной схеме – показывают его в 3 раза больше, чем есть на самом деле. Это связано не только с неполным соответствием даже встроенных в них «родных» SPICE моделей, но и с особенностями обработки симуляторами данной схемы. А при таком увеличении тока покоя THD в реальности (в железе) неминуемо возрастает где-то на 50%. Тем не менее, те данные симуляции, которые будут приведены ниже, взяты из этих «неправильных» измерений. В реальности параметры должны

быть если не лучше, то по крайней мере не хуже приведённых. Это косвенно подтверждают и измерения собранного «в железе» макета. Кстати, Multisim кроме того почему-то некорректно оценивает постоянное напряжение на выходе, очень долго «заряжает» ёмкости С3, С4, С10 и С12, измерения шума производятся ещё дольше. Остальные режимы соответствуют действительности в диапазоне 5%).

К сожалению, я не располагаю настоящими (реальными, железными) приборами для измерения искажений. Поэтому для измерения параметров собранного «в железе» макета я пользовался встроенной звуковой картой промышленного сервера (с неплохими параметрами, но только до 20 кГц) и измерительными программами RMAA 5.5 и RMAA 6.4.5. Полученные данные также будут приведены ниже. А так как они не сильно отличаются от данных симуляторов в полосе до 20 кГц, то считаю возможным привести и данные только симуляторов (не проверенные в железе) на более высокие частоты. (Даже если результаты в «железе» на частоте 90 кГц будут хуже в десять раз, чем данные симулятора, всё равно этот результат можно будет считать очень хорошим).

Также с использованием звуковой карты и измерительных программ был проведён сравнительный анализ усилителя с профессиональным усилителем Inter-M, характеристики которого известны, и с «контрольным» радиолюбительским УНЧ известного автора (фамилию корректно умолчу), собранным по всем его рекомендациям, и тоже с известными (из его статьи) параметрами. В принципе данные моих измерений последних двух усилителей не сильно отличаются от того, что должно быть на самом деле. Это позволяет надеяться, что измерения с помощью звуковой карты имеют право на существование и могут быть приведены в данной статье. Метод измерения прост. Сначала измеряются параметры самой карты. Затем к выходу карты подключается УНЧ, к выходу УНЧ – нагрузка, а параллельно ей – делитель напряжения на резисторах, с которых сигнал снимается и подаётся на вход карты. Из суммы искажений УНЧ+карта вычитаем искажения только карты и получаем относительно реальные искажения самого УНЧ. В качес-

тве нагрузки при измерениях для чистоты эксперимента использовался не резисторный эквивалент, а трёхполосная акустическая система мощностью 150 Вт. Каждый раз при измерениях результаты незначительно отличались. Я выбрал средние. Не могу понять только одного – при проверке усилителя уровень интермодуляции в системе УНЧ+карта всегда чуть-чуть ниже, чем интермодуляция самой карты.

При работе использовался осциллограф С1-94 и генератор ЗЧ (до 20 кГц) уже без названия. Виртуальный генератор выдаёт некачественный меандр, а в реальном после 15 кГц немного заваливается фронт. Поэтому на Рисунке 3. представлено фото меандра при подключённой нагрузке (нихромовое сопротивление 4 Ом) только на частоте 15 кГц.

Немного о качестве звука. Лично я люблю чистый, ровный, правдоподобный, ничем не приукрашенный звук. (Кроме реверберации для соло и гитарных «улучшителей»). Как-то давно я собрал трансформаторный усилитель Григорьева и слушал его. Звучал он по тем временам неплохо, но мне казалось, что звук «зализанный» какой-то, как будто разбавленный чем-то красивым, слишком уж он был каким-то сочным, что ли. Параметры, заявленные автором, давали понять, что это – гармоника.

Лично мне такой звук не по душе, хотя у каждого своё субъективное восприятие и своя оценка. А некоторым звучание этого усилителя очень нравилось. Недавно я сделал спектральный анализ его схемы, результаты которого вы можете увидеть на Рисунке 1. (Эта и все последующие приведённые в статье спектрограммы сделаны в диапазоне 1 кГц... 101 кГц при подаче на вход УНЧ сигнала 20 кГц).

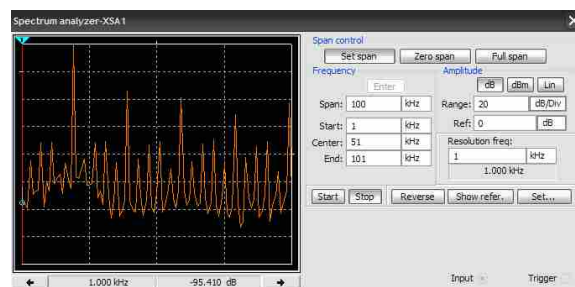


Рисунок 1. Спектр выходного сигнала старого трансформаторного УНЧ.

Теперь становится понятно, что в его звуке для меня было лишним: и высокие значения THD, и бесконечный «лес» гармоник, уходящий вдаль. А некоторым гармониками, по-видимому, ласкают слух.

Мне же больше нравится звук, где мало гармоник и где нет бесконечного «леса», а также нет добавочной интермодуляции высших гар-

моник. Поэтому и предлагается схема универсального параллельного УНЧ с коррекцией искажений, приведённая на Рисунке 2. (Все резисторы в схеме с неуказанной мощностью – по 0.25 Вт, а местоположение резистора R* номиналом 3 кОм указано лишь для примера – он может быть в нижнем или верхнем плече только при необходимости).

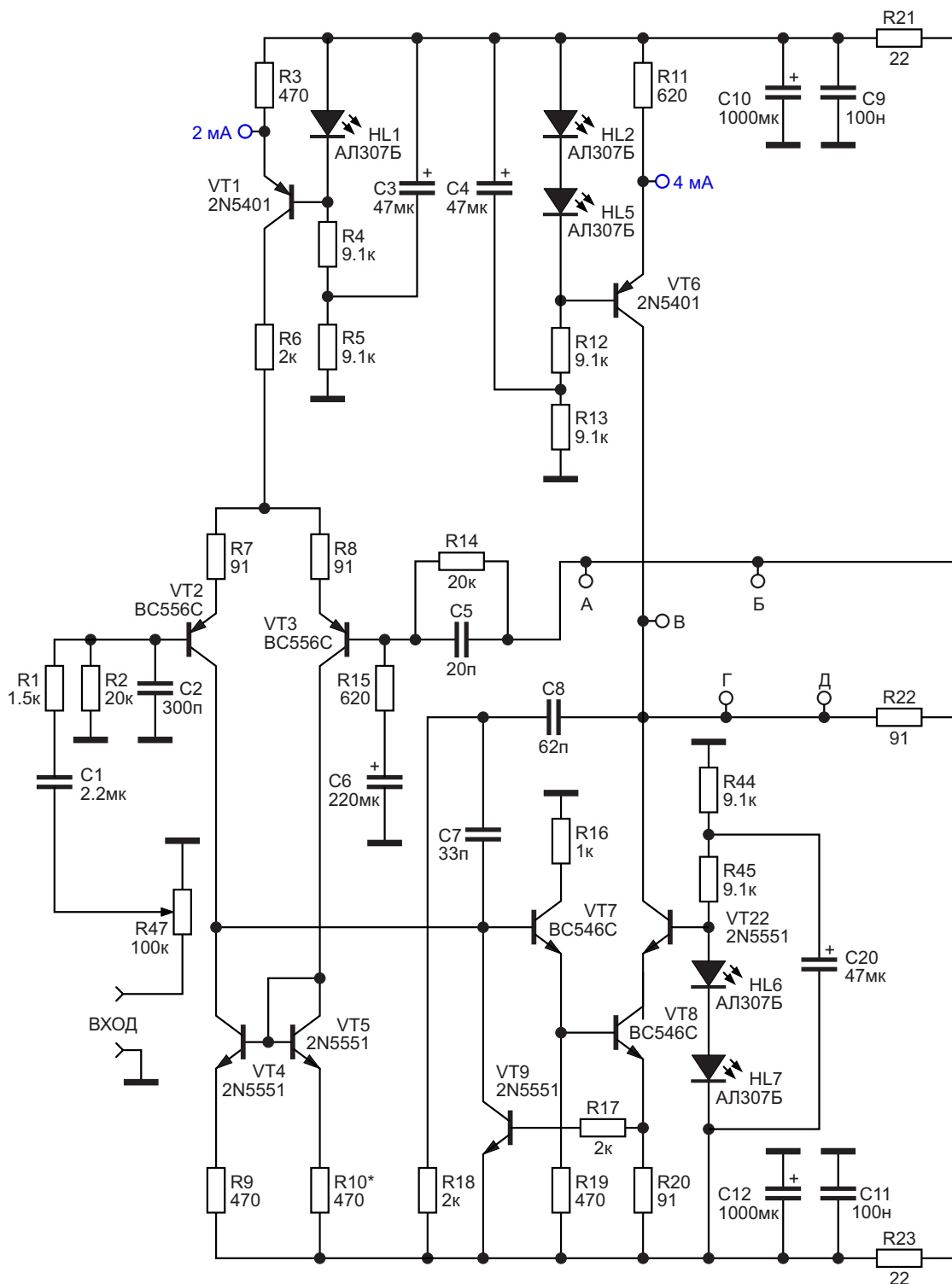


Рисунок 2. Принципиальная схема усилителя.

Сначала может показаться, что схема немного сложная, но это не так. Здесь нет ни одной «лишней» детали. Давайте разбираться. Но сначала посмотрим на перечень основных характеристик схемы (вариант с общей ООС), приведенный в Таблице 1.

На Рисунке 3 представлен отклик усилителя на прямоугольный сигнал 15 кГц.

А на Рисунке 4 показан соответствующий спектр.

Как видно на спектрограмме, спектр, практически, абсолютно чист, ничего лишнего. Явно просматривается лишь вторая гармоника, да и то на очень низком уровне. Шума почти нет. Практически же шум тоже невозможно услышать, даже приблизив ухо к любо-

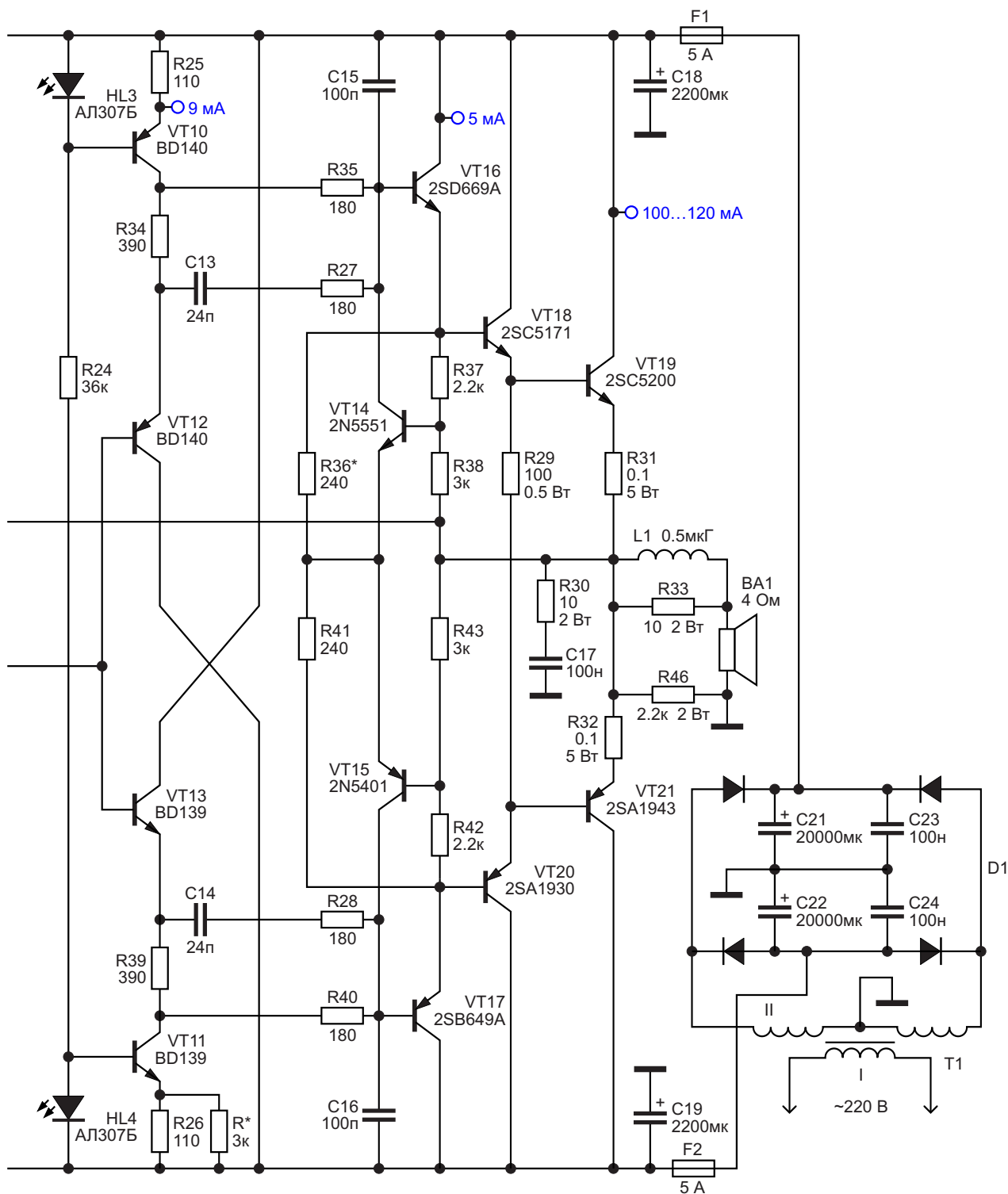


Таблица 1. Основные технические характеристики усилителя

Напряжение питания	±45 В	
Мощность номинальная	120 Вт (4 Ом), 60 Вт (8 Ом)	
Скорость нарастания выходного напряжения	70 В/мкс (не менее)	
Чувствительность	1 В (0.7 В действующее)	
Уровень шума	менее -100 дБ	
Интермодуляционные искажения	менее -100 дБ	
Полоса частот по уровню	-3 дБ	8 Гц – 780 кГц
	0 дБ	16 Гц – 90 кГц
	1 кГц	0.000% (менее 0.001)
THD на частоте	20 кГц	0.000% (менее 0.001)
	90 кГц	0.004%

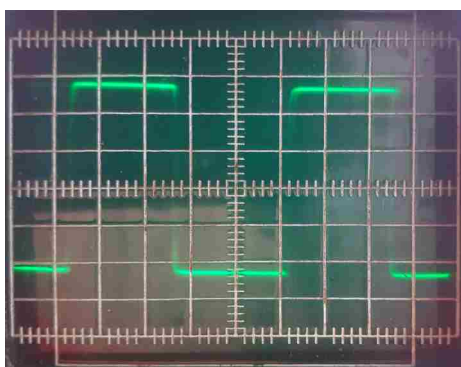


Рисунок 3. Отклик усилителя на прямоугольные импульсы 15 кГц.

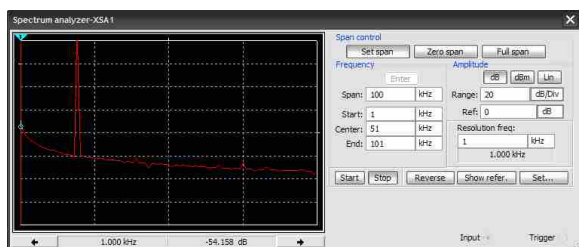


Рисунок 4. Спектр выходного сигнала усилителя.

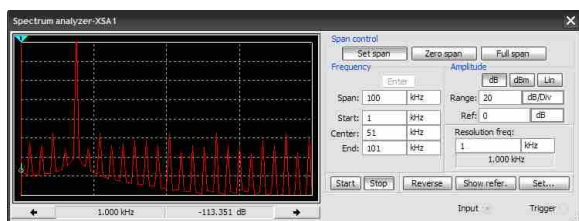


Рисунок 5. Спектр выходного сигнала «контрольного» УНЧ.

му динамику вплотную, естественно, вытаскив из усилителя входной кабель или уменьшив громкость резистором R47.

Для сравнения приведу на Рисунке 5 спектрограмму «контрольного» радиолубительского УНЧ, который я упоминал выше. Как видно, общий уровень гармоник тоже невысок, но их обозреваемое количество влияет не лучшим образом на качество звука. К тому же высшие гармоники (которых уже не слышно) могут приводить к паразитной интермодуляции в слышимом диапазоне, что, безусловно, и происходит. В том числе и по этой причине многие меломаны на хорошей акустике слышат пресловутые «транзисторные» призвуки.

На Рисунках 6, 7 и 8 представлены данные симулятора при измерении шума и THD на частотах 20 кГц и 90 кГц, соответственно.

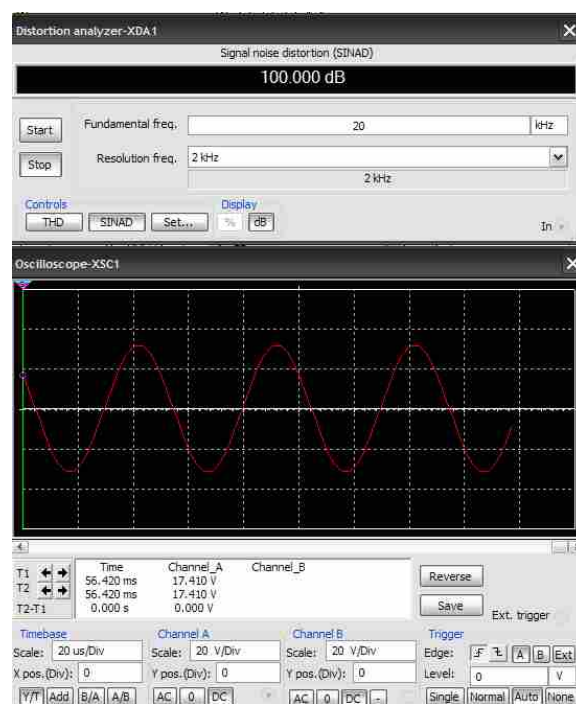


Рисунок 6. Измерение шумов на симуляторе.

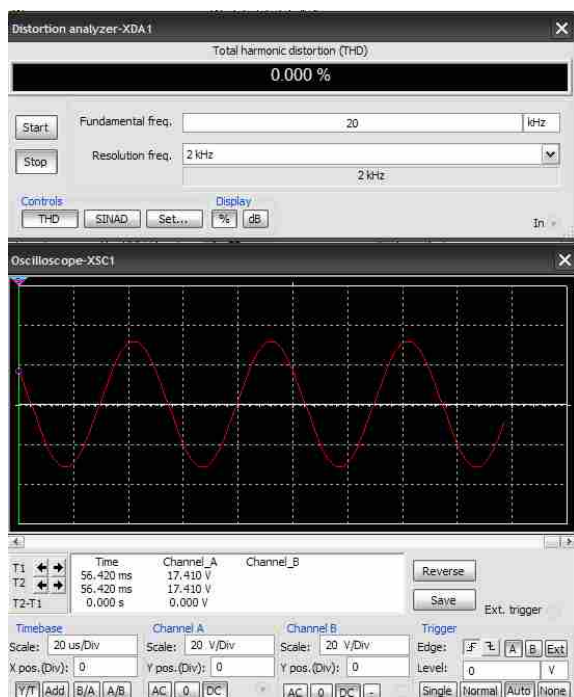


Рисунок 7. THD на частоте 20 кГц.

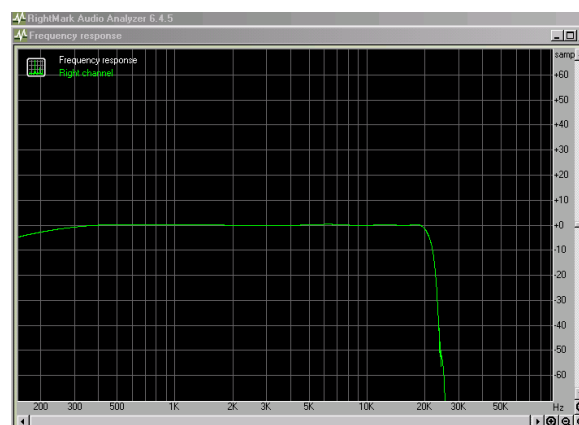


Рисунок 9. Частотный отклик УНЧ (в пределах возможностей звуковой карты).

На Рисунке 10 изображена таблица испытаний собранного в «железе» рабочего усилителя под нагрузкой с помощью звуковой карты и измерительной программы RMAA 6.4.5.

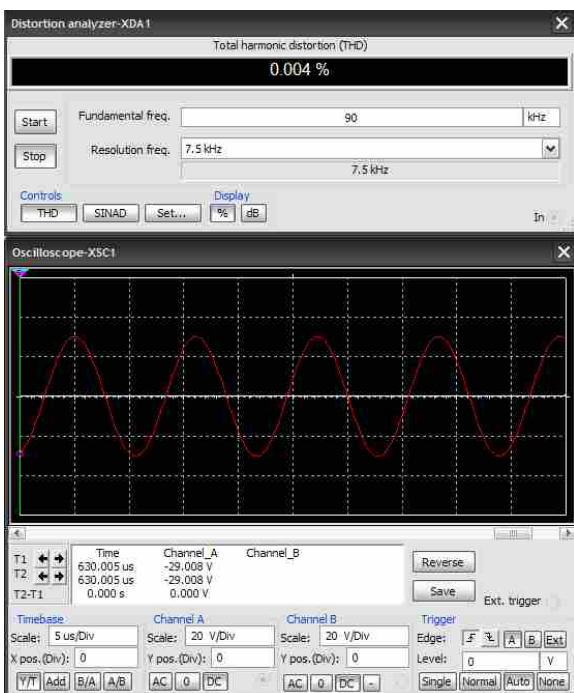


Рисунок 8. THD на частоте 90 кГц.

Усилитель практически полностью линейный до 90 кГц, о чём свидетельствует и частотный отклик, снятый с собранного в «железе» рабочего усилителя с помощью звуковой карты (Рисунок 9). Как уже говорилось выше, используемая карта ограничена частотой 20 кГц, поэтому там и наблюдается завал. По этой же причине наблюдается и спад по НЧ.

Device:	parallel	kontrolnyi	Inter M	card
Sampling mode:	32-bit, 192 kHz	32-bit, 192 kHz	32-bit, 192 kHz	32-bit, 192 kHz
Frequency response [multitone], dB	+0.46, -0.33	+0.40, -0.33	+0.63, -0.45	+0.43, -0.33
Noise level, dBA	-72.5	-72.4	-73.4	-72.4
Dynamic range, dBA	72.8	72.0	73.5	72.5
Total harmonic distortion (THD), %	0.00667	0.00673	0.130	0.00686
Intermodulation distortion + noise, %				
Stereo crosstalk, dB				
Intermodulation distortion + noise [swept freq], %	0.048	0.053	0.165	0.051
Frequency response [swept sine], dB	+0.2, -0.4	+0.2, -0.4	+0.6, -0.4	+0.2, -0.4
Total harmonic distortion [swept freq], dB				
THD [swept freq], %	+0.3, -4.7	+0.3, -4.7	+0.5, -4.5	+0.3, -4.7

Рисунок 10. Испытание рабочего усилителя в «железе». Сравнительная таблица.

В таблице parallel – это испытываемый усилитель, kontrolnyi – «контрольный» радиолюбительский УНЧ (заявленный THD менее 0.0004% на 1 кГц), Inter-M – профессиональный промышленный усилитель (по паспорту THD менее 0.15% на 1 кГц), а card – используемая звуковая карта. Процедура измерения описана выше. Если вычесть из показаний THD любого усилителя (первые три столбца) показания THD самой карты (четвёртый столбец), то получаются почти правильные результаты. Также в таблице представлены данные по интермодуляции, шуму, динамическому диапазону, частотному отклику и т.д. Как уже говорилось выше, УНЧ выполненный в «железе», подвергался проверке и сравнивался с другими усилителями только в звуковом диапазоне (до 20 кГц).

Описание схемы

Выходной каскад (начиная с резистора R22) – почти стандартная «тройка» Дарлингтона. За исключением блока коррекции нелинейных искажений Хауксфорда (N.J. Hawksford), выполненного на двух транзисторах (VT14, VT15) и десяти резисторах (R34-R43).

Схема корректора Хауксфорда известна более 40 лет, но несмотря на явные преимущества, не получила широкого распространения. Принцип её работы заключается в том, что из общего выходного сигнала вычитается сигнал ошибки. В литературе можно найти подробное описание принципа работы корректора. Из нескольких возможных вариантов коррекции я выбрал этот. В результате местной обратной связью оказывается охвачен только выходной каскад. Результат – превосходное быстродействие корректора, стабилизация режима работы выходных транзисторов, реальное уменьшение искажений и отсутствие «побочных» явлений. В полном описании схемы коррекции автор аргументированно доказывает, что применение такой коррекции значительно снижает кроссоверные, коммутационные и гармонические искажения, устраняет искажения «ступенька», за счёт контроля тока покоя не позволяет выходным транзисторам выйти за пределы рабочей области. Кроме того, значительно снижается уровень интермодуляции в системе УНЧ – акустика и возрастает линейность. Выходное сопротивление такого каскада стремится к нулю. А уровень THD усилителя с таким ВК практически не зависит от нагрузки (какая она, есть ли она, или её вообще нет).

Особенно заметно действие узла коррекции на ВЧ, где искажений обычно гораздо больше. Коррекция приводит к их минимизации.

Перед узлом коррекции установлен параллельный усилитель (VT12, VT13), как наиболее линейный буферный усилитель, способный к тому же обеспечить необходимый повышенный размах входного сигнала на узел коррекции. Параллельный усилитель, конечно же, покажет гораздо лучшие и стабильные параметры, будучи нагруженным источниками тока, а не просто резисторами. Такими источниками тока являются транзисторы VT10 и VT11 со своими источниками опорного напряжения в виде красных светодиодов HL3 и HL4.

В результате линейность ВК ещё увеличена. Фазовый сдвиг равен 0 градусов во всём звуковом диапазоне, и даже выше. Цепочки C13 и R27, C14 и R28, а также цепочка Цобеля C17 и R30 устраняют возможное самовозбуждение УНЧ. Коэффициент усиления по напряжению этого ВК близок к единице, поэтому для получения требуемой мощности необходимо подать на его вход (R22) сигнал напряжением около 31 В (имеется ввиду 62 В – полный размах). С этой задачей справляется либо транзисторный, либо трансформаторный усилитель напряжения.

Если же просто подать на R22 сигнал требуемой амплитуды с генератора, то можно получить такие параметры: THD 1 кГц – 0.009%, THD 20 кГц – 0.012%, THD 90 кГц – 0.037%, шумы – -86 дБ, а вот полоса пропускания (по уровню -3 дБ) возрастёт до 1.3 МГц (1300 кГц), то есть, ВК должен быть способен усиливать даже видеосигнал, так как при такой динамике спада усиления на ВЧ по уровню -10 дБ (уровень возможности АРУ монитора) этот ВК должен «дотянуть» примерно до частоты поднесущей 6 МГц. Возможна незначительная потеря контраста, но сигнал должен теоретически быть чистым, без помех.

Для проверки такой возможности на резистор R22 через разделительный конденсатор был подан сигнал со старой уличной камеры видеонаблюдения, а выходной сигнал усилителя был подан на RCA видео вход монитора. При подаче питания на усилитель на мониторе появилось изображение, причём его качество действительно было практически таким же, как при использовании штатного блока коммутации видеокamer. Потеря контраста совершенно незначительная. На Рисунке 11 показан видеосигнал на мониторе.



Рисунок.11. Видеосигнал на экране монитора.

Трансформаторный вариант

При использовании трансформатора в качестве усилителя напряжения для рассматриваемого выходного каскада необходимо удалить с печатной платы перемычку Г–Д и подключить вторичную (повышающую) обмотку к точке Д. Второй конец вторичной обмотки – к общему проводу. Первичная обмотка: один конец – также к общему проводу, а второй – через разделительный конденсатор $470 \text{ мкФ} \times 10 \text{ В}$ (минусом к трансформатору) – к выходу звуковой карты компьютера (или другого источника сигнала). Коэффициент трансформации должен быть 10...15. Сопротивление первичной обмотки должно быть 16...32 Ом (но уж никак не менее 4 Ом, чтобы не перегружать выход звуковой карты). Сопротивление вторичной обмотки – несколько сотен ом.

Левая часть схемы (слева от перемычек) при этом не используется и с неё надо снять питание, выпаяв резисторы R21 и R23, и удалить перемычку А–Б.

Входной ток выходного каскада составляет единицы миллиампер; никаких особых требований к трансформаторному железу, проводу и способу намотки нет. Сечения сердечника в 1 см^2 вполне хватит. Я трансформатор не мотал. Нашёл почти подходящий готовый (снял согласующий трансформатор со старого телефона Panasonic с громкой связью). Правда, сечения его железа 0.25 см^2 оказалось мало, и на полной громкости он входит в насыщение, но на громкости чуть меньше звук вполне достойный. Фото моего трансформатора представлено на Рисунке 12. Его параметры таковы: $R_{\text{ПЕРВ}} = 16 \text{ Ом}$; $R_{\text{ВТОР}} = 220 \text{ Ом}$; коэффициент трансформации равен 10. При использовании трансфор-



Рисунок 12. Повышающий трансформатор.

матора имеет место «мягкое» ограничение сигнала. Фото такого ограничения на частоте 1 кГц представлено на Рисунке 13.

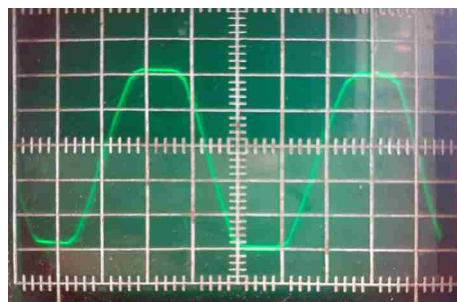


Рисунок 13. Ограничение сигнала на частоте 1 кГц.

Так как проверенных SPICE-моделей звуковых трансформаторов у меня нет, и я воспользовался тем, что было, спектр ВК с трансформаторным усилителем напряжения, приведённый на Рисунке 14, носит скорее информативный характер. Он подтверждает доминирующий характер второй гармоники данного ВК.

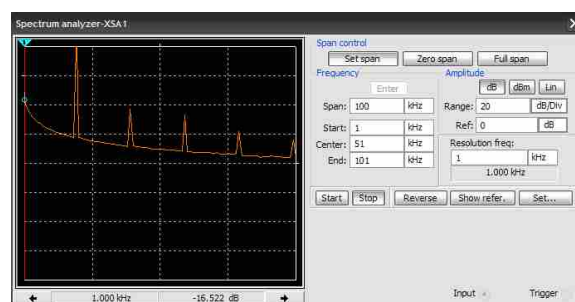


Рисунок 14. Спектр выходного сигнала трансформаторной версии усилителя.

Конструкция с трансформатором проста, поэтому я рекомендовал бы её начинающим радиолюбителям.

Сам этот выходной каскад по параметрам (сложность/качество сигнала) является одним из лучших по мнению многих авторов, но и у него, конечно, есть свои маленькие недостатки. Для правильной работы узла коррекции необходимо очень хорошо подобрать сопротивления резисторов этого узла (от R34 до R43 включительно). Они должны как можно точнее соответствовать номиналам, указанным в схеме. А транзисторы VT14 и VT15, VT16 и VT17, VT12 и VT13, VT10 и

VT11 надо подобрать попарно по наиболее близкому коэффициенту усиления. (Пары указаны в порядке убывания важности). Конечно, транзисторы разной проводимости не всегда удаётся подобрать идеально, но подбором эту разницу можно уменьшить.

Настройка выходного каскада

При подобранных деталях узла коррекции постоянное напряжение на выходе ВК в состоянии покоя чаще всего не уходит от нуля более чем на 5...20 мВ. (При условии, что либо стоит перемычка Г–Д, либо вход ВК соединён с общим проводом через вторичную обмотку трансформатора. Если вход ВК «висит» в воздухе – будет немного больше). Это абсолютно безопасное напряжение для акустики, но можно его уменьшить, изменив на несколько ом сопротивление резистора R25 (или R26) в ту или другую сторону. Эти резисторы задают ток источников тока VT10 и VT11. В данной схеме установлена величина 9 мА. Но, как правило, токи верхнего и нижнего плеча немного отличаются. Сравняв их, мы получим ноль на выходе. Обычно такую точную настройку ВК никто не делает, но поскольку этот УНЧ без обратной связи, то её желательно сделать, если важен хороший результат. Обычно достаточно уменьшить номинал резистора одного из плеч на 3...4 Ом, и токи практически выравниваются. Для этого можно припаять параллельно ему со стороны монтажа сопротивление номиналом, например, около 3 кОм (R^* указан на схеме в качестве примера – его, возможно, придётся подбирать). Если же токи равны, а нуля нет, то можно на несколько ом уменьшить номинал R36 (либо R41). Такая коррекция не только уменьшает уровень постоянного напряжения на выходе, но также и уменьшит уровень второй гармоники в спектре усилителя. Ток коллектора VT16 (VT17) равен 5 мА. Он зависит от номиналов R36 (R41). Ток покоя выходных транзисторов при включении составляет примерно 50...60 мА, а при прогреве через несколько минут достигает 110...120 мА и далее не растёт. При работе обычно он изменяется не более чем на ± 10 мА. Если радиатор раскалить до болевого шока, ток покоя упадёт до 40 мА, а при остывании восстановится. За его величину отвечают R37 и R42. Одинаково изменив их номинал на несколько десятков ом, можно при необходимости скор-

ректировать ток покоя. Увеличение номинала ведёт к увеличению тока. Здесь надо действовать осторожно: после 150 мА (в некоторых случаях после 100 мА) дальнейшее увеличение номиналов резисторов может привести к резкому росту тока и выходу из строя транзисторов. Если используются предохранители 5 А, то выходные транзисторы не пострадают, а драйверы VT18, VT20 могут сгореть. Поэтому регулировки желательно делать, используя лампу накаливания (см. ниже).

При изменениях номиналов резисторов R36 (R41) на величину до 5 Ом или изменениях R37 (R42) на величину до 50 Ом дополнительную коррекцию остальных резисторов можно не проводить. При изменениях на большую величину (только при необходимости, хотя мне такие случаи не встречались) надо изменить номиналы резисторов узла коррекции согласно формуле:

$$R36 = \frac{R37(R34 + R35)}{R37 + R38}$$

Формула приведена для верхнего плеча, в нижнем – аналогично (симметрично).

Как я выяснил на практике, ток покоя также сильно зависит и от площади кристалла транзисторов VT14 и VT15. Чем она меньше – тем больше ток.

Также ток покоя можно изменить, меняя ток источника тока параллельного усилителя. Например, одинаково уменьшив номинал R25 и R26. Ток через них возрастёт, что приведёт к росту тока покоя выходных транзисторов. (Увеличивать ток источников тока выше 10...11 мА не рекомендую – вырастет уровень шума).

Измерять ток удобно по падению напряжения на соответствующем резисторе. Например, на сопротивлении 108 Ом падает 970 мВ (0.97 В). Значит $0.97/108 = 0.0089$ А, то есть около 9 мА. Ток покоя выходных транзисторов можно измерять так же. Если, например, на R32 (0.1 Ом) падает 10 мВ, значит ток покоя равен 100 мА.

Термостабилизация

Так как увеличение тока через VT14 и VT15 ведёт к уменьшению тока через выходные транзисторы, то они и используются для термостабилизации. VT14 и VT15 крепятся к радиатору. Каждый – в непосредственной

близости от своего выходного транзистора. Больше на радиатор ничего крепить нельзя. Выходные транзисторы устанавливаются через изоляторы (тонкая слюда), смазанные термопастой с обеих сторон. Транзисторы термостабилизации я к радиатору приклеил специальным теплопроводящим клеем. Но можно, предварительно смазав термопастой, просто прижать их маленькой скобой или плотно вставить в предварительно просверленное отверстие. Радиаторы должны быть не менее 1500 см² на канал. Лучше больше. У каждого канала свой радиатор. Каждый из драйверов VT18, VT20 должен иметь свой радиатор около 100 см². Источники тока VT10 и VT11 нуждаются в радиаторах площадью в 2...3 раза меньше. Остальные транзисторы средней мощности могут обойтись и без радиаторов, но я всё же прикрепил к ним небольшие алюминиевые полоски.

Порядок включения и проверки описан ниже, как и перечень возможных замен деталей.

Обратите внимание на качество приобретаемых радиодеталей. В первом же моём усилителе при питании ± 35 В возникли сразу две проблемы. Появилась генерация на частоте около 250 кГц, которая не «лечилась» стандартными действиями. Виновники – новые BD139. Простая замена их на старые (из другой партии) решила проблему. Другая проблема ещё более странная. ВК работает штатно в любых режимах, но как только входит в жёсткий клиппинг, на выходе появляется постоянное напряжение без генерации. Динамики горят, больше ничего не происходит, ничего не греется, тишина. Не работает один из источников тока. После снятия питания и подачи его по новой опять всё работает до клиппинга. Замена новых BD139 на старые сразу решила проблему. Контрафакт. Или новые удешевлённые технологии. А вот новые BD140 другого производителя спокойно работают до сих пор, даже при питании ± 50 В. В следующем УНЧ я уже заменил все BD139, BD140 на 2SD669A, 2SB649A, соответственно. Советую и вам это сделать сразу.

Вариант с общей ООС

Этот вариант собирается в точности по Рисунку 2. (Стоят перемычки Г–Д и А–Б, ёмкости конденсаторов С15 и С16 (см. ниже) – по 220 пФ).

Усилитель напряжения (УН) собран по наиболее быстродействующей каскодной схеме на составном транзисторе VT7, VT8 и транзисторе VT22 и нагружен малощумящим источником стабильного тока 4 мА (VT6). На конденсаторах С7, С8 и резисторе R18 выполнена двухполюсная компенсация эффекта Миллера. У этого УН только один недостаток: при жёстком ограничении сигнала (клиппинге) на отрезанном участке нижней полуволны синусоиды возникают выбросы. Это происходит только при жёстком клиппинге. Для избавления от этого явления служит транзистор VT9, который закрывает VT7 при слишком высоком уровне сигнала. В штатном режиме он никакого влияния не оказывает. Резистор R20, отслеживающий это, пришлось подбирать на практике. Нормальный вариант – 82...91 Ом. Больше 110 Ом ставить нельзя – начнут появляться искажения. Меньше 47 Ом – выбросы.

С другой стороны, выбросы, как и самовозбуждение (если вдруг оно у вас появится, что крайне маловероятно) «лечатся» простым увеличением ёмкости конденсатора ООС С5. Её можно немного увеличить, но только при необходимости.

Так как при прослушивании особо динамичной музыки даже на средней громкости могут возникать некоторые пики (всплески) музыкального сигнала, ведущие к ограничению (искажению), я достаточно сильно поднял напряжение питания (на 25%). Теперь при любом музыкальном сигнале даже на номинальной мощности усилитель довольно трудно «загнать» в ограничение.

Входная часть – дифференциальный каскад (VT2, VT3). Бытует мнение, что дифкаскад вносит искажения. Но достаточно его запитать источником тока (VT1), и искажения снижаются в разы. Резисторы R7, R8 выравнивают характеристики транзисторов, увеличивают линейность и ещё уменьшают искажения. А если ещё отсимметрировать токи транзисторов дифкаскада с помощью токового зеркала (VT4, VT5), то получится идеальная и стабильная входная часть. Резисторы R9 и R10 – элементы компенсации. Ток коллектора VT1 – 2 мА.

Транзисторы VT2 и VT3 для минимизации искажений необходимо подобрать по коэффициенту усиления. К тому же это обеспечит

почти идеальный ноль на выходе, даже если вы не настраивали ВК. Если идеальный ноль по каким-либо причинам не получается, то можно, немного меняя номинал резистора R9 или R10 в ту или другую сторону, этого добиться. Переменные резисторы в этом УНЧ я не использую сознательно, так как это снижает общую надёжность в долгосрочной перспективе.

Совсем не обязательно, но можно, если есть возможность, подобрать пару VT4 и VT5, пару драйверов и пару выходных транзисторов, а транзисторы VT1, VT6, VT7, VT8, VT9 и VT22 выбрать просто по максимальному коэффициенту усиления из имеющихся у вас транзисторов этого типа.

Обратите внимание, каждый источник тока (дифкаскада и усилителя напряжения) имеет свой источник опорного напряжения (на красном светодиоде AL307B). Обычно используют один общий источник опорного напряжения на 2 или 3 источника тока, если везде требуется одинаковое опорное напряжение. Сделал я это специально, так как через общий источник опорного напряжения происходит проникновение сигнала усилителя напряжения в цепи питания входной части. А это приводит к появлению интермодуляции.

Возможные замены деталей

Транзисторы VT2, VT3, VT7 и VT8 (BC556C и BC546C) должны быть именно с литерой «С» в конце, так как только они имеют большой коэффициент усиления по току. Выходные 2SC5200 и 2SA1943 можно заменить на 2SC3281 и 2SA1302, соответственно. Возможно, после этого понадобится корректировка тока покоя. Если он изменится несильно, то можно ничего не менять. Драйверы 2SC5171 и 2SA1930 лучше ничем не заменять, но при их отсутствии можно ставить 2SC4793 и 2SA1837, соответственно, или MJE15032 и MJE15033. Если и этих нет, то можно пробовать, например, MJE340 (MJE350) или ставить любые другие средней мощности, применяемые в этой схеме (BD, 2SB), но ток покоя, возможно, придётся сильно корректировать, и некоторые параметры могут немного ухудшиться. Транзисторы BD139 и BD140 имеет смысл использовать (в тех местах, где они стоят в схеме) только если у вас напряжение питания ниже ± 40 В.

И обратите внимание на их качество (см. выше). При сомнениях ставьте сразу 2SD669A и 2SB649A. В схеме присутствуют транзисторы BD, так как первоначально усилитель рассчитывался, был изготовлен и работал при напряжении имеющегося блока питания ± 33 В, а позже перерисовывать схему у меня не стал.

Катушка L1 наматывается прямо на резисторе R33 виток к витку любым одножильным лакированным медным проводом диаметром 0.8...1 мм. и содержит 8...9 витков. Концы катушки припаиваются к выводам резистора. Разместить её можно на плате или у выходного разъёма.

Потенциометр регулировки громкости R47 может быть номиналом 47...100 кОм.

Как можно заметить, вся левая (входная) часть УНЧ выполнена по несимметричной схеме. Симметричная схема, конечно, по THD и шуму показала немного лучшие результаты (и симуляторы «отрабатывают» симметричную схему на порядок быстрее), но увеличивать количество деталей входной части в 2 раза я счёл нецелесообразным, так как параметры УНЧ и так достаточно хороши, усложнять схему не хотелось, а самое главное – на звуке это не отражается вообще никак (проверено на практике).

При сравнительном прослушивании варианта с общей ООС и без неё для быстрого переключения режима вместо перемычек А–Б–В я установил переключатель с двумя группами запараллеленных (для надёжности) переключаемых контактов. Средний контакт я подключил к точке А, нормально закрытый – к Б, нормально открытый – к В. Переключатель должен обеспечить быструю и надёжную коммутацию. При работающем УНЧ в момент переключения в динамиках могут возникать щелчки.

Трансформаторный вариант из-за низкого сопротивления вторичной обмотки трансформатора к самовозбуждению не склонен, как и вариант без общей ООС. А для полной надёжности варианта с общей ООС при таком значении выходного сопротивления УН и для исключения возможности низкоамплитудной генерации на ВЧ необходимо увеличить ёмкости конденсаторов C15 и C16. Вместо 100 пФ необходимо установить 220 пФ. Если планируется использовать усилитель в разных вариантах, сразу ставьте C15 и C16 по 220 пФ.

Косвенным подтверждением отсутствия генерации может служить практически одинаковый ток покоя УНЧ в варианте с общей ООС и без неё. Однако при правильных номиналах деталей и соблюдении рекомендаций генерация практически исключена.

Порядок проверки собранного УНЧ таков: после подачи питания (через лампу накаливания – см. ниже) без нагрузки и без входного сигнала проверяется ток покоя выходных транзисторов, токи источников тока выходной части (уравниваются при необходимости с помощью соответствующих резисторов), токи источников тока усилителя напряжения и дифкаскада. Если все в пределах допуска, измеряется напряжение на выходе. При необходимости корректируется с помощью R10. Без нагрузки на вход подаётся сигнал. Если всё нормально, проверяем под нагрузкой до ограничения сигнала. Только после этого проверяем всё то же, но уже без лампы. (Без лампы ток покоя УНЧ будет, конечно, выше процентов на 20...25, как и размах сигнала). После 5...7 минут прогрева на эквиваленте нагрузки (подав на вход синусоидальный сигнал 1 кГц) на мощности 10...15% от номинала (или на мощности 15...20% при подаче музыкального сигнала) отключаем источник сигнала (или уменьшаем громкость R47 до нуля) и через 1...2 минуты измеряем реальный ток покоя усилителя.

Не советую произвольно изменять номиналы деталей схемы, о которых не упоминается в данной статье, если у вас нет соответствующего опыта или если вы не располагаете как минимум осциллографом и генератором ЗЧ. Все номиналы довольно хорошо выверены на практике. Изменения могут привести к низкоамплитудной (0.2...1 В) перекompенсации на ВЧ в звуковом диапазоне.

Правильно собранный из исправных деталей с соблюдением всех рекомендаций по сборке УНЧ запускается сразу.

Параметры этого варианта указаны в Таблице 1 начале статьи.

Вариант без общей ООС

По схеме на Рисунке 2 удаляется переключатель А–Б, устанавливается переключатель А–В.

Это всё. Порядок включения, проверки и настройки такой же, как и в предыдущих слу-

чаях. Параметры будут такими: THD 1кГц – 0.009%; THD 20 кГц – 0.014%; THD 90 кГц – 0.054%; шумы – -85 дБ; полоса частот такая же, как и у варианта с общей ООС.

Как видно, параметры хорошие, но чуть хуже, чем у «голового» ВК. Это объясняется влиянием выходного сопротивления УН (которое компенсируется при использовании общей ООС). Можно, конечно, использовать эмиттерный повторитель в качестве буфера между УН и ВК, но для такого незначительного снижения искажений (0.002%) усложнять схему не хотелось. К тому же это лишило бы схему универсальности, так как в варианте с общей ООС этот буфер увеличил бы искажения.

Результаты спектрального анализа варианта без общей ООС представлены на Рисунке 15. Спектр тоже очень хорошо выглядит. Искажений значительно меньше, чем у трансформаторного варианта, хотя здесь и преобладает третья гармоника, вносимая усилителем напряжения. Уровень шума здесь, как видите, выше, чем в варианте с общей ООС, но на деле слышать его можно только вплотную прижавшись в тишине к ВЧ динамику, и если сам динамик качественный.

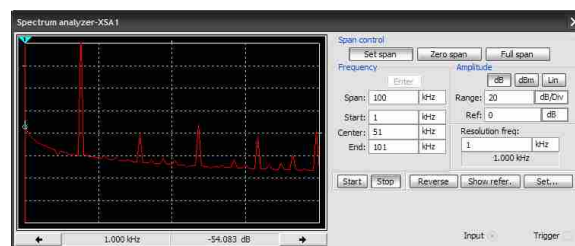


Рисунок 15. Спектр выходного сигнала усилителя без ООС.

Для сравнительного прослушивания усилителей на разных жанрах музыки использовалась приличная акустика V&W-704 и караоке-машина Evolution, как имеющая хороший звуковой тракт. Всё три варианта показали хорошие результаты. Один из них лично мне понравился больше, хотя были и те, кто предпочёл другой. То, что данный УНЧ звучит лучше, чем Inter-M, становится понятно сразу с первых секунд прослушивания даже на средней акустике. Чтобы отличить на слух разные варианты данного УНЧ или, например, сравнить его с «контрольным» усилителем, уже потребуется акустика классом повыше.

Реально несложно отличить на слух 0.1% THD от 0.01%. Да и то в основном это возможно из-за высокого уровня интермодуляции в усилителях с высоким уровнем гармоник. А чтобы реально различить звук усилителей с THD менее 0.01%, уже нужны и хорошая акустика, и хороший слух. Восприятие музыки – это 100% субъективный фактор, поэтому описывать звук не буду. Всё равно одним нравится одно, а другим – другое. Поэтому, как говорится, лучше один раз прослушать самому, чем сто раз услышать описание прослушавшего. При использовании нормальной акустики даже среднего класса данному УНЧ эквалайзер вообще не нужен.

Питание

Вариант с общей ООС удерживает на выходе почти идеальный ноль по постоянному напряжению (± 3 мВ), поэтому для его питания можно использовать любой обычный выпрямитель и трансформатор со средней точкой во вторичной обмотке, обеспечивающий ток не менее 5 А на канал. (При использовании трансформатора со средней точкой во вторичной обмотке надобность в резисторе R46 отпадает).

В остальных вариантах общей ООС нет, и усилитель слабее отслеживает уровень постоянного напряжения на выходе, поэтому идеального нуля там не будет. При правильной настройке УНЧ стабильно «держит» на выходе $\pm 20 \dots 50$ мВ. Для акустики это значение абсолютно безопасно. Однако во избежание возможных рисков (особенно при отсутствии устройства защиты громкоговорителей) можно использовать разделительный конденсатор или просто отключить среднюю точку вторичной обмотки трансформатора от общего провода (использовать автономный выпрямитель без средней точки в трансформаторе). Больше никаких изменений делать не надо. Средняя точка будет создана искусственно в точке соединения конденсаторов C21 и C22. Таким образом полностью исключается возможность проникновения постоянного напряжения в акустическую систему. Такой выпрямитель подойдёт для всех вариантов этого УНЧ. Резистор R46 при этом должен быть. Теоретически при использовании автономного выпрямителя должен снизиться

уровень НЧ фона (которого и так нет). Хотя по большей части этот постулат относится к полностью симметричным схемам. Практически же фон при таком питании в некоторых случаях, наоборот, может появиться, но только при неправильной разводке «земли» входной и выходной части в корпусе усилителя.

Для каждого канала я использую свой выпрямитель и отдельную обмотку трансформатора, но это не обязательно. Напряжение питания $\pm 40 \dots 45$ В при подключённом УНЧ в состоянии покоя. Ёмкости конденсаторов фильтра у меня по 20,000 мкФ (3×6800 мкФ) в каждом плече на каждый канал, но можно их уменьшить до 12...15 тысяч. Параллельно им нужно установить конденсаторы по 100...150 нФ (по одному на каждый блок электролитических конденсаторов). Провода используйте по возможности короткие и толстые. Каждый канал УНЧ должен иметь свои предохранители.

Напряжение питания можно снизить на 5...10 В без потери мощности, но делать это не советую.

Резисторы R31 и R32 – 5 Вт; R30, R33 и R46 – 2 Вт; R29 – 0.5 Вт; остальные – 0.25 Вт.

Конденсаторы C1, C2, C6 – на напряжение 25 В, остальные должны с запасом выдерживать напряжение питания.

Светодиоды – красные АЛ307Б с падением напряжения около 1.7 В.

D1 – любой интегральный выпрямитель, рассчитанный на напряжение питания и ток 10...20 А. Или просто 4 мощных диода.

При первом включении и проверке настоятельно рекомендую (не только для этого усилителя, а также и в любых других случаях) включить последовательно с первичной обмоткой сетевого трансформатора обычную лампу накаливания на напряжение 220 В мощностью 60 Вт (если ваш трансформатор мощностью 200 Вт). Это сэкономит множество деталей при ошибке монтажа или при каких-либо неполадках. При подключении к сети 220 В лампа на мгновение вспыхнет при зарядке конденсаторов фильтра выпрямителя, а затем, если спираль будет едва накалена, – всё в порядке, а если лампа продолжает светить сильно – есть проблемы (поломка или, например, выставлен очень большой ток

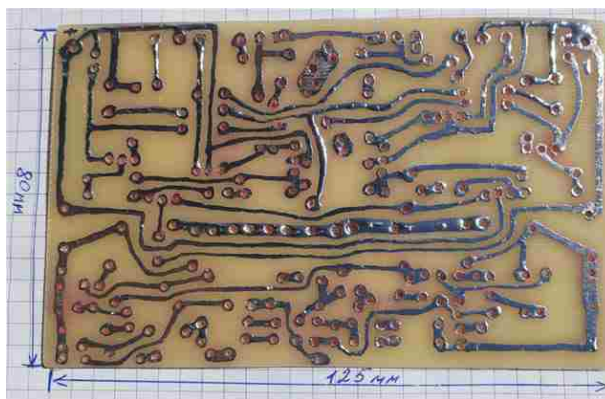


Рисунок 16. Рабочий макет усилителя.

покою), но ничего не сгорит. Если же лампа больше не нужна, удобнее просто закоротить её с помощью подключенного параллельно ей автоматического выключателя на 1...3 А.

Фото рабочего макета и первого варианта платы (ещё без каскода) представлено на Рисунке 16.

При изготовлении усилителя советую дополнить его устройством защиты громкого-



ворителей, так как хорошая акустика стоит гораздо дороже.

Печатные платы я делал вручную, не уделяя должного внимания эстетике. Поэтому приводить их чертёж не буду. Усилитель не требователен к способу разводки печатной платы. Она может быть любой, но, конечно же, с соблюдением общих правил разводки платы для УНЧ. **ПЛ**

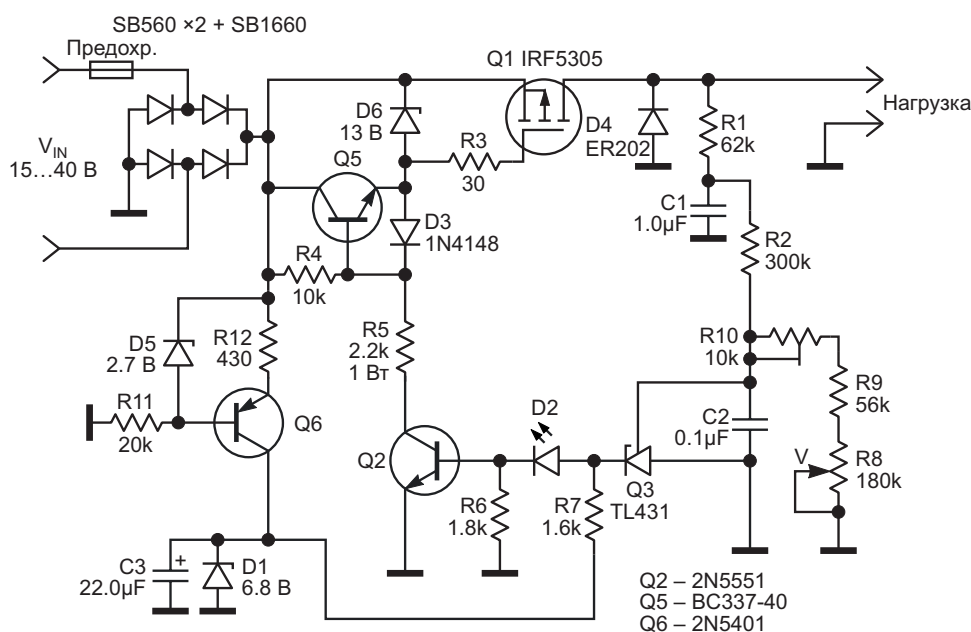


Рисунок 2. Еще один регулятор, который хорошо подходит для более тяжелых нагрузок порядка 100 Вт.

Выходное напряжение представляет собой последовательность однополярных импульсов – таким образом схема регулирует эффективное напряжение на нагрузке. Это напоминает широтно-импульсную модуляцию (ШИМ); отличие заключается в непостоянной амплитуде выходных импульсов в случае, если входное напряжение переменное.

Вырабатываемые схемой однополярные импульсы усредняются цепочкой R1C1, и часть результирующего напряжения (R2/R8, R9, R10) сравнивается микросхемой TL431 (Q3) с ее внутренним опорным напряжением V_{REF} . Если эта часть меньше V_{REF} (2.5 В), транзистор Q2 замкнут, поэтому ключевой транзистор Q1 также замкнут, и нагрузка подключена. И наоборот, когда входное напряжение TL431 выше 2.5 В, оба транзистора Q2 и Q1 закрыты, и нагрузка отключена.

Величина напряжения V_{KA} на катоде TL431 при входном напряжении большем 2.5 В плохо определена в документации; известно только, что оно будет около 2 В. Диоды D3 снижают напряжение на затворе открытого транзистора Q2 до значения менее 0.2 В. Диод D4 защищает схему от бросков напряжения, вызываемых индуктивностью нагрузки. Транзистор Q1 может использоваться без радиатора.

Если в схеме используется переменное входное напряжение V_{IN} , то постоянная вре-

мени R1C1 должна быть больше периода переменного напряжения. Указанные на схеме номиналы компонентов приведены для переменного напряжения частотой 50 Гц. Потенциометр R8 можно дополнить шкалой, градуированной в вольтах. Простая схема на Рисунке 1 плохо подходит для очень больших нагрузок (порядка 100 Вт).

Для более тяжелых нагрузок предназначена более сложная схема на Рисунке 2.

Она имеет ряд отличий от предыдущей схемы, в том числе:

- «Полудрайвер» Q5, ускоряющий открытие транзистора Q1;
- Более эффективный источник вспомогательного напряжения (Q6, D1);
- Зеленый светодиод D2 (прямое напряжение около 2 В), используемый в качестве интерфейса между TL431 и Q2 вместо диодов D3 на Рисунке 1;
- Более быстрый диод D4. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes TL431](#)
2. [Datasheet International Rectifier IRF5305](#)
3. [Datasheet Infineon IRF9530N](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor 2N5401](#)
5. [Datasheet PANJIT ER202](#)
6. [Datasheet PANJIT SB560](#)
7. [Datasheet PANJIT SB1660](#)

Трехвыводной стабилизатор в шунтовом режиме обеспечивает симметричность регулируемого источника питания

Stephen Woodward

EDN

Удивительно как, например, возможность использования «старомодных» трехвыводных линейных регуляторов (LM317, LM337, LM350 и др.) в топологиях шунтирующих регуляторов [1] может иногда вдохновить на создание «новомодных» схем. На Рисунке 1 показан полезный пример.

Источники питания с регулируемым напряжением – это удобные приспособления на каждом хорошо оборудованном лабораторном столе электронщика, а симметричные источники, выдающие на выходе одинаковые напряжения противоположной полярности, – тем более. В варианте симметричного источ-

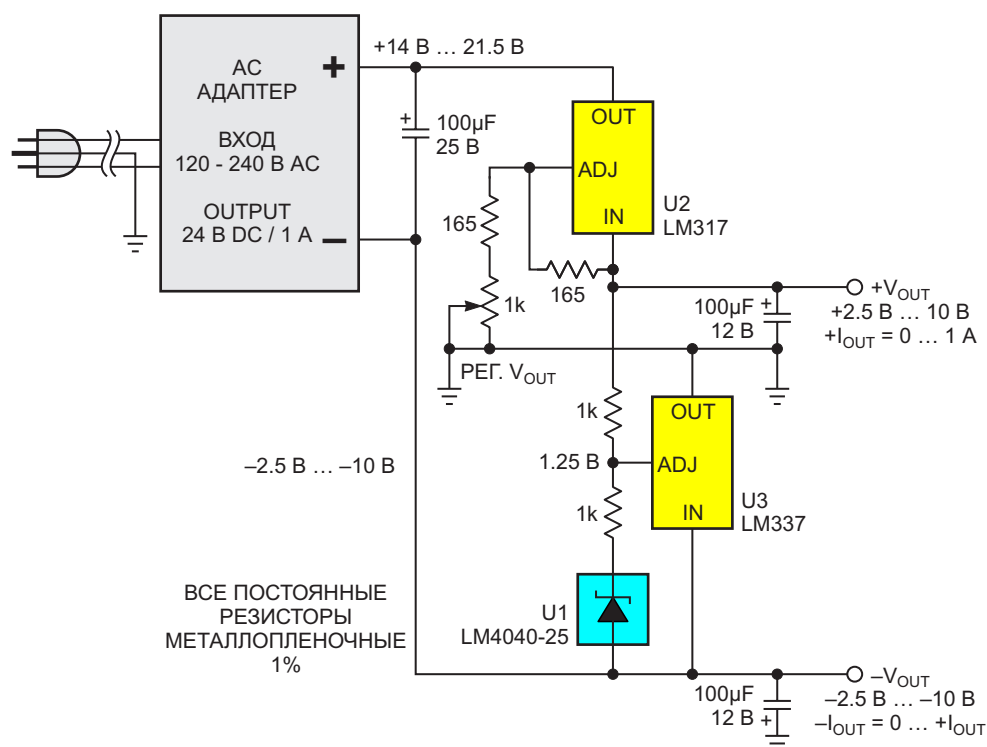


Рисунок 1. В источнике питания с регулируемым симметричным выходным напряжением используется один источник постоянного тока с классическими трехвыводными стабилизаторами; один стабилизатор (U3) работает в шунтовом режиме как «расщепитель шины».

ника питания, представленном на Рисунке 1, используется экономный прием, когда выходы обеих полярностей получают напряжение лишь от одного, а не от двух входов.

Такой прием, часто называемый «расщеплением шины», работает за счет «плавающего» источника питания, что позволяет брать ток для положительного выхода источника питания с положительной клеммы источника, а для отрицательного – с отрицательной. Этот метод может обеспечить дополнительную экономию средств, учитывая наличие массового производства множества стабилизированных сетевых адаптеров. Эти товары на самом деле дешевле, чем простой трансформатор аналогичной мощности с выпрямителями и фильтрующими конденсаторами. Например, адаптер 24 В/1 А, использованный в схеме на Рисунке 1, в популярной розничной сети продается менее чем за \$8!

Вот как работает схема на Рисунке 1.

Несколько компонентов, окружающих микросхему U2, представляют собой обычное учебное приложение прямо из технического

описания производителя LM317 с диапазоном регулировки напряжения от

$$V_{\text{MIN}} = 1.25\text{В} \left(\frac{165}{165 + 1} \right) = 2.5 \text{ В}$$

до

$$V_{\text{MAX}} = 1.25\text{В} \left(\frac{1000 + 165}{165 + 1} \right) = 10.08 \text{ В.}$$

Абсолютно стандартная вещь. Но схему на регуляторе U3 искать в обычных руководствах по применению не стоит. Скорее всего, вы ее там не найдете. Микросхема U3 сконфигурирована как шунтовой регулятор, который инвертирует напряжение регулятора U2 от +2.5 В до +10 В для получения комплементарного отрицательного выходного напряжения от -2.5 до -10 В. Да, это странно. Регулятор LM337 не должен работать в шунтовом режиме. Но он это делает.

Источник опорного напряжения U1 необходим для компенсации того факта, что для рабо-

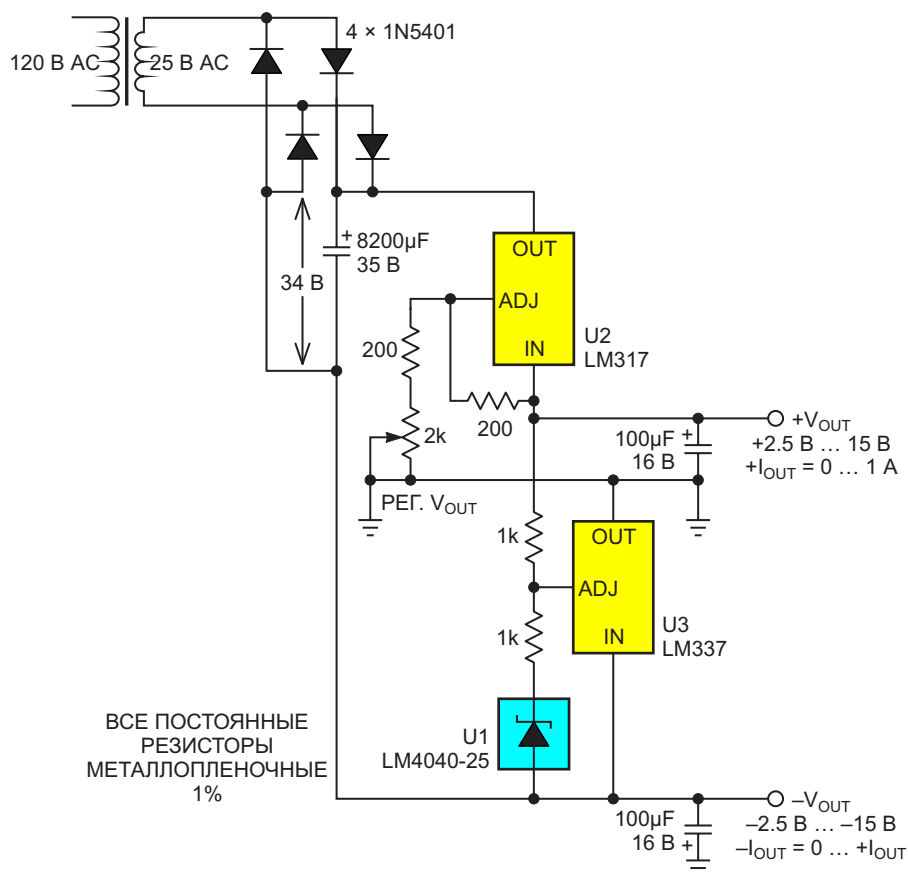


Рисунок 2. Источник питания с симметричным выходным напряжением, диапазон которого расширен до ±15 В за счет выбора другого источника постоянного тока и замены нескольких резисторов.

ты микросхемы U3 напряжение на ее входе регулировки должно составлять +1.25 В, из-за чего разность напряжений на верхнем резисторе 1 кОм на

$$(+V_{\text{OUT}} - 1.25 \text{ В}) - (1.25 \text{ В} - -V_{\text{OUT}}) = -2.5 \text{ В}$$

отличается от разности напряжений на нижнем резисторе 1 кОм. Если бы это отличие существовало, оно нарушало бы симметрию выходного напряжения, но U1 вычитает соответствующие 2.5 В и тем самым исправляет ситуацию.

Если вы собираетесь использовать эту конструкцию, пожалуйста, имейте в виду: предполагается, что ток, потребляемый от положительного выхода, всегда будет не меньше, чем ток, забираемый из отрицательного выхода. Если это соотношение изменится, и отрицательная сторона будет нагружена значительно сильнее, чем положительная, тогда U3 не сможет стабилизировать напряжение, а выходное отрицательное напряжение упадет и перестанет отслеживать положительное. К счастью, если такая проблема все же возникнет, реального ущерба не будет. Более того, эту проблему можно обойти, подключив к положительной стороне подходящий резистор «фиктивной нагрузки».

Также обязательно позаботьтесь о достаточном радиаторе для регуляторов U2 и U3, особенно для U2, который при минимальном напряжении и максимальном токе источника питания может рассеивать около 20 Вт.

Между тем, максимальные пределы выходного напряжения ± 10 В на Рисунке 1 были установлены просто потому, что 24 В было самым высоким напряжением, на которое я мог найти дешевый адаптер питания. Это, конечно, далеко не фундаментальное ограничение, что подтверждает Рисунок 2 с его «классическими» пределами ± 15 В, которые достигаются переходом на столь же «классические» 25 В накального трансформатора, диодного моста и фильтрующего конденсатора.

Просто это стоит дороже. **РЛ**

Ссылка

1. Stephen Woodward. [Классические трехвыводные регулируемые стабилизаторы могут работать в шунтовом режиме? А вы не знали?](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild LM317](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor LM337](#)
3. [Datasheet Microchip LM4040](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor 1N5401](#)

Функциональный генератор с электронной регулировкой эквивалентных емкостей конденсаторов

Michael A. Shustov

EDN

Показана возможность создания перестраиваемого по частоте функционального генератора прямоугольных и треугольных импульсов постоянной амплитуды с электронным синхронным управлением эквивалентных емкостей конденсаторов задающего генератора и интегратора. Такое управление возможно за счет использования повторителей напряжения, в цепь обратной связи которых через регулятор коэффициента передачи включены конденсаторы.

Общеизвестные функциональные генераторы содержат задающий генератор прямоугольных импульсов, к выходу которых подключен интегратор на основе RC-цепочки, в которой резистор играет роль генератора стабильного тока. Это обеспечивает линей-

ный заряд и разряд конденсатора и формирование на его обкладках напряжения треугольной формы.

Недостатком классической схемы является то, что такой генератор способен работать только на одной частоте, поскольку при ее

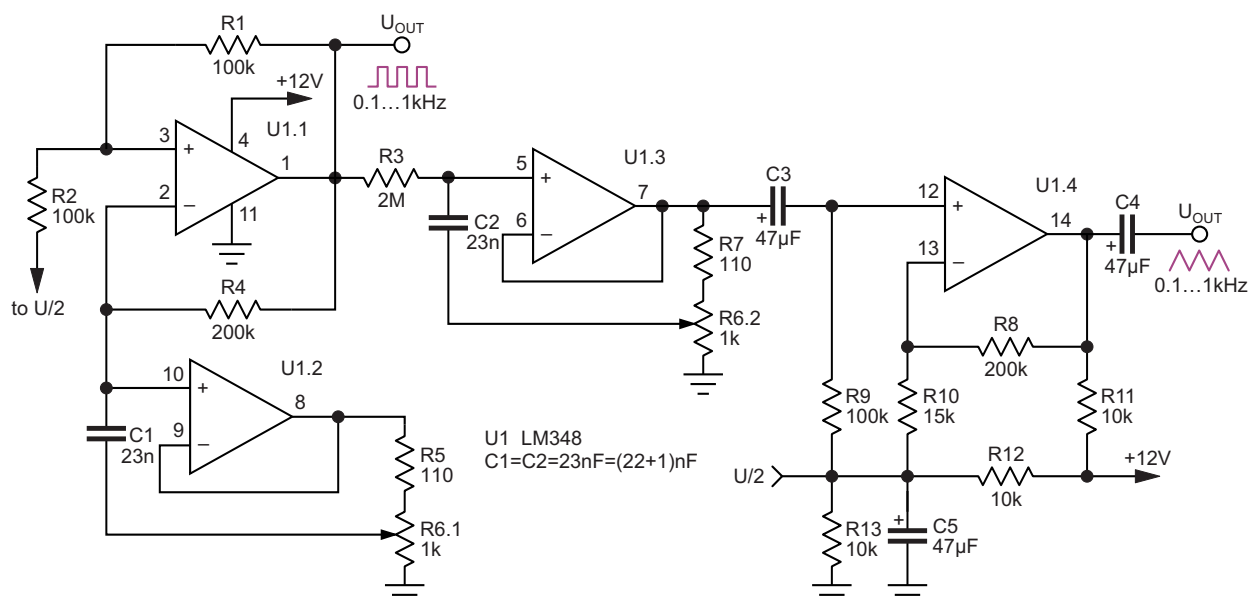


Рисунок 1. Электрическая схема функционального генератора с электронной регулировкой эквивалентных емкостей конденсаторов.

изменении амплитуда выходного сигнала треугольной формы заметно меняется. Для обеспечения возможности перестройки по частоте такого генератора с сохранением стабильной амплитуды выходного сигнала треугольной формы необходимо использовать схему стабилизации амплитуды, либо синхронно с изменением частоты генерации корректировать емкость конденсатора интегратора.

Решить проблему синхронного изменения частоты задающего генератора и ему соответствующее пропорциональное изменение емкости конденсатора интегратора возможно за счет использования электронного регулирования эквивалентной емкости конденсаторов. Принцип электронного регулирования параметров RLC-элементов описан в работах [1–8]. Такое управление эквивалентных параметров активных и реактивных элементов возможно, например, за счет использования повторителей напряжения, в цепь обратной связи которых через регулятор коэффициента передачи включены эти элементы [8].

Если к выходу повторителя подключить потенциометр, Рисунок 1, и между движком потенциометра и входом повторителя включить конденсатор, то эквивалентная емкость этого элемента C_{EQU} в зависимости от положения движка потенциометра будет меняться от номинального C_0 до практически нулевого значения по формуле

$$C_{\text{EQU}} = C_0(1 - K_{\text{TRANS}}),$$

где K_{TRANS} – коэффициент передачи от входа повторителя до движка потенциометра, $K_{\text{TRANS}} = 0 \dots 1$.

Функциональный генератор, Рисунок 1, содержит задающий RC-генератор прямоугольных импульсов на операционном усилителе U1.1 микросхемы LM348. Сигналы с выхода генератора частотой 100...1000 Гц

поступают на интегрирующую цепочку R3C2, в которой высокоомный резистор R3 выполняет роль генератора стабильного тока. На обкладках конденсатора C2 формируется сигнал треугольной формы. Далее с выхода повторителя напряжения на операционном усилителе U1.3 сигнал через разделительный конденсатор C3 поступает на каскад усиления на операционном усилителе U1.4.

Эквивалентная емкость конденсаторов C1 настройки частоты и C2 интегрирующей цепочки уменьшается при подаче на одну из его обкладок напряжения обратной связи. Это напряжение совпадает по фазе с входным напряжением и регулируется сдвоенным потенциометром R6.1 и R6.2.

Литература

1. Miller J.M. Dependence of the input impedance of a three-electrode vacuum tube upon the load in the plate circuit // Scientific Papers of the Bureau of Standards, 1920, Vol. 15, № 351, P. 367–385.
2. Sheingold D.H. Impedance and admittance transformations using operational amplifiers // The Lightning Empiricist, 1964, Vol. 12, № 1, P. 1,2,7,8.
3. Gaon J. Feedback turns fixed capacitor into variable capacitance // Electronics, 1966, Vol. 39, № 24 (Nov. 28). P. 80.
4. Коршунов А.И. Плавное регулирование емкости конденсаторов // Силовая электроника, 2014, № 4 (49), С. 36–40.
5. Plasoianu Gh. [Electronically-variable capacitor with wide range and high value](#) // EDN. – June 20, 2018.
6. Шустов М.А. [Верньерный ГСТ капельного типа на диапазон \$10^{-6} \dots 10^{-11}\$ А.](#)
7. Woodward S.W. [Synthesize variable in-circuit \$R_s\$, \$L_s\$, and \$C_s\$](#) // EDN. – February 19, 2019.
8. Шустов М.А. [Электронные регуляторы параметров RLC-элементов.](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM348](#)

Устраните (в основном) ошибки R_{ON} и R_{OFF} мультиплексора регулировки усиления

Stephen Woodward

EDN

Использование микросхем мультиплексоров (как правило, различных представителей семейства 405х) для управления усилением в схемах обработки сигналов и сбора данных на трансимпедансных (преобразующих ток в напряжение) операционных усилителях является общепринятой практикой. Использование мультиплексора для выбора нужного резистора обратной связи обычно дает хорошие результаты, однако неидеальность мультиплексоров иногда может вносить значительную или даже недопустимую погрешность преобразования. В основном это связано, конечно, с тем, что R_{ON} (сопротивление в открытом состоянии) переключателей, входящих в состав мультиплексоров, всегда больше нуля, а их R_{OFF} (сопротивление в закрытом состоянии) меньше бесконечности.

К счастью, существуют простые топологии схем, которые позволяют уменьшить (или даже устранить) худшие из эффектов, связанных с этими досадными параметрами коммутаторов, причем выбор зависит от того, какое из сопротивлений (R_{ON} или R_{OFF}) является более серьезной проблемой в конкретном приложении. На Рисунке 1 показан прием, компенсирующий ошибку R_{ON} .

Типичные значения R_{ON} мультиплексоров варьируются от 100 до 1000 Ом и существенно зависят от технологии изготовления (например, поликремниевый или металлический затвор), уровня сигнала, напряжения питания и температуры. Поскольку сопротивления электрически включены последовательно с резисторами, они добавляются в схему и исключаются из нее, создавая соответствующую

ошибку усиления обратной связи на выходе усилителя. Эти ошибки не слишком серьезны, пока сопротивление резистора установки усиления хотя бы на пару порядков больше R_{ON} , как R4 на Рисунке 1, но могут быть недопустимыми для более низких значений, таких как R1.

Схема на Рисунке 1 полностью исключает эти проблемы за счет использования дополнительного мультиплексора (U1a), позволяю-

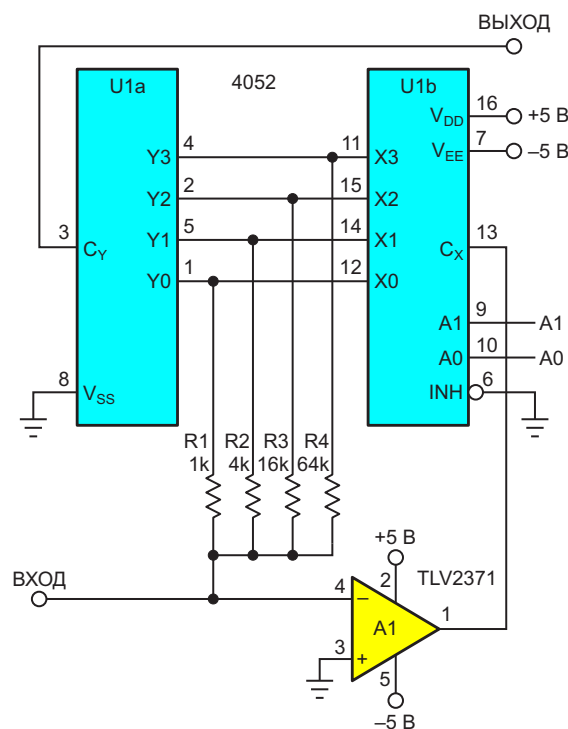


Рисунок 1. Компенсация ошибки R_{ON} мультиплексора за счет снятия выходного сигнала со стороны вывода ключа, коммутирующего резистор установки усиления.

щего брать сигнал, подаваемый на вывод 13 мультимплектора U1b, не непосредственно с выхода усилителя A1, а с вывода U1b, работающего на выбранный резистор установки усиления (от R1 до R4), и таким образом, обходить и устранять ошибки R_{ON} .

Теперь с R_{ON} покончено, но как насчет другого конца спектра ошибок ключей мультимплектора – R_{OFF} ?

Сопротивления R_{OFF} мультимплектора, также сильно зависящие от температуры и технологии изготовления, обычно варьируются от единиц до сотен мегом и фактически параллельны резисторам установки усиления, поэтому они могут быть источником неприятных ошибок, когда сопротивления резисторов, определяющих усиление, превышают несколько десятков килоом. На Рисунке 2 предлагается обходной путь для такой ситуации.

Резисторы R_Z на Рисунке 2 служат для направления токов утечки V_{OUT}/R_{OFF} мультимплектора U1b в землю, оставляя только милливольты, которые блокируются мультимплектором U1a. Этот прием позволяет на порядки снизить погрешность, вносимую R_{OFF} .

Конечно, эта уловка фактически включает **два** сопротивления R_{ON} мультимплектора последовательно с резисторами установки

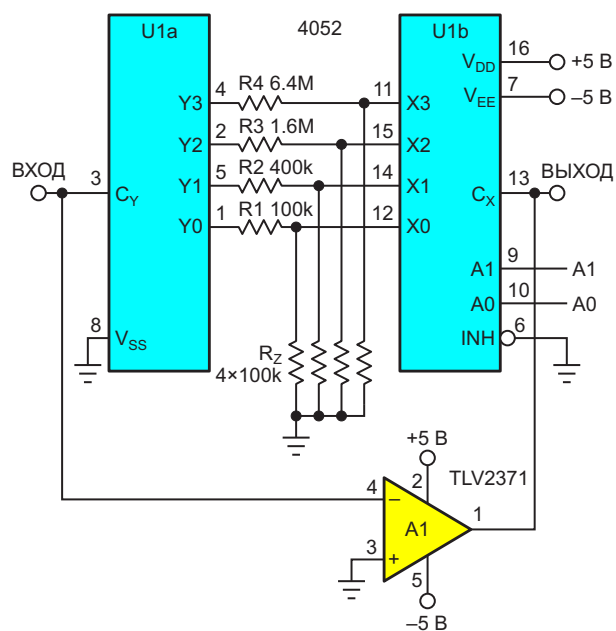


Рисунок 2. Устранение ошибки R_{OFF} мультимплектора путем направления тока утечки в землю с помощью резисторов R_Z .

усиления (R1–R4), поэтому ее следует использовать с осторожностью, чтобы не создать больше ошибок, чем устранить. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4052B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV2371](#)

Однополюсный переключатель управляет цифровым потенциометром

Jim Bach

EDN

Эта схема является развитием и упрощением другой (Рисунок 1 [1]). Как отмечено в описании предыдущей конструкции, с помощью двухполюсного двухпозиционного клавишного переключателя S1 можно создать эффект «прямого» или «обратного счета» на входе цифрового потенциометра CAT5114. Установка переключателя в верхнюю позицию приводит к тому, что контакт S_{1A} заземля-

ет вход элемента IC_{1A}, вследствие чего триггер на логических элементах «И-НЕ» IC_{1A} и IC_{1B} переключается, и на его выходе устанавливается высокий уровень, подающий потенциометру CAT5114 команду на прямой счет. Одновременно контакт S_{1B} через резистор 10 кОм разряжает конденсатор 1 мкФ на верхнем по схеме входе элемента IC_{1C}. В результате на выходе элемента IC_{1C} также устанавливается

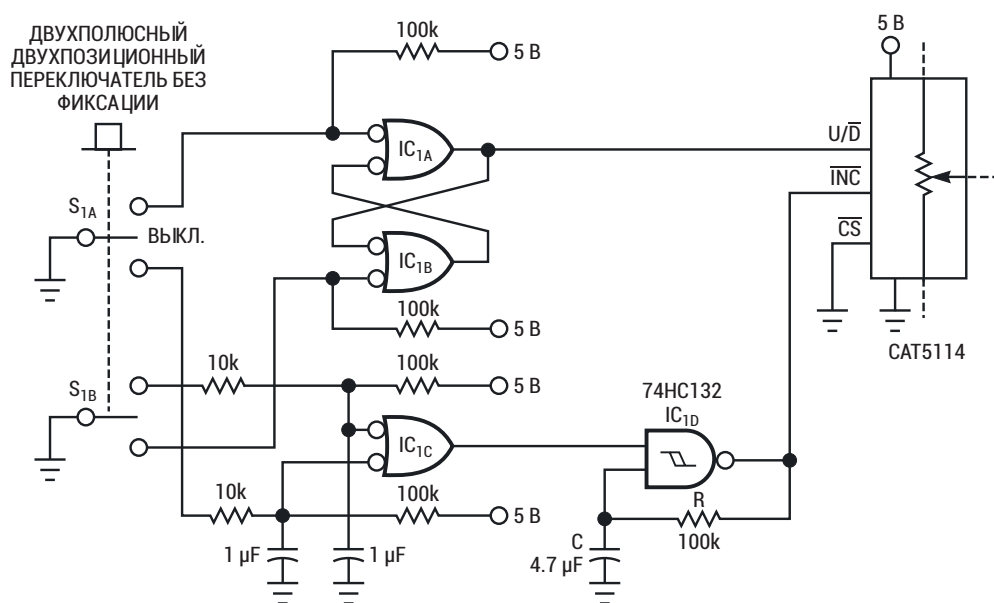


Рисунок 1. Это оригинальная схема, опубликованная в [1].

высокий уровень, включая генератор на элементе IC_{1D}. Аналогично, при перемещении переключателя в нижнюю позицию контакт S_{1B} заземляет вход элемента IC_{1B}, и логический уровень на выходе триггера становится низким, подавая потенциометру CAT5114 команду на обратный счет. Одновременно контакт S_{1A} через резистор 10 кОм разряжает конденсатор 1 мкФ на нижнем по схеме входе элемента IC_{1D}.

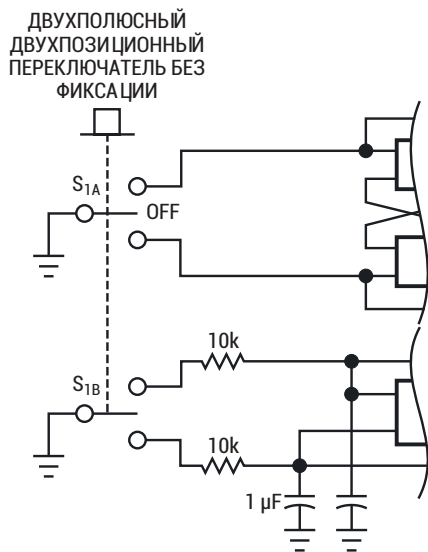


Рисунок 2. Схему интерфейса переключателя на Рисунке 1 можно изменить.

Первым шагом в упрощении этой конструкции является такое изменение подключения контактов переключателя S₁, чтобы исключить перекрестное соединение секций А и В между линиями управления триггером и схемой включения генератора. Перестроить структуру интерфейса можно так, как показано на Рисунке 2. В этой схеме S_{1A} управляет триггером, а S_{1B} – включением генератора. Этот шаг непосредственно не уменьшает количество деталей в схеме, однако делает более очевидным последующий шаг. Следующим шагом в упрощении является признание того, что две RC-цепочки на входах IC_{1C} выполняют одну и ту же функцию, но в противоположных положениях переключателя. Что касается элемента IC_{1C}, то в любом положении переключателя его функция заключается в том, чтобы устранить дребезг контактов и, в конечном итоге, включить генератор.

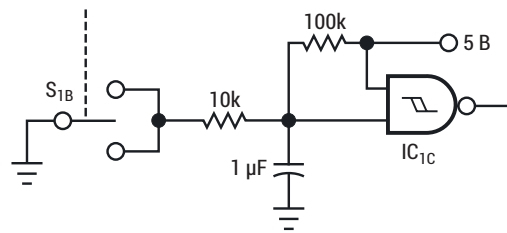


Рисунок 3. Можно упростить структуру цепи включения генератора, как показано на рисунке.

Таким образом, нужна только одна RC-цепочка, и она может подключаться в обеих активных позициях переключателя S_{1B} (Рисунок 3). Перемещение переключателя в любом направлении разряжает конденсатор 1 мкФ через резистор 10 кОм, в результате чего на выходе IC_{1C} устанавливается высокий уровень, включающий генератор. При отпущении переключателя контакт S_{1B} переходит в разомкнутое, или выключенное состояние, конденсатор 1 мкФ перезаряжается через резистор 100 кОм, и генератор выключается.

Последний шаг упрощения основан на том, что единственным назначением элемента IC_{1C} и RC-фильтра на его входе является получение высокого логического уровня всякий раз, когда переключатель S₁ находится в любом из своих активных положений. Правда, RC-фильтр необходим для устранения дребезга контактов переключателя, однако фактическая информация о замыкании переключателя, доступная на контакте S_{1B}, также доступна и на S_{1A}. Таким образом, для прямого контроля контактов S_{1A} можно просто использовать элемент IC_{1C}. А RC-фильтр можно перенести на вход IC_{1D}. Этот шаг позволяет упростить переключатель S₁, поменяв двухполюсную конфигурацию на однополюсную, что означает возможность использования более дешевого переключателя. Поскольку теперь RC-фильтр подавления дребезга подключается к низкоомному выходу элемента IC_{1C}, сопротивление R можно увеличить, тем самым уменьшив величину емкости C, необходимой для формирования той же постоянной времени. Это означает, что можно использовать более дешевые конденсаторы меньшей емкости. Можно также во всех четырех позициях использовать резисторы одного и того же номинала 100 кОм,

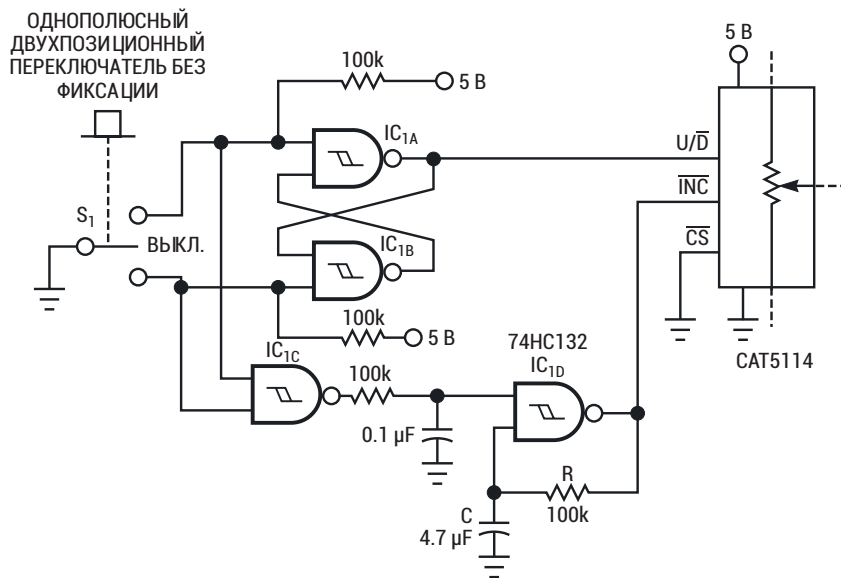


Рисунок 4. В этой схеме используется меньше компонентов, и дешевле, чем в схеме на Рисунке 1.

чтобы сократить номенклатуру необходимых компонентов. Окончательная схема изображена на Рисунке 4. [РЛ](#)

управляет один переключатель. РадиоЛоцман, 2023, 09-10, [стр. 58](#)

Ссылка

1. Chuck Wojslaw. Цифровым потенциометром

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor CAT5114](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74HC132](#)

Недорогой автономный программируемый измеритель сверхнизких сопротивлений

Moshe Gerstenhaber, Mark Champion

EDN

Во многих приложениях требуется измерение очень низких сопротивлений, включая, в частности, анализ целостности предохранителей, определение характеристик реле и оценку сверхпроводников. На рынке представлен широкий спектр оборудования, предназначенного для решения этой задачи, но эти устройства непомерно дороги и не могут быть практически интегрированы во многие приложения вне лаборатории. Распростра-

ненный недорогой и компактный метод измерения сопротивления заключается в подаче известного постоянного тока в неизвестный резистор, измерении результирующего напряжения и расчете сопротивления с использованием закона Ома. К сожалению, для очень низких сопротивлений ток, необходимый для получения напряжения, достаточно хорошо отличимого от окружающего шума, становится практически неосуществимо большим.

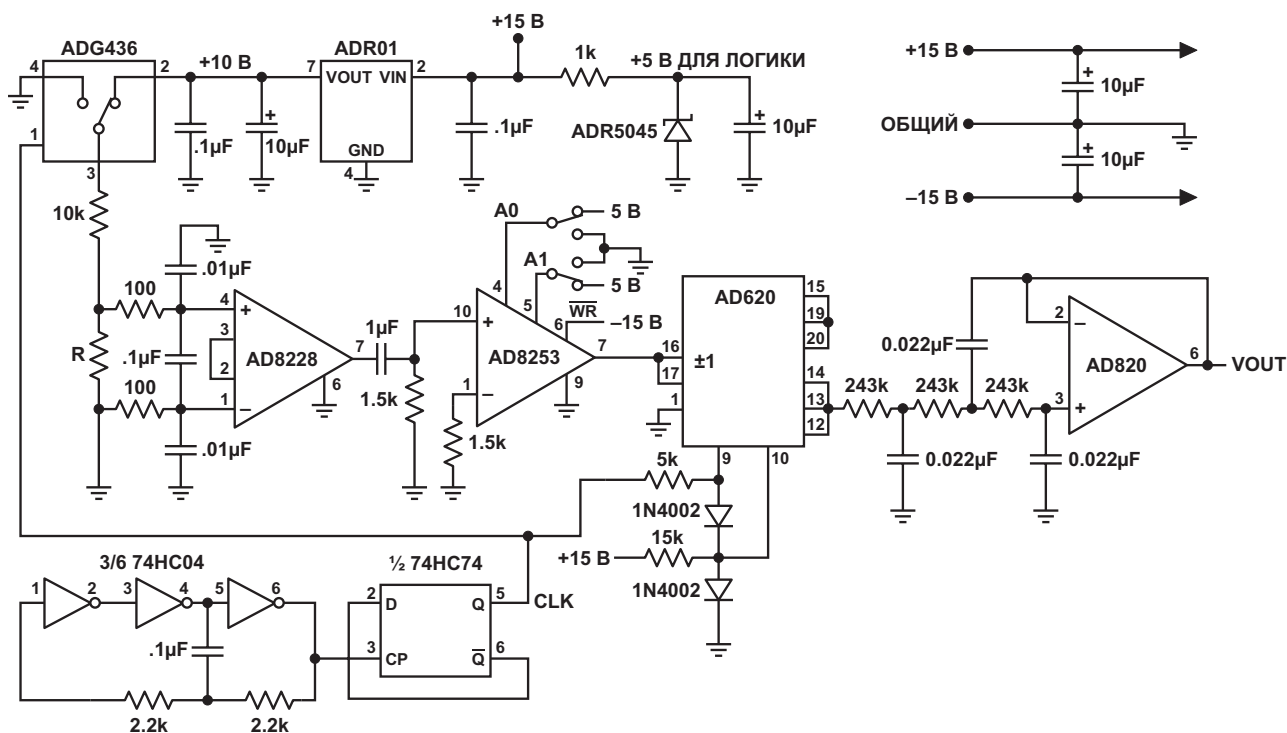


Рисунок 1. Прозрачная конфигурация усилителя AD8253 позволяет пользователю вручную устанавливать коэффициент усиления в соответствии с Таблицей 1.

Таблица 1. Логические уровни для прозрачного режима AD8253

\overline{WR}	A1	A0	Усиление
-15 В	НИЗКИЙ	НИЗКИЙ	1
-15 В	НИЗКИЙ	ВЫСОКИЙ	10
-15 В	ВЫСОКИЙ	НИЗКИЙ	100
-15 В	ВЫСОКИЙ	ВЫСОКИЙ	1000

На Рисунке 1 представлена полная схема недорогого программируемого синхронного усилителя, предназначенного для измерения сопротивлений в микроомном диапазоне. Переменное напряжение генерируется путем коммутации тока в неизвестное сопротивление. Импульс тока 1 мА формируется с помощью аналогового коммутатора ADG436, который поочередно подключает напряжение 10 В (от прецизионного опорного источника ADR01) и землю к последовательному соединению резистора 10 кОм и неизвестного сопротивления. Результирующее неощутимо малое переменное напряжение затем подается на инструментальный усилитель AD8228, коэффициент усиления которого установлен равным 100. AD8228 хорошо подходит для первого каскада усиления благодаря низкому уровню шумов. За AD8228 следует программируемый инструментальный усилитель AD8253, коэффициент усиления которого можно установить равным 1, 10, 100 или 1000 в зависимости от величины измеряемого сопротивления. В схеме на Рисунке 1 вывод \overline{WR} микросхемы AD8253 подключен к отрицательной шине питания, устанавливая

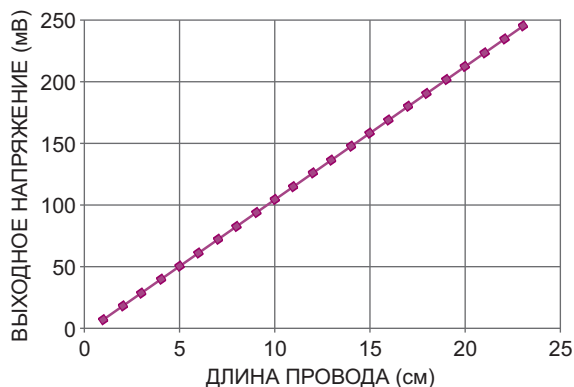


Рисунок 2. Выходное напряжение системы для различных длин медного провода сечением 0.82 мм^2 , измеренное в лаборатории, показывает, что сопротивление равно 213.58 мкОм/см .

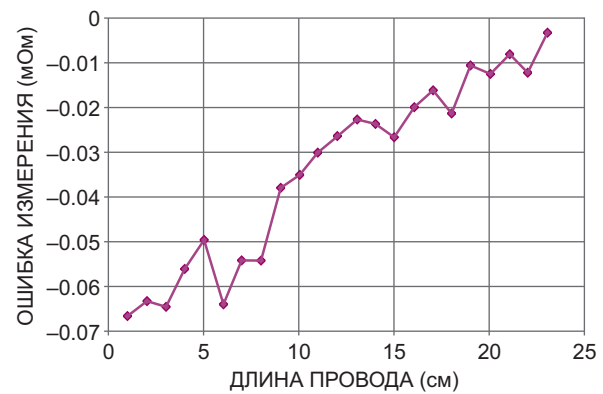


Рисунок 3. Ошибка измерения системы, где шум на кривой обусловлен человеческим фактором при размещении измерительных щупов, а наклон кривой – небольшой погрешностью усиления системы.

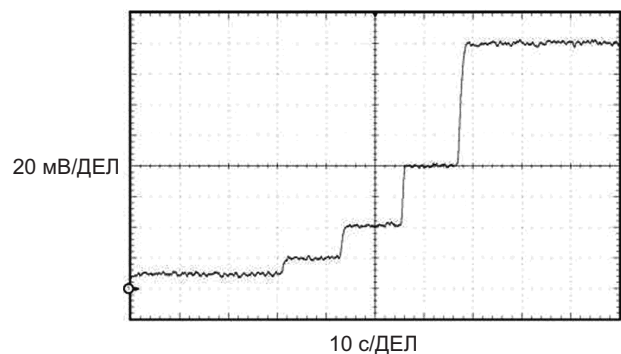


Рисунок 4. Линейность системы демонстрируется выходным напряжением системы при размещении измерительных щупов на проводе на расстояниях 1, 2, 4, 8 и 16 см друг от друга.

прозрачный режим входной защелки, в котором пользователь имеет возможность вручную задавать коэффициент усиления в соответствии с Таблицей 1. Коэффициент усиления системы чрезвычайно стабилен при изменении температуры благодаря малому дрейфу усиления микросхем AD8228 и AD8253. Для извлечения информации об амплитуде используется балансный демодулятор AD630, который синхронно выпрямляет усиленный сигнал. Активный трехполосный фильтр нижних частот на микросхеме AD820 подавляет все внеполосные частоты и пропускает полезный внутриполосный сигнал с передаточной функцией 50 мВ/мОм при максимальном усилении системы.

Система полностью автономна, и пользователю необходимо только обеспечить питание $\pm 15 \text{ В}$. Генератор с частотой 1 кГц ,

построенный на основе обычных недорогих цифровых микросхем, формирует сигнал CLK, управляющий секциями возбуждения и демодуляции системы. Питание 5 В для этих микросхем берется с шины 15 В и стабилизируется шунтовым регулятором ADR5045.

Выходное напряжение системы линейно во всем диапазоне, как видно из Рисунка 2.

Рисунок 3 иллюстрирует ошибку измерения системы. Линейность системы дополнительно демонстрируется на Рисунке 4. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD620](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD820AR](#)
3. [Datasheet Analog Devices AD8228ARZ](#)
4. [Datasheet Analog Devices AD8253](#)
5. [Datasheet Analog Devices ADG436](#)
6. [Datasheet Analog Devices ADR01](#)
7. [Datasheet Analog Devices ADR5045](#)
8. [Datasheet Texas Instruments SN74HC04](#)
9. [Datasheet Texas Instruments SN74HC74](#)

Выходное напряжение схемы прямо пропорционально температуре в широком диапазоне

ROOcaуa

EDN

Известно, что диод с р-п переходом может быть основой точного термометра для криогенных температур примерно до 200 °С. Через диод поддерживается постоянный ток, и падающее на нем напряжение отражает измеряемую температуру. Чтобы минимизировать саморазогрев диода, величина постоянного тока обычно выбирается небольшой. Напряжение на диоде линейно падает с температурой, поэтому для прямого считывания показаний необходима схема согласования на операционном усилителе. Калибровка выходного сигнала осуществляется с помощью опорного напряжения.

В этой статье экстраполируется концепция диода с р-п переходом, возбуждаемого постоянным током, что потенциально позволяет отказаться от использования опорного напряжения и операционных усилителей. В результате получилась уникальная реализация простой, но высокоточной схемы,

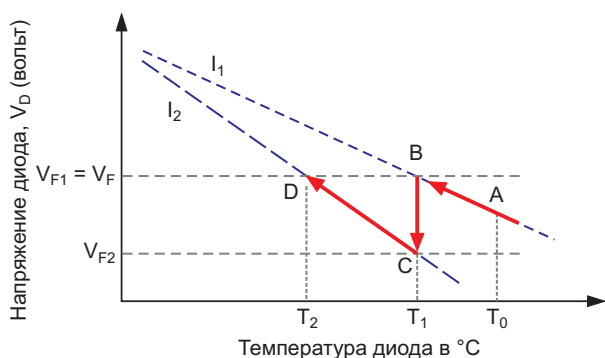


Рисунок 1. Принцип действия термометра с прямым считыванием среднеквадратичного значения.

выходной сигнал которой пропорционален температуре. Предлагаются также интересные варианты применения этой схемы. Работа измерителя основана на коммутируемой схеме, которая позволяет попеременно пропускать через диод два постоянных тока. Метод хорошо обоснован математически, но мрачные подробности в этой статье опускаются. Отправной точкой является уравнение Шокли для диода:

$$I = I_n e^{\frac{E_G}{nkT}} \left(e^{\frac{qV}{nkT}} - 1 \right),$$

где

I – ток, проходящий через р-п переход диода;

V – напряжение на диоде;

T – абсолютная температура р-п перехода;

n – коэффициент идеальности полупроводникового материала диода;

E_G – ширина запрещенной зоны объемного полупроводника;

k – постоянная Больцмана;

I_n – не зависящая от температуры часть обратного тока насыщения диода.

В эксперименте, описанном в [1], кремниевый диод 1N4148 поочередно возбуждается сначала постоянным током I_1 , а затем постоянным током I_2 , причем переключение происходит при температуре T .

На Рисунке 1 показано влияние этих двух токов на напряжение диода при его охлаждении в водяной бане от температуры T_0 . В принципе, отрезки AB и CD , экстраполированные в

обратном направлении, сходятся при абсолютном нуле ($-273\text{ }^{\circ}\text{C}$). Однако примеси и другие эффекты в диоде ограничивают полезность схемы примерно до $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$.

При температуре T использование двух последовательно включаемых токов дает пару данных: (T, I_1, V_1) и (T, I_2, V_2) . Подставив эту пару в уравнение Шокли, можно легко найти разность напряжений $\Delta V = V_1(T) - V_2(T)$, основываясь на коэффициенте идеальности:

$$n = \frac{q\Delta V(T)}{kT \ln(I_1/I_2)}$$

Коэффициент идеальности обычно постоянен для данного диода, и для 1N4148 он составляет 1.9 [1]. Наблюдаемая предсказуемость схемы лучше для кремниевых диодов, чем для германиевых. В последнем уравнении члены n , q/kT и $\ln(I_1/I_2)$ постоянны, и его можно переписать с использованием новой константы b :

$$\Delta V(T) = bT,$$

где температура T в градусах Кельвина.

Следовательно, разность напряжений при данной температуре T прямо пропорциональна температуре при условии, что токи переключаются в заданном соотношении при температуре измерения. Время переключения меньше времени, за которое может измениться температура. Для лучшей точности измерений разность напряжений ΔV при интересующей температуре должна быть большой. На Рисунке 1 показано большое соотношение токов I_1/I_2 , однако при слишком большом I_1 может возникнуть саморазогрев. На

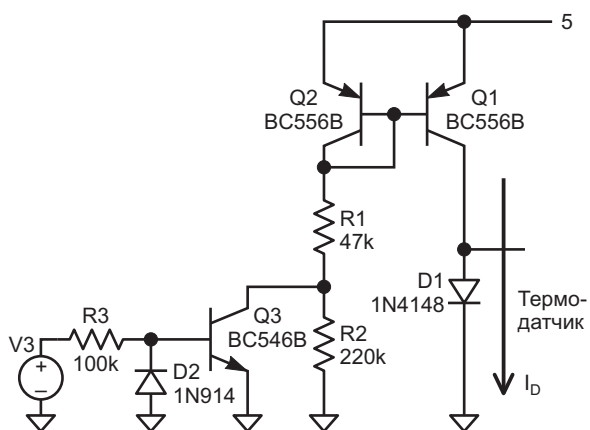


Рисунок 2. Коммутируемый источник постоянного тока.

Рисунке 2 показано инновационное коммутируемое токовое зеркало, состоящее из транзисторов Q_1 и Q_2 , выходной ток которого отражается в диоде D_1 .

На Рисунке 2 нагрузочный резистор транзистора Q_2 подключается к коллектору или отключается от него дополнительным транзистором Q_3 , управляемым источником тактового сигнала V_3 с коэффициентом заполнения 50%. В результате нагрузочное сопротивление попеременно имеет значение R_1 при $V_3 = 5\text{ В}$ и $(R_1 + R_2)$ при $V_3 = 0\text{ В}$. При указанных на схеме номиналах компонентов два значения токов зеркала составляют 20.14 мкА и 111.38 мкА. Подстановка всех констант в формулу для разности напряжений дает

$$\Delta V(T) = 2.8 \times 10^{-4}T.$$

Эта формула предсказывает выходное напряжение $\Delta V = 20.5\text{ мВ}$ при температуре $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$, 83.4 мВ при $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ и 132.0 мВ при $200\text{ }^{\circ}\text{C}$. Усиление с помощью операционных усилителей позволяет повысить выходной сигнал до необходимого уровня.

В окончательном варианте схемы источником тактовых импульсов может служить автоколебательный генератор на таймере 555 с коэффициентом заполнения 50% или выход ШИМ встроенного контроллера. Конструкция была протестирована на частоте 10 кГц. Напряжение на диоде переключается между значениями V_1 и V_2 и поэтому имеет собственное постоянное смещение, которое при необходимости можно отфильтровать с помощью простой RC-цепочки с низкой частотой среза, например, 2 Гц.

Фильтрация гарантирует прямоугольную форму выходного сигнала с незначительным ослаблением пикового уровня без внесения частотной зависимости. Выходной сигнал можно измерить на выходе «OUT1» на Рисунке 3 цифровым вольтметром истинного среднеквадратичного значения в режиме измерения переменного тока.

Верхняя граница рабочей частоты – это частота, при которой начинает наблюдаться замедление реакции диода. Возможны некоторые улучшения считывания результатов измерения. Например, подключение к выходу фильтра детектора с единичным усилением или прецизионного двухполупериодного выпрямителя [2] позволяет получить поло-

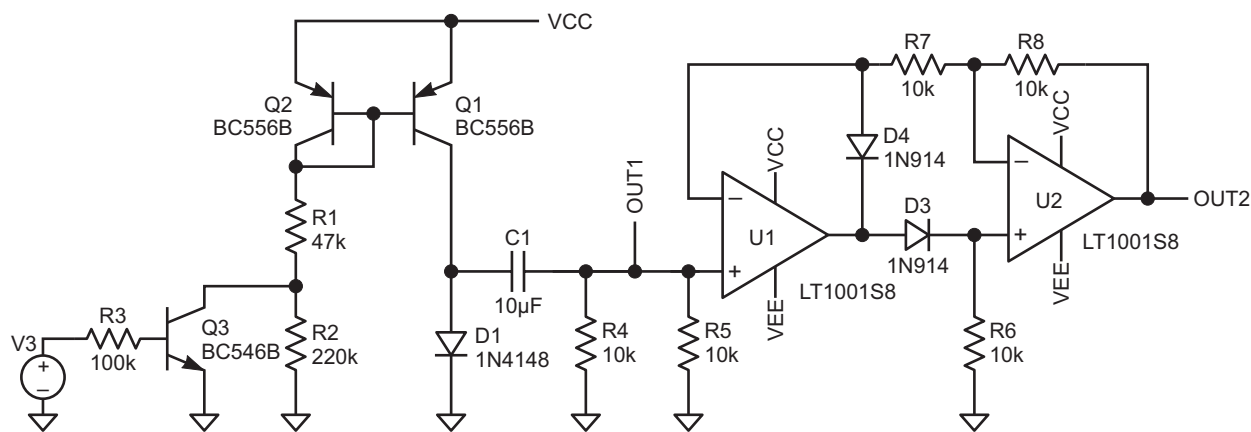


Рисунок 3. Действующая схема со среднеквадратичным значением выходного напряжения, прямо пропорциональным температуре.

жительный выходной сигнал с пропорциональными температуре пиковым и среднеквадратичным значениями на выходе «OUT2» (Рисунок 3).

Возможными областями применения схемы являются ультралинейные широкодиапазонные термометры с прямым считыванием, замкнутые системы регулирования температуры и устройства сбора данных о температуре. Интересным приложением является амплитудная модуляция высокочастотной несущей отфильтрованным выходным сигналом. Модуляция частоты температурой также возможна, если удалить RC-фильтр, а центрированное постоянное напряжение диода сначала буферизовать, а

затем подать на варактор в линейном ГУН. Тогда девиация частоты будет прямо пропорциональна температуре. [РЛ](#)

Ссылки

1. R O Ocaya and P V C Luhanga 2011 Eur. J. Phys. 32 1155
2. Jones D and Stitt, Precision Absolute Value circuits, SBOA068, Burr-Brown

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1001](#)
2. [Datasheet Fairchild BC546B](#)
3. [Datasheet Fairchild BC556B](#)
4. [Datasheet Vishay 1N914](#)

Триггер на элементах «XNOR»

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены схемы триггеров, выполненных на микросхеме CD4077, содержащей 4 элемента «XNOR». Первое из устройств, содержащих такой триггер, предназначено для однокнопочного управления нагрузкой, второе используется в качестве широкодиапазонного делителя частоты цифровых сигналов на 2.

Триггер или устройство, имеющее два стабильных состояния, выполнен на основе микросхемы DD1 CD4077, в состав которой входят 4 элемента «XNOR». На Рисунке 1 показан пример использования такого триггера для однокнопочного управления нагрузкой.

Устройство работает следующим образом. В исходном состоянии на входе триггера и на выходе $U_{\text{ВЫХ2}}$ присутствует напряжение логического нуля, а на выходе $U_{\text{ВЫХ1}}$ – напряжение логической единицы. Конденсатор C2 через контакты кнопки SB1 заряжен до напряжения питания устройства, например, 10 В. При кратковременном замыкании кнопки SB1 конденсатор подключается к одному из входов логических элементов DD1.1 и DD1.2. На выходах этих элементов появляется напряжение уровня логической единицы. Комбинация логических элементов DD1.2 и DD1.3 представляет собой схему задержки импульса. В итоге на вход элемента DD1.4 одновре-

менно поступают сигналы разных логических уровней, что вызывает появление на выходе этого элемента напряжение высокого уровня, которое через резистор R1 поступает на конденсатор C2 и второй вход логического элемента DD1.1. Это состояние запоминается: устройство находится в стабильном состоянии, на его выходе поддерживается уровень логической единицы.

Для возврата триггера в исходное состояние необходимо повторно нажать кнопку SB1 на более продолжительное, чем при включении время. Заряженный конденсатор C2 разрядится на сопротивление R2. Триггер вернется в исходное выключенное состояние. Постоянная цепи C2R2 задает интервал времени, необходимого для отключения устройства при нажатии на кнопку SB1.

Второе из устройств, Рисунок 2, выполнено по аналогичной схеме и используется в качестве широкодиапазонного делителя час-

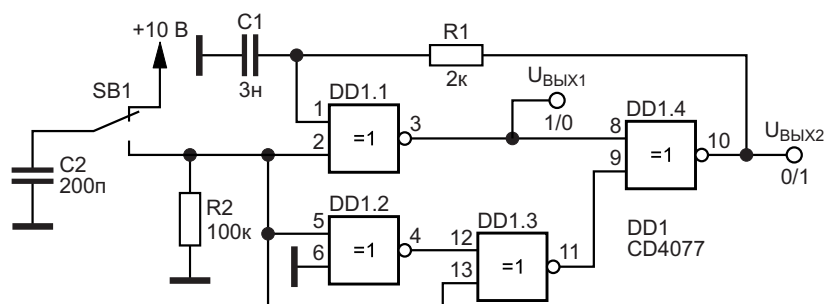


Рисунок 1. Триггерный переключатель нагрузки на основе микросхемы DD1 CD4077.

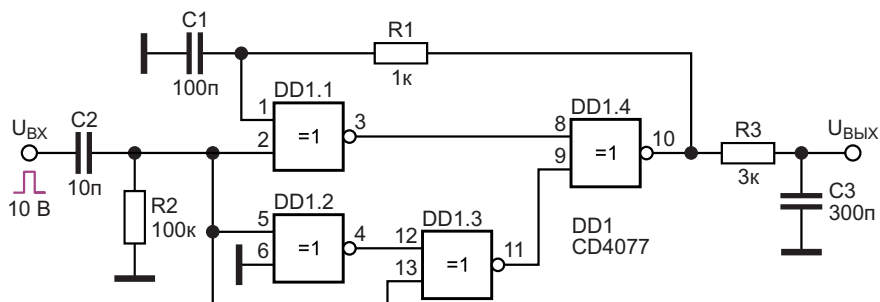


Рисунок 2. Широкодиапазонный делитель частоты цифровых сигналов на 2.

тоты цифровых сигналов. На вход триггера через разделительный конденсатор C2 подаются импульсы прямоугольной формы напряжением близким к напряжению питания устройства, например, 10 В. С выхода устройства снимаются сигналы с частотой вдвое меньше частоты входных сигналов. Устрой-

ство работает в диапазоне частот от 0.1 Гц до 235 кГц. Цепочка R3C3 подавляет дребезг сигналов на выходе. [Пл](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4077B](#)

Недорогой прецизионный регулируемый источник опорного тока и его применение

Stephen Woodward

EDN

Недорогие монолитные прецизионные регулируемые источники напряжения доступны во многих семействах от разных производителей, но это не относится к регулируемым прецизионным источникам тока. Это прискорбно, поскольку в большинстве высокоточных аналоговых приложений можно использовать оба опорных источника, и токовый часто оказывается более подходящим вариантом.

Представленная здесь идея источника опорного тока, как вытекающего, так и втекающего, основана на простой конструкции, обеспечивающей универсальность и хорошие характеристики при бюджетной цене. В конце статьи будет приведен пример приложения, в котором действительно необходим хороший источник тока. Вот как это работает.

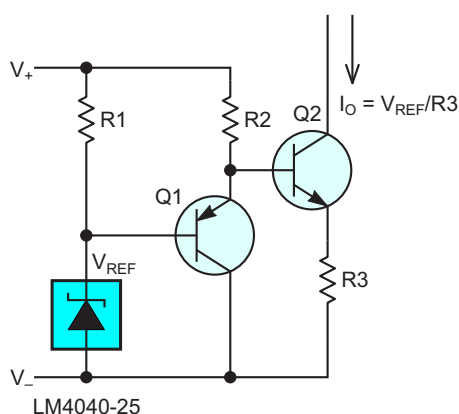


Рисунок 1. Регулируемый источник втекающего тока с хорошими значениями точности и других желаемых характеристик.

На Рисунке 1 показана конфигурация источника втекающего тока.

Начнем с того, что опорное напряжение 2.5 В вырабатывается недорогой микросхемой шунтового стабилизатора. В качестве примера приведен давно используемый и широко доступный (и дешевый) стабилизатор LM4040, но с таким же успехом можно использовать и другие аналогичные по характеристикам устройства, как и другие варианты (например, более высокие или более низкие напряжения V_{REF}). Сопротивление резистора R1 выбирается в соответствии с оптимальным током смещения источника опорного напряжения (I_{REF}), указанным производителем.

$$R1 = \frac{V_+ - V_- - V_{REF}}{I_{REF}}$$

Для LM4040 это примерно 1 мА. Затем транзистор Q1 буферизует и смещает по уровню напряжение V_{REF} перед подачей его на базу транзистора Q2, а также осуществляет температурную компенсацию V_{REF} . Такая температурная компенсация работает лучше всего, если коллекторные токи Q1 и Q2 сделаны равными, для чего нужно, чтобы

$$R2 = \frac{V_+ - V_- - V_{REF} - V_{BE1}}{I_o}$$

где V_{BE1} — напряжение база-эмиттер транзистора Q1. Одинаковые, но противоположные

по знаку температурные коэффициенты двух транзисторов, равные примерно 2 мВ/°С, взаимно компенсируют друг друга, в результате чего выходной ток не зависит от температуры и составляет

$$I_o = \frac{V_{REF}}{R3}$$

Соответствие напряжений хорошее, поскольку насыщение транзистора Q2 и потеря регулирования происходят только в том случае, если V_{OUT} падает до уровня в пределах пары сотен милливольт от $V_- + V_{REF}$. Транзисторы Q1 и Q2 следует выбирать с учетом комплементарной симметрии и допустимых режимов (например, максимального напряжения коллектор-эмиттер), подходящих для предполагаемого приложения. Обычно хорошим выбором являются транзисторы 2N3904 и 2N3906.

На Рисунке 2 показана конфигурация источника вытекающего тока. Его расчетные

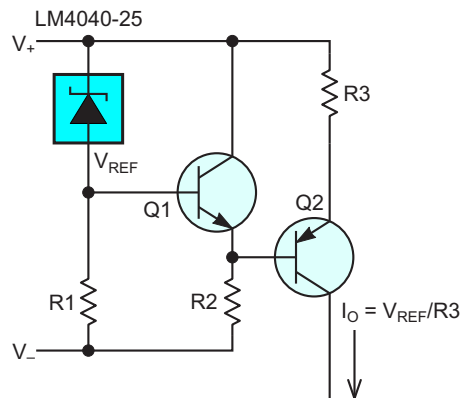


Рисунок 2. Регулируемый источник вытекающего тока с характеристиками, аналогичными схеме на Рисунке 1.

формулы аналогичны формулам для источника втекающего тока.

На Рисунке 3 показана схема приложения, в котором использование опорного источника на Рисунке 2 особенно оправданно. Она заимствована из более ранней идеи Ральфа Омбергера (Ralf Ohmberger) [1].

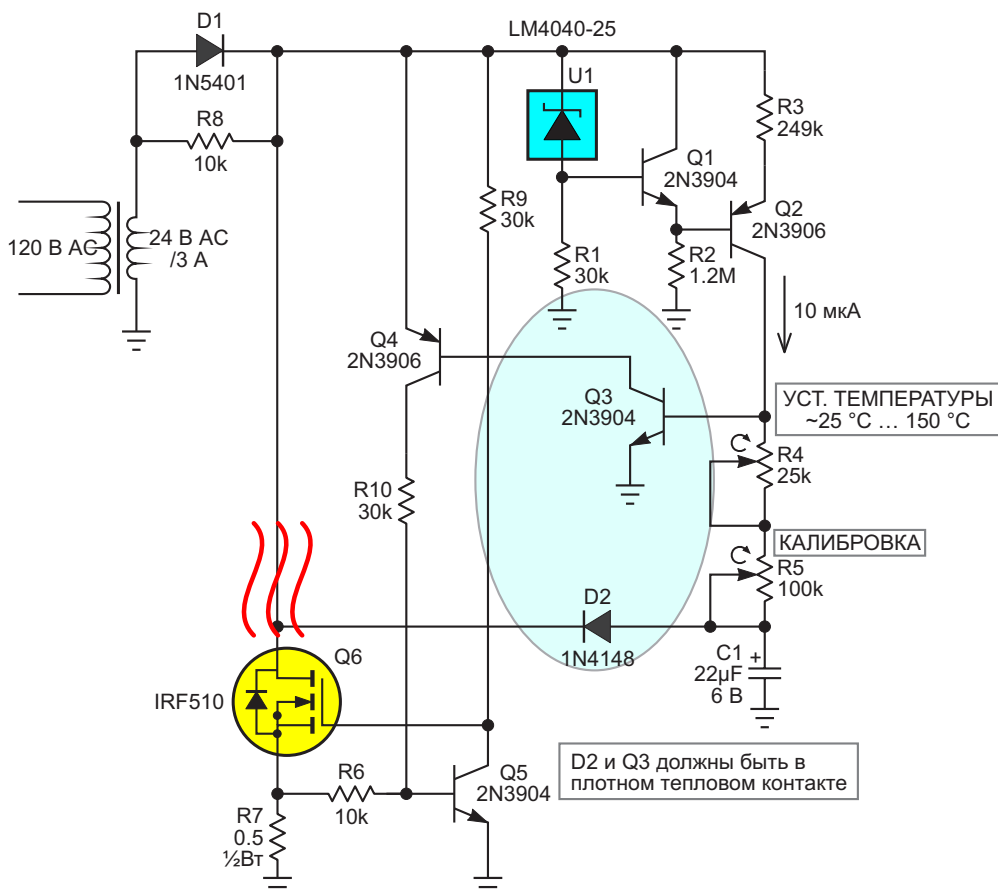


Рисунок 3. В термостате на MOSFET, выполняющем одновременно функции датчика температуры и нагревателя, для задания требуемого значения температуры используется прецизионный источник тока.

MOSFET Q6 используется в качестве комбинированного датчика температуры и нагревателя; первую функцию обеспечивает паразитный диод полевого транзистора Q6, ток которого протекает через резистор R8 во время отрицательного полупериода переменного напряжения. Вторая функция основана на нормальной прямой проводимости полевого транзистора, ток которого протекает через диод D1 во время положительного полупериода переменного напряжения.

Схема термостата замыкает цепь обратной связи таким образом, что напряжение паразитного диода, снимаемое через диод D2 во время отрицательного полупериода, сравнивается с уставкой температуры, заданной потенциометром R4, и разность используется для управления нагревом транзистора сигналом, проходящим через Q3, Q4 и Q5. Максимальная мощность нагрева, которую может обеспечить транзистор Q6, составляет $\frac{1}{2}(24 \text{ В AC} \times 1.5 \text{ А}) = 18 \text{ Вт}$; эта мощность используется для нагрева Q6 с КПД порядка 93%.

Хотя паразитный диод MOSFET, о котором шла речь в упомянутой статье, имел температурный коэффициент всего $-0.807 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$, в техническом описании MOSFET IRF510 (см. Рисунок 7 в спецификации) указан больший (и более типичный для диода) температурный коэффициент $-2 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$. Поскольку напряжение с информацией о температуре снимается с помощью диода D2 и сохраняется на запоминающем конденсаторе C1 во время отрицательного полупериода переменного напряжения, но не оказывает влияния до наступления интервала нагрева во время последующего положительного полупериода, это напряжение необходимо удерживать, и скорость его спада не должна быть больше, чем

$$\frac{dV}{dt} < 4 \times 2 \text{ мВ} \times 60 \text{ Гц} = 0.48 \text{ В/с},$$

если необходимо достичь стабильности термостата порядка одного градуса Цельсия.

Скорость спада напряжения на конденсаторе C1 определяется током 10 мкА , вытекающим из транзистора Q2, поэтому при $C1 = 22 \text{ мкФ}$

$$\frac{dV}{dt} = \frac{10 \text{ мкА}}{22 \text{ мкФ}} = 0.45 \text{ В/с} < 0.48 \text{ В/с}.$$

Так что это работает.

Если температурный дрейф диода D2, составляющий $2 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$, оставить некомпенсированным, дрейф температуры окружающей среды будет один к одному проявляться в температуре перехода транзистора Q6. Это противоречило бы основному определению термостата: контролируемая температура должна быть (хотя бы в основном) независимой от температуры окружающей среды. К счастью, транзистор Q3 имеет такой же, но противоположный по знаку температурный коэффициент $2 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$, который при каскадном включении с D2 хорошо компенсирует суммарный дрейф.

Однако эта схема работает только потому, что в качестве опорного значения для задания температуры используется ток, а не напряжение. Это важно, так как если бы вместо тока использовалось опорное напряжение, регулировка уставки температуры привела бы к переменному уменьшению температурного коэффициента транзистора Q3, что нарушило бы точную компенсацию температурным коэффициентом диода D2. Очень большое (много мегаом) сопротивление источника тока Q2 позволяет избежать этого эффекта, и это одна из причин, по которой источник тока является лучшим выбором для этого приложения.

Основой для задания уставки температуры в схеме на Рисунке 3 служит разность напряжений, создаваемая между конденсатором C1 и базой транзистора Q3 за счет падения напряжения на резисторах R4 + R5 от тока 10 мкА , вытекающего из опорного источника U1, Q1, Q2. Это работает хорошо, если напряжение, получаемое через диод D2 и сохраняющееся на конденсаторе C1, – которое в конечном итоге является функцией температуры перехода Q6, – будет точным представлением температуры тепловой нагрузки, подключенной к Q6, что зависит от плотности теплового контакта нагрузки и транзистора Q6. Точность также зависит от правильной калибровки R4 настройкой R5. Вот рекомендуемый метод.

Процедура калибровки термостата:

1. Отключите питание термостата.
2. Поместите транзистор Q6 в среду со стабильной температурой (например,

порядка 25 °С) и дайте его температуре уравновеситься.

3. Выверните R4 и R5 полностью против часовой стрелки.
4. Подайте питание на термостат.
5. Медленно вращая потенциометр R5 по часовой стрелке, контролируйте напряжение на выводе истока Q6 (точка соединения резисторов R6 и R7).
6. При появлении сигнала на истоке Q6 немедленно остановитесь.

Теперь калибровка завершена.

С этого момента потенциометр R4 будет откалиброван для установки температуры в диапазоне примерно от 25 °С (полностью вывернут против часовой стрелки) до 150 °С (полностью вывернут по часовой стрелке). Обратите внимание, что в качестве аварийной защиты на случай, если какое-либо одно или все подключения к R4 или R5 (или к обоим) выйдут из строя и потеряют контакт, термостат либо продолжит работать нормально, либо немедленно и безопасно отключится и прекратит все поступление тепла от Q6. Это

еще одно бесплатное преимущество использования опорного тока, а не напряжения.

Еще одной заслуживающей внимания особенностью схемы являются повышенные требования к трансформатору 24 В. Хотя пиковый ток, потребляемый транзистором Q6, не превышает 1.5 А, трансформатор рассчитан на вдвое больший ток 3 А. Двукратное увеличение мощности целесообразно из-за того, что время открытого состояния транзистора Q6 ограничено положительным полупериодом переменного напряжения. Для такого режима характерно появление большой постоянной составляющей тока во вторичной обмотке трансформатора. Это может привести к насыщению и перегреву сердечника. **РЛ**

Ссылка

1. Ralf Ohmberger. [Measure junction temperature using the MOSFET body diode](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip LM4040](#)
2. [Datasheet Vishay IRF510](#)

КПД удвоителя постоянного напряжения достигает 96%

Marian Štofka

EDN

Схема удвоителя напряжения, представленная на Рисунке 1, может преобразовывать постоянное напряжение 2.5 В в 5 В или 1.8 В в 3.3 В. В большинстве удвоителей

напряжения используется дроссель, но в данной схеме он не нужен. Схема использует конденсатор С, заряжая его через последовательно соединенные коммутаторы. Заряд-

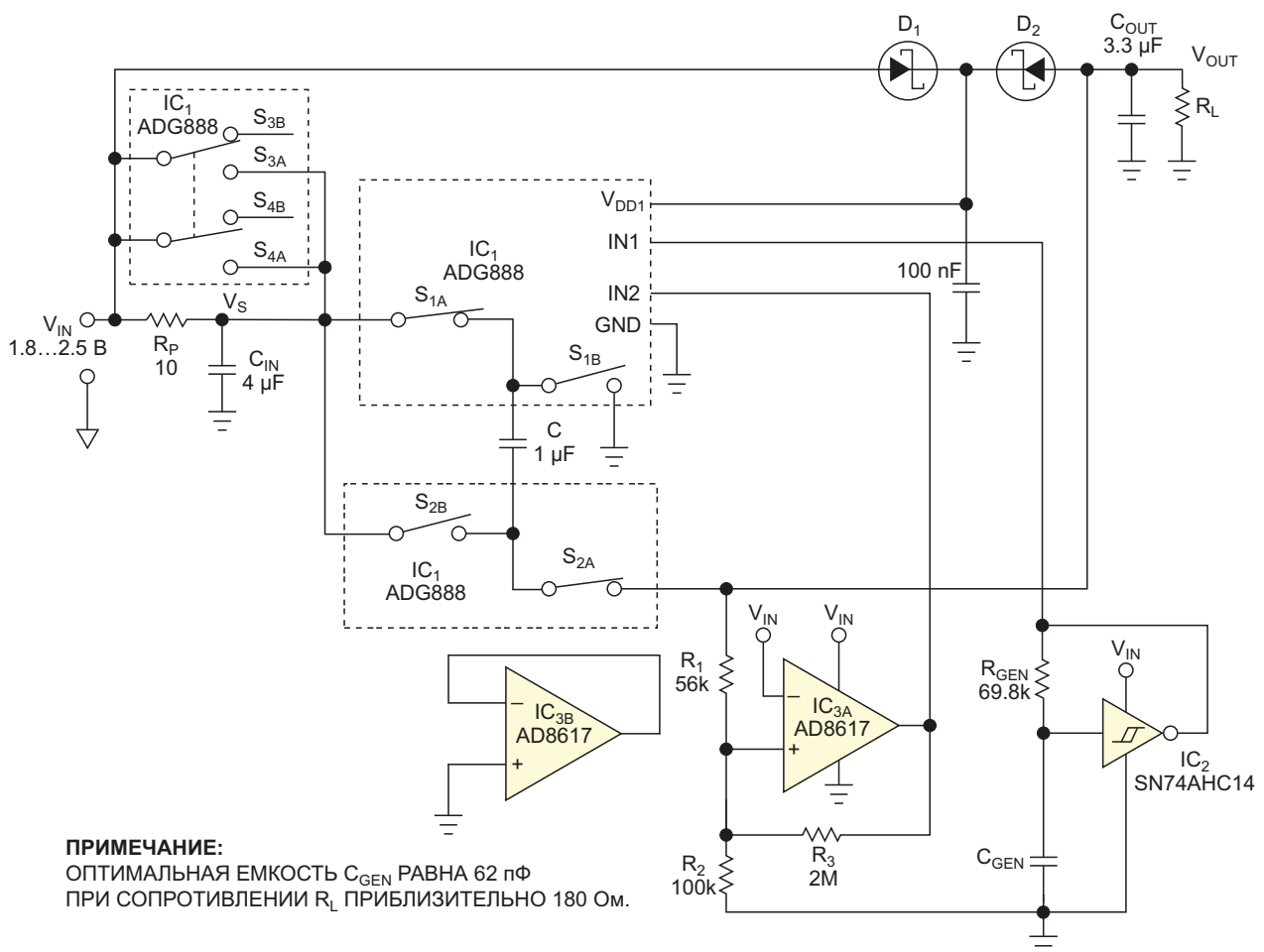


Рисунок 1. Этот повышающий DC/DC преобразователь можно использовать в приложениях, где первостепенное значение имеет КПД.

ные ключи позволяют конденсатору С заряжаться, при этом разрядные ключи разомкнуты. В последующей фазе разряда зарядные ключи разомкнуты, а разрядные ключи замкнуты. Теперь два разрядных ключа подключают конденсатор С между источником входного напряжения V_S и выходным конденсатором C_{OUT} . Такая схема включения позволяет объединять приложенные напряжения. Таким образом, напряжение на выходе имеет значение, близкое к $2V_S$.

Эти две фазы работы периодически повторяются с частотой, определяемой тактовым генератором на микросхеме IC₂. Коэффициента заполнения составляет примерно 50%, но это значение не столь критично. Коммутацию обеспечивает половина высококачественного многоканального аналогового коммутатора ADG888. Две половины микросхемы имеют независимое управление, поэтому вторая половина периодически закорачивает 10-омный резистор ограничения пускового тока R_P , защищающий зарядные ключи от начальной перегрузки по току. Этот ток возникает после включения питания, до того как выходное напряжение достигнет заданной доли от полного выходного напряжения.

Микромощный операционный усилитель IC_{3A} включен как компаратор с гистерезисом. Он сравнивает входное напряжение с выходным. Его выходной сигнал начинается с низкого уровня, а затем становится высоким, замыкая включенные параллельно переключатели S_3 и S_4 . Сравнение напряжений компаратором происходит логометрически, поскольку опорным напряжением для инвертирующего входа служит входное напряжение питания V_{IN} . Такое подключение возможно благодаря тому, что усилитель AD8617 имеет rail-to-rail входы и выходы. Схема также обеспечивает защиту от чрезмерной нагрузки, подключенной к ее выходу перед включением питания.

Если сопротивление нагрузки ниже определенного значения, во время плавного запуска выходное напряжение не сможет достичь порогового уровня. Следовательно, схема останется в режиме плавного запуска. Минимальное сопротивление нагрузки R_L ,

при котором срабатывает цепь защиты, составляет

$$R_L \leq m^2 \cdot R_P \cdot \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \right),$$

где

$m = (V_{OUT}/V_{IN})$ – коэффициент умножения напряжения,

α – доля напряжения V_{OUT} , при которой плавный запуск выключается.

Для $m = 2$, $\alpha = 0.8$ и $R_P = 10$ Ом сопротивление $R_L = 160$ Ом. Таким образом, нагрузки 160 Ом и менее перегружают схему, если будут подключены их к ее выходу до включения питания. Микросхемы IC₂ и IC₄ получают питание от входного напряжения. Однако микросхема IC₁ коммутирует напряжение до $2V_{IN}$, поэтому напряжение на ее выводе питания V_{DD1} должен иметь такой же уровень. Это напряжение обеспечивает аналоговая схема «ИЛИ», образованная диодами Шоттки D_1 и D_2 , благодаря которой на вывод V_{DD1} микросхемы IC₁ подается большее из входных или выходных напряжений. Высоких уровней напряжения на выходах микросхем IC₂ и IC₃ достаточно для управления коммутатором IC₁, поскольку в техническом описании ADG888 для высокого уровня на цифровых управляющих входах допускается значение $0.36V_{DD1}$. Схема была протестирована при входном напряжении 2.386 В, $R_L = 178.46$ Ом, частоте 200 кГц, напряжении питания 2.377 В, входном токе 51.285 мА и выходном напряжении 4.588 В. Оценка этих данных дала коэффициент умножения 1.929 и КПД преобразования 96.39%.

Значение КПД преобразования, превышающее 96%, сохраняется в диапазоне частот от 150 до 350 кГц. 9 мВ, падающие на резисторе R_P , закороченном переключателем при заданном входном токе, свидетельствуют о том, что сопротивление параллельных ключей во включенном состоянии имеет значение порядка 0.175 Ом. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8617](#)
2. [Datasheet Analog Devices ADG888](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN74AHC14](#)

Усиление ОУ регулируется от –30 дБ до +60 дБ одним линейным потенциометром

Stephen Woodward

EDN

Хороший звуковой усилительный каскад с ручной регулировкой усиления характеризуется:

- Низкими шумами и искажениями,
- Полосой 20 кГц,
- Широким диапазоном регулировки усиления (например, 90 дБ),
- Логарифмической (по крайней мере, псевдологарифмической) характеристикой управления, чтобы
- Эффективно охватывать широкий диапазон коэффициентов усиления с хорошим разрешением (не слишком дергано).

Всем этим требованиям удовлетворяет схема на Рисунке 1.

Рисунок 1 основан на операционном усилителе OP37, обладающим впечатляющим

перечнем характеристик. Они включают произведение усиления на полосу пропускания 60 МГц, что делает полосу 20 кГц совместимой с усилением до 3000, то есть, до +70 дБ, шум порядка 3 нВ/√Гц, что меньше теплового шума резистора сопротивлением 600 Ом, входное напряжение смещения около 20 мкВ и т. д.

В схеме на Рисунке 1 эти впечатляющие характеристики использованы, но при этом учтена одна особенность. Для обеспечения устойчивости OP37 требуется, чтобы минимальный коэффициент усиления с обратной связью равнялся 5 (14 дБ). Удовлетворение этого требования обеспечивается соотношением сопротивлений резисторов R2 и R3, при котором минимальное усиление равно $R3/R2 + 1 = 4.03 + 1 = 5.03$.

Но минимальное усиление в 14 дБ для всей схемы было бы несовместимо со многими аудиоприложениями, которые часто требуют минимального регулируемого усиления меньше 1 или даже приближающегося к нулю. Именно по этой причине используется переменный делитель напряжения R1/R2, который устанавливает более низкий минимальный коэффициент усиления без затрат на сдвоенный потенциометр.

При заземлении движка потенциометра образуются два механически связанных, но электрически независимых переменных резистора. Нижняя половина (CCW, против часовой стрелки) взаимодействует с R1, обра-

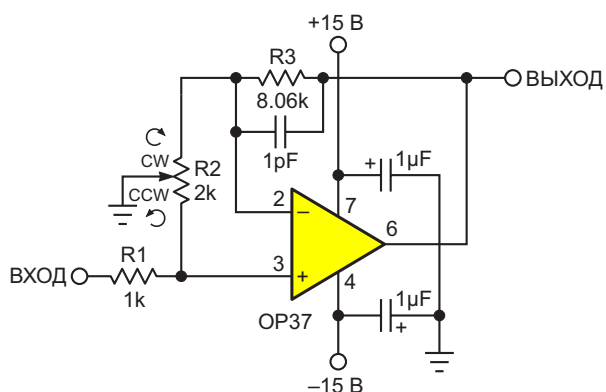


Рисунок 1. Малошумящий каскад усиления звука с полосой пропускания от постоянного тока до 20 кГц на базе ОУ OP37 с псевдологарифмической регулировкой усиления.

зую регулируемый входной аттенюатор с (входным) коэффициентом усиления

$$G_1 = \frac{2CCW}{1 + 2CCW},$$

где CCW – доля сопротивления потенциометра R2 от крайнего положения против часовой стрелки до движка.

Таким образом, при изменении CCW от 0 до 1 коэффициент усиления аттенюатора G_1 изменяется от почти нулевого значения до 2/3.

При этом верхняя половина потенциометра образует с R3 цепь переменной обратной связи. Эта цепь определяет усиление (выходное) OP37 при замкнутой обратной связи:

$$G_o = \frac{8.06}{2CW} + 1,$$

где CW – доля сопротивления потенциометра R2 от движка до крайнего положения по часовой стрелке.

Каскадирование этих двух соотношений, оба из которых управляются потенциометром R2, дает общий коэффициент усиления от входа до выхода, равный

$$G_{10} = \left(\frac{2CCW}{1 + 2CCW} \right) \left(\frac{8.06}{2CW} + 1 \right).$$

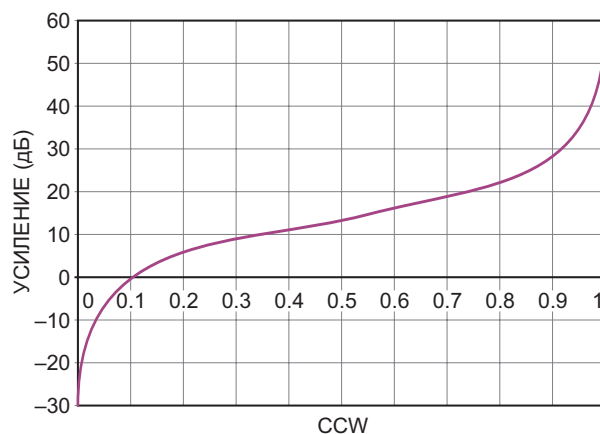


Рисунок 2. Зависимость псевдологарифмического коэффициента усиления от положения движка потенциометра R2.

На Рисунке 2 представлена снятая псевдологарифмическая характеристика с хорошим соответствием логарифму в диапазоне от -10 дБ до +40 дБ.

Для оптимизации шумовых характеристик резисторы R1 и R3 должны быть металлопленочными, чтобы избежать дополнительного шума 1/f от углеродных резисторов, а потенциометр R2 должен быть керметным. **Р1**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices OP37](#)

50-мегагерцовый удвоитель/ четвертеритель частоты с коэффициентом заполнения выходных импульсов 50%

Stephen Woodward

EDN

Дважды в год – в марте, когда наступает весна, и в сентябре, когда наступает осень, – ось вращения Земли выстраивается перпендикулярно лучам Солнца. Эти дни явля-

ются днями равноденствия и, как следует из названия, делят дневное время на номинально равные интервалы солнечного света и ночи.

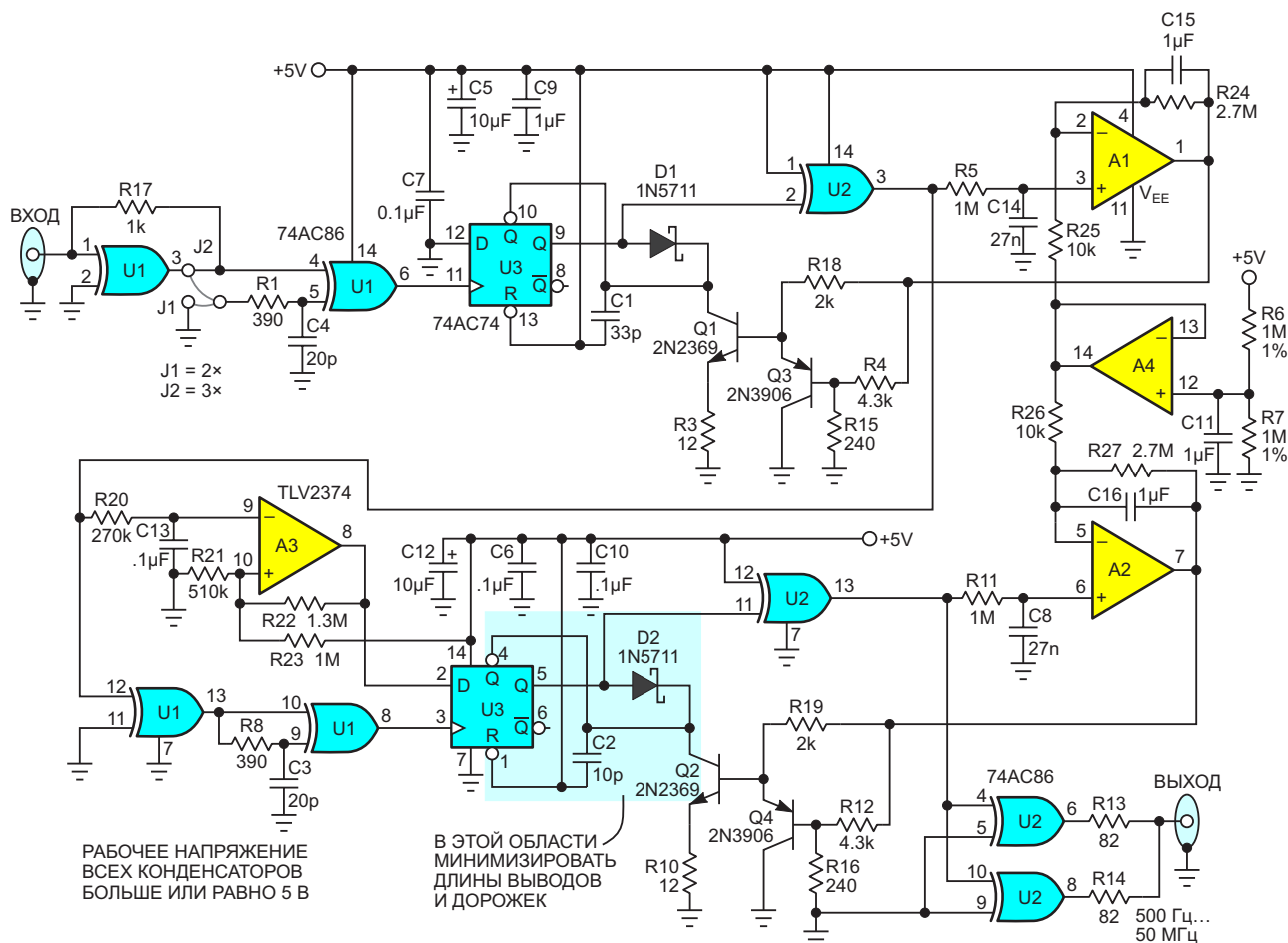


Рисунок 1. Версия умножителя частоты и генератора прямоугольных импульсов Маклукаса, предложенная непрошеным советчиком.

Автор многочисленных статей в EDN Джим Маклукас (мистер Равноденствие), очевидно, имеет страсть и талант к разработке схем, которые также делят время на равные отрезки. Он опубликовал несколько умных и инновационных конструкторских идей, которые преобразуют сигналы произвольной формы в прямоугольные импульсы 50:50, тем самым, разрезая временную ось на равные сегменты. Кроме того, он часто включал в свои конструкции функции широкодиапазонного удвоителя частоты:

- «Коэффициент заполнения любого сигнала станет равным 50%» [1];
- «Удвоитель частоты с коэффициентом заполнения 50%» [2];
- «Быстрый (более) удвоитель частоты прямоугольных импульсов» [3].

Мне показалось, что это забавная концепция и конструкторская задача, и Джим любезно разрешил мне позаимствовать ее и попробовать разработать собственную «равноденственную» схему. Результат показан на Рисунке 1.

Схема на Рисунке 1 состоит из двух практически идентичных секций: входного процессора (от входа 1 элемента U1 до выхода усилителя A1) и выходного генератора (от входа 12 элемента U1 до выхода усилителя A2).

Входной процессор (ВП) может работать в одном из двух режимов, выбираемых переключателями J1 или J2. J1 устанавливает ВП в режим 50:50, в котором он принимает входной сигнал с любым коэффициентом заполнения и преобразует его в симметричные прямоугольные импульсы с коэффициентом заполнения 50%, пригодные для удвоения частоты с помощью выходного генератора (ВГ). (Концепция этой схемы принадлежит исключительно мистеру Маклукасу). J2 переводит ВП в режим удвоения частоты, при котором частота входных импульсов, уже имеющих симметрию 50:50, удваивается перед подачей на ВГ для увеличения выходной частоты в четыре раза.

Когда переключателем J2 выбрано удвоение частоты, комбинация RC-задержек (R1C4 в ВП и R8C3 в ВГ) и задержек в логических элементах «исключающее ИЛИ» (U1) формирует на каждом фронте входного сигнала короткие импульсы шириной порядка 6 нс. Таким обра-

зом, на вход ВГ поступают два импульса за период и удвоенная частота для четырехкратного увеличения частоты. Если же замкнуть переключатель J1, то цепочка R1C4 шунтируется, и ВП формирует только один импульс за период и прямоугольные импульсы 50:50 исходной частоты для удвоения схемой ВГ.

Сердцем как ВП, так и ВГ являются простые, но быстрые контуры управления синхронизацией, в которых очень быстрый ждущий мультивибратор под воздействием обратной связи от интегратора на операционном усилителе генерирует прямоугольные импульсы 50:50. (Ага, опять идея Джима).

Моя вариация базовой концепции контура синхронизации, предложенной Джимом, состоит из двух D-триггеров U3 и окружающих их компонентов, включая диоды Шоттки D1 и D2, транзисторы источников тока Q1 и Q2 и времязадающие конденсаторы C1 и C2. Поскольку эти два контура, по сути, идентичны, поговорим о контуре ВГ.

Каждая временная последовательность начинается, когда с вывода 8 элемента U1 подается тактовый импульс на вход 3 триггера U3. Срабатывающий по положительному фронту импульса триггер U3 реагирует установкой низкого уровня на выводе 6. Это отключает диод D2 от времязадающего конденсатора C2 и позволяет источнику тока Q2 снижать на нем напряжение до тех пор, пока оно не достигнет порога переключения входа 4 (SET) триггера U3.

Начавшийся таким образом интервал времени имеет длительность (примерно от 10 нс до 500 мкс), определяемую током коллектора транзистора Q2, который, в свою очередь, управляется интегратором на усилителе A2. Цель состоит в том, чтобы интервал времени между импульсами на выводе 8 элемента U1 составлял точно 50%. Усилитель A2 делает это путем вычитания опорного напряжения 2.5 В, снимаемого с делителя R6R7, из импульсной последовательности на выводе 13 логического элемента U2 и накопления усредненной разности на конденсаторе обратной связи C6.

Если коэффициент заполнения импульсов на выводе 13 элемента U2 меньше 50%, что указывает на слишком длительный таймаут триггера U3, то выходное напряжение A2 будет увеличиваться, увеличивая ток коллек-

тора Q2 и скорость нарастания напряжения на конденсаторе C2, тем самым сокращая время тайм-аута. Если он больше 50%, выходное напряжение A2 уменьшается, уменьшая коллекторный ток Q2 и длительность тайм-аута. Конечный результат: через несколько секунд на выводе 13 элемента U2 появятся прямоугольные импульсы с точным соотношением 50:50 и с частотой в 2 или 4 раза (в зависимости от перемычек J1 и J2) большей, чем входная частота.


Разумеется, при условии, что эта частота находится в пределах рабочего диапазона контура синхронизации.

Верхний предел указанного частотного диапазона в основном ограничен задержками распространения в элементах U3, Q2 и D2. В сумме они составляют около 10 нс (может быть, чуть меньше) и, таким образом, ограничивают максимальную частоту значением $\sim 1/(10 \text{ нс} + 10 \text{ нс}) = \sim 50 \text{ МГц}$ (или, возможно, чуть больше). Нижний предел ограничен токами утечки (в основном через диод D2), которые могут привести к тому, что напряжение на конденсаторе C2 будет продолжать снижаться, даже когда транзистор Q2 полностью выключен усилителем A2. Сумма этих утечек может достигать более 10 нА (особенно если диод теплый) и устанавливает значение нижнего предела задержки равным приблизительно 1 мс, при которой зависящая от температуры минимальная частота (очень) приблизительно составляет $\sim 1/(1 \text{ мс} + 1 \text{ мс}) = \sim 500 \text{ Гц}$.

Выходной сигнал ВГ проходит на выходы 6 и 8 элемента U2, где суммируется на резисто-

рах R12 и R13 для получения удобного выходного напряжения 5 В пик-пик и выходного сопротивления порядка 50 Ом. При отсутствии входного сигнала выход отключается и на нем устанавливается нулевое напряжение, что предотвращает перегрев элемента U2.

Дополнительной деталью является усилитель A3. Он служит компаратором коэффициента заполнения ВП, который запрещает работу контура синхронизации ВГ до тех пор, пока ВП не стабилизирует коэффициент заполнения (или почти стабилизирует) и не выдаст точную последовательность импульсов 50:50. Это позволяет избежать возможного появления постоянного беспорядка в контуре обратной связи ВГ, который может возникнуть, если позволить ему попытаться выполнить стабилизацию преждевременно.

Это был действительно забавный проект – при прочих «равных» условиях. Спасибо, Джим! 

Ссылки

1. Jim McLucas. [Коэффициент заполнения любого сигнала станет равным 50%](#)
2. Jim McLucas. [Удвоитель частоты с коэффициентом заполнения 50%](#)
3. Jim McLucas. [Быстрый \(более\) удвоитель частоты прямоугольных импульсов](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74AC86](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74AC74](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TLV2374](#)
4. [Datasheet Avago Technologies 1N5711](#)

Реализация алгоритма сходимости «Убрать половину» в регуляторе температуры

Stephen Woodward

EDN

«Неуместная связь между сервосистемами и генераторами очень ярко проявляется в системах терморегулирования», — сказал Джим Уильямс из Linear Technology [1]. Хотя в теории точный контроль температуры выглядит простым, на практике он оказывается каким угодно, но только не простым. За многие годы конструкторы разработали длинный список методов обратной связи и стратегий управления, чтобы приручить гремлинов динамической стабильности, обитающих в следящих системах контроля температуры. В попытке заставить ошибку контура управления стре-

миться к нулю во многих из этих конструкций используется интегрирование члена ошибки регулирования температуры $T_S - T$ [2].

Один из заманчивых и «простых» альтернативных подходов позволяет сделать мощность нагревателя пропорциональной только интегралу от погрешности температуры. Этот алгоритм «прямого интегрирования» берет выборку измеренной температуры T и вычитает ее из заданного значения T_S . Затем в каждом цикле работы контура управления коэффициент усиления контура F умножается на разность $T_S - T$ и добавляется в качес-

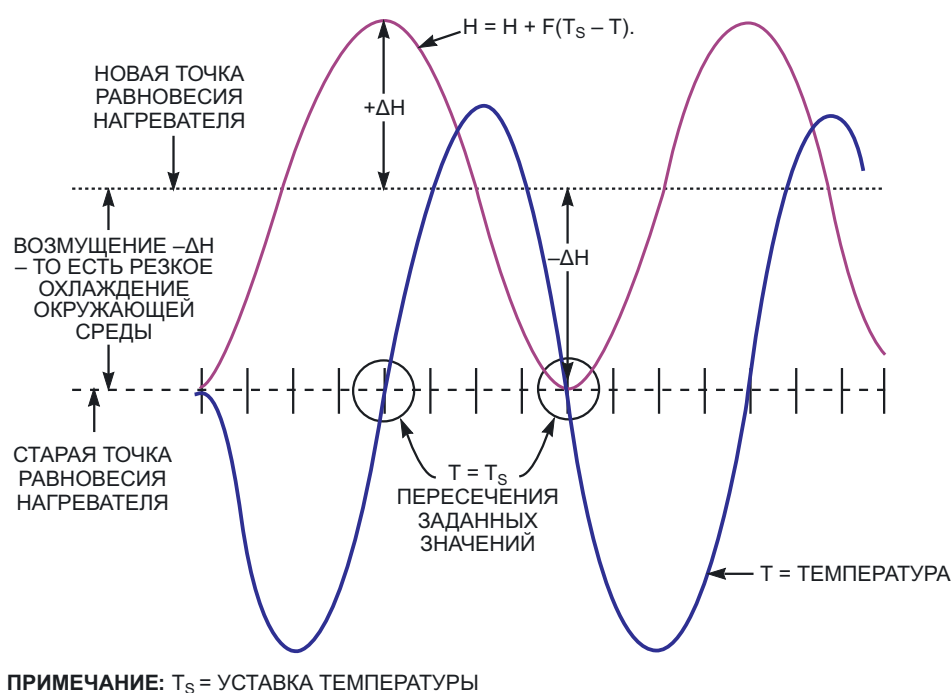


Рисунок 1. Простой интегрирующий алгоритм управления практически гарантирует, что температура в системе будет колебаться и никогда не сойдется к заданному значению T_S .

тве совокупной поправки к уставке мощности нагревателя H . Следовательно,

$$H = H + F \times (T_S - T).$$

Полученная следящая система обладает множеством необходимых свойств, включая простоту и нулевую ошибку в установившемся режиме. К сожалению, как видно из Рисунка 1, система также обладает нежелательным свойством – колебаниями температуры, которые никогда не позволят ей окончательно сойтись к T_S . Постоянные колебания практически неизбежны, поскольку к тому времени, когда температура системы скорректируется после отклонения и вернется к $T = T_S$, мощность нагревателя неизбежно окажется сильно перекорректированной. На самом деле, результирующее перерегулирование H , вероятно, станет таким же большим, как и первоначальное возмущение. На следующем этапе цикла регулирования отрицательный выброс H становится таким же большим, как и первоначальный положительный выброс, и так далее.

Руководствуясь интуицией, можно попытаться решить эту проблему, принимая более точную оценку H всякий раз, когда температура системы пересекает заданное значение $T = T_S$. В этой статье описывается метод ТВН (take-back-half, убрать половину), в котором намеренно используется примерное равенство недемпфированных положительных и отрицательных выбросов прямого интегрирования. Для этого вводится переменная H_0 и запускается модифицированный сервоконтур, за исключением момента, когда измеренная температура T проходит через заданное значение $T = T_S$. Всякий раз, когда происходит пересечение уставки T_S , H и H_0 заменяются половиной их суммы $(H + H_0)/2$. В результате при каждом пересечении уставки значения H и H_0 находятся посередине между значениями, соответствующими текущему (H) и предыдущему (H_0) пересечению. Это действие вдвое уменьшает регулирующее воздействие, приложенное к уставке нагревателя между пересечениями. На Рисунке 2 показано, как смоделированный алгоритм ТВН обеспечивает быструю сходимость в течение половины периода.

Области успешного применения алгоритма ТВН варьируются от точного контроля тем-

пературы миниатюрных научных приборов до управления настройками систем вентиляции и кондиционирование воздуха в зонах отдыха экипажа авиалайнера Boeing 777. Опыт работы с приложениями ТВН показывает, что при разумном выборе коэффициента усиления контура F алгоритм демонстрирует высокую стабильность.

В общем случае время естественного цикла системы ТВН пропорционально квадратному корню из отношения тепловой постоянной времени к F . Как показывают результаты моделирования и экспериментов, время цикла, которое, по меньшей мере, в восемь раз превышает время задержки между нагревателем и датчиком, обеспечивает сходимость. Поэтому при установке малого коэффициента усиления F контура сходимость всегда обеспечивается, и ошибка в установившемся режиме $T_S - T$ остается равной нулю.

На Рисунке 3 показан практический пример контроллера ТВН, пригодного для управления большими тепловыми нагрузками. Термистор RT_1 измеряет температуру нагревателя. Выходное напряжение интегратора сигнала ошибки IC_{5A} становится отрицательным, когда $T_S < T$, и положительным, когда $T_S > T$, формируя управляющий сигнал, подаваемый

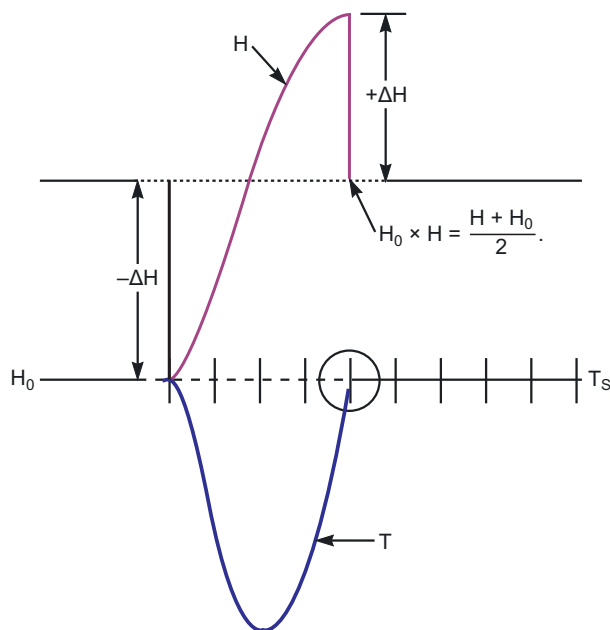
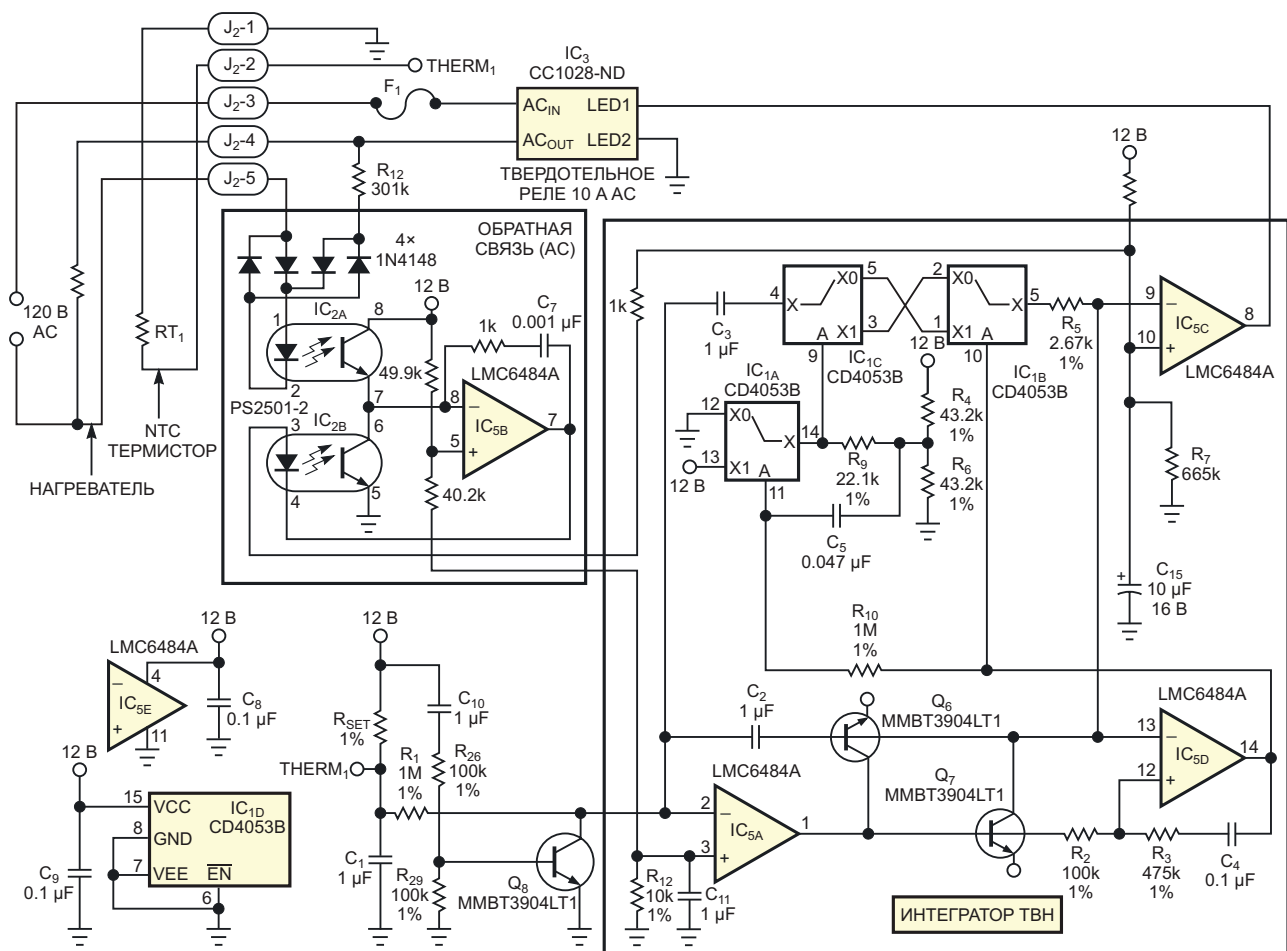


Рисунок 2. Моделирование показывает, что применение алгоритма «Убрать половину» приводит к сходимости к заданному значению за один полупериод.



ПРИМЕЧАНИЕ: R_{SET} В 10 РАЗ БОЛЬШЕ УСТАВКИ ТЕРМИСТОРА

Рисунок 3. В целях безопасности в данной версии контроллера ТВН цепи управления полностью изолированы от сети переменного тока.

на компаратор IC_{5C} , который, в свою очередь, управляет твердотельным реле IC_3 , рассчитанным на нагрузки до 10 А.

Функция сходимости ТВН при пересечении нуля реализуется компаратором IC_{5D} и встречно-параллельными диодами, образованными переходами коллектор-база транзисторов Q_6 и Q_7 , а также КМОП коммутаторами IC_1 .

В большинстве схем регулирования температуры целесообразно применять достаточно линейный прогнозирующий член, представляющий фактическое переменное напряжение, приложенное к нагревателю, однако необходимость полной гальванической развязки между цепями управления и питания усложняет это требование. В этом примере схема линейной развязки, состоящая из сдвоенного фототранзисторного опто-

изолятора PS2501-2 (IC_{2A} и IC_{2B}) и операционного усилителя IC_{5B} , подает в элементы C_{15} и IC_{5C} ток обратной связи, пропорциональный усредненному переменному току нагревателя. В качестве бонуса цепь обратной связи обеспечивает частичную мгновенную компенсацию колебаний напряжения сети переменного тока. **РЛ**

Ссылки

1. Williams, Jim, Linear Applications Handbook, Linear Technology, 1990.
2. [“Hybrid Digital-Analog Proportional-Integral Temperature Controller”](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4053B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LMC6484](#)
3. [Datasheet CEL PS2501-2](#)

тый контакты, которые не должны замыкаться одновременно.

Первоначально, пока кнопка не нажата, выключатель разомкнут, так как реле К1 не активировано. В этом состоянии под напряжением находятся только нормально разомкнутые контакты реле и кнопки.

При первом нажатии кнопки конденсатор С1 заряжается через диод D1 и резистор R1, и реле К1 срабатывает, замыкая свою контактную пару SK1. Теперь питание реле осуществляется также через элементы D4 и R4.

При отпускании кнопки нормально замкнутые контакты позволяют конденсатору С2 зарядиться через R2 и D2 примерно до половины сетевого напряжения. Это подготавливает выключатель к последующему отключению при повторном нажатии кнопки. В это время транзистор Q1 открыт, а Q2 – закрыт.

При следующем нажатии кнопки оба транзистора меняют свое состояние, и ток разряда конденсатора С2 открывает тиристор D6, обесточивая реле и отключая нагрузку. Тиристор не может закрыться, и это состояние не может быть изменено последующим нажатием кнопки до тех пор, пока не разрядится конденсатор С1.

Отпускание кнопки возвращает схему в исходное состояние.

В кнопку встроены светодиод D7 и защитный диод D8. Современные светодиоды горят достаточно ярко при токах в диапазоне 0.01 – 0.02 мА, поэтому, несмотря на относительно высокое напряжение, общая мощ-

ность, потребляемая индикатором, составляет порядка 5 – 10 мВт или меньше.

Необязательный оптодиод D11 добавляет возможность внешнего отключения питающей системы.

Резистор R1 защищает контакты кнопки от бросков тока. Постоянная времени R1C1 немного задерживает включение схемы.

Для предотвращения ложных срабатываний из-за электромагнитных помех конденсатор С3 должен быть размещен в непосредственной близости от тиристора D6.

Резисторы R9 и R10 ограничивают ток через светодиод D7. Для сети 220 В предусмотрены два резистора (для уменьшения напряжения на каждом из них). Для сети 110 В можно использовать только один резистор R9.

Величина сопротивления R5 зависит от сопротивления катушки реле (r) и значения V_{IN} .

Любой используемый тиристор должен выдерживать пиковый ток

$$\frac{V_{IN}}{R5}$$

и напряжение в выключенном состоянии не менее

$$V_{IN} \frac{r}{R5 + r} \cdot \text{PL}$$

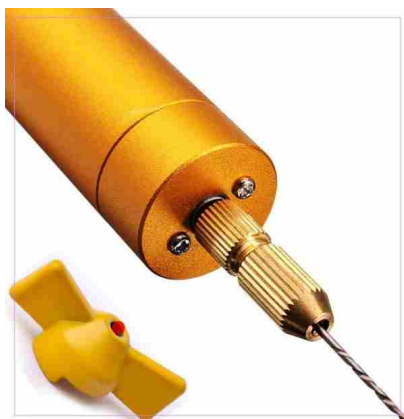
Материалы по теме

1. [Datasheet Nexperia 1N4448](#)
2. [Datasheet New Jersey 2N2326](#)
3. [Datasheet Toshiba 2SA1091](#)
4. [Datasheet Fairchild BC560C](#)

Контроллер ручной электрической дрели для сверления печатных плат

T.K. Hareendran

Electro Schematics



Контроллер ручной электрической дрели для сверления печатных плат дешев, прост в изготовлении и содержит немного компонентов. По сути, это ШИМ контроллер на базе Arduino Uno, работающий на относительно высокой частоте (Рисунок 1). Он обеспечивает регулировку скорости двигателя постоянного тока практически в диапазоне 0-100% при сохранении достаточно стабильной частоты широтно-импульсной модуляции. Он также оснащен OLED-дисплеем для отображения коэффициента заполнения импульсов ШИМ.

Как вы уже догадались, ШИМ управление здесь работает за счет быстрого включения и выключения питания, подаваемого на двигатель. Управляющее напряжение преобразуется в прямоугольные импульсы, чередующиеся между полным включением и полным выключением и снабжающие двигатель

последовательностью питающих импульсов. Регулируя коэффициент заполнения импульсов ШИМ (модулируя ширину импульса), можно изменять среднюю мощность, а значит, и скорость вращения двигателя. Обратите внимание, что при достаточно высокой частоте коммутации двигатель вращается с постоянной скоростью.

Теперь давайте посмотрим на скетч Arduino, который можно скачать по ссылке в разделе Загрузки.

Этот код формирует на выходе ШИМ Arduino Uno (вывод D5) одноканальный широтно-модулированный сигнал управления двигателем. Коэффициент заполнения сигнала управления можно изменять с помощью пользовательского интерфейса, который представляет собой не что иное, как

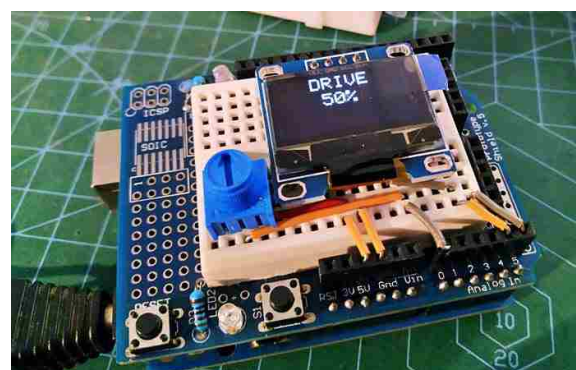


Рисунок 1. Контроллер ручной электрической дрели с OLED дисплеем.



Рисунок 2. Осциллограммы сигналов ШИМ.

линейный потенциометр, подключенный к аналоговому входу A0 микроконтроллера Arduino Uno.

Частота ШИМ в свободном состоянии равна примерно 976 Гц (см. осциллограммы на Рисунке 2). Стоит отметить, что точная частота ШИМ на выводе D5 составляет 976.56 Гц (по умолчанию).

В качестве транзистора драйвера двигателя я использовал MOSFET IRL520N. Его легко купить, он не дорог и имеет сопротивление канала всего 0.27 Ом при напряжении затвор-исток 5 В, поэтому потери мощности источника питания на полной скорости очень малы. Подойдет большинство n-канальных мощных MOSFET с логическими уровнями управления. Следует обращать внимание на низкое сопротивление открытого канала и достаточный допустимый ток. При таких умеренных нагрузках, как наша ручная электродрель для печатных плат, радиатор не нужен.

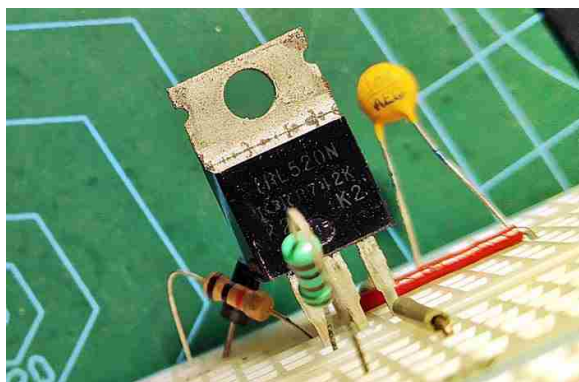


Рисунок 3. Транзистор IRL520N и антипараллельный диод.

На Рисунке 3 можно увидеть, что в макете имеется обычный выпрямительный диод, включенный антипараллельно индуктивной нагрузке (двигателю постоянного тока), на которую подается питание. Обратите внимание, что это всегда необходимо при питании двигателя, так как при его выключении возникает вредное обратное напряжение, но диод направляет его обратно на двигатель, а не на чувствительную схему драйвера.

Сначала я опробовал свой прототип с 12-вольтовым двигателем постоянного тока RS-555 (Рисунок 4), который работал просто великолепно.

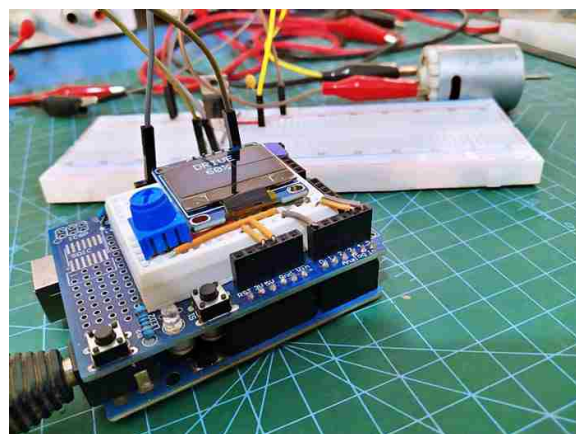


Рисунок 4. Испытания прототипа.

При тестировании для питания слаботочной платы Arduino использовалась 9-вольтовая батарея 6F22, а для «мощного» двигателя – отдельный источник питания 12 В/2 А (оба имели общую шину земли).

Однако было замечено, что при установке минимальной скорости мой тестовый двигатель вращался нормально, но не трогался с места. Кроме того, на полной мощности драйвер ШИМ будет вращать двигатель с несколько меньшей скоростью, чем эквивалентное постоянное напряжение.

Также следует учитывать, что MOSFET при переключении часто генерируют радиочастотные помехи. Поэтому, если вы обнаружите какие-либо признаки радиопомех, их можно погасить с помощью небольшой ферритовой бусины, надетой на вывод затворного резистора, ближайшего к затвору MOSFET.

Более того, когда дело доходит до теории коммутации двигателя, насколько мне известно, лучшие условия – это когда частота переключения намного выше скорости вращения двигателя. Согласно различным источникам, частота должна быть как минимум в 5 раз выше скорости вращения. (Такая более высокая частота также позволяет избежать шума двигателя в звуковом диапазоне).

Я не сильно задумываюсь над этими недостатками, но в следующую версию внесу некоторые изменения.



Рисунок 5. Старая ручная электродрель для сверления печатных плат.

Позже я предпринял вторую попытку, используя свою старую покупную ручную электродрель для печатных плат, питающуюся от собственного адаптера 12 В/1 А (см. Рисунок 5). Она до сих пор работает и используется в данный момент, когда я пишу этот пост.

Наконец, на Рисунке 6 приведена схема, не требующая пояснений.

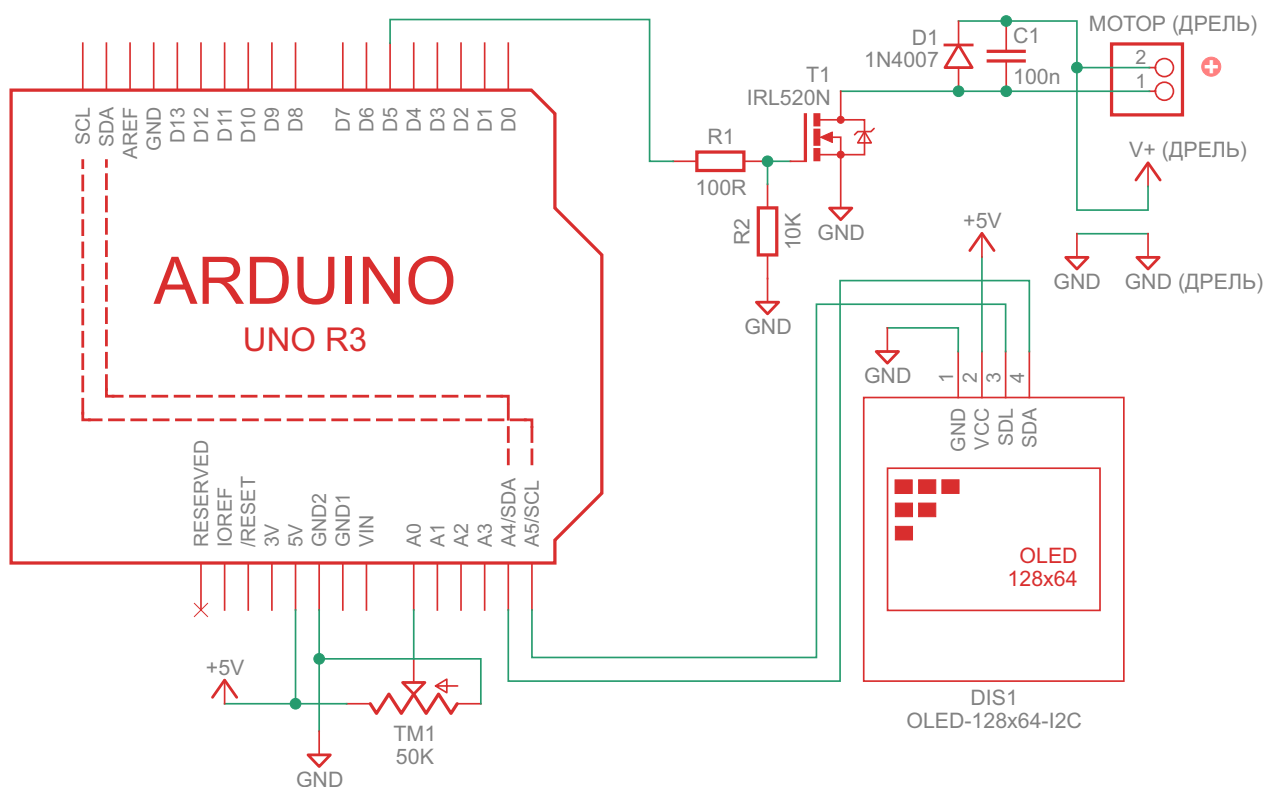


Рисунок 6. Схема контроллера ручной электрической дрели.

Таким образом, теперь у вас есть бюджетная замена устаревшему ШИМ-контроллеру на базе таймера 555 для управления скоростью вращения двигателя постоянного тока. Небольшое количество деталей, дисплей для отображения уровня возбуждения и возможность творческих улучшений за счет изменения прошивки делают его гораздо лучшей

альтернативой. Конечно, регулирование скорости электродрели – не единственное применение такого драйвера, поэтому используйте его по своему усмотрению. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Infineon IRL520N](#)

Загрузки

[Скетч Arduino](#)



В простом ночном светильнике для обнаружения сумерек используется фоторезистор

Chau Tran

EDN

Уличное, аварийное и охранное освещение должно автоматически включаться с наступлением темноты. Схема управления основана на сопротивлении фоторезистора, которое изменяется в зависимости от интенсивности падающего света. Сопротивление фоторезистора, составляющее несколько мегаом в темноте, уменьшается до нескольких сотен ом при ярком свете (Рисунок 1). Это свойство позволяет схеме отличать одну лампочку от двух, прямой солнечный свет от полной темноты, а также все промежуточные уровни освещенности.

Фоторезистор можно использовать в схеме, которая обнаруживает темноту и включает светодиод (Рисунок 2). В схеме используется высоковольтный пороговый детектор, имеющий токовый выход и работающий как компаратор. Фоторезистор и потенциометр R_3 обра-

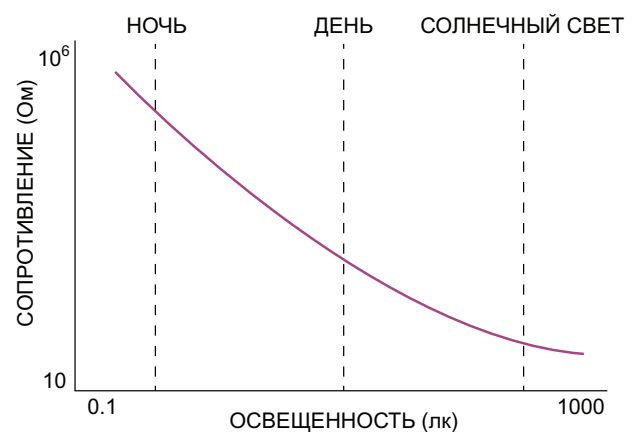


Рисунок 1. Сопротивление фоторезистора резко падает при освещении.

зуют одно плечо моста Витстона. Другое плечо образовано постоянными резисторами R_1 и R_2 . Схема может работать от батареи напря-

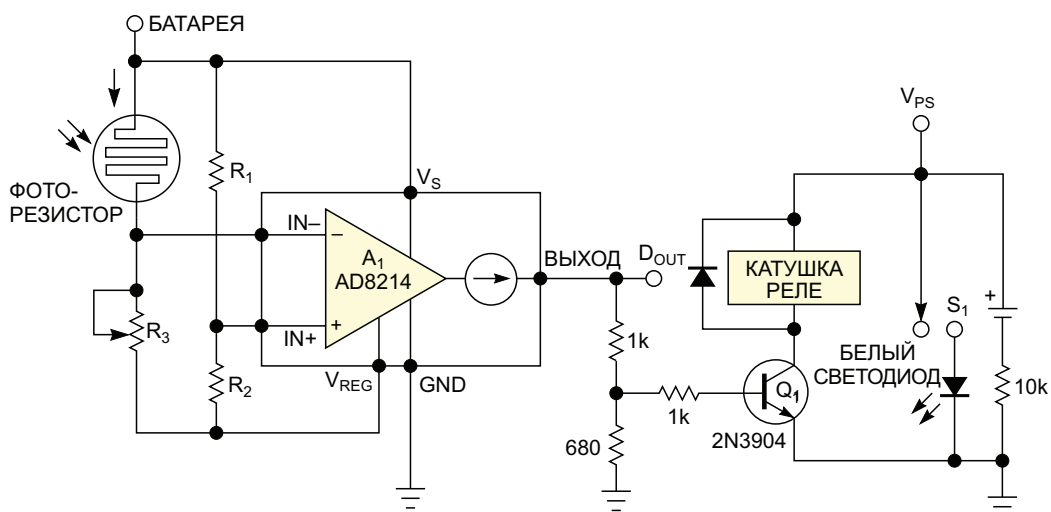


Рисунок 2. Эта схема ночника включается при снижении освещенности фоторезистора.

жением от 5 до 65 В, поскольку возбуждение моста происходит от встроенного в микросхему последовательного стабилизатора, выходное напряжение 2.4 В которого привязано к напряжению питания. Микросхема поддерживает на выходе V_{REG} стабилизированное напряжение на 2.4 В более низкое, чем входное. Резисторы R_1 и R_2 задают фиксированное опорное напряжение на неинвертирующем входе внутреннего компаратора микросхемы A_1 . Фоторезистор и резистор R_3 формируют переменное напряжение на инвертирующем входе. При снижении уровня освещенности напряжение на инвертирующем входе падает ниже опорного напряжения до тех пор, пока не сработает компаратор, активируя реле и светодиод. Общее напряжение на резисторах всегда равно 2.4 В. Сопротивления этих резисторов выбирают в зависимости от желаемого порогового напряжения, используя формулу

$$V_{TH} = -2.4 \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = -2.4 \cdot \left(\frac{LDR}{R_3 + LDR} \right),$$

где V_{TH} – пороговое напряжение, LDR – сопротивление фоторезистора.

Можно поменять местами фоторезистор и потенциометр R_3 , чтобы включать реле,

когда освещенность превысит заданный уровень. С помощью потенциометра можно настроить включение реле на любой уровень света, что делает его идеальным датчиком освещенности. Когда напряжение на инвертирующем входе больше, чем на неинвертирующем, выходной ток микросхемы не превышает 100 нА. Выходной ток возрастает до 1 мА, если напряжение на неинвертирующем входе больше напряжения на инвертирующем входе. Этот ток идет в привязанный к земле резистор, создавая сигнал логического уровня на выходе D_{OUT} . Логический сигнал буферизуется n-p-n транзистором, который управляет релейным переключателем S_1 . Для удержания якоря на месте после отключения тока возбуждения следует использовать реле с блокировкой, в котором используются постоянные магниты.

При включении светодиода сопротивление фоторезистора может резко уменьшиться, и компаратор переключится, снизив выходной ток до наноампер, в то время как реле с блокировкой будет поддерживать свет включенным. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8214](#)

Схема детектора длинных импульсов

Jayapal Ramalingam

EDN

Существуют приложения, в которых необходимо обнаруживать импульсы, длина которых превышает установленное значение, а остальные, более короткие, игнорируются. Нам известна схема детектора пропущенных импульсов, обнаруживающая появление пропущенного импульса в последовательности, где импульсы имеют одинаковую длительность. Но предлагаемая схема обнаруживает длинные импульсы в последовательности импульсов, длительность которых не обязательно должна быть одинаковой. Схема на Рисунке 1 пропускает на выход импульсы, длительность которых превышает заданную величину. При необходимости эти выходные импульсы могут быть подсчитаны или использованы для дальнейших действий.

Во время паузы между импульсами последовательности конденсатор C1 закорочен транзистором Q1, и напряжение на конденсаторе равно нулю. Уровень выходного напряжения компаратора LM393 становится низким. При появлении импульса конденсатор C1 начинает заряжаться; мгновенное напряжение на нем равно

$$V = V_{CC} \left(1 - e^{-\frac{t}{R3C1}} \right).$$

Рассчитайте значение напряжения V, соответствующее большой длительности импульса. Затем установите это значение на движке потенциометра. Для более коротких импульсов напряжение на конденсаторе будет мень-

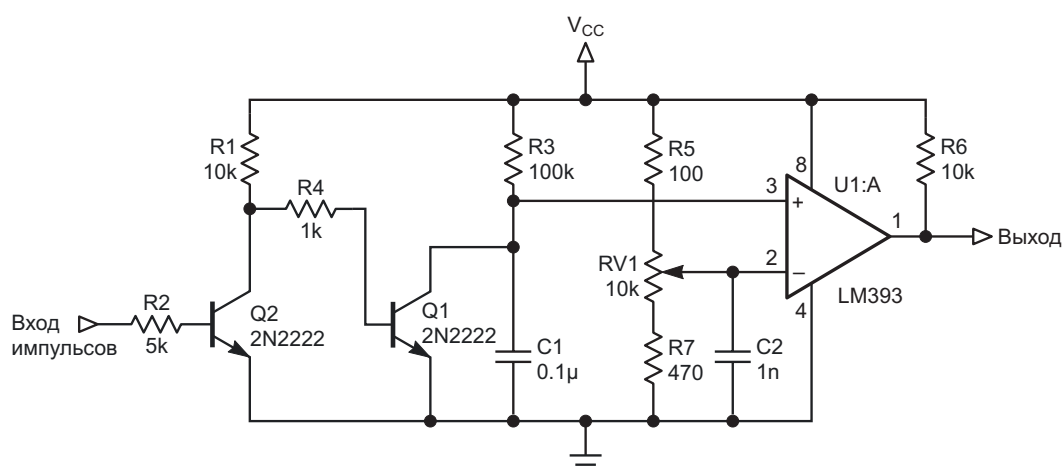


Рисунок 1. Схема обнаруживает длинные импульсы, ширина которых задается потенциометром RV1. На выход будут проходить только длинные импульсы, а остальные, короткие, – нет.

ше V , следовательно, на выходе компаратора будет ноль. При длинном импульсе напряжение на заряженном конденсаторе будет больше V , поэтому уровень сигнала на выходе компаратора будет высоким. Таким образом, на выходе компаратора будут импульсы всякий раз, когда длительность входных импульсов превышает значение, соответствующее напряжению V , установленному на движке потенциометра.

Номиналы элементов схемы на Рисунке 1 рассчитаны на отслеживание импульсов длительностью более 2 мс. Согласно приведенному выше уравнению заряда, при длитель-

ности импульса 2 мс напряжение V составит 0.9 В. Потенциометром VR1 установлено напряжение 0.9 В. При более длинных импульсах напряжение на конденсаторе будет больше 0.9 В, и выходной уровень компаратора будет высоким, что свидетельствует о приходе большого импульса. При импульсах короче 2 мс напряжение меньше 0.9 В, и на выходе конденсатора будет ноль. Таким образом, импульсы малой длительности игнорируются. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM393](#)

Цифровой синтез трехфазных сигналов с помощью недорогого ЦАП

S Gonzalez

EDN

Во многих приложениях, в которых используется цифровой синтез трехфазных синусоидальных сигналов, таких как приводы двигателей переменного тока, фильтры активной мощности и синхронизаторы сети, цифровое управление реализуется с помощью микро-

контроллера или DSP. Синтез может выполняться с использованием традиционных аналоговых технологий [1] или DDS (direct digital synthesis, прямой цифровой синтез). Цифровые технологии обеспечивают более высокую стабильность и возможность регулиров-

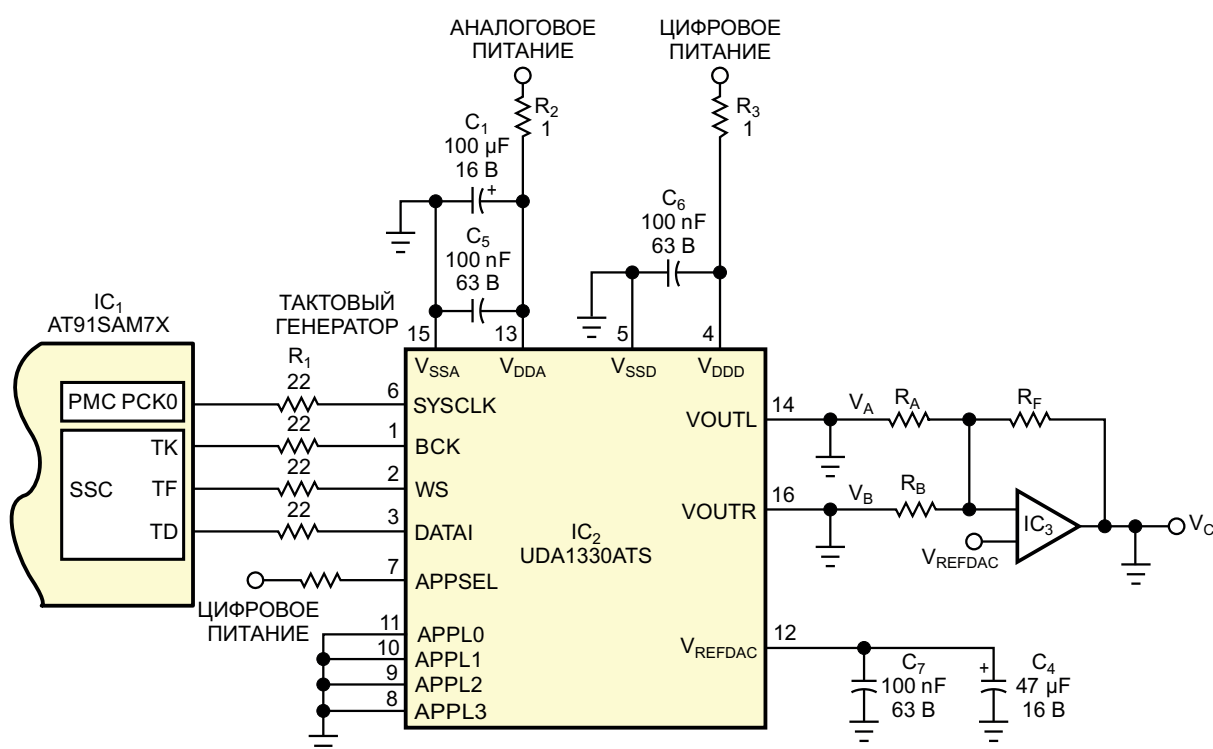
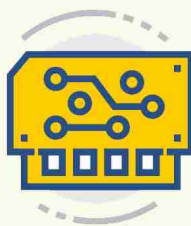


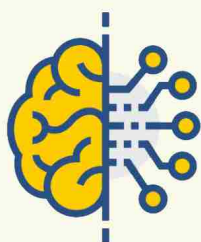
Рисунок 1. Эта схема реализует DDS (прямой цифровой синтез) трехфазного сигнала с помощью небольшого количества компонентов. Программный код процессора ARM обеспечивает возможность произвольной регулировки частоты, фазы и амплитуды с разрешением 16, 18 или 20 бит.



Радиодетали



Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

ки частоты, фазы и амплитуды. В приложениях, требующих синтеза трехфазного сигнала с разрешением 16 бит и выше, DDS предполагает использование микропроцессора или DSP для взаимодействия с несколькими ЦАП. При таком подходе используется не только большое количество основных устройств, но и вспомогательных компонентов, которые занимают много места на печатной плате. Хотя один ЦАП может иметь несколько каналов с последовательным управлением – четыре, восемь, 32 или более, – большое количество каналов обеспечивается за счет низкой разрядности ЦАП. Поэтому использование многоканальных ЦАП является непривлекательным подходом.

В качестве альтернативы можно использовать сдвиговые регистры или фильтры на переключаемых конденсаторах, но для такого подхода также нужно большое количество компонентов, а отсутствие регулировки фазы и амплитуды делает этот метод непригодным

для DDS высокого разрешения [2]. В то же время стереофонические ЦАП легко доступны. Эти высококачественные компоненты недороги благодаря их широкому применению и массовому производству. Например, микросхема UDA1330ATS имеет последовательный интерфейс I²S, длину слова 16, 18 и 20 бит, частоту дискретизации от 8 до 55 кГц. Эти особенности делают такие ЦАП привлекательными для трехфазных DDS с небольшим количеством компонентов.

В предлагаемой здесь схеме (Рисунок 1) реализована технология DDS с использованием микроконтроллера ARM (IC₁), одного стерео ЦАП (IC₂) и одного операционного усилителя (IC₃). Код микроконтроллера ARM AT91SAM7X256, приведенный в Листинге 1, формирует таблицу, содержащую косинусную функцию нужного разрешения и длины. Таблица заполняется значениями $\cos(\alpha+2/3\pi)$ и $\cos(\alpha-2/3\pi)$. Микроконтроллер ARM отправляет данные в последовательном формате

стандарта I²S с помощью процедуры обслуживания прерываний, запускаемой всякий раз, когда выходной буфер пуст. Обработчик прерываний для отправки данных содержится в Листинге 2. Микросхема IC₂ формирует выходные напряжения V_A и V_B – два из трех сигналов – с максимальной амплитудой 5 В пик-пик, но со смещением 2.5 В. Третий канал V_C можно получить как функцию от двух других каналов. Эту операцию можно легко реализовать с помощью одного инвертирующего суммирующего операционного усилителя IC₃ и опорного напряжения ЦАП 2.5 В для компенсации смещения. В этом случае для получения единичного усиления должно выполняться соотношение R_F = R_A = R_B = 10 кОм, а для точной компенсации смещения при отклонении сопротивлений резисторов можно добавить потенциометр на инвертирующий вход.

На Рисунке 2 показан результат синтеза трехфазных сигналов V_A, V_B и V_C. При проектировании следует иметь в виду, что из-за использования интерфейса I²S выходные сигналы имеют присущую им фазовую задержку. Для аудиоприложений этой задержкой, составляющей ровно 1/f_s (f_s – частота выборки), можно пренебречь, но в системах питания она может иметь значение. Прямой подход к устранению задержки заключается в синтезе второго канала с отрицательной фазовой задержкой, компенсирующей его собственную задержку. Из Рисунка 2 видно, что фазо-

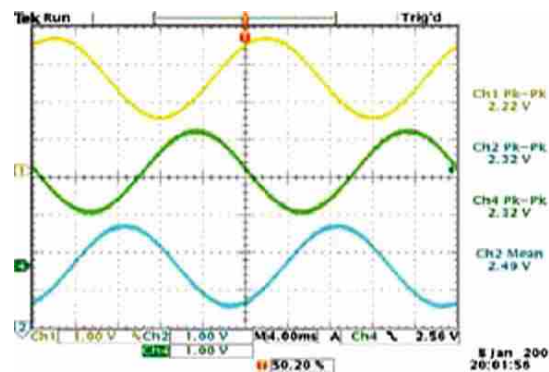


Рисунок 2. Осциллограммы 1 и 2 показывают напряжения на выходах ЦАП. Осциллограмма 4 – это третий канал, который обеспечивается инвертирующим суммирующим операционным усилителем.

вая задержка между выходными каналами отсутствует, за исключением относительного сдвига 120° между ними. Поскольку для этого необходима только относительная разность фаз 120°, на выходе можно получать сигналы, отличные от чистой синусоиды. [РЛ](#)

Ссылки

1. Al Dutcher. [Трехфазный ГУН на основе инверторов.](#)
2. Perez-Lobato, Eduardo, “[Three-phase sinusoidal-waveform generator uses PLD.](#)”

Материалы по теме

1. [Datasheet NXP UDA1330ATS](#)
2. [Datasheet Microchip AT91SAM7X256](#)

Загрузки

[Листинг 1. Код формирования таблицы косинусной функции](#)



[Листинг 2. Обработчик прерываний для отправки данных](#)



Схема ограничителя рассеивает минимальную мощность

Carlisle Dolland

EDN

Схема на Рисунке 1 представляет собой квазилинейный регулятор. Для входных напряжений, превышающих уровень, задаваемый стабилитроном VR_3 , она работает как истоковый повторитель. При входных напряжениях ниже заданного уровня проходной элемент Q_2 работает как насыщенный переключатель. Схема состоит из генератора, зарядового насоса и линейного регулятора. Линейный регулятор, состоящий из элементов Q_1 , R_1 , VR_1 и R_2 , управляет зарядовым насосом, состоящим из элементов C_2 , D_2 , D_3 и C_3 . При входных напряжениях, превышающих напряжение пробоя стабилитрона VR_1 , зарядовый насос вырабатывает напряжение, равное выходному напряжению линейного регулятора. Для входных напряже-

ний, меньших напряжения пробоя VR_1 , выходное напряжение равно $V_{OUT} = V_{IN} - I_{OUT}R_{ON}$, где R_{ON} – сопротивление канала открытого транзистора Q_2 . При входном напряжении, превышающем напряжение пробоя стабилитрона VR_3 примерно на 3 В, R_6 и VR_3 рассеивают энергию, накопленную зарядовым насосом. В этом режиме схема работает как истоковый повторитель, и ее выходное напряжение примерно на 3 В ниже напряжения пробоя стабилитрона VR_3 . Схема рассеивает минимальную мощность. В переходных режимах мощность, рассеиваемая транзистором Q_2 , определяется током нагрузки. [PL](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Intersil ICM7555](#)

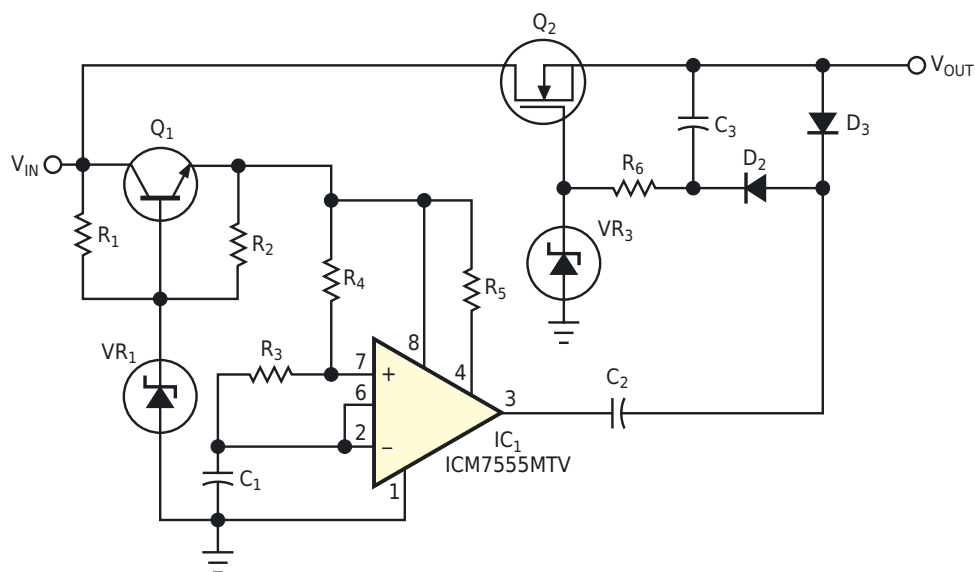


Рисунок 1. Эта схема ограничивает переходные напряжения и рассеивает минимальную мощность.



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!