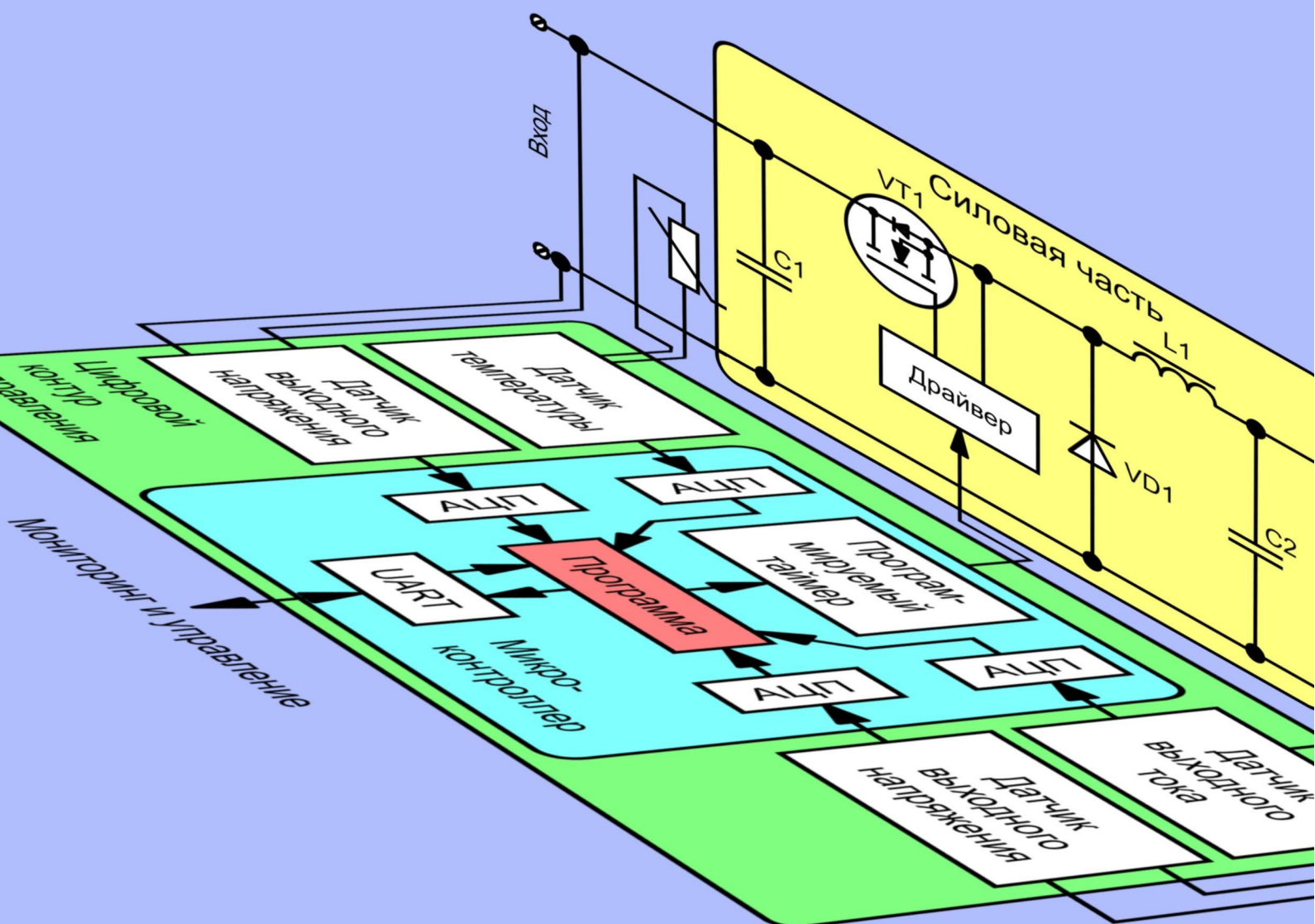




ЦИФРОВОЙ КОНТУР УПРАВЛЕНИЯ

ИМПУЛЬСНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ





РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

www.rlocman.ru/magazine

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



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



Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

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

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

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

Мнения авторов не всегда
отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:
www.rlocman.ru/magazine

Новости

- 4 Недорогой одноплатный компьютер с Intel Celeron должен решить проблему «цифрового неравенства»
- 5 Renesas расширяет семейство датчиков качества воздуха первым в отрасли прибором со степенью защиты IP67
- 6 Micro Crystal выпускает самый точный в мире термокомпенсированный модуль часов реального времени
- 7 Простой термометр использует изменения частоты для измерения криогенных температур
- 8 Texas Instruments представила первые в отрасли понижающие преобразователи с компенсацией ферритового фильтра
- 10 EPC выпускает 170-вольтовый eGaN МОП-транзистор с лучшими характеристиками в своем классе приборов
- 11 Murata выпустила семейство сверхкомпактных полностью интегрированных высокочастотных DC/DC преобразователей
- 12 Новые микросхемы Power Integrations позволят до 40% уменьшить размеры AC/DC преобразователей

Статьи

- 14 Как реализовать цифровую схему управления импульсным преобразователем электрической энергии. Часть 1
- 25 Оптоэлектронный цифровой компаратор и аналитический цифровой компаратор-дешифратор
- 28 Изготавливайте прототипы своих печатных плат на станках с ЧПУ
- 30 Децибелы: используйте с осторожностью
- 33 Применение транзисторов DirectFET в звуковой аппаратуре класса D
- 39 Превращение Raspberry Pi 4 в клавиатуру
- 42 Навигация по магнитному полю как «альтернатива» GPS?
- 46 Расширение диапазона коэффициентов усиления программируемого инструментального усилителя

Схемы

- 48 Аналитические цифровые компараторы
- 51 Резистивный датчик температуры не требует прецизионного источника тока
- 54 Компенсация температурного дрейфа усиления оптрона
- 56 Адаптивный компаратор
- 59 Операционный усилитель делает повторяемыми схемы с полевыми транзисторами
- 62 Масштабируемая электронная нагрузка с режимом постоянного сопротивления
- 65 Схема управления скоростью вращения вентилятора
- 68 Супервизор питания подключает к схеме только безопасные напряжения
- 70 Простая «прозвонка» – 2
- 72 Универсальное устройство на микроконтроллере для проверки якоря и статора электроинструмента
- 77 Простой цифровой вольтметр на ATtiny13
- 80 Выпрямитель отслеживает положительные и отрицательные пики
- 82 Драйвер белых светодиодов с измерением тока в положительной шине питания
- 84 Простая схема ШИМ для управления яркостью светодиодов сигналом постоянного тока
- 86 Схема биполярного ограничителя с регулируемым порогом
- 88 Зарядовый насос с ультранизким током покоя
- 92 Схема контроля уровня воды в испарительном охладителе
- 94 Энергонезависимый микровольтовый ЦАП на основе цифровых потенциометров
- 96 Квазирезонансный преобразователь на простой КМОП микросхеме
- 98 Цифровой вольтметр с повышенной разрешающей способностью. Часть 3
- 107 Неинвертирующий интегратор на инструментальном усилителе
- 108 Фильтр позволяет сравнивать зашумленные сигналы
- 110 Размыкатель цепи контролирует токи утечки
- 112 Удаленный контроль массива датчиков
- 115 Простая схема выбора наибольшего напряжения
- 118 Источник эталонной частоты для всей лаборатории

Недорогой одноплатный компьютер с Intel Celeron должен решить проблему «цифрового неравенства»

Rich Pell

eeNews Europe

Hackboard, позиционирующая себя как компания по выпуску общедоступных компьютеров, представила то, что, по ее словам, является одним из самых дешевых одноплатных компьютеров на платформе Intel, работающих под Windows.

За \$99 с Ubuntu Linux или за \$140 с Windows 10 Pro Hackboard 2 предлагается как доступный, мощный и гибкий компьютер размером примерно со смартфон, но с производительностью настольного компьютера. Благодаря дополнительной опции подключения к сетям 4G или 5G, он может выходить в Интернет практически из любого места, что делает его идеальным устройством для студентов, преподавателей, коллективов и производителей.

«Мы считаем, что компьютеры должны быть более демократичными, чтобы те, у кого сегодня нет доступа к компьютерам и Интернету, могли его получить, – говорит Майк Кэллоу (Mike Callow), соучредитель и генеральный директор Hackboard. – Почти в половине домов во всем мире нет компьютеров. Это то, что часто называют цифровым неравенством. Наша миссия – предоставить доступный компьютер, который решит эту глобальную проблему».

Hackboard 2 поддерживает множество функций:

- 64-битный двухъядерный процессор Intel Celeron N4020 с тактовой частотой до 2.8 ГГц;
- 4 ГБ памяти DDR4;
- Накопитель eMMC емкостью 64 ГБ;
- Два слота M.2 для подключения дополнительных накопителей емкостью до 4 ТБ;
- Графика Intel UHD;
- Три высокоскоростных порта USB 3.0;
- Wi-Fi и Bluetooth 5.1;
- 4G или 5G в качестве дополнительной опции;



- 40-контактный разъем GPIO;
- Интерфейс HDMI 2.1 (4K);
- Компилятор Python;
- Разъем наушников;
- Источник питания в комплекте.

Комплекты расширения, включающие клавиатуру, веб-камеру, монитор, подставку и многое другое, создают целостную экосистему Hackboard. Для производителей и любителей в Hackboard 2 включено ПО Python и предусмотрена поддержка работы с множеством надстроек.

Пользователи могут разрабатывать множество проектов, таких как:

- Развлекательные системы, включая медиа-серверы;
- Удаленный рабочий стол для доступа к домашнему офису из любого места;
- Домашняя автоматизация для управления периферийными системами умного дома и устройствами IoT;
- Сенсорные шлюзы;
- Различные приложения STEM (наука, технологии, инженерия и математика), использующие разъем GPIO.

Hackboard 2 уже поступил в продажу. Также доступны для приобретения дополнительные комплекты расширения.

Renesas расширяет семейство датчиков качества воздуха первым в отрасли прибором со степенью защиты IP67

Новый датчик качества воздуха в помещениях обеспечивает малозатратное решение для приложений, подверженных воздействию воды и пыли

Renesas Electronics расширила свою популярную платформу датчиков качества воздуха в помещениях (Indoor Air Quality – IAQ) первым в отрасли программно конфигурируемым водонепроницаемым (IP67) прибором ZMOD4410, предназначенным для приложений IAQ, работающих во влажных или грязных средах, таких как кухни, ванные комнаты и больничные палаты, где датчики часто подвергаются воздействию воды, масел и пыли.

Программно конфигурируемый водостойкий датчик ZMOD4410 выпускается в уникальном герметичном корпусе, защищающем его от воды и пыли с помощью водо- и маслоотталкивающего материала, одновременно пропускаемого для атмосферной влаги и летучих органических соединений (ЛОС). Объединив корпус со степенью защиты IP67 с лучшими в отрасли точностью и надежностью платформы ZMOD4410, Renesas предоставляет возможность создания новых маломощных приложений для IAQ, работающих в зонах воздействия брызг, сохраняя при этом высокую точность и гибкость, необходимые клиентам для адаптации своих систем, и устраняя необходимость в дорогостоящих водонепроницаемых системах.

Основные характеристики водонепроницаемого датчика ZMOD4410

Датчик ZMOD4410 с классом защиты IP67 обеспечивает превосходную точность и высокий уровень характеристик, не требуя при этом дорогостоящих систем герметизации, что делает его идеальным прибором для использования в водонепроницаемых конечных приложениях. Датчик поставляется полностью откалиброванным в водо- и маслоотталкивающем корпусе, и потребителям вместо добавления к модулю внешней мембраны достаточно нанести на свои схемы



конформное покрытие. Водонепроницаемые датчики, являющиеся частью семейства ZMOD4410, оснащаются встроенным ПО с поддержкой элементов искусственного интеллекта, улучшающим характеристики обнаружения, а также обладают высокой устойчивостью к силиконам, что обеспечивает исключительную надежность при использовании в тяжелых условиях эксплуатации.

Уникальная программно конфигурируемая платформа ZMOD компании Renesas обеспечивает высокую гибкость выбора проектных решений для интеллектуальных сенсорных систем, позволяя обновлять прошивку микроконтроллера в полевых условиях, что открывает возможности для создания новых, ориентированных на конкретные приложения решений, таких как выборочные измерения для обнаружения ЛОС. Это позволяет, в частности, выполнять измерения IAQ в соответствии с требованиями международных стандартов, что дает потребителям возможность измерять общее количество летучих органических соединений в диапазоне ppm (долей на миллион). Более высокая точность и повторяемость результатов повышают точность оценки уровня двуокси углерода. Новый водонепроницаемый модуль датчика ZMOD4410 поддерживает все существующие на сегодняшний день обновления встроенного ПО.

Сочетание водонепроницаемости, надежности, программируемости, лучшей в своем классе стабильности и чувствительности при измерении летучих органических соедине-



Оценочный набор ZMOD4410.

ний делает новый датчик идеальным решением для устройств IAQ, включая интеллектуальные системы отопления, вентиляции и кондиционирования воздуха, вентиляторы, светильники и выключатели ванных комнат, а также носимые устройства, работающие в широком диапазоне влажности, в зонах брызг, в грязных или погружных средах.

Доступность

Датчик ZMOD4410 в гидрофобном корпусе уже доступен для приобретения.

Micro Crystal выпускает самый точный в мире термокомпенсированный модуль часов реального времени

Швейцарская компания Micro Crystal представляет новый модуль часов реального времени (RTC) RV-3032-C7, обеспечивающий лучшую в мире точность в промышленном диапазоне температур при сверхнизком потреблении тока.



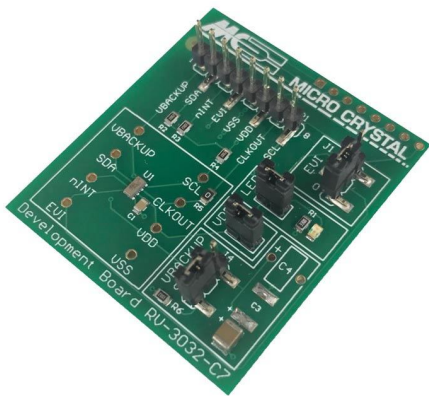
Высокоэффективный сверхкомпактный модуль RTC, содержащий заказную микросхему и интегрированный кварцевый резонатор, устанавливает новые стандарты размеров (половина площади корпуса μ SOP-8, дополнительные внешние компоненты не требуются) точности (± 0.26 с/день при рабочей температуре от -40 °C до 85 °C) и тока потребления (160 нА в режиме измерения времени) при уникальных возможностях управления питанием.

RV-3032-C7 идеально подходит для приложений, требующих постоянно включенных функций измерения времени при сохранении

высокой долгосрочной точности, работы в широком диапазоне температур и длительного срока службы батареи. Прибор разрабатывался для интеллектуальных измерений и аналогичных промышленных и потребительских приложений, таких как носимые устройства и Интернет вещей.

Благодаря широкому диапазону напряжений питания (от 1.2 до 5.5 В), чрезвычайно низкому энергопотреблению и функциям управления питанием, включая автоматическое переключение на резервный источник, универсальный зарядовый насос и программируемую схему капельной подзарядки, новое устройство может работать в системе с миниатюрным аккумулятором малой емкости или с недорогим элементом питания типа «таблетка». Это уменьшает общие размеры и стоимость изготовления конечного продукта и одновременно оптимизирует срок службы батареи.

«Новый модуль часов реального времени RV-3032-C7, содержащий запатентованный нами кварцевый генератор с цифровой компенсацией температуры, является самым инновационным устройством в продуктовой линейке Micro Crystal, устанавливающим новые мировые стандарты в отношении точности измерений в диапазоне температур, низкого энергопотребления и компактных размеров. Команда конструкторов использовала свой 40-летний опыт управления частото-



Оценочная плата для модуля RV-3032-C7.

той, чтобы разработать и произвести это впечатляющее, лучшее в своем классе устройство, где были определены и тщательно проанализированы все требования клиентов. Помимо всех стандартных функций RTC, прибор выполняет множество дополнительных функций, таких как защита данных с помощью пароля и формирование выходного сигнала мегагерцового диапазона, которые впервые стали доступны на рынке в таком крошечном устройстве», — сказал Ханс-Рудольф Готтье (Hans-Rudolf Gottier), генеральный директор Micro Crystal AG.

«Предлагая решение критических проблем конструктивных ограничений, связанных с точностью, питанием, размерами и временем автономной работы, RTC RV-3032-C7

определенно поможет инженерам в разработке интеллектуальных продуктов следующего поколения, — сказал Роланд Хэни (Roland Haeni), руководитель отдела прикладной инженерии компании Micro Crystal AG. — Наличие программируемого высокочастотного тактового выхода для синхронизации центрального микроконтроллера и доступ к термометру высокого разрешения, используемому для точной термокомпенсации и установки пороговых значений температуры с функцией прерывания, смогут поддержать множество уникальных и новых приложений».

Модуль упаковывается в герметичный керамический корпус DFN с размерами 3.2 мм × 1.5 мм × 0.8 мм, рассчитанный на пайку оплавлением припоя. Внедрение новых устройств упрощается их соответствием требованиям директивы RoHS, отсутствием свинца и сертификацией по стандарту AEC-Q200.

Дополнительная информация и доступность

В настоящее время потребителям предлагаются инженерные образцы модулей RTC RV-3032-C7. Массовое производство будет развернуто в первом квартале 2021 года.

На домашней странице компании можно заказать образцы модулей и демонстрационные платы.

Простой термометр использует изменения частоты для измерения криогенных температур

Stephen J. Mraz

Machine Design

Это небольшое устройство может упростить процесс слежения за температурой в сверхпроводящих квантовых компьютерах

Исследователи из Национального института стандартов и технологий (NIST) изобрели миниатюрный термометр, который можно использовать для контроля криогенных температур процессорных микросхем в сверхпроводящих квантовых компьютерах, обязательным условием нормальной работы которых является низкая температура кристалла.

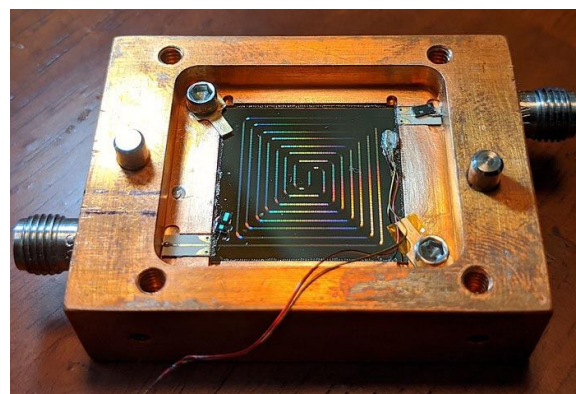
Термометр состоит из сверхпроводящего ниобиевого резонатора, покрытого диоксидом кремния. Покрытие взаимодействует с резонатором, изменяя естественную частоту его вибрации. Ученые подозревают, что это происходит из-за «туннелирования» атомов между двумя участками — квантово-механического эффекта.

Принцип работы термометра NIST основан на том, что собственная частота резонатора является функцией его температуры. Термометр фиксирует изменения частоты, измеренные электроникой, а затем по этим изменениям определяет реальную температуру. В отличие от этого, обычные термометры для температур, близких к нулю по шкале Кельвина, основаны на измерениях электрического сопротивления. Они требуют подключения проводов к электронике, работающей при комнатной температуре, что делает конечное устройство более сложным (и более дорогим) и потенциально искажает результаты измерений из-за добавления тепла.

Термометр NIST измеряет температуру примерно за 5 мс, что намного быстрее, чем большинство обычных резистивных термометров, которым требуется порядка одной десятой секунды. Термометр NIST также будет проще в изготовлении и потребует всего одного этапа производственного процесса. Они могут выпускаться крупносерийно – на 3-дюймовой кремниевой пластине умещается более 1200 устройств.

Новый сверхпроводящий термометр измеряет температуры ниже 1° Кельвина (272.15°C) до 50 мК (милликельвинов) и потенциально до 5 мК. Он меньше, быстрее и удобнее, чем обычные криогенные термометры, используемые для контроля температуры таких устройств, как микросхемы.

Новый прибор с размерами всего 2.5×1.15 мм может быть встроен в другое криогенное устройство или прикреплен к нему для



Два сверхпроводящих термометра NIST для измерения криогенных температур приклеены к левому нижнему и правому верхнему углам этого усилителя. Миниатюрные термометры, сделанные из ниобия на слое диоксида кремния, измеряют температуру усилителя или другого устройства, основываясь на изменениях частотного сигнала.

измерения его температуры при установке на микросхеме.

Эта технология является побочным продуктом разработки в NIST сверхпроводящих датчиков для камер телескопов, в частности для СВЧ-детекторов, поставляемых для суборбитальных телескопов BLAST и ToITeC.

Новый термометр позволит исследователям измерять температуру широкого спектра компонентов в тестовых корпусах с очень небольшими затратами и без необходимости подключения большого количества дополнительных электрических проводов. Это должно дать преимущество исследователям, работающим в области квантовых вычислений.

Texas Instruments представила первые в отрасли понижающие преобразователи с компенсацией ферритового фильтра

С новыми малошумящими понижающими преобразователями от TI инженеры могут добиться высокой эффективности работы чувствительных к шумам приложений

Texas Instruments (TI) представила новое семейство малошумящих импульсных DC/DC регуляторов с интегрированной схемой компенсации ферритового фильтра.

TPS62912 и TPS62913 обеспечивают низкий уровень шумов 20 мкВ с.к.з. в диапазоне частот от 100 Гц до 100 кГц и сверхнизкие пульсации выходного напряжения 10 мкВ с.к.з.,

что дает инженерам возможность исключить из своих конструкций один или несколько LDO стабилизаторов, сократить потери мощности до 76% и сэкономить до 36% площади печатной платы.



Шумы источников питания является ключевой проблемой при проектировании многих высокоточных контрольно-измерительных, медицинских, аэрокосмических и военных приложений, а также устройств беспроводной инфраструктуры. Традиционная архитектура малозумящего источника питания включает DC/DC преобразователь, малозумящий LDO, такой как TPS7A52, TPS7A53 или TPS7A54, и внешний фильтр, например, на основе ферритовой бусины. Благодаря интеграции компенсатора ферритового фильтра, TPS62912 и TPS62913 могут использовать ферритовую бусину, уже присутствующую в большинстве систем, в качестве эффективного фильтра высокочастотных помех, снижающего пульсации выходного напряжения примерно на 30 дБ и упрощающего конструкцию источника питания.

Легко минимизировать шум источника питания

Для сохранения точности и целостности сигнала в высокоточных системах требуются шины питания с низким уровнем шумов и низкими пульсациями. TPS62912 и TPS62913 обеспечивают и то, и другое, а также коэффициент подавления пульсаций питания 65 дБ на частотах до 100 кГц. Кроме того, это семейство понижающих преобразователей отличается высокой точностью; погрешность выходного напряжения составляет менее 1%. Оба преобразователя позволяют использовать размыкание спектра частотной модуляцией для дальнейшего ослабления высо-

кочастотных паразитных спектральных компонентов, а также синхронизацию с внешним генератором, что облегчает инженерам достижение заданных уровней отношения сигнал/шум и динамического диапазона без паразитных составляющих, которые имеют решающее значение в таких приложениях, как медицинская визуализация или радары.

Увеличение КПД при снижении потерь мощности

При питании чувствительных аналоговых схем инженеры традиционно сталкивались с необходимостью компромисса между шумом и КПД. Использование одного импульсного регулятора приводит к слишком большим коммутационным помехам, в то время как добавление LDO пострегулятора для снижения шумов влечет за собой дополнительные потери мощности, особенно при больших токах нагрузки. Высокий пиковый КПД TPS62912 и TPS62913, достигающий 97%, позволяет инженерам обеспечивать низкий уровень помех без использования LDO стабилизаторов, сокращая потери мощности до 76%, что эквивалентно 1.8 Вт в схемах аналоговых входных интерфейсов и 1.5 Вт в конструкциях с использованием широкополосных аналого-цифровых преобразователей, таких как ADC12DJ5200RF. Соответствующее увеличение КПД по сравнению с традиционной архитектурой малозумящих источников питания составляет 20% и 15%, соответственно.

Экономия площади платы и снижение общей стоимости системы

Используя TPS62912 или TPS62913 в своих конструкциях, инженеры могут исключить не только линейный стабилизатор, но и связанные с ним пассивные компоненты, что позволит сэкономить примерно 20 мм² площади печатной платы на каждый LDO регулятор. Кроме того, встроенная компенсация ферритового фильтра понижающих преобразователей помогает инженерам сократить общее количество компонентов DC/DC регулятора, исключив из конструкции два конденсатора и два резистора, чтобы дополнительно снизить общую стоимость системы и сократить время ее разработки.

Доступность и цены

В настоящее время потребителям доступны опытные образцы 2-амперных микросхем TPS62912 и 3-амперных TPS62913 в 10-контактных корпусах QFN размером 2 мм × 2 мм, приобрести которые можно только онлайн на сайте TI. Цены, установ-

ленные для одной микросхемы в партии из 1000 приборов, начинаются от \$1.06 и \$1.16, соответственно. Кроме того, за \$49 можно купить оценочные модули TPS62912EVM и TPS62913EVM. TI ожидает, что оба устройства будут запущены в серийное производство в первом квартале 2021 года.

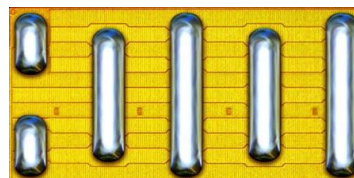
ЕРС выпускает 170-вольтый eGaN МОП-транзистор с лучшими характеристиками в своем классе приборов

ЕРС предлагает разработчикам 170-вольтый eGaN МОП-транзистор EPC2059 с сопротивлением открытого канала 6.8 мОм – более миниатюрный, эффективный, надежный и дешевый, чем устройства, доступные в настоящее время

Новый 170-вольтый eGaN МОП-транзистор EPC2059 с сопротивлением открытого канала 6.8 мОм, выпущенный компанией Efficient Power Conversion (EPC), стал дешевле и лучше своих предшественников. Это последнее устройство в семействе 100 – 200-вольтных устройств, охватывающих широкий диапазон уровней мощности и цен. Транзистор предназначен для удовлетворения растущих потребностей в 48 – 56-вольтных источниках питания серверов и центров обработки данных, а также источников питания множества потребительских приложений, включая игровые компьютеры, ЖК/LED телевизоры и светодиодные источники света.



EPC2059 идеально подходит для синхронных выпрямителей на вторичной стороне AC/DC адаптеров, устройств быстрой зарядки и источников питания с выходной мощностью в диапазоне от 100 Вт до 6 кВт. Преиму-



щество в характеристиках нитрид-галлиевых устройств поможет разработчикам достичь уровня КПД источников питания, соответствующего требованиям стандарта 80 Plus Titanium, увеличив при этом скорость системы и снизив ее размеры, температуру и вес.

Отладочная плата

Отладочная плата EPC9098 – это полумост, рассчитанный на максимальное напряжение 170 В и выходной ток до 25 А с драйве-



Отладочная плата EPC9098.

рами затворов и eGaN МОП-транзисторами EPC2059. Эта плата размером 50.8 мм × 50.8 мм имеет оптимизированные коммутационные характеристики и содержит все важные компоненты, упрощающие оценку EPC2059.

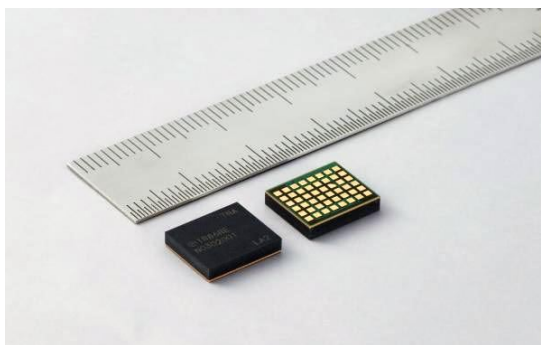
Цены и доступность

При покупке 2500 штук один транзистор стоит \$1.59.

Отладочные платы EPC9098 продаются по цене \$123.75 за штуку.

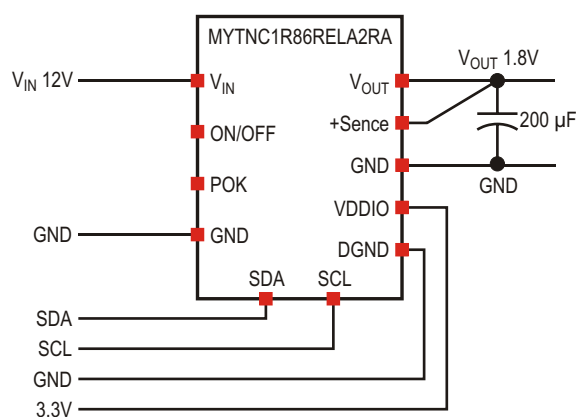
Murata выпустила семейство сверхкомпактных полностью интегрированных высокоэффективных DC/DC преобразователей

Используя целый ряд запатентованных решений, значительно снижающих площадь и высоту схем преобразователей энергии, Murata выпустила семейство компактных, низкопрофильных, полностью интегрированных DC/DC преобразователей UltraBK.



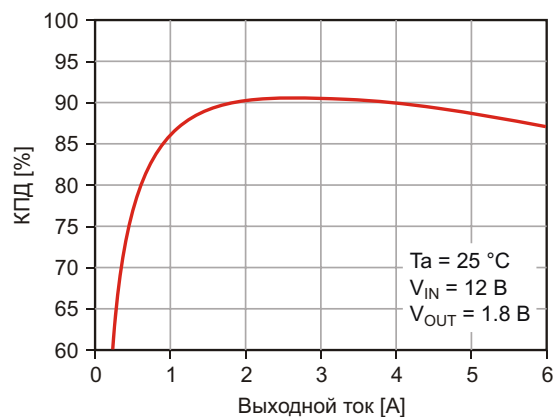
Преобразователи UltraBK предназначены для приложений с ограниченным пространством, таких как оборудование IT и сетевой инфраструктуры. Помимо беспрецедентной экономии места, они обеспечивают высокую энергоэффективность, высокую надежность, исключительные шумовые характеристики и быструю реакцию на переходные процессы.

Благодаря инновационной двухкаскадной конструкции, разработчикам удалось создать чрезвычайно низкое и компактное устройство. Этот прибор сочетает в себе зарядовый насос на коммутируемых конденсаторах, за которым следует понижающий или повышающий преобразователь меньшего размера, с более низковольтными MOSFET и более миниатюрным выходным дросселем, чем в традиционных конструкциях. Конденсаторная цепь практически без потерь преобразует



Упрощенная схема включения.

входное напряжение при любом соотношении напряжений, обеспечивая общий рабочий КПД до 90.5%. Выходной дроссель примерно в 10 раз меньше, чем в сопоставимой традиционной схеме, что позволило разместить весь преобразователь в корпусе LGA



Зависимость КПД MYTNC1R86RELA2RA от тока нагрузки.

размером 10.5 × 9.0 мм и высотой всего 2.1 мм. Кроме того, типичный уровень электромагнитных излучений ниже на 20 дБ.

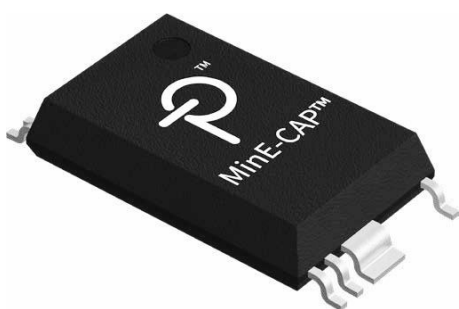
Первыми приборами семейства UltraBK стали четыре понижающих преобразователя с выходными токами 4 А и 6 А, каждый из кото-

рых предлагается в версии с интерфейсом I²C для цифрового конфигурирования и управления. Преобразователи имеют широкий диапазон входных напряжений от 6.0 В до 14.4 В, а выходное напряжение программируется от 0.7 В до 1.8 В.

Новые микросхемы Power Integrations позволят до 40% уменьшить размеры AC/DC преобразователей

Инновационное устройство MinE-CAP позволяет значительно уменьшить размеры входного высоковольтного конденсатора, до 95% снижает броски пускового тока, устраняет необходимость в NTC термисторах и сокращает общие потери

Power Integrations анонсировала микросхему MinE-CAP для универсальных AC/DC преобразователей с высокой плотностью мощности. Благодаря вдвое меньшему размеру высоковольтных электролитических конденсаторов, требуемых для бестрансформаторных сетевых источников питания, в которых используются MinE-CAP, этот новый тип микросхемы позволяет сократить габариты сетевого адаптера до 40%. Устройство MinE-CAP также значительно снижает броски пускового тока, делая ненужными NTC термисторы, повышая КПД системы и уменьшая рассеивание тепла.



Низкое сопротивление открытых каналов нитрид-галлиевых транзисторов PowerGaN, составляющих основу этой небольшой микросхемы, используется для активного и автоматического подключения и отключения сегментов цепочки сглаживающих конденсаторов в зависимости от напряжения сети переменного тока. Разработчики, использующие MinE-CAP, выбирают самый маленький высо-

ковольтный конденсатор с рабочим напряжением, соответствующим наибольшему напряжению сети переменного тока, а основную часть энергии хранят в более низковольтных конденсаторах, защищенных MinE-CAP до тех пор, пока они не потребуются при низком сетевом напряжении. Такой подход значительно уменьшает размеры входных конденсаторов без ущерба для выходных пульсаций и рабочего КПД и без необходимости изменения конструкции трансформатора.

Уменьшение габаритов источников питания, основанных на традиционных решениях для преобразования энергии, происходит за счет увеличения частоты переключения, что позволяет использовать трансформаторы меньших размеров. Инновационная микросхема MinE-CAP обеспечивает столь же значительное уменьшение общих габаритов источника питания при использовании мень-



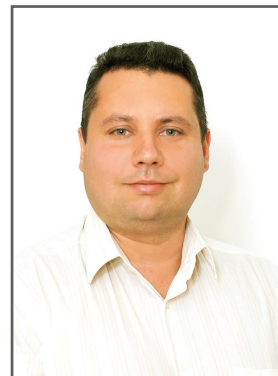
65-ваттный источник питания USB PD 3.0 с микросхемой MinE-CAP.

шего количества компонентов и без проблем, связанных с увеличением уровня излучаемых электромагнитных помех и потерь в трансформаторах, возникающих при повышении частоты преобразования. Приложения включают интеллектуальные зарядные устройства для мобильных устройств, бытовую технику, электроинструменты, осветительные приборы и автомобильное оборудование.

Новое устройство, упакованное в миниатюрный корпус MinSOP-16A, органично сочетается с микросхемами источников питания семейства InnoSwitch компании Power

Integrations, требуя минимального количества внешних компонентов. Микросхемы MinE-CAP MIN1072M доступны для приобретения непосредственно в офисах Power Integrations или у франчайзинговых дистрибьюторов по цене \$1.75, установленной для одного прибора в партии из 10,000 штук. Для ознакомления с новым устройством разработчикам предлагается документ DER-626, в котором описан использующий MinE-CAP 65-ваттный источник питания USB PD 3.0 с выходным напряжением 3.3 – 21 В для зарядных устройств мобильных телефонов и ноутбуков.

Как реализовать цифровую схему управления импульсным преобразователем электрической энергии



Часть 1

Александр Русу, Одесса, Украина

Общее количество методов стабилизации выходного напряжения при импульсном преобразовании электрической энергии достаточно велико. Но на практике все сводится к одному простому правилу: «берем подходящую микросхему и следуем инструкциям». Действительно, производители электронных компонентов проделали огромную работу и наполнили рынок контроллерами «на все случаи жизни». Поэтому разработчику уже не нужно самому реализовывать, например, «метод управления с упреждением по входному напряжению» [1] или D-CAP3 [2]; для этого достаточно использовать готовую микросхему, содержащую все необходимые узлы, уже правильно соединенные и откалиброванные. Да и современные рыночные условия уже не позволяют производителям электроники собирать схемы управления на дискретных компонентах, ведь в большинстве случаев это долго, дорого и не всегда качественно.

Но что делать, когда подходящего контроллера не существует, например, когда силовая часть преобразователя выполнена по необычной схеме, или когда она является

стандартной, но функциональности существующих контроллеров недостаточно для конкретного приложения? Например, где найти готовый контроллер для импульсного стабилизатора переменного напряжения, описанного в [3]?

Долгое время существовал лишь один способ решения этой проблемы – разработка аналоговой схемы управления «с нуля»: или на дискретных компонентах, или на программируемых аналоговых интегральных микросхемах, что с точки зрения функциональности почти одно и то же. Но это, как было сказано выше, сложно, долго и дорого. И лишь относительно недавно появился еще один способ, позволяющий не только эффективно выйти из нестандартных ситуаций, но и использовать абсолютно новые алгоритмы управления, которые на традиционной аналоговой основе реализовать практически невозможно.

Речь идет о цифровых схемах управления, в которых все функции обеспечиваются программным способом. Возможность практического применения подобного подхода появилась около пятнадцати лет назад после

появления недорогих микроконтроллеров, быстродействия которых уже было достаточно для отслеживания высокоскоростных процессов в силовой части.

Одним из первых массовых устройств с полностью цифровыми контурами управления стали компьютерные источники бесперебойного питания, появившиеся в конце 1990-х годов. Однако в то время производительность недорогих контроллеров еще не позволяла полноценно управлять высокочастотными импульсными схемами, поэтому частота сигналов для управления силовыми транзисторами составляла всего 50 Гц, а их выходные напряжения имели форму прямоугольных импульсов (аппроксимированной синусоиды). С той поры многое поменялось, и сейчас почти все ведущие производители этого вида техники выпускают устройства с синусоидальными выходными напряжениями, формируемыми с помощью микроконтроллеров.

Цифровые контуры управления активно используются и в «серьезных» системах, например, в платформе MIPAQ Pro (Рисунок 1) [4], предлагаемой компанией Infineon для инверторов мощных электроприводов или солнечных электростанций. Одной из ее особенностей является программная реализация математической модели тепловых про-

цессов, происходящих внутри кристаллов силовых полупроводниковых приборов, установленных в модулях. Эта модель позволяет на основе текущих значений напряжений силовых шин, тока нагрузки и известных параметров IGBT, рассчитать статические и динамические потери в каждом транзисторе в каждом цикле преобразования. Зная тепловые сопротивления кристалл-модуль, модуль-радиатор и радиатор-среда (с учетом работы системы охлаждения), а также текущую температуру внутри корпуса прибора, можно с высокой точностью определить, какими будут абсолютные температуры кристаллов после очередного цикла преобразования. Это позволяет не только предотвратить перегрев компонентов, но и максимально эффективно использовать их установочную мощность, ведь теперь, точно зная, что в данных условиях кристалл не расплавится, можно увеличить выходной ток модуля.

Однако из-за большого объема работы, которую еще только предстоит сделать, это направление до сих пор остается «молодым» и «малоизученным». Но его уже нельзя назвать «недоступным». Сейчас на рынке присутствует достаточно большое количество быстродействующих микроконтроллеров, вполне пригодных для использования в

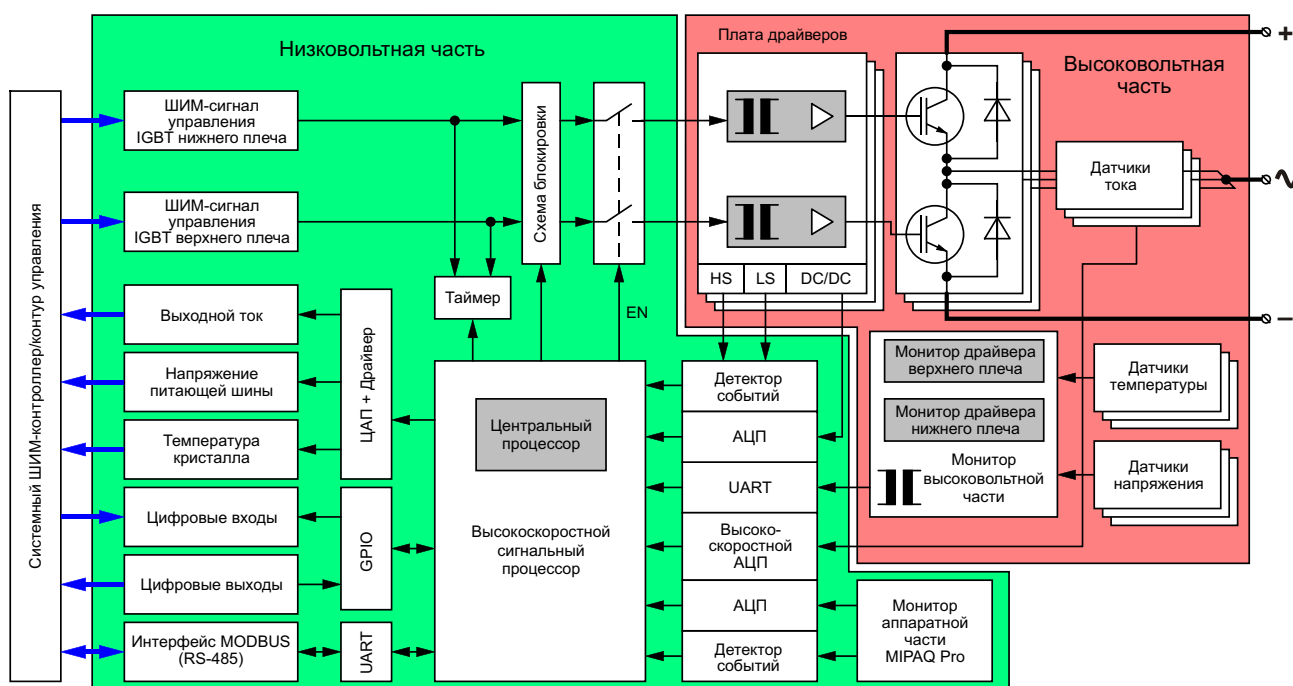


Рисунок 1. Пример цифрового контура управления платформы MIPAQ Pro [4].

качестве основы для цифровых контуров управления. Нужно только научиться их создавать. А вот доступной литературы, посвященной этому вопросу, пока еще очень мало, а та, что есть, иногда не выдерживает никакой критики.

В этой статье будут рассмотрены общие вопросы построения цифровых контуров управления на основе микроконтроллеров общего назначения. А в качестве примера будет рассмотрена схема управления импульсным преобразователем переменного напряжения [3, 5], реализованная на микроконтроллере семейства STM32 производства STMicroelectronics.

Общие особенности цифровых методов управления

Отличительной особенностью цифровых методов управления является минимальное количество аналоговых узлов, в большинстве случаев выполняющих лишь функцию интерфейса между существующей в физическом мире электрической схемой и ее виртуальной моделью. В общем случае, для построения цифрового контура управления необходим комплект аналоговых датчиков, формирую-

щих на входах АЦП сигналы, пропорциональные реальным физическим параметрам: напряжению, току, температуре и т. п. Количество датчиков зависит от конкретной задачи и может быть разным. В самом простейшем случае, например, при реализации цифрового варианта метода управления по напряжению, достаточно лишь датчика выходного напряжения. Если же говорить о полноценном управлении силовой частью, тогда необходимо как минимум четыре датчика (Рисунок 2): для измерения входного и выходного напряжений, выходного тока и температуры ключевых компонентов системы.

После оцифровки сигналов датчиков информация о состоянии «внешнего мира» поступает в программу, где обрабатывается по определенному алгоритму. Основным результатом работы программы являются сигналы управления силовыми ключами, которые для более рационального использования процессорного времени лучше формировать с помощью специализированных аппаратных модулей, например, таймеров.

Ключевым преимуществом такого подхода является исключительная гибкость. При использовании комплекта датчиков, как на

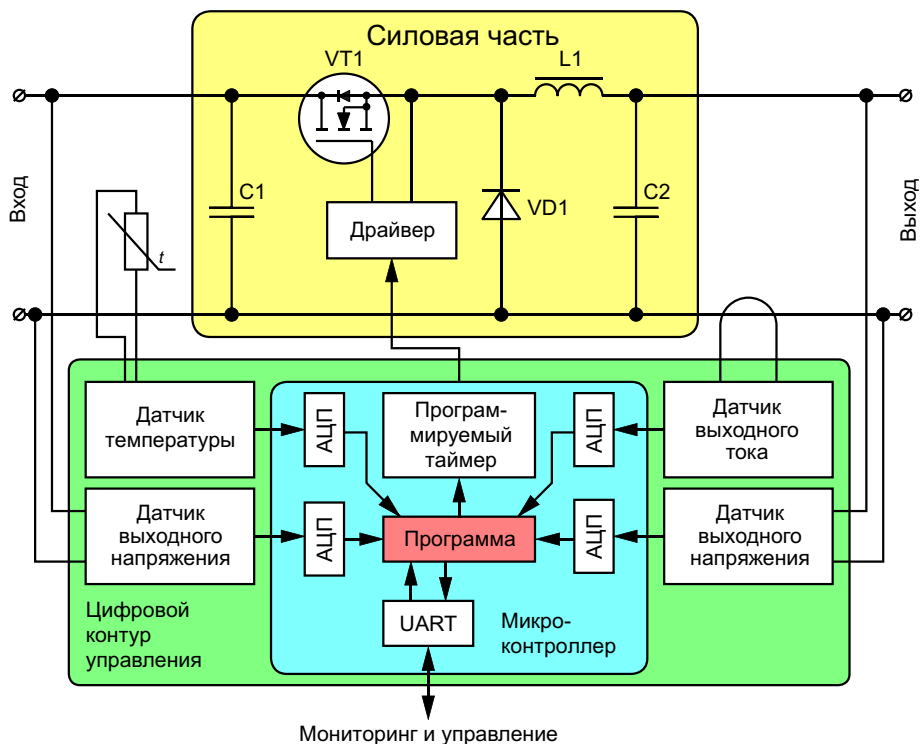


Рисунок 2. Цифровой контур управления импульсным преобразователем.



Рисунок 3. Внешний вид стабилизатора GF-9000 (слева) и внутреннее устройство его прототипа (справа).

схеме Рисунок 2, можно реализовать практически все методы управления, рассмотренные в [1, 2], причем со всеми сервисными функциями и защитами. А если учесть, что большинство современных микроконтроллеров имеет в своем составе как минимум один аппаратный интерфейс для обмена данными, то и реализовать в этом преобразователе функции удаленного управления, мониторинга или настройки тоже не составит технической сложности.

Эти преимущества, в свое время, и определили выбор такого подхода к реализации управления стабилизатором GF-9000 [5], ведь разработка на дискретных компонентах всего, что было в конечном итоге реализовано программно, привела бы к значительному усложнению сборки и настройки этого аппарата.

Особенности стабилизатора GF-9000

С полным перечнем технических характеристик стабилизатора GF-9000 (Рисунок 3),

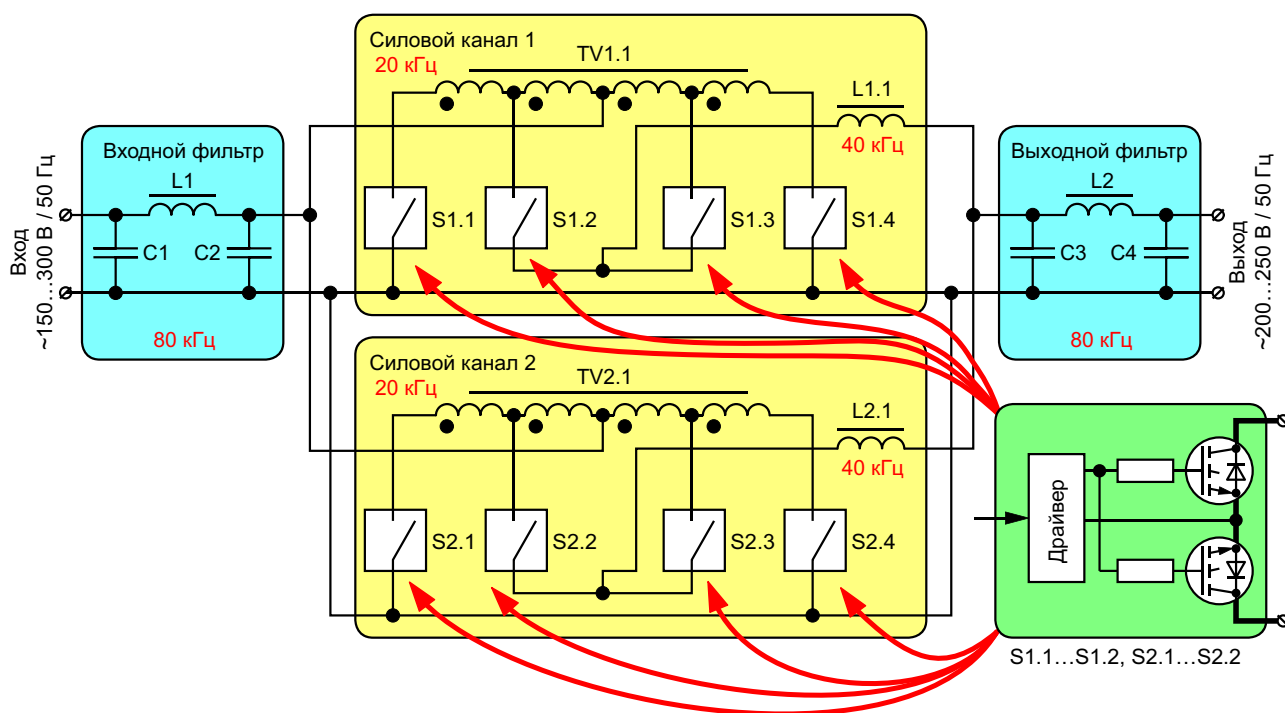


Рисунок 4. Силовая часть стабилизатора GF-9000.

разработанного одесской компанией «Гофер», можно ознакомиться на ее официальном сайте [5]. Из его ключевых особенностей можно выделить максимальную мощность 9 кВА, обеспечиваемую во всем диапазоне входных напряжений от 150 В до 280 В (у традиционных стабилизаторов она обычно падает по мере увеличения отклонения напряжения) и при любых коэффициентах мощности нагрузки (аппарат может работать как на чисто индуктивную, так и на чисто емкостную нагрузку с коэффициентом мощности равным нулю). Использование импульсного способа преобразования позволяет восстановить нормальное значение выходного напряжения уже через 5 мс после изменения входного. И это далеко не предел быстродействия для данной технологии, теоретически способной корректировать форму синусоиды. Однако наиболее важным преимуществом стабилизатора GF-9000 является его компактность и малый вес, равный всего 13 кг (вес типичного стабилизатора такой мощности превысил бы 30 кг). Из-за этого он стал незаменимым прибором для людей, которым необходимо качественное напряжение «здесь и сейчас»: строителей, выездных музыкантов и т.п.

Силовая часть стабилизатора GOFER-9000 (Рисунок 4) состоит из двух одинаковых каналов, работающих в многофазном режиме. Регулирование напряжения осуществляется методом вольтодобавки или вольтовывчитания – в зависимости от соотношения напряжений на входе и выходе (Рисунок 5). Преобразование электрической энергии в каждом силовом канале производится двумя индуктивными приборами: трансформатором и дросселем. Такой подход к построению силовой части позволяет максимально уменьшить размеры и вес магнитопроводов индуктивных элементов [6]. В качестве силовых ключей используются высоковольтные IGBT с интегрированными антипараллельными диодами (IRG4PH40UD и IRG4PC50UD) производства компании International Rectifier, ныне ставшей частью Infineon. Частота работы трансформатора и накопительного дросселя равна, соответственно, 20 кГц и 40 кГц. Использование многофазного принципа преобразования позволило одновременно увеличить частоту пульсаций тока во входных и выходных цепях и уменьшить их амплитуду,

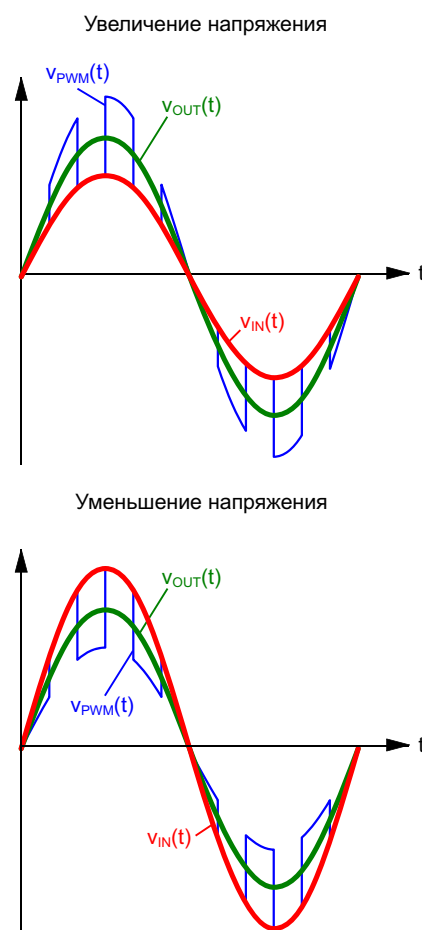


Рисунок 5. Принцип регулировки напряжения стабилизатора GF-9000.

что, свою очередь, дало возможность упростить входные и выходные сглаживающие фильтры, работающие на частоте 80 кГц.

Основой схемы управления является микроконтроллер STM32F103RBT6 с ядром, работающим на частоте 72 МГц (Рисунок 6). Датчики входного и выходного напряжений реализованы на основе 50-герцовых понижающих трансформаторов с возможностью подстройки коэффициента передачи с помощью подстроечных резисторов. В качестве измерителя выходного тока используется датчик Холла ACS756SCA-100B. Температура транзисторов измеряется с помощью двух терморезисторов – по одному в каждом канале. В системе присутствует также датчик балансировки на основе трансформатора тока, предназначенный для контроля равномерного распределения нагрузки между силовыми каналами. Первичные обмотки этого трансформатора образованы двумя проводами, размещенными в окне трансформато-

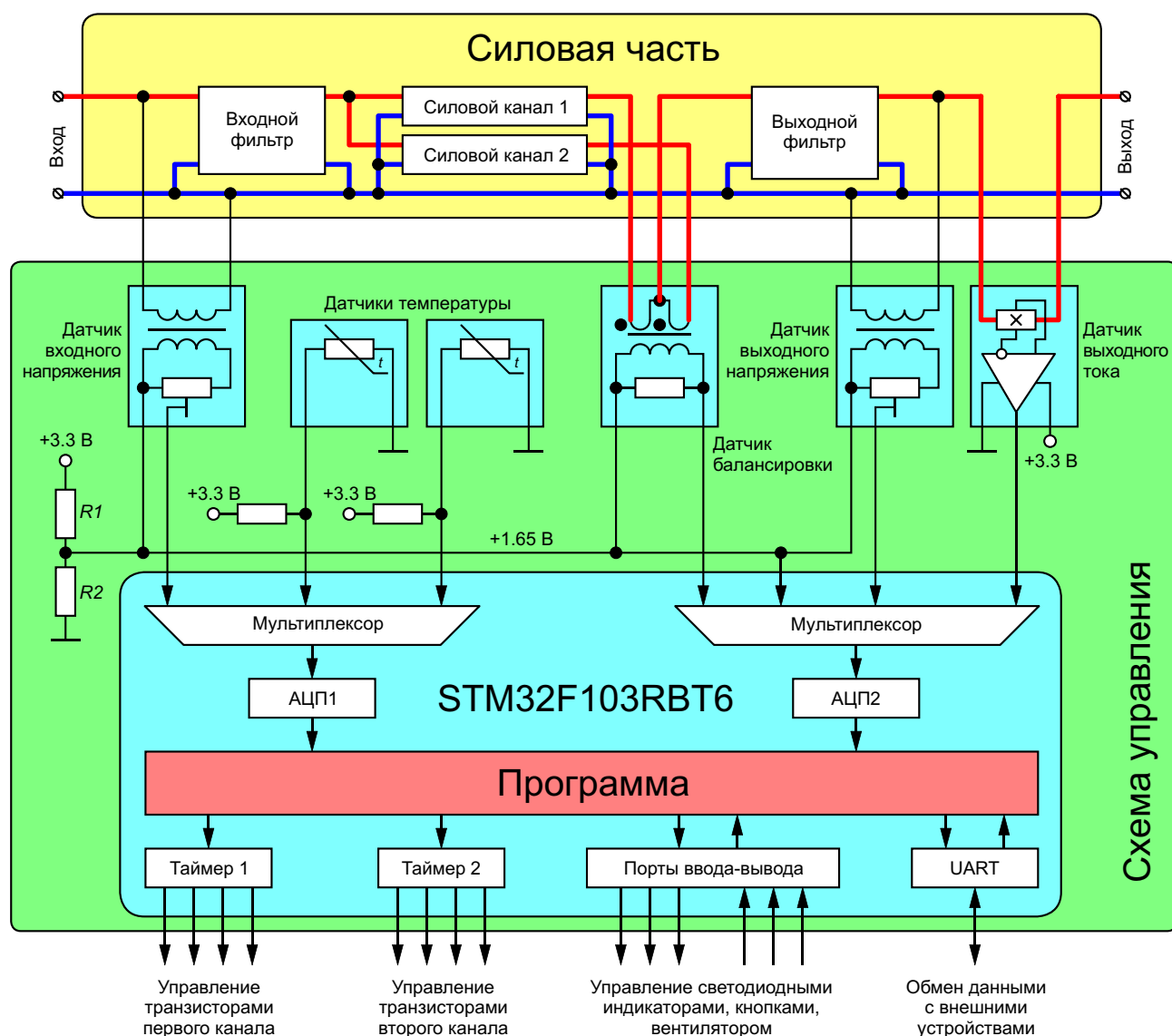


Рисунок 6. Схема управления стабилизатора GF-9000.

ра таким образом, чтобы магнитные поля, создаваемые их токами, взаимно компенсировались. При неравномерной нагрузке возникает сигнал рассогласования, который снимается с вторичной обмотки трансформатора, оцифровывается и обрабатывается программой.

Сигналы для управления силовыми транзисторами формируются с помощью двух таймеров. Кроме того, микроконтроллер формирует ШИМ-сигнал для управления вентилятором и несколькими индикаторными светодиодами. Один из аппаратных модулей UART используется для связи микроконтроллера с «внешним миром». В нормальном режиме работы через этот модуль происхо-

дит обмен данными с индикатором, управляемом отдельным микроконтроллером. При необходимости к этому модулю можно подключить компьютер со специализированным программным обеспечением, позволяющим получить необходимую диагностическую информацию.

Общая структура программного обеспечения

В аналоговых схемах процессы во всех узлах происходят параллельно. В одноядерных цифровых микроконтроллерах в каждый момент времени может выполняться только одна арифметико-логическая операция. Это заставляет четко делить программный код

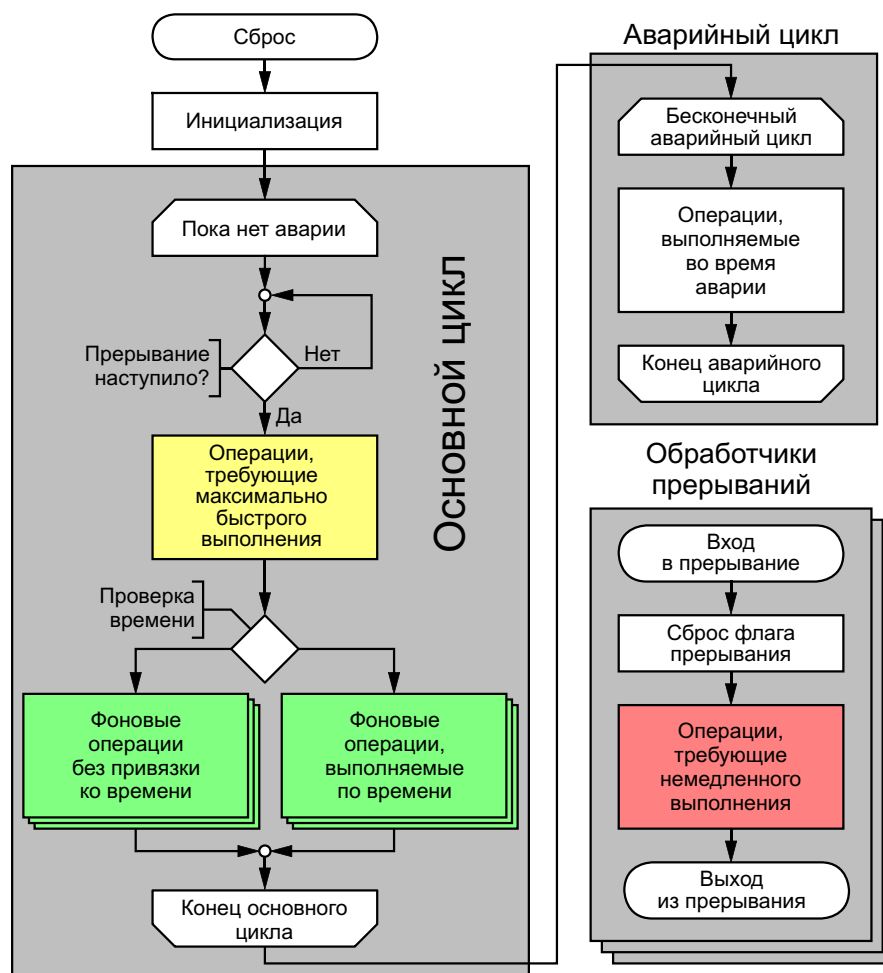


Рисунок 7. Упрощенный алгоритм программного обеспечения.

по уровням приоритетов выполнения. В общем случае, все операции, выполняемые ядром, можно разделить на три категории (Рисунок 7):

- операции, требующие немедленного выполнения;
- операции, требующие максимально быстрого выполнения;
- операции, выполняемые в фоновом режиме.

В число операций, требующих немедленного выполнения, должны попадать только инструкции, отвечающие за формирование сигналов управления силовыми транзисторами, поскольку малейшая задержка во времени их исполнения может привести, в лучшем случае, к джиттеру, а в худшем – к катастрофическому сбою в алгоритме формирования, например, появлению «ложных» импульсов, со всеми вытекающими отсюда последствиями.

Операции, требующие немедленного выполнения, должны выполняться в прерываниях с самым высоким приоритетом. Вообще, в цифровых контурах управления импульсными преобразователями с использованием прерываний нужно быть очень осторожным. Классический подход к программированию микроконтроллеров – «на каждое событие свое прерывание» может сыграть злую шутку в виде создания очереди из второстепенных асинхронных прерываний, например, от модуля UART или интерфейсных кнопок. И пока они будут обрабатываться, код, находящийся в основном потоке программы и требующий действительно первоочередного выполнения, будет ожидать своей очереди.

Из-за этого в прошивке стабилизатора были использованы только прерывания от таймеров, в обработчиках которых выполнялся код, формирующий сигналы управле-

ния силовыми транзисторами (к сожалению, специфика силовой части не позволяла их формировать только аппаратно – каждый таймер приходилось регулярно перенастраивать). Все остальные события (завершение оцифровки, прием/передача байта данных по UART и т.п.) определялись в основном потоке программы путем проверки соответствующих флагов, но, самое главное, только тогда, когда отсутствовали более приоритетные задачи.

К операциям, требующим максимально быстрого выполнения, относится, в первую очередь, код, отвечающий за защиту преобразователя и нагрузки. Для силовой части стабилизатора и оборудования, подключенного к его выходу, самым опасным является превышение мгновенных значений напряжений и тока. Например, при обрыве нулевого провода действующее значение входного напряжения в сети может увеличиться до 400 В (амплитудное – до 570 В). Попытка уменьшить его до 230 В, скорее всего, приведет к пробоем силовых транзисторов, поэтому при обнаружении высокого напряжения на входе силовую часть нужно отключить. Это необходимо сделать как можно быстрее, но при этом задержка в несколько десятков и даже сотен микросекунд вполне допустима.

Все остальные операции должны выполняться при наличии свободного процессорного времени. Их также можно разделить по уровням приоритета, поскольку среди них есть операции, которые можно выполнить в любое время, например, формирование пакета данных для передачи по UART, и такие, которые нужно выполнить в определенное время. К операциям, зависящим от времени, например, относится код, выполняемый в начале периода сетевого напряжения (расчет действующих значений напряжений и токов, защита от перегрузки по току и т.п.).

Таким образом, общий алгоритм программного обеспечения получается следующим (Рисунок 7). Сразу после сброса микроконтроллера выполняется блок инициализации, в котором происходит настройка периферийных модулей микроконтроллера и начальная инициализация переменных. В конце этого блока, как обычно, происходит включение прерываний, и программа переходит в основной цикл.

Основной цикл, периодически приостанавливаемый для обработки прерываний, выполняется до тех пор, пока не будет обнаружено событие, делающее дальнейшую работу стабилизатора невозможной, например, отключение одного из датчиков или обнаружение короткого замыкания в нагрузке. В этом случае основной цикл завершается и начинается выполняться цикл аварии, который будет выполняться до следующего сброса микроконтроллера.

Список функций, доступных в аварийном цикле, зависит от конкретной задачи. Например, в стабилизаторе GOFER-9000 при возникновении аварии продолжает поддерживаться обмен данными по UART, что позволяет определить причину отказа. В общем случае аварийный цикл не является обязательным – соответствующие блокировки можно достаточно просто реализовать и в основном цикле. Тут уже все зависит от решения и **настройки** программиста.

Основной цикл начинается с операций, требующих максимально быстрого выполнения. Программа построена таким образом, чтобы на момент начала каждой итерации основного цикла все АЦП завершили свою работу (об этом чуть позже). Таким образом, к началу выполнения основного алгоритма программа имеет самые свежие данные о состоянии системы. Поэтому неудивительно, что первым делом анализируются мгновенные значения напряжений и токов на предмет их нахождения в области допустимых значений. Кроме того, в этом блоке формируются суммы, используемые при последующем расчете средних и действующих значений напряжений, токов, температур и других параметров.

После обязательных операций, выполняемых в каждой итерации основного цикла, идет выполнение кода, привязанного к определенному времени. Например, в начале каждого периода сетевого напряжения на основе накопительных сумм, сформированных в течение прошлого периода, рассчитываются средние и действующие значения напряжений, токов и температур с последующей проверкой их значений, а код, отвечающий за синхронизацию с сетью, выполняется в моменты, когда предполагается, что абсолютное значение входного напряжения максимально. Если же в данной итерации (в данный момент времени) нет обязательных опе-

раций, тогда выполняется второстепенный код, например, отвечающий за работу светодиодных индикаторов или обмен данными по интерфейсу UART.

Особенности использования АЦП

Использование отдельного АЦП для оцифровки каждого аналогового сигнала в большинстве случаев является «непозволительной роскошью». Микроконтроллеры общего назначения обычно имеют всего один АЦП с входным мультиплексором, позволяющим сделать его многоканальным. Однако в каждый момент времени каждый АЦП способен работать лишь с одним сигналом. Это значит, что все входные напряжения должны оцифровываться по очереди, а часть процессорного времени необходимо тратить на перестройку входного мультиплексора, запуск преобразований и сохранение результатов измерений, ведь обычный АЦП имеет, как правило, всего один регистр для хранения оцифрованных данных.

В этом случае микроконтроллеры STM32 имеют ряд преимуществ по сравнению с другими микроконтроллерами в аналогичной ценовой категории. Например, АЦП микроконтроллеров этого семейства могут работать в режиме инжектированных преобразований с поддержкой до четырех каналов. Особенностью этого режима является отсутствие необходимости постоянного переконфигурирования АЦП. При использовании инжектированных преобразований АЦП настраивается один раз на этапе инициализации микроконтроллера. Каждому инжектированному каналу назначается конкретный вывод микросхемы (номер канала мультиплексора), на котором будет происходить измерение входного сигнала. При активизации инжектированного режима АЦП автоматически выполняет оцифровку сигналов на входах всех активных каналов с сохранением результатов измерений в индивидуальные для каждого канала регистры. Более того, запуск инжектированных преобразований можно привязать к определенным аппаратным событиям, например, к событиям, генерируемым таймерами. В этом случае оцифровка сигналов может происходить полностью автоматически с минимальными затратами процессорного времени.

Микроконтроллер STM32F103RBT6 имеет два АЦП, каждый из которых поддерживает до четырех инжектированных каналов. А в схеме управления стабилизатором есть семь сигналов, требующих оцифровки (входное и выходное напряжение, выходной ток, два датчика температуры, сигнал балансировки и опорное напряжение). Таким образом, в микроконтроллере STM32F103RBT6 были задействованы семь из восьми инжектированных каналов АЦП. При максимальной скорости оцифровки общее время, необходимое для обработки четырех сигналов, равно чуть меньше 25 мкс. Это позволило запускать инжектированные преобразования двух АЦП аппаратно – с помощью одного из таймеров, работающих на частоте 40 кГц. В итоге при использовании микроконтроллеров STM32 регулярную оцифровку семи входных сигналов удалось реализовать без затрат процессорного времени, за исключением времени выполнения кода инициализации, проводимой один раз после сброса микроконтроллера.

Контроль времени выполнения программы

Определить точное время выполнения того или иного фрагмента кода на этапе написания и отладки программы, особенно при использовании языков высокого уровня, практически нереально. Поэтому всегда существует риск, что процессор «не успеет» вовремя обработать входящую информацию. Ситуация усугубляется еще и тем, что ряд событий, требующих обработки процессором, в принципе не могут быть детерминированными. Например, пакет данных, принимаемых по UART, имеет переменную длину, поэтому на его обработку уйдет разное количество процессорного времени – чем длиннее пакет, тем больше времени необходимо, чтобы его проверить, обработать и сформировать ответ. Это может привести, к ситуации, когда время, затрачиваемое ядром на обработку второстепенных задач, окажется больше времени между двумя последовательными преобразованиями АЦП одного и того же канала, и часть измерений будет безвозвратно потеряна. В лучшем случае это приведет к несистемным ошибкам в расчетах средних и действующих значений напряжений и токов, нарушению синхронизации с сетью, а в худшем – к полному краху программного обеспе-

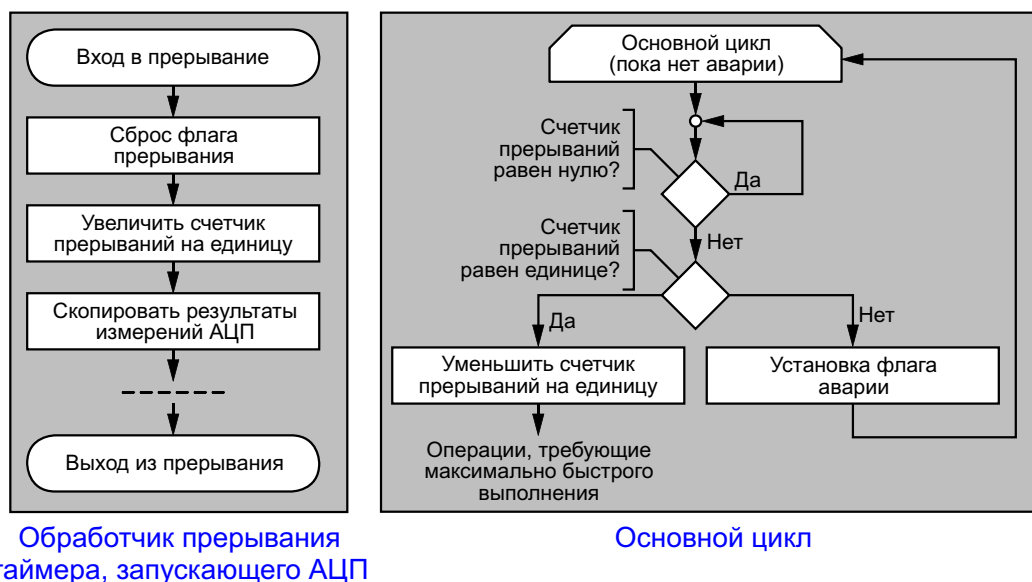


Рисунок 8. Алгоритм контроля скорости выполнения программного кода.

чения с возможностью выхода из строя силовой части.

Для исключения этого в программу добавлен модуль контроля времени выполнения программного кода (Рисунок 8), основным элементом которого является счетчик прерываний, инициируемый при запуске программы нулевым значением. В начале основного цикла происходит проверка значений этой переменной, и пока она равна нулю, основной поток приостанавливается до тех пор, пока ситуация не изменится. Счетчик прерываний увеличивается на единицу в обработчике прерываний таймера, запускающего АЦП на преобразование. Это значит, что в этот момент времени АЦП завершили оцифровку всех инжесктурированных каналов, и сейчас в их выходных регистрах находятся самые свежие данные о состоянии входных сигналов (за исключением самого первого прохода, когда оцифровка еще не проводилась).

Теперь становится понятно, почему основной цикл «замораживается» до наступления прерывания. Такой алгоритм гарантирует, что операции, требующие максимально быстрого выполнения, включающие обработку результатов измерений, будут выполняться каждый раз с новыми данными без пропусков и многократной обработки одной и той же информации.

В общем случае, длительность одной итерации основного цикла $T_{\text{ИТЕР}}$, равная сумме

длительностей операций, требующих максимально быстрого выполнения и фоновых операций, должна быть меньше длительности между двумя прерываниями (25 мкс). В этом случае основной поток периодически будет находиться в «замороженном» состоянии, ожидая появления «свежих» результатов измерений АЦП (Рисунок 9а), и процессорного времени будет вполне достаточно для обработки данных.

Ситуация не будет критической, даже если время работы некоторых итераций основного цикла будет превышать 25 мкс (Рисунок 9б). В этом случае пропуска данных не будет, поскольку они все равно копируются из регистров АЦП во временные переменные. Самое главное в этом случае, чтобы средняя длительность итераций основного цикла была меньше 25 мкс. Тогда ядро, хоть и с некоторой задержкой, но все же будет успевать обрабатывать данные.

Но если суммарная длительность двух соседних итераций превысит 50 мкс, то данные будут утеряны. В этом случае значение счетчика прерываний станет больше единицы, и программа перейдет в аварийный цикл (Рисунок 9в).

Этот модуль особенно актуален на этапе разработки программы, когда ошибки в работе программиста неизбежны. Однако и в окончательной версии прошивки его лучше не отклю-

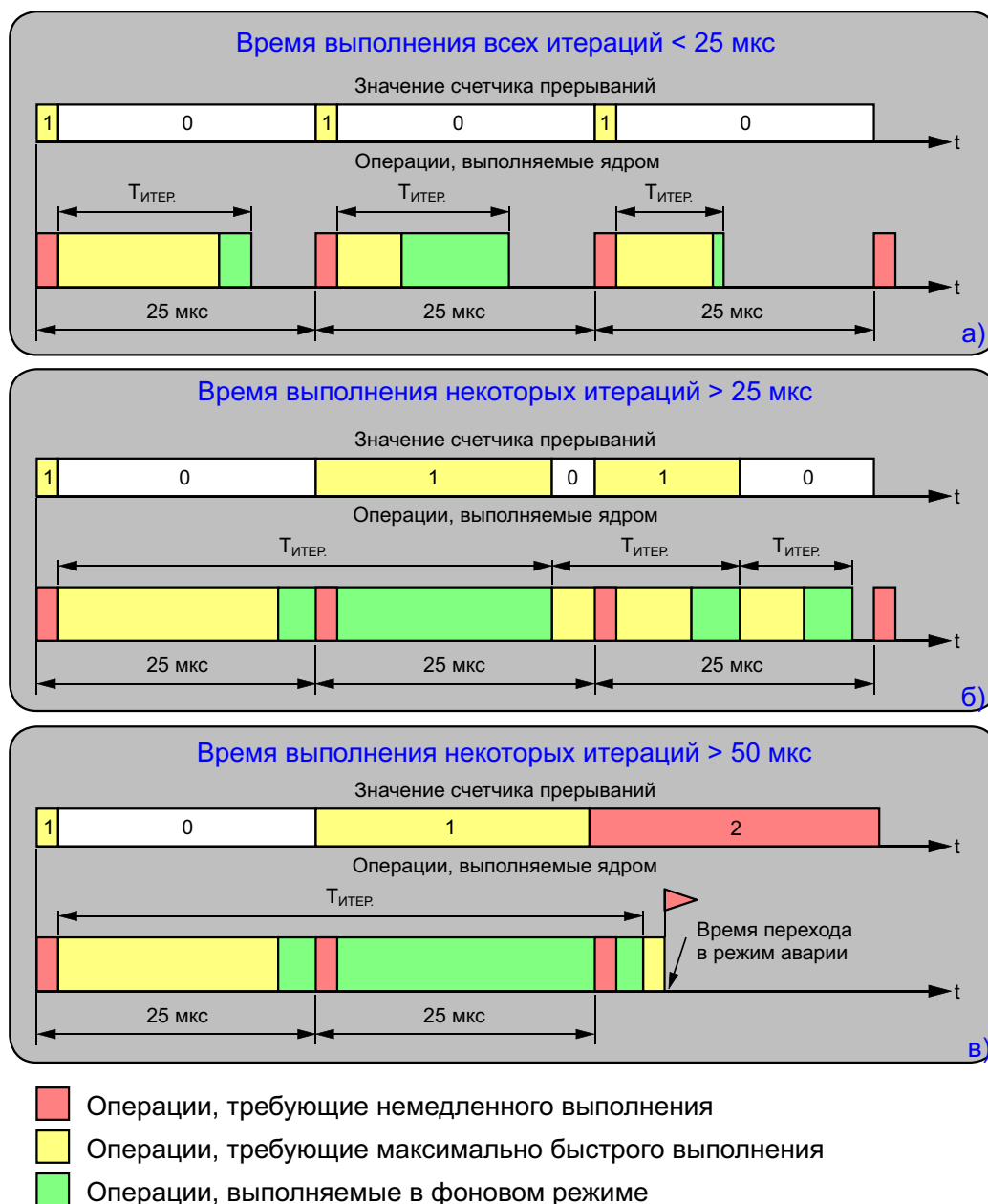


Рисунок 9. Принцип работы модуля самоконтроля.

чать, поскольку на практике он не раз «спасал» ситуацию, обнаруживая скрытые проблемы, о которых мы даже не подозревали. **РП**

Список источников

1. Русу А.П. [Как управлять импульсными преобразователями с постоянной частотой переключений](#)
2. Русу А.П. [Как работают импульсные преобразователи с гистерезисным управлением](#)
3. Русу А.П. [Импульсное преобразование переменного тока](#)
4. [IGBT-сборки MIPAQPro от Infineon – готовое решение для мощных преобразователей](#)
5. [Стабилизатор напряжения импульсный GF-9000](#)
6. Русу А.П. [Почему гальваническая развязка увеличивает размеры импульсных преобразователей электрической энергии](#)

Окончание в следующем номере

Оптоэлектронный цифровой компаратор и аналитический цифровой компаратор-дешифратор

Михаил Шустов, г. Томск

Приведено описание принципов построения и работы одноразрядного цифрового компаратора и аналитического цифрового компаратора-дешифратора, выполненных с использованием оптронных пар.

Цифровые компараторы относятся к логическим элементам сравнения двух двоичных чисел. Одноразрядные цифровые компараторы имеют два входа А и В и три выхода, сигнал «лог. 1» на которых появляется при условии $A = B$, $A > B$ и $A < B$, соответственно.

Достаточно простой одноразрядный цифровой компаратор может быть создан с использованием средств оптоэлектроники, Рисунок 1. Рассмотрим далее работу этого компаратора.

Допустим, что сигналы на входах А и В отсутствуют. Светодиоды оптопар обесточе-

ны. Фотодиоды находятся в токонепроводящем состоянии. На выходе $A = B$ присутствует напряжение высокого уровня.

Подадим на вход А сигнал уровня «лог. 1», а на вход В – «лог. 0». Ток протекает через резистор R1, светодиод оптрона DA1.1 и резистор R3. Фотодиоды DA1.2 и DA1.3 переключаются в токопроводящее состояние. На выходе $A = B$ устанавливается «лог. 0», на выходе $A > B$ – «лог. 1».

При подаче на вход А «лог. 0», а на вход В «лог. 1» ток протекает через резистор R2, светодиод оптрона DA2.1, резистор R4. Соот-

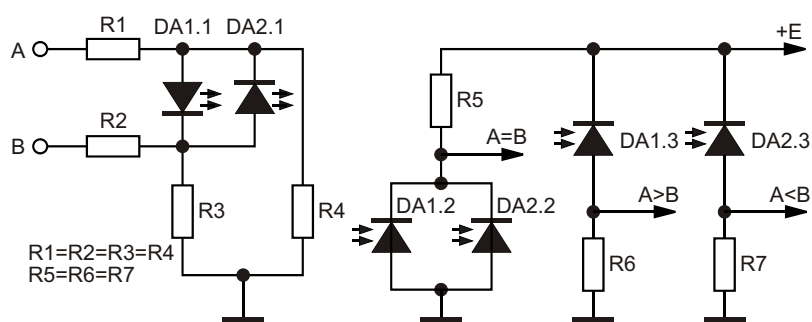


Рисунок 1. Оптоэлектронный цифровой компаратор.

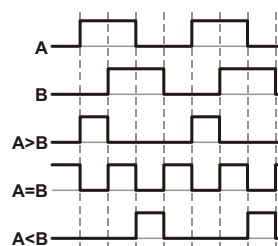
ветственно, на выходе $A < B$ появляется «лог. 1», на всех остальных выходах присутствует «лог. 0».

Наконец, при подаче на оба входа A и B сигналов уровня «лог. 1» оба светодиода оптронных пар не излучают световой поток, поскольку они включены в диагональ сбалансированного резистивного моста $R1-R4$, и напряжение на них равно нулю. Соответственно все фотодиоды находятся в непроводящем ток состоянии, на выходе $A = B$ появляется уровень «лог. 1»; на всех остальных уровнях присутствует «лог. 0».

На Рисунке 2 приведена диаграмма электрических процессов, наблюдаемых во входных и выходных цепях цифрового компаратора, а также таблица истинности.

Последовательно с резисторами $R1$ и $R2$ рекомендуется включить диоды катодом в сторону светодиодов оптопар. Это исключит вероятность взаимозашунтирования резисторов в случае, если один из входов в процессе работы устройства будет соединяться напрямую с общей шиной.

Как нетрудно убедиться из анализа таблицы истинности, цифровой компаратор не в состоянии различить, каково состояние логических уровней на его входах: $A = B = 0$ или $A = B = 1$. Решить эту проблему можно за счет усложнения схемы цифрового компаратора, Рисунок 3.



A	B	A>B	A=B	A<B
0	0	0	1	0
0	1	0	0	1
1	0	1	0	0
1	1	0	1	0

Рисунок 2. Диаграмма электрических процессов в цепях цифрового компаратора, а также его таблица истинности.

В связи с расширением функциональных возможностей цифрового компаратора, а именно, обеспечения возможности расширенного анализа состояния логических уровней на его входах, назовем устройство, Рисунок 3, аналитическим цифровым компаратором.

Рассмотрим случай $A = B = 0$. Все светодиоды оптопар обесточены, все их фотодиоды не проводят ток. Следовательно, на выходе $A = B = 0$ присутствует напряжение высокого уровня. На всех остальных выходах присутствует «лог. 0».

В случае $A = B = 1$ светодиоды оптопар $DA1.1$ и $DA4.1$ излучают свет, светодиоды

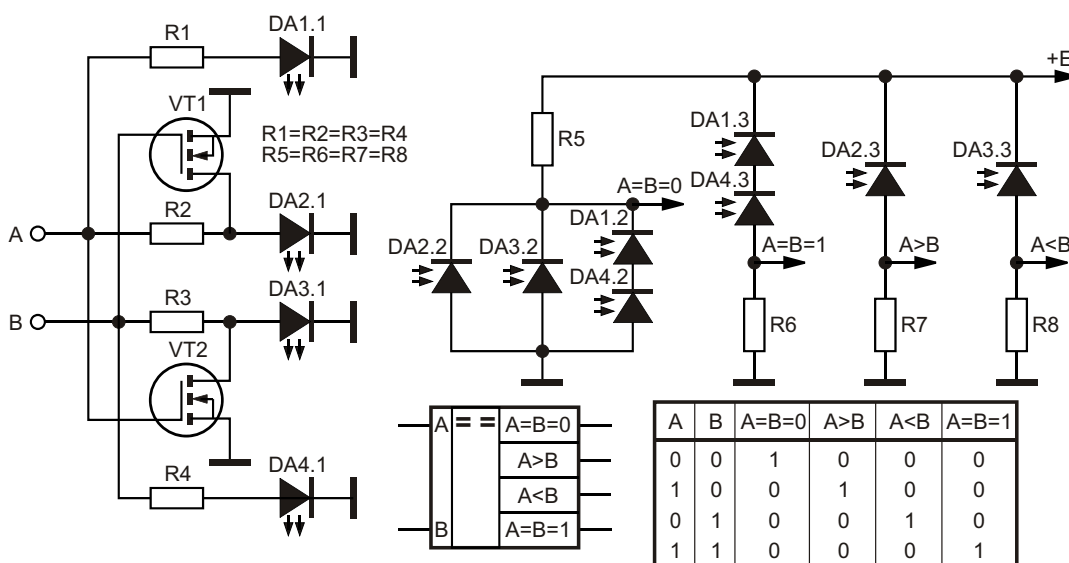


Рисунок 3. Оптоэлектронный аналитический цифровой компаратор-дешифратор с таблицей истинности.

оптопар DA2.1 и DA3.1 зашунтированы транзисторами VT1 и VT2, и свет не излучают, фотодиоды оптопар DA1.2, DA1.3, DA4.2 и DA4.3 проводят ток. В итоге напряжение на выходе $A = B = 0$ равно нулю; на выходе $A = B = 1$ – «лог. 1».

Для случаев $A = 1, B = 0$ или $A = 0, B = 1$ светится один из соответствующих светодиодов оптопар, DA2.1 или DA3.1, что вызывает появление уровней «лог. 1» на выходах $A > B$ или $A < B$, соответственно.

Таблица истинности аналитического цифрового компаратора приведена на Рисунке 3. Следует отметить, что эта таблица истинности совпадает с таблицей истинности, справедливой для дешифратора (декодера) – логического устройства, предназначенного для преобразования n -разрядного позиционного двоичного кода в единичный выходной сигнал на одном из его $2n$ выходов. В рассматриваемом случае $n = 2$, дешифратор имеет два входа и четыре выхода. **РЛ**

Изготавливайте прототипы своих печатных плат на станках с ЧПУ

William G. Wong

Electronic Design

Механическое удаление меди – один из способов создания печатной платы, и недорогие фрезерные станки с ЧПУ улучшились до такой степени, что это стало доступным для многих

Сосредоточив все свое внимание на новейших высокотехнологичных решениях, из-за большого количества событий можно

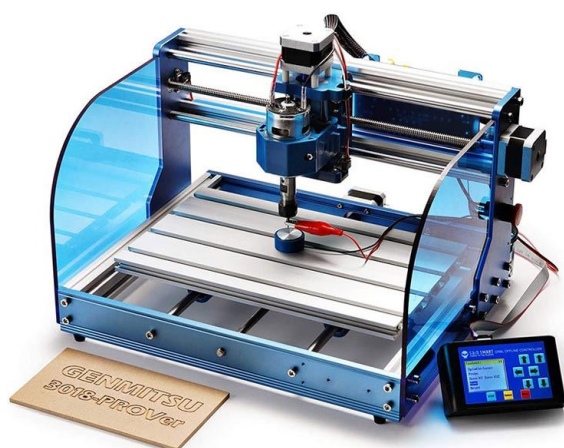


Рисунок 1. Фасонно-фрезерный станок Genmitsu компании SainSmart может удалять фольгу с фольгированного материала, чтобы изготовить печатную плату.

упустить появление полезных альтернатив в других областях. Это случилось и со мной, когда недавно я судил конкурс конструкторов роботов на выставке Mercer Science and Engineering Fair. Часть обсуждения касалась проблем создания печатных плат и пайки компонентов для поверхностного монтажа. Последнее – это тема совершенно другого разговора, а здесь я хочу остановиться именно на обсуждении печатных плат.

Один из наших судей – профессор из соседнего колледжа – сказал, что для создания собственных печатных плат его студенты используют фасонно-фрезерный станок Genmitsu компании SainSmart (Рисунок 1). Этот недорогой станок с числовым программным управлением (ЧПУ) – лишь один из многих предлагаемых на рынке станков, способных фрезеровать печатную плату из необработанного листа фольгированной медью изолирующей подложки.

Как и 3D-принтеры, недорогие 3D станки с ЧПУ со временем были значительно усовершенствованы. Точно так же программное обеспечение, необходимое для проектирования печатных плат и управления этими машинами, стало более простым в использовании и более доступным, часто предоставляемым в виде решений с открытым исходным кодом. Для той области применения, ради которой мы собрались на выставке, они также являются хорошим дополнением к 3D принтерам, поскольку многие студенты уже использовали такие принтеры для изготовления корпусов своих роботов.

Цены недорогих 3D принтеров и станков с ЧПУ в наши дни сопоставимы с ценой лазерного принтера среднего класса, что делает их доступными как для студентов, так и для штатных инженеров.

Однако у недорогих решений есть свои недостатки. Прежде всего, это касается ограничений по скорости и точности, а также по размерам рабочей области. Тем не менее, во многих случаях эти ограничения не создают проблем.

Для многих проектов характеристик этих недорогих машин зачастую бывает более чем достаточно. Вдобавок, на самом деле существует широкий спектр решений – от низкого уровня до высокого. Аналогичное сочетание цен/характеристик со множеством различных реализаций предлагает рынок 3D-принтеров.

Я не впервые сталкиваюсь с использованием станков с ЧПУ для изготовления печатных плат. Более десяти лет назад я рассказывал о фрезерном станке ProtoMat компании LPKF (Рисунок 2), который является средством профессионального решения проблемы. В то время недорогих 3D принтеров было мало, и ProtoMat стоил недешево. Они и сейчас все еще дороги, но это неудивительно, поскольку они точны и могут гораздо больше, не говоря уже о том, что они намного быстрее. Дополнительная точность позволяет создавать мелкие детали, такие как печатные антенны, и даже совмещать несколько заготовок, чтобы создавать многослойные платы.

Другой подход используется в 3D принтере DragonFly 2020, выпускаемом компанией Nano Dimension (Рисунок 3). Это аддитивный подход, аналогичный 3D печати, но с использованием металлических чернил. Такие машины могут создавать платы, которые по



Рисунок 2. Пример решения профессионального уровня фрезерный станок ProtoMat компании LPKF.

характеристикам точно соответствуют печатным платам, выпускаемым на серийных заводах. DragonFly, как и LPKF, продается по высокой цене, поскольку по таким параметрам, как скорость, точность и максимальный размер печатной платы, он отвечает более профессиональным требованиям.



Рисунок 3. 3D принтер DragonFly, выпускаемый компанией Nano Dimension, предлагает еще один способ создания печатных плат.

Быстрое макетирование является ключом к выпуску продуктов, и частью решения служат такие инструменты, как 3D станки с ЧПУ. Они могут делать больше, чем просто вырезать название продукта на фирменной табличке, и являются универсальным дополнением к набору инструментов разработчика. **РЛ**

Децибелы: используйте с осторожностью

Bob Witte

EDN

Децибелы обычно используются в электронных системах в качестве характеристики радиочастотных и аудио устройств, а в последнее время – еще и как мера целостности сигнала. Хотя многие инженеры уже думают в категориях децибелов, если вы работаете в основном во временной области, вы можете думать иначе. Поскольку большая часть моего опыта связана с радиочастотами, я склонен связывать децибел с высокочастотными измерениями, но начинался децибел со звуковых частот, и определение ему дали инженеры телефонной компании. В начале 1900-х годов в Bell System использовалось понятие мили стандартного кабеля, что соответствовало характеристикам потерь одной мили телефонного кабеля №19 [1]. Эта концепция трансформировалась в Transmission Unit (TU, единица передачи), определяемую как

$$TU = 10 \log \frac{P_M}{P_R},$$

где

P_M – измеренная мощность,

P_R – отраженная мощность.

Позже TU получил название децибел, что означает десятую долю бела (назван в честь Александра Грэхема Белла) [2]. Обратите внимание, что они выбрали определение «бел», которое представляет собой просто логарифм соотношения двух мощностей. На самом деле сначала появилась «единица

передачи», а затем децибел. Может показаться, что децибелы – это единицы измерения, такие как вольты или амперы, но на самом деле это способ манипуляции отношением двух чисел с использованием десятичных логарифмов. Я заметил, что вначале децибел был сокращен как «дб», но в последнее время используется «дБ».

Если вы хотите глубже изучить историю децибел, посетите веб-сайт American Radio History [3], где хранится множество классических технических публикаций, включая выпуски Bell System Technical Journal с 1922 года и позже. Я потратил некоторое время на чтение этих ранних статей по телефонии и был поражен тем, насколько хорошо принципы электричества были поняты в те дни [4].

Мощность и напряжение

Строго говоря, децибелы определяются в терминах отношений мощностей:

$$A_{dB} = 10 \log \frac{P_2}{P_1}.$$

Большинство инженеров быстро усваивают несколько практических правил, помогающих им в расчетах децибел, например:

- Отсутствию изменения мощности соответствует 0 дБ;
- Коэффициенту 2 для мощности соответствуют +3 дБ или –3 дБ;
- Коэффициенту 10 для мощности соответствуют +10 дБ или –10 дБ.

(Дополнительные советы, как сделать децибелы интуитивно понятными, можно посмотреть в [5]). Хотя децибелы определяются как отношение мощностей, обычно эту формулу преобразуют для работы с напряжениями. Для среднеквадратичного значения напряжения

$$P = \frac{V^2}{R},$$

$$A_{dB} = 10 \log \frac{V_2^2/R_2}{V_1^2/R_1},$$

$$A_{dB} = 20 \log \frac{V_2}{V_1} = 10 \log \frac{R_1}{R_2}.$$

Аналогичную формулу можно вывести для тока:

$$A_{dB} = 20 \log \frac{I_2}{I_1} = 10 \log \frac{R_2}{R_1}.$$

В системах с постоянным импедансом (сопротивлением) отношение R_1/R_2 равно единице и выпадает из формулы, оставляя знакомое выражение децибел для напряжения:

$$A_{dB} = 20 \log \frac{V_2}{V_1}.$$

Поскольку множество сигналов в электротехнике измеряется напряжением, удобно иметь возможность применять децибелы к значениям напряжения, а не к мощности.

- Отсутствию изменения напряжения соответствует 0 дБ;
- Коэффициенту 2 для напряжения соответствуют +6 дБ или –6 дБ;
- Коэффициенту 10 для напряжения соответствуют +20 дБ или –20 дБ.

Используйте с осторожностью

Игнорирование этого члена R_1/R_2 может привести к серьезной путанице, поэтому следует соблюдать осторожность. В качестве примера рассмотрим Рисунок 1, на котором показан усилитель с высоким входным сопротивлением (R_1 , 100 кОм) и низким

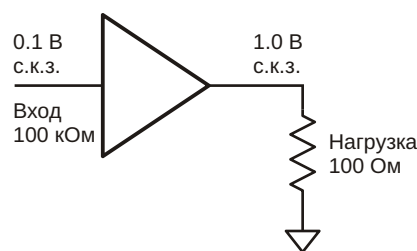


Рисунок 1. Усилитель с входным сопротивлением 100 кОм работает на нагрузку 100 Ом.

выходным сопротивлением, работающий на нагрузку 100 Ом (R_2). Для входного напряжения 0.1 В с.к.з. и выходного напряжения 1 В с.к.з. усиление по напряжению равно 10. В децибелах коэффициент усиления по напряжению составляет $20 \log(10) = 20$ дБ.

А теперь давайте посмотрим на ситуацию с мощностью. Входная мощность равна $(0.1)^2/100 \text{ кОм} = 0.1 \text{ мкВт}$, тогда как мощность, отдаваемая в нагрузку, составляет $(1.0)^2/100 = 10 \text{ мВт}$. Используя значения мощности для расчета усиления, мы получаем $10 \log(10 \text{ мВт}/0.1 \text{ мкВт}) = 50$ дБ. Таким образом, в зависимости от того, используем ли мы напряжение или мощность, мы получаем разные усиления усилителя в дБ. Формула в децибелах для отношения напряжений была получена из формулы для мощности, поэтому мы могли бы ожидать, что они будут согласованными.

Проигнорировав различия в импедансах, мы фактически предположили, что импедансы всегда одинаковы. Но в данном случае это не так. Возвращаясь к члену R_1/R_2 в формуле для напряжения, мы можем вычислить недостающую поправку для учета импеданса на Рисунке 1. А именно,

$$10 \log \frac{R_1}{R_2} = 10 \log \frac{100 \text{ кОм}}{100} = 30 \text{ дБ},$$

которая объясняет различие между двумя значениями коэффициента усиления.

Многие системы имеют постоянные импедансы. Например, многие радиочастотные системы построены на основе общего импеданса 50 Ом, когда импедансы всех входов, выходов и линий передачи одинаковы. В подобной ситуации формулы для мощности и напряжения в децибелах равнозначны, и децибелы соответствуют числам.

В других системах импедансы различны. Это можно компенсировать с помощью поправочного коэффициента R_1/R_2 , но чаще инженеры, чтобы избежать каких-либо проблем, предпочитают работать исключительно либо с напряжением, либо мощностью. Сейчас пуристы могут заявить, что децибелы определяются строго в терминах мощности (и это правда), и что это надо учитывать при всех вычислениях в децибелах. Я мог бы согласиться, если бы сам не видел, как инженеры без каких-либо проблем работают, имея в виду напряжения и $20\log(V_2/V_1)$. Они получают преимущества работы в децибелах без необходимости поправок на импеданс, но им следует быть осторожными, чтобы не нарушить расчеты мощности. Это хороший пример того, как инженеры используют математически некорректные методы, имеющие практическую ценность. **РЛ**

Ссылки

1. McLaughlin, James L. and James J. Lamb [“What Is This Thing Called Decibel?”](#), QST Magazine, Aug 1931.
2. Martin, W.H., [“Decibel—The Name for the Transmission Unit.”](#)
3. [The American Radio History web site](#), Bell System Technical Journal page.
4. Martin, W.H., [“The Transmission Unit and Telephone Transmission Reference System,”](#) Bell System Technical Journal, July 1924.
5. Bogatin, Eric, [“How to think in dB,”](#) EDN, October 2013.
6. Davis, Don and Eugene Patronis, [“Using the Decibel – Part 1: Introduction and underlying concepts,”](#) EDN, May 2008.
7. Davis, Don and Eugene Patronis, [“Using the Decibel – Part 2: Expressing Power as an Audio Level,”](#) June 2008.
8. Davis, Don and Eugene Patronis, [“Using the Decibel – Part 3: Combining decibels and using log charts,”](#) EDN, June 2008.

Применение транзисторов DirectFET в звуковой аппаратуре класса D



Юрий Петропавловский

Полевые транзисторы с изолированным затвором, выполненные по технологии DirectFET, компания International Rectifier впервые представила в 2002 году (Рисунок 1), а исполнения для усилителей звуковых частот (УЗЧ) класса D – в 2006 году. Компании International Rectifier (IR), основанной в 1947 году в г. Инглвуде (Калифорния, США), принадлежит первенство в создании ряда полупроводниковых технологий мирового уровня. В январе 2015 года IR была приобретена компанией Infineon Technologies AG (Германия) за 3 млрд долларов, и с тех пор продукция IR, включая приборы DirectFET, входит в общую номенклатуру продуктов немецкой компании.

Применение транзисторов DirectFET в импульсных источниках питания, преобразователях напряжения и УЗЧ дает возможность существенно улучшить эксплуатационные характеристики аппаратуры, в которой они применяются, повысить ее эффективность (КПД), а также снизить уровень электромагнитных излучений и паразитные индуктивности выводов приборов. Лучше понять, поче-

му приборы DirectFET имеют такие преимущества, поможет их сравнение с традиционными транзисторами MOSFET в пластиковых и металлических корпусах.

В процессе эволюции MOSFET усилия разработчиков были направлены на улучше-



Рисунок 1. Первые транзисторы DirectFET компании International Rectifier.

ние их электрических и эксплуатационных характеристик, в частности на снижение сопротивления открытого канала транзисторов $R_{DS(ON)}$, поскольку, чем меньше это сопротивление, тем меньше рассеиваемая на кристалле мощность потерь, выделяемая в виде тепла. Другим важным параметром MOSFET является заряд затвора Q_G , снижение которого повышает возможную частоту коммутации приборов и, как следствие, КПД устройств.

В определенный момент дальнейшие усовершенствования технологии производства транзисторов стали наталкиваться на ограничения, связанные с конструкцией их корпусов. В частности, сопротивление проводочных проводников, соединяющих кристалл с выводами корпуса, стало соизмеримым с $R_{DS(ON)}$, что оказалось препятствием для дальнейшего снижения потерь проводимости открытого канала транзисторов. Кроме того, паразитная индуктивность этих проводников снижала качество переходных процессов при переключении приборов (выбросы и паразитные колебания в моменты переключения).

Усовершенствования MOSFET в стандартных корпусах SO-8 или BGA не привели к заметному улучшению их характеристик, и только после появления технологии DirectFET компании IR перечисленные выше проблемы были успешно преодолены. Внешний вид однокристалльного транзистора DirectFET показан на Рисунке 2, а внутренняя структура прибора приведена на Рисунке 3. В приборах используются специальные кристаллы MOSFET с двусторонним расположением выводов. При этом выводы стока тран-



Рисунок 2. Внешний вид однокристалльного транзистора DirectFET.

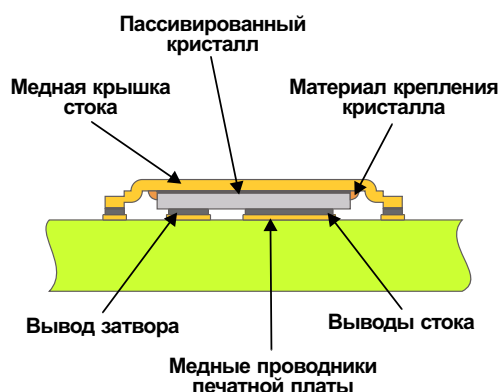


Рисунок 3. Внутренняя структура однокристалльного транзистора DirectFET.

зисторов приварены к обратной стороне медной крышки корпуса, а выводы истоков и затворов выполнены в виде контактных площадок. Пайка приборов на площадки печатных плат производится в едином технологическом цикле при температуре порядка 260 °С. Демонтаж приборов с помощью обычного паяльника невозможен, необходимо применение специализированных паяльных станций, осуществляющих общий нагрев приборов до необходимой температуры. Это обстоятельство является в определенном смысле недостатком конструкции, как, впрочем, и всех полупроводниковых приборов в корпусах BGA, не имеющих доступа к выводам, что затрудняет ремонт аппаратуры в домашних условиях.

Остановимся на основных особенностях и преимуществах приборов DirectFET.

- Оптимальные размеры корпуса. По сравнению с соизмеримыми по мощности приборами в корпусах SO-8 площадь транзисторов DirectFET примерно на 40% меньше.
- Очень низкое сопротивление выводов (порядка 0.1 мОм), в 14 раз меньшее, чем у приборов в корпусах SO-8. На Рисунке 4 показаны приборы в корпусах SO-8, Cu-Strap SO-8, и DirectFET; красными стрелками показаны пути токов через приборы.
- Низкое тепловое сопротивление R_{TH} и высокая рассеивающая способность корпуса приборов DirectFET, значительно лучше, чем у традиционных аналогов в пластиковых корпусах SO-8, отвод тепла от которых осуществляется только через выводы приборов. Тепловое сопротивление между кристаллом и печатной платой

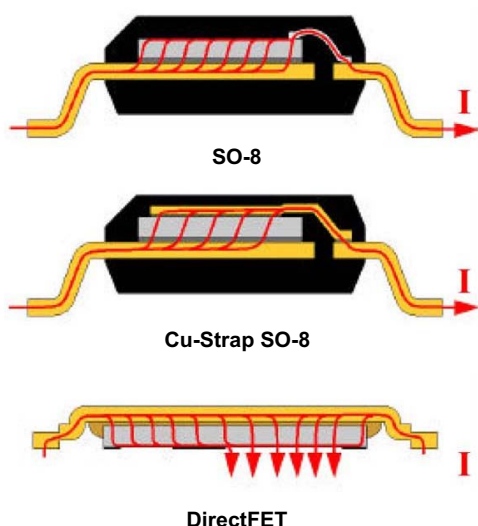


Рисунок 4. Приборы в корпусах SO-8, Cu-Strap SO-8 и DirectFET. Красными стрелками показаны пути токов через приборы.

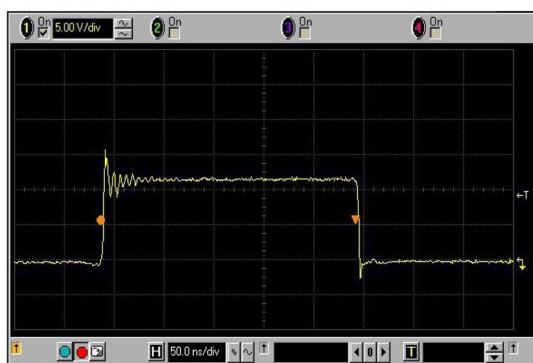
у приборов DirectFET составляет порядка $1^\circ\text{C}/\text{Вт}$ (у SO-8 – порядка $20^\circ\text{C}/\text{Вт}$). Тепловое сопротивление между верхней поверхностью корпуса и кристаллом DirectFET – около $3^\circ\text{C}/\text{Вт}$ (у SO-8 – 55°C). Чем меньше R_{TH} , тем лучше условия для отвода тепла от транзисторов и меньше необходимые габариты радиаторов охлаждения; в этом отношении явное преимущество у DirectFET.

- Низкая паразитная индуктивность корпуса. Из-за отсутствия проводников между кристаллом и выводами приборы DirectFET имеют самую низкую паразитную индуктивность порядка 5 нГн на частоте 5 МГц – в три раза меньше, чем у приборов в корпу-

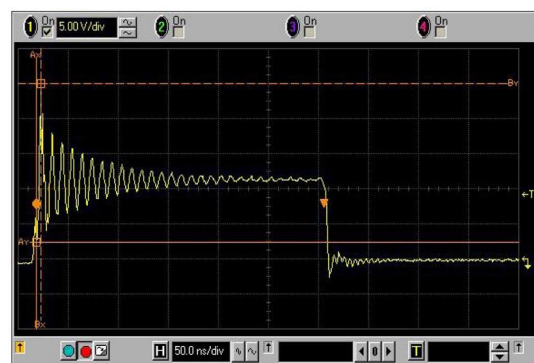
сах SO-8, что существенно улучшает качество переходных процессов при переключении транзисторов. На Рисунке 5 приведены характеристики переключения сопоставимых приборов в корпусах DirectFET и SO-8. Как видно из диаграмм, уровень и длительность выбросов при переключении у транзисторов DirectFET значительно меньше.

В 2008 году IR представила новое поколение приборов DirectFET2, в которых используются полевые транзисторы, выполненные по технологии TrenchFET Gen 10.59. Технологию производства MOSFET с «канавочным» затвором (Trench gate) первого поколения (Gen 8) IR начала использовать с 2000 года. Впоследствии были реализованы поколения Gen 10.52, Gen 10.55 и к 2007 году – Gen 10.59. Транзисторы TrenchFET выпускались в корпусах SO-8, Dpack и DirectFET различных модификаций. В 2011 году IR представила линейку низковольтных «автомобильных» приборов DirectFET2, представляющих собой комбинацию транзисторов, выполненных по технологии HEXFET Power MOSFET и корпусов DirectFET. Новые приборы предназначены для применения в автомобилях с двигателями внутреннего сгорания и электродвигателями и включают несколько типов транзисторов различной мощности. Рассмотрим их особенности и основные характеристики на примере транзистора AU1RL7732S2TR:

- Оптимизированы для автомобильных DC/DC преобразователей, драйверов двигателей и других силовых приложений.



(a)



(б)

Рисунок 5. Характеристики переключения сопоставимых приборов в корпусах DirectFET (a) и SO-8 (б).

- Малая площадь под монтаж, низкий профиль и высокая плотность мощности.
- Напряжение пробоя сток-исток прибора $V_{(BR)DSS}$ составляет 40 В, максимальный ток стока 58 А, сопротивление открытого канала 5-6.6 мОм, заряд затвора 22 нКл, максимальная рабочая температура корпуса 175 °С, габариты корпуса 4.8 × 3.8 × 0.7 мм.

Транзисторы IR в корпусах DirectFET нашли применение в самых различных областях. Наиболее широко они используются в DC/DC преобразователях источников питания для компьютеров, серверов, телекоммуникационного и медицинского оборудования, а также в аудиоаппаратуре класса D. Напомним читателям, что усилители класса D работают не со звуковыми сигналами, как например усилители классов A и AB, а с модулированными импульсными последовательностями. Наиболее часто в звуковой аппаратуре класса D используется широтно-импульсная модуляция (ШИМ/PWM), реже модуляция плотности импульсов (ПИМ/PDM). Частота следования импульсов при ШИМ может составлять от сотен кГц до единиц МГц. Чем выше частота, тем меньше габариты компонентов выходных фильтров нижних частот, устанавливаемых на выходах усилителей класса D для выделения звуковых сигналов. Однако при работе на высоких частотах возрастают требования к ключевым транзисторам усилителей; в этом отношении приборы DirectFET весьма перспективны.

Звуковые сигналы в усилителях класса D, в отличие от традиционных класса AB, формируются фактически косвенно. В реальности усиливается мощность ШИМ-сигналов, поэтому качественные параметры звука усилителей класса D зависят от ряда специфических факторов, не характерных при традиционном усилении звуковых сигналов в классах A, AB, G, H, T. К факторам, влияющим на качество и КПД усилителей класса D, относятся, например, ошибки квантования при преобразовании звуковых сигналов в ШИМ-сигналы (невысокая частота следования импульсов, нелинейность треугольного сигнала и т. п.), время задержки включения/выключения ключей и переходные процессы, потери проводимости и переключения ключей, потери в ФНЧ и другие факторы. При

использовании в качестве ключей MOSFET наиболее важными факторами являются их сопротивление $R_{DS(ON)}$ и заряд затвора Q_G .

Для применения в усилителях класса D компания International Rectifier специально разработала ряд транзисторов Digital Audio MOSFET, характеризующихся следующими особенностями:

- Ключевые параметры $R_{DS(ON)}$, Q_G и Q_{RR} (заряд восстановления обратного диода) оптимизированы для получения максимального КПД, минимальных гармонических искажений (THD) и электромагнитных излучений усилителей класса D.
- Низкое значение внутреннего сопротивления затвора R_G способствует снижению времени задержки включения/выключения приборов.
- Новые инновационные типы корпусов DirectFET обеспечивают большую гибкость при конструировании устройств с отличными характеристиками.

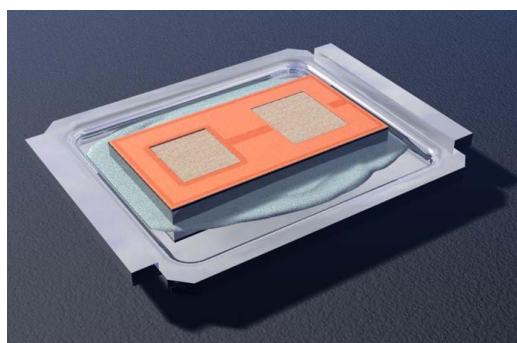


Рисунок 6. IRF6665 – MOSFET для усилителей класса D средней мощности.

Лучшим MOSFET для усилителей класса D средней мощности компания считает прибор IRF6665 DirectFET (Рисунок 6). Основные особенности и характеристики транзистора:

- Низкое значение сопротивления $R_{DS(ON)}$, не превышающее 62 мОм, обеспечивает высокий КПД усилителей класса D.
- Малый заряд затвора Q_G не более 11.7 нКл и малый заряд восстановления обратного диода Q_{RR} порядка 37 нКл обеспечивают малые THD усилителей.
- Высокая теплоотводящая способность позволяет реализовать усилитель класса D с выходной мощностью 100 Вт/8 Ом без внешних радиаторов охлаждения.

- Напряжение сток-исток до 100 В, ток стока до 19 А.
- Типовые значения параметров:
 - $R_{DS(ON)} = 53 \text{ мОм}$,
 - $Q_G = 8.4 \text{ нКл}$,
 - $R_G = 1.9 \text{ Ом}$,
 - Размеры $4.8 \times 3.8 \times 0.5 \text{ мм}$

На основе этих транзисторов IR разработала демонстрационную плату двухканального усилителя класса D с выходной мощностью $2 \times 150 \text{ Вт}$ на нагрузке 4 Ом при напряжении питания $\pm 35 \text{ В}$. В качестве драйверов затворов применены микросхемы IR2011 собственного производства. Устройство характеризуется высоким КПД – 94% при нагрузке 4 Ом и 96% при нагрузке 8 Ом. Условия измерения: $U_{ПИТ} = \pm 35 \text{ В}$, $f_{ШИМ} (f_{SW}) = 395 \text{ кГц}$, $THD = 1\%$, $P_{ВЫХ} = 120 \text{ Вт}$ и 65 Вт, соответственно. При выходной мощности 1/8 от рейтинговых значений $THD + N$ усилителя составляют 0.0057% и 0.0031% при сопротивлениях нагрузки 4 Ом и 8 Ом, соответственно, что отвечает требованиям к аппаратуре Hi-Fi класса.

Приборы DirectFET компании International Rectifier нашли применение и в серийной аудиотехнике различных производителей, например, в моноблочных домашних аудиосистемах Sony MHC–V5/V6D/V7D разработки 2014/2015 года (Рисунок 7).



Рисунок 7. Моноблочная домашняя аудиосистема Sony MHC–V5.

Звуковые тракты рассматриваемых аудиосистем выполнены практически на одинаковой элементной базе по схемам усилителей класса D. В качестве транзисторов звукового тракта использованы IRF6775MTR – ключевые MOSFET фирмы International Rectifier семейства DirectFET (Рисунок 8).

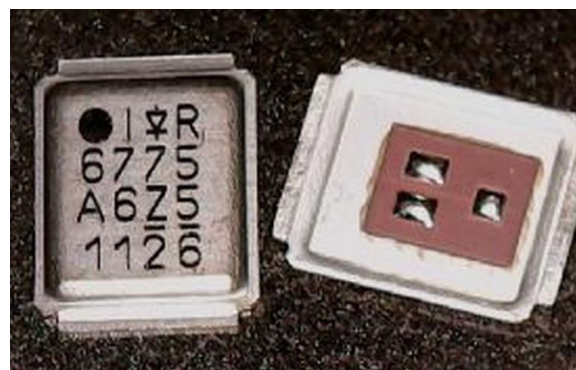


Рисунок 8. IRF6775MTR – ключевой MOSFET семейства DirectFET.

Транзисторы IRF6775MTR (спецификации 2014 г.) со встроенными обратными диодами в корпусах DirectFET с размерами $6.3 \times 5 \times 0.65 \text{ мм}$ специально разработаны для применения в звуковых усилителях класса D с выходной мощностью до 250 Вт.

Основные особенности и характеристики приборов:

- Оптимизированные ключевые параметры приборов для применения в усилителях класса D.
- Малое сопротивление $R_{DS(ON)} = 47\text{-}56 \text{ мОм}$ для обеспечения высокого КПД устройств класса D.
- Малый заряд затвора $Q_G = 25\text{-}36 \text{ нКл}$ для снижения искажений (THD) и увеличения КПД усилителей класса D.
- Малый заряд восстановления обратного сопротивления встроенного диода $Q_{RR} = 164 \text{ нКл}$ для снижения искажений и уровня электромагнитных излучений.
- Малая паразитная индуктивность корпуса приборов для снижения выбросов и уровня электромагнитных излучений.
- Достижимая выходная мощность усилителей класса D – 250 Вт/4 Ом в полумостовой конфигурации.
- Совместимость с технологией поверхностного монтажа.

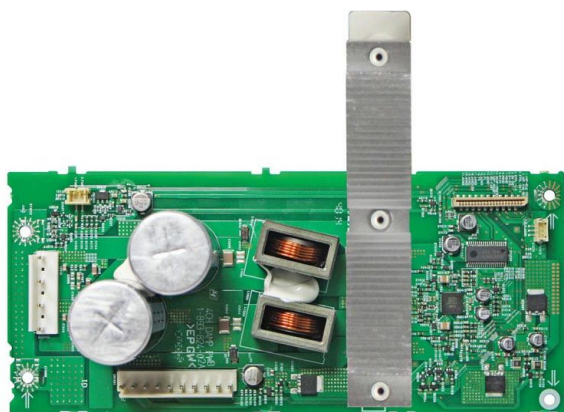


Рисунок 9. Печатная плата двухканального усилителя модели MHC-V7D.

- Напряжение сток-исток до 150 В, ток стока до 28 А, мощность рассеяния до 89 Вт.
- Диапазон рабочих температур кристалла $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \dots +150\text{ }^{\circ}\text{C}$, тепловое сопротивление кристалл-корпус $1.4\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$.
- Возможность двустороннего отвода тепла от корпуса приборов. Такая возможность реализована, в частности, в рассматриваемых аудиосистемах Sony. На Рисунке 9 показан внешний вид печатной платы двухканального усилителя модели MHC-V7D с радиатором охлаждения относительно небольших размеров. На обратной стороне платы также установлена планка радиатора дополнительного охлаждения.

Номенклатура транзисторов в корпусах DirectFET весьма широка, в каталогах компании Infineon Technologies фигурируют десятки типов таких приборов, включая транзисторы для усилителей класса D, причем приборы выпускаются в корпусах самых различных типоразмеров и с различным числом выводов электродов транзисторов (Рисунок 10).

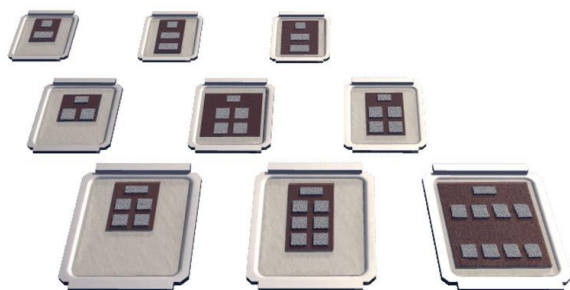


Рисунок 10. Типоразмеры корпусов транзисторов DirectFET.



Рисунок 11. AV-ресивер Pioneer SC-LX75.

Многие любители высококачественного звука, как и ряд экспертов в этой области, считают усилители класса D не соответствующими требованиям к аппаратуре класса Hi-Fi. В то же время некоторые производители все же используют такие усилители даже в топ-моделях. Например, в 9-канальных AV-ресиверах премиум класса Pioneer SC-LX85/75 (для Европы – SC-LX75, Рисунок 11) и SC-57/55 (для Северной Америки) используется технология Direct Energy HD Amplifier (усилитель высокого разрешения с прямой передачей энергии). Основные особенности технологии: высокая частота следования ШИМ-импульсов (до 500 кГц), применение высокоэффективных ключевых транзисторов DirectFET, регулировка интервалов стробирования фронтов импульсов (Dead Time) с целью минимизации гармонических искажений.

Усилители мощности ШИМ-сигналов упомянутых выше AV-ресиверов Pioneer выполнены на основе драйвера затворов IR2011S и DirectFET транзисторов IRF6775 компании International Rectifier. Напряжение питания $\pm 64\text{ В}$ на усилители подается от линейного источника с силовым трансформатором и конденсаторами фильтра $10,000\text{ мкФ} \times 80\text{ В}$. Заявленный общий коэффициент гармонических искажений (THD) аппаратов 0.04% при выходной мощности 130 Вт на нагрузке 8 Ом и частоте 1 кГц. **РЛ**

Превращение Raspberry Pi 4 в клавиатуру

William G. Wong

Electronic Design

Вы узнаете:

- Чем является Raspberry Pi 400;
- Чем не является Raspberry Pi 400;
- Почему вам может захотеться купить его.

Raspberry Pi 400 – это Raspberry Pi 4, помещенный в клавиатуру (Рисунок 1). Вот, собственно, и все. Больше добавить нечего.

На самом деле об этой полученной из Нью-арка платформе ценою \$70 или \$100 с мышью и руководством я могу сказать немного больше. Как уже отмечалось, это по сути Raspberry Pi 4 в другом форм-факторе. Как и Raspberry Pi 4, он имеет SoC Broadcom BCM2711 с четырехъядерным 64-разрядным процессором

Cortex-A72, работающим на частоте 1.8 ГГц. Это ставит его в один ряд со многими смартфонами, планшетами и хромбуками.

Четырехсотый имеет порт гигабитного Ethernet для проводного подключения и двухполосный модуль IEEE 802.11b/g/n/ac для беспроводного подключения. Bluetooth можно использовать для таких вещей, как мышь, но в беспроводной клавиатуре, естественно, необходимости нет. USB мышь входит в комплект поставки Raspberry Pi, так что единственное, что требуется – добавить монитор.

На задней стенке клавиатуры находятся два порта USB 2.0 и пара портов USB 3.0. Два порта micro HDMI позволяют устройству управлять двумя дисплеями с разрешением 4Kp60. Я подключал один дисплей 4K, и работал он весьма хорошо. Питание подается от сетевого адаптера через разъем USB Type-C. Длина шнура – это одна из моих незначительных проблем. Может понадобится удлинитель, как было в моем случае. Разъем Type-C используется только для питания, а не для интерфейса USB.



Рисунок 1. На задней панели Raspberry Pi 400 имеются порты, в том числе 40-контактный разъем, соответствующий функциональности Raspberry Pi 4.

В слот microSD вставляется карта с операционной системой. В комплект входят карта емкостью 16 ГБ и адаптер для SD-карты. На плате установлено 4 ГБ DRAM. Увеличить объем ОЗУ невозможно, но в качестве дополнительного хранилища можно использовать USB-накопитель.

40-контактный разъем на обратной стороне не совместим с ответной частью семейства Raspberry Pi. Для подключения дополнительной периферии обычно требуются кабель и плата адаптера. Потребуется ли это когда-нибудь, зависит от ваших планов в отношении системы. Так получилось, что кабели и разъемы у меня были, поэтому протестировать некоторые платы расширения Raspberry Pi было несложно.

У системы достаточно производительности и памяти для решения многих задач, а возможность непосредственного управления периферией может быть полезной. Разумеется, все то же самое можно сделать и со стандартным модулем Raspberry Pi, подключенным к USB-клавиатуре, мыши и монитору.

Два разъема, которых нет на 400, но есть на Raspberry Pi 4, – это разъемы CSI и DSI для подключения камеры и вывода на дисплей. На самом деле при наличии двух HDMI разъем DSI не нужен, а CSI предназначен для камер, которые будут работать во встроенном приложении. Для использования системы в качестве платформы для видеоконференций больше смысла имеет USB-камера, и именно так я и настроил систему.

Еще один элемент, который отсутствует в 400, – это разъем аудиовыхода. Однако это не проблема, если вы используете дисплей HDMI со встроенными динамиками или с выходом на динамики. Другие альтернативы – колонки на базе USB или Bluetooth колонки. Предупрежден – значит вооружен.

В целом система компактна, а клавиатура достаточно отзывчива. Возможность выбора цвета мыши потребует дополнительных вложений, если вы собираетесь использовать Raspberry Pi 400 в основном в качестве настольного устройства, хотя вполне подходит любая USB или Bluetooth мышь.

Одна вещь, на которую я хотел бы обратить внимание, рассказывая об этой безвентиляторной платформе, – ее внутренний теп-

лоотвод. Raspberry Pi 4 может работать без радиатора, но только при пониженной тактовой частоте. Raspberry Pi 400, благодаря внутреннему металлическому радиатору, может работать на полной скорости.

В комплекте, в который входит мышь Raspberry Pi 400, есть также «Официальное руководство по Raspberry Pi для начинающих», охватывающее все семейство Raspberry Pi (Рисунок 2). Оно затрагивает язык программирования Scratch и даже основы электроники.

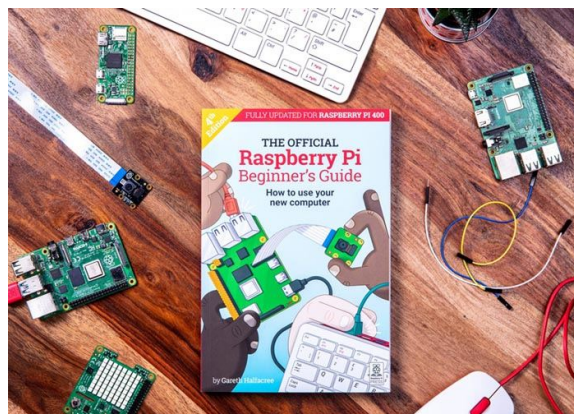


Рисунок 2. Raspberry Pi 400 продается с руководством по Raspberry Pi для начинающих.

Программное обеспечение Raspberry Pi 400

Raspberry Pi 400 работает под операционной системой Raspberry Pi OS, представляющей собой 32-битный дистрибутив Linux. По умолчанию на 400 установлены Python и даже Thonny Python IDE, но больше, кроме браузера Chromium, ничего нет. С другой стороны, на стандартной 16-гигабайтной карте microSD остаются свободными около 11 ГБ. Даже после того, как я добавил LibreOffice и редактор GIMP, оставалось еще много места. Тем не менее, я предпочитаю хранить информацию в локальной сети, поэтому на ПК нужно устанавливать только инструментальные средства.

Репозиторий программ достаточно большой, и большинство пользователей при необходимости могут обойтись простой загрузкой дополнительных пакетов, таких, например, как LibreOffice. Можно настроить браузер

Chromium для обработки видео на основе DRM, но такие сайты, как YouTube, и без этого работают просто отлично. Клиенты MythTV и Kodi смогли получить доступ к моему серверу MythTV, через который с помощью Silicon Dust HDHomeRun я записываю большую часть своего кабельного видео.

Стандартный дистрибутив Linux вполне соответствует моим потребностям, включая инструменты разработки, такие как Eclipse, который также можно взять из стандартного репозитория. Конечно же, когда вы начинаете добавлять инструменты, 11 ГБ, как правило, быстро исчезают, поэтому желательно хранить файлы на внешнем устройстве. Как уже отмечалось, я привык использовать сетевой сервер, но USB-накопитель или жесткий/твердотельный диск (HDD/SDD) также работают с 400. Накопитель USB 3, вероятно, быстрее, чем карта microSD, хотя никаких тестов я не проводил.

Платформа хорошо работает со сторонним оборудованием и программным обеспечением. Я достал свой BitScope Micro – логический анализатор и осциллограф на базе USB, который использовал с более ранней платформой Raspberry Pi.

Загрузка системы и завершение работы происходят быстро. Вместо специальной кнопки включением/выключением питания управляет комбинация клавиш Fn + F10.

Мои рекомендации

Хотя входящая в комплект мышь хороша, провод, на мой вкус, немного коротковат. Кроме того, кому-то будет полезна дополнительная документация, но не обязательно для тех, кто уже знаком с Linux и Raspberry Pi. В этом случае разумнее всего использовать собственную мышь и покупать базовый набор за \$70.

В целом, я могу рекомендовать Raspberry Pi 400 как полезную систему, которая будет приносить пользу в качестве базового настольного устройства и в качестве платформы для работы или разработки приложений, ориентированных на Raspberry Pi. Более полезным мне кажется то, что Raspberry Pi 4 находится в корпусе, а также то, что их объединение делает интересным решение для кросс-разработки. На мой взгляд, возиться с устройством, подключенным к компьютеру с помощью ленточного кабеля, – не всегда хорошая идея. **РЛ**

Навигация по магнитному полю как «альтернатива» GPS?

Bill Schweber

Electronic Design

Используя измерения аномалий магнитного поля Земли и машинное обучение для извлечения данных из необработанных сигналов, а затем, сопоставляя их с точными картами магнитных аномалий, можно обеспечить приемлемую точность воздушной навигации, независимой от GPS



Мы принимаем как данность, что GPS доступна везде и всегда, но считать это аксиомой было бы большим заблуждением. Американская глобальная система позиционирования, а также другие варианты глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) подвержены влиянию мертвых зон, чрезмерных помех, плохого отношения сигнал/шум, преднамеренных помех и даже спуфинга, которые могут сделать ГНСС недоступной, неточной, а то и просто дезинформирующей.

Но у ГНСС может быть жизнеспособная резервная альтернатива, правда не такая точная – магнитное поле Земли. Используя магнитометры для измерения этого поля, а

также точные карты аномалий и вариаций поля (а их много) в дополнение к машинному обучению, возможно, удастся извлекать практически полезные данные о местоположении и навигации, даже если на них влияют помехи и многочисленные динамические локальные и широкозонные искажения.

Несмотря на эти проблемы, использование всепроникающего магнитного поля (в первую очередь для аэронавигации) привлекательно тем, что оно очевидно доступно в любой точке мира, и его практически невозможно намеренно заблокировать или исказить, особенно на расстоянии. Хотя для определения местоположения, навигации и измерения времени доступны альтернативные решения, такие как камеры и компьютерное зрение, слежение за звездами или за рельефом местности, они ограничены визуальной средой, погодой и отсутствием рельефа над водой. В отличие от этого, магнитная навигационная система с помощью магнитометров собирает доступные данные о магнитном поле, а затем создает и сопоставляет карты магнитных аномалий для определения текущего местоположения.

Работа над проектом, который начинался как теоретические исследования объединенного коллектива Массачусетского технологического института (MIT), лаборатории Линкольна Массачусетского технологического института и Технологического института ВВС (Дейтон, Огайо), продолжается уже несколько лет. Недавно он был дополнен обширной программой летных испытаний для сбора данных и создания лучших карт магнитного поля.

Ведущий исследователь проекта, майор ВВС и профессор Аарон Канчиани (Aaron Canciani), признает, что GPS обеспечивает намного лучшую точность, но отмечает, что во многих случаях дополнительная точность не так важна, как доступность. Обычно мобильный GPS имеет точность порядка одного метра или меньше, в то время как метод магнитной навигации (MAGNAV – magnetic navigation) потенциально достигает точности порядка одного километра. Однако он говорит, что значительный процент миссий на самом деле не требует точности класса GPS.

В навигации по магнитным аномалиям в качестве датчиков для измерения различий в магнитных полях используются скалярные магнитометры. Сравнение результатов этих измерений с картами магнитных полей может дать информацию, позволяющую определить местоположение. Характеристики навигационной системы зависят от точности карт магнитного поля Земли и его аномалий. Существует множество таких карт с очень разным качеством и точностью, которые составлялись на основании измерений, проводившихся на протяжении многих лет (Рисунок 1).

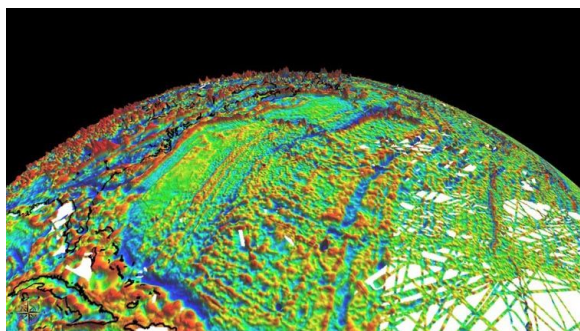


Рисунок 1. Эта карта, в отличие от обычной карты Земли, показывает вариации магнитного поля части земного шара, измеренные на стандартизированной фиксированной высоте над поверхностью. (Источник: <http://geomag.org/models/wdmam.html>).

Эти карты показывают сильные локальные вариации поля, обусловленные различиями во внешней коре и подкорковых слоях Земли, а также более глубокими (буквально) причинами, связанными с потоками проводящего материала внутри Земли. Аномалии не только изменяются из-за геологических сдвигов, но даже имеют суточные и другие циклические сдвиги, вызываемые различными причинами.

Контекст для этого проекта был создан докторской диссертацией профессора Канчиани 2016 года «Абсолютное позиционирование с использованием аномалий магнитного поля Земли» [1]. Эта очень легко читающаяся и сильная 265-страничная диссертация, начинающаяся как содержательный учебник, закладывает принципиальные основы использования сложных алгоритмов для извлечения полезных результатов и, в конечном счете, навигационной информации из искаженных, постоянно меняющихся сигналов аномалий магнитного поля.

В документе очень четко описываются многочисленные тонкие и сложные факторы, влияющие на эту карту и на целостность собранных данных, а также способы оценки и понимания этих факторов. Он также опубликовал по этой теме наглядный и информативный обзор из 17 слайдов PowerPoint под названием «Магнитная навигация» [2], который можно рассматривать как очень полезное введение. (Обратите внимание, что поле ядра Земли – то, которое известно большинству людей, и которое заставляет компас указывать на север, – имеет очень небольшие пространственные вариации и поэтому для абсолютного позиционирования не подходит).

Геофизики и промышленность десятилетиями составляли карты магнитных аномалий для изучения недр Земли. Эти карты дают ценную информацию о местонахождении и типах полезных ископаемых, скрытых под землей, и обычно используются в промышленности для обнаружения таких ресурсов, как нефть и алмазы.

Базовым ориентиром является Всемирная цифровая карта магнитных аномалий (World Digital Magnetic Anomaly Map, WDMAM) – глобальная сеть аномалий магнитной интенсивности с разрешением в три угловые минуты на высоте 5 км над средним уровнем моря [3].

Эта карта, составленная на основе спутниковых, морских, аэромагнитных и наземных магнитных съемок, официально обновляется каждые пять лет.

WDMAM создается путем вычисления разностей измеренных напряженностей магнитного поля и эталонного поля; наиболее часто используемым эталонным служит Международное эталонное геомагнитное поле (International Geomagnetic Reference Field, IGRF). Большинство этих исследований интенсивности магнитного поля выполнено с помощью скалярных магнитометров с расщепленным пучком на основе цезия с оптической накачкой, имеющих абсолютную точность от одного до трех нанотесла.



Рисунок 2. Одним из испытательных самолетов, использованных командой проекта, был Cessna Caravan, часто оснащаемый для геофизических исследований. На нем было установлено пять скалярных магнитометров (один – в удлинении хвостового «жала») и три векторных магнитометра. (Источник: Wikimedia Commons).

Один из экспериментов проекта включал полеты и сбор данных с помощью небольшого специализированного самолета (Рисунок 2) всемирной геофизической разведывательной компании Sander Geophysics [4]. Он оснащен несколькими магнитометрами, а также GPS и инерциальной навигационной системой для точной трехмерной привязки полученных магнитных данных к местоположению самолета. Для минимизации влияния помех от магнитного поля самолета при выполнении измерений один скалярный магнитометр был установлен на внешнем хвостовом «жале». Остальные четыре скалярных магнитометра, а также три векторных феррозондовых магнитометра были размещены

внутри салона самолета. Измеряемые отклонения, обусловленные аномалиями, имеют порядок всего нескольких нанотесла.

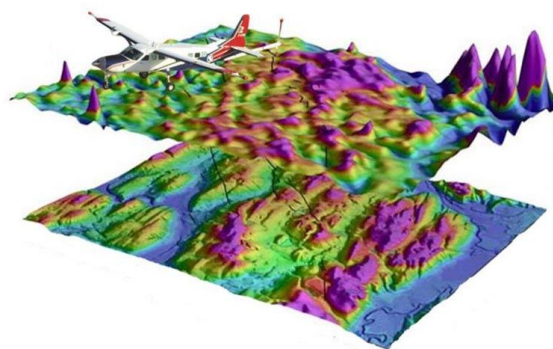


Рисунок 3. Целью первого этапа проекта является сбор исходных данных об аномалиях магнитного поля, измеренных с высоким разрешением, которые можно использовать для создания точной трехмерной карты. (Источник: Air Force Institute of Technology).

Полетные данные собирались по множеству тщательно определенных направлений и высот, но это была только часть проекта (Рисунок 3). Для создания точной карты необходим очень большой перечень основных и дополнительных поправок и компенсаций, позволяющих скорректировать необработанные данные для окаймления зоны измерения, учета различий в высоте полета, вносимых самолетом искажений и многих других факторов.

Было бы неплохо сказать, что испытания прошли успешно и доказали жизнеспособность концепции MAGNAV, но это слишком упрощенный взгляд. В диссертации есть десятки графиков и таблиц, анализирующих данные с разных точек зрения и наглядно показывающих, что тривиальная формула успешно/неудачно здесь не работает.

Значения уровней поля ядра Земли на ее поверхности находятся в диапазоне от 25 до 65 микротесла (примерно в 100 раз слабее, чем магнит на холодильник), тогда как представляющие интерес магнитные аномалии обычно варьируются в пределах всего сотен нанотесла, что делает их примерно в 100 раз слабее поля ядра. Процесс извлечения значимых данных об аномалиях в какой-то степени аналогичен распознаванию сверхслабого непостоянного сигнала, некоторые

общие характеристики которого приблизительно известны, но скрыты под гораздо более сильным и немного изменяющимся сигналом – классическая нетривиальная проблема в теории оценивания.

Для дальнейшего анализа объемных данных и сведения их к осмысленным результатам основная команда проекта недавно опубликовала 21-страничный документ, определяющий «сложную проблему», над которой должны работать как команда, так и сторонние специалисты. В документе «Улучшение сигнала для решения проблемы магнитной навигации» [5] проясняются многие вопросы и устанавливаются цели для решения этой сложной задачи фильтрации зашумленных, нелинейных, искаженных данных и применения многочисленных поправок. В результате магнитные сигналы Земли и самолета будут разделены, и, в свою очередь, будет получен чистый, скорректированный сигнал, который можно будет использовать для выполнения магнитной навигации.

Базовый анализ набора данных показывает, что аномалии магнитного поля Земли можно выделить из общего магнитного поля с помощью машинного обучения и обученной нейронной сети. Однако чтобы попы-

таться продемонстрировать осуществимость этого навигационного подхода, предстоит еще много работы, в том числе дополнительные летные испытания над различными регионами.

Станет ли MAGNAV жизнеспособной альтернативой или дублирующей заменой GPS? Очевидно, в настоящее время это не совсем ясно. Как бы то ни было, здесь есть некоторая историческая ирония, поскольку магнитный компас был одним из первых навигационных инструментов. Возможность использования прецизионных магнитометрических измерений аномалий поля Земли, наряду с подробными картами, в определенном смысле можно было бы рассматривать как весьма сложное, на много порядков величины, расширение компаса. **РЛ**

Ссылки

1. Aaron Canciani, John Raquet, "[Absolute Positioning Using the Earth's Magnetic Anomaly Field](#)"
2. Aaron Canciani, "[Magnetic Navigation](#)"
3. [World Digital Magnetic Anomaly Map](#)
4. [Sander Geophysics Limited](#)
5. "[Signal Enhancement for Magnetic Navigation Challenge Problem](#)"

Расширение диапазона коэффициентов усиления программируемого инструментального усилителя

Luo Bencheng

EDN

В некоторых конструкциях требуется усилитель с широким выбором программируемых коэффициентов усиления, высокой точностью и хорошим подавлением синфазных сигналов. Обычно в таких случаях целесообразно использовать инструментальный усилитель с программируемым усилением, такой, например, как AD625. К сожалению, выбор коэффициентов усиления таких стандартных компонентов невелик и ограничен фиксированными значениями. На Рисунке 1 показана схема программируемого дифференциального усилителя, позволяющего установить восемь произвольных значений коэф-

фициента усиления. В схеме использован недорогой малопотребляющий инструментальный усилитель AD623 (IC₁), обладающий хорошей точностью и работающий от одного источника питания. Он позволяет с помощью единственного внешнего резистора установить любой коэффициент усиления от 1 до 1000. Микросхема IC₂ (CD4051) представляет собой программируемый низковольтный аналоговый мультиплексор 8:1, который подключается к восьми весовым резисторам R₀ ... R₇ для увеличения диапазона коэффициентов усиления схемы. Общий коэффициент усиления схемы зависит от сопротивления

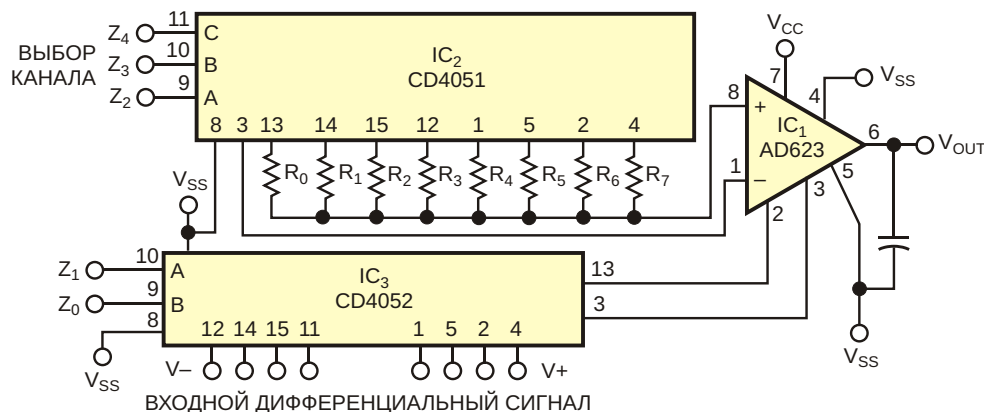


Рисунок 1. Чтобы получить оптимальные для конкретного приложения значения коэффициентов усиления, нужно выбрать весовые резисторы.

выбранного весового резистора. Для заданных уровней входного (V_{IN}) и выходного (V_{OUT}) сигналов сопротивления весовых резисторов $R_0 \dots R_7$ можно рассчитать с помощью следующей формулы:

$$V_{OUT} = V_{IN} \cdot 1 + \frac{2R_K}{R_X + R_{ON}},$$

где

R_{ON} – сопротивление открытого ключа микросхемы CD4051 (типичное значение 125 Ом),

R_K – внутренний 50-килоомный резистор обратной связи микросхемы AD623,

R_X – один из выбранных весовых резисторов.

Микросхема IC₃ – это дифференциальный 4-канальный аналоговый мультиплексор CD4052. Для управления выводами выбора порта Z_0 и Z_1 микросхемы IC₃ и выводами выбора канала $Z_2 \dots Z_4$ микросхемы IC₂ можно использовать микроконтроллер. Тогда с помощью некоторого программного кода схема сможет обеспечивать автоматическую регулировку усиления. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD623](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4051B](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4052B](#)

Аналитические цифровые компараторы

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены схемы аналитических цифровых компараторов, выполненных как из дискретных элементов, так и из элементов цифровой логики. Компараторы позволяют анализировать входные логические сигналы A и B и индцировать их соотношение на уровне $A=B=0$; $A>B$; $A<B$; $A=B=1$.

Общеизвестные цифровые компараторы представляют собой аналог механических рычажных весов и позволяют производить сравнение логических сигналов на уровне

$A>B$; $A<B$ и $A=B$. Таким образом, цифровой компаратор выполняет функции «Равенство» и «Неравенство». Очевидно, что сравнение и индикация равенства $A=B$ не позволяет

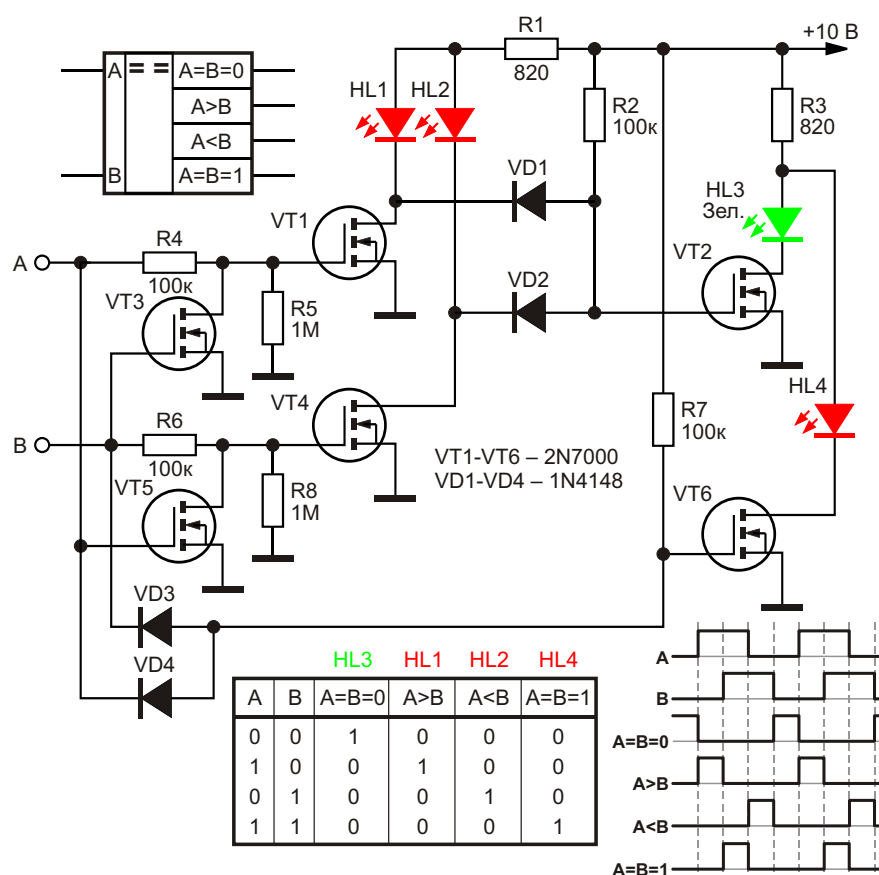


Рисунок 1. Электрическая схема аналитического цифрового компаратора, выполненного на дискретных элементах, его условное обозначение, таблица истинности, а также диаграмма сигналов на входах и выходах.

судить о том, равны ли оба эти уровня логической единице или логическому нулю, а это существенно обедняет область практического использования цифровых компараторов.

Поясним сказанное на примере. Допустим, что цифровой компаратор используется для контроля наличия двух питающих напряжений. Если исчезнет одно из двух питающих напряжений, цифровой компаратор позволит выяснить, какое из напряжений отсутствует. Компаратор исправно будет индцировать и наличие обоих контролируемых напряжений. Однако если оба источника входных напряжений отключатся, цифровой компаратор будет показывать состояние нормы, вводя в заблуждение пользователей.

Аналитические цифровые компараторы, Рисунок 1 и 2, способны полноценно разрешить проблему контроля двух питающих напряжений, а также целый ряд других проблем, касающихся сравнения уровней цифровых сигналов. Одна из возможных областей применения аналитических цифровых компараторов – визуально-наглядная индикация

состояния логических элементов при ремонте или отладке цифровых устройств различного назначения.

Компаратор, Рисунок 1, выполнен из дискретных элементов. Работает он следующим образом. В отсутствие входных сигналов (входы А и В соединены с общей шиной) транзисторы VT1, VT3–VT5 закрыты, светодиоды HL1 и HL2 не светятся. Напряжение на затворе транзистора VT6 также равно нулю, поэтому светодиод HL4 также не светится. Зато на затворе транзистора VT2 присутствует напряжение высокого уровня, равного напряжению питания устройства. Следовательно, транзистор VT2 открыт, через светодиод HL3 зеленого свечения протекает ток, обеспечивающий его свечение и индикацию состояния $A = B = 0$.

Допустим, что на вход А подано напряжение высокого уровня, тогда транзистор VT1 будет открыт. Транзистор VT5 шунтирует затвор-исток транзистора VT4. Дiode VD3 в силу того, что на входе В присутствует напряжение логического нуля (катод диода присое-

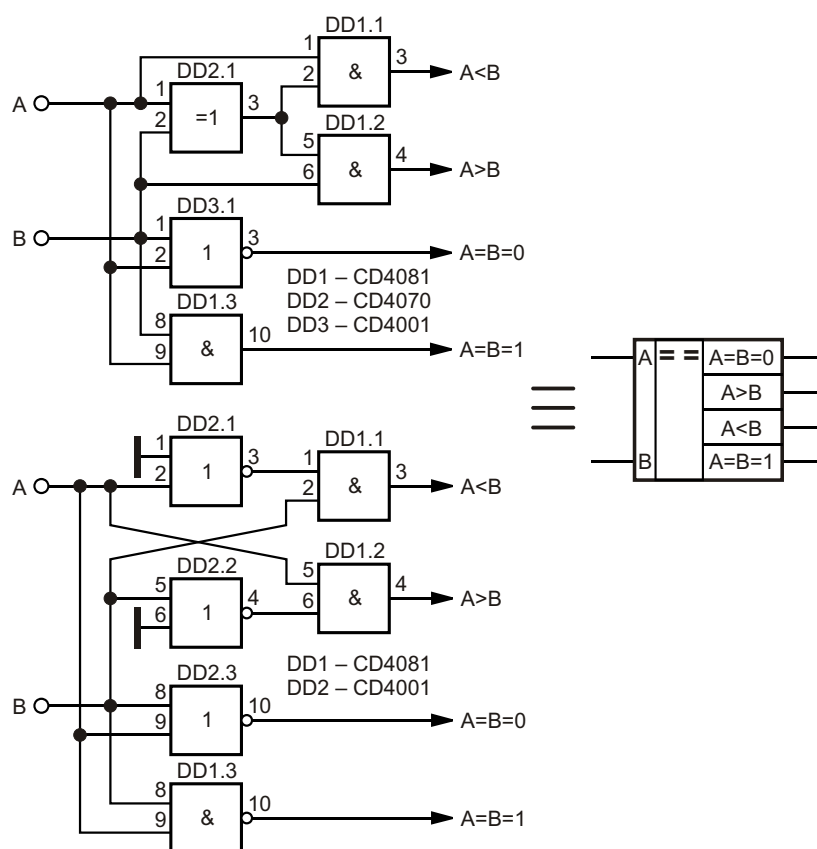


Рисунок 2. Электрические схемы вариантов аналитических цифровых компараторов, выполненных на логических элементах.

динён к общей шине), обеспечивает низкий уровень напряжения на затворе транзистора VT6. Светодиод HL4 не светится. Поскольку транзистор VT1 открыт, напряжение на затворе транзистора VT2 снижается до уровня падения напряжения на диоде VD1 и напряжения между стоком и истоком открытого транзистора VT1, транзистор VT2 запирается, а светодиод HL3 гаснет. Из всех светодиодов будет светиться только светодиод HL1, индицируя состояние $A > B$.

При $A = 0$ и $B = 1$ будет светиться светодиод HL2, индицируя состояние $A < B$.

Отдельно рассмотрим ситуацию, когда $A = 1$ и $B = 1$. Тогда транзисторы VT3 и VT5, находясь в открытом состоянии, не позволяют транзисторам VT1 и VT4 перейти в открытое состояние. На затворах транзисторов VT2 и VT6 будет присутствовать напряжение высокого уровня, оба транзистора будут открыты, однако светиться будет лишь один из светодиодов, а именно, светодиод HL4 красного свечения. Происходит это в силу того, что вольтамперные характеристики светодиодов зеленого и красного свечения сдвинуты друг относительно друга на напряжение порядка

0.2 В. Следовательно, при параллельном соединении двух таких светодиодов и их питании через общий токоограничительный резистор R3 светиться будет тот светодиод, на котором падает меньшее напряжение, а именно, светодиод красного свечения.

На Рисунке 1 приведены таблица истинности аналитического цифрового компаратора, а также диаграмма сигналов на входах и выходах компаратора.

Разумеется, аналитические цифровые компараторы можно выполнить и на основе традиционных логических элементов. Варианты их реализации с использованием трех и двух корпусов КМОП-микросхем приведены на Рисунке 2. В отличие от предшествующей схемы в них нет визуальной индикации сравниваемых уровней, хотя, при необходимости, такую функцию несложно обеспечить. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4001B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4070B](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4081B](#)
4. [Datasheet Microchip 2N7000](#)

Резистивный датчик температуры не требует прецизионного источника тока

Vardan Antonyan

Electronic Design

Можно добиться высокой точности измерений с помощью резистивного датчика температуры без использования прецизионного источника тока

Как правило, при использовании резистивных датчиков температуры (RTD) их сопротивление определяют путем измерения падения напряжения, создаваемого известным током прецизионного источника.

Такой подход обычно требует источника тока, созданного с помощью точного опорного напряжения, и высококачественного аналого-цифрового преобразователя (АЦП) для измерения напряжения.

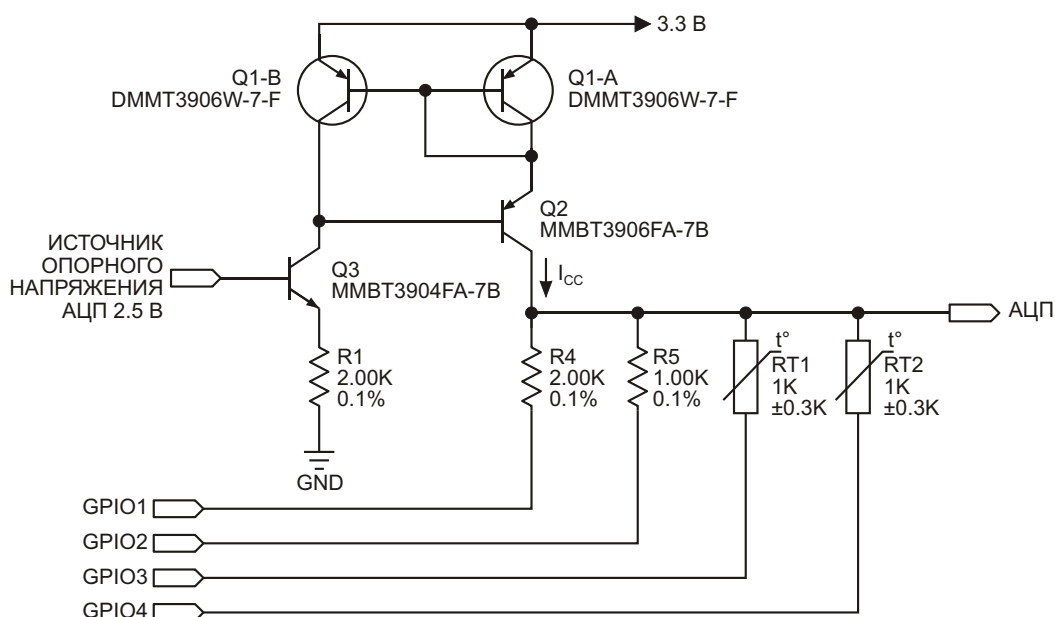


Рисунок 1. Транзисторы Q1-Q3 и резистор R1 образуют источник постоянного тока, способный отдавать вытекающий ток порядка 1 мА при использовании опорного напряжения АЦП 2.5 В.

Этого нетрудно достичь при комнатной температуре, но если учесть, что температура измерительной системы может находиться в диапазоне от $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+55\text{ }^{\circ}\text{C}$, задача станет более сложной.

Решение проблемы «в лоб» состояло бы в использовании дорогого термостабильного источника опорного напряжения, АЦП и других компонентов в сочетании с программной калибровкой для компенсации температурного дрейфа параметров. Такой подход сложен и не позволяет достичь высокой точности, соответствующей точности датчика.

Был обнаружен лучший метод, основанный на использовании в качестве эталона для измерения сопротивлений RTD сверхстабильных резисторов $5\text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ с точностью 0.1% . Для достижения высокой точности измерений сопротивления RTD при таком способе требуются два сверхстабильных калибровочных резистора (1 кОм и 2 кОм). Эти резисторы используются для калибровки результатов измерений RTD и компенсации ошибок температурного дрейфа.

В предлагаемой конструкции транзисторы Q1-Q3 в сочетании с резистором R1 образуют источник постоянного тока, способный отдавать вытекающий ток порядка 1 мА при использовании опорного напряжения АЦП 2.5 В (см. Рисунок 1). Калибровочные резисторы R4 и R5 вместе с терморезисторными датчиками температуры RT1 и RT2 могут пропускать этот ток, когда на соответствующем выводе GPIO (входе/выходе общего назначения) установлен низкий уровень. Неиспользуемые выводы GPIO находятся в третьем состоянии. Напряжение измеряется на выходе «АЦП».

Для калибровки нужно измерить напряжения на двух резисторах, а затем рассчитать

значение проходящего через них тока I_{CC} и суммарные ошибки, которые мы назовем V_{OFFSET} . Скорректированные значения I_{CC} и V_{OFFSET} используются для преобразования сопротивления RTD в температуру.

Результаты калибровки (см. Таблицу 1) подставляются в следующую формулу:

$$R_{\text{RTD}} = \frac{V_{\text{ADC}} V_{\text{OFFSET}}}{I_{\text{CC}}}, \quad (1)$$

где

- R_{RTD} – измеренное сопротивление RTD,
- V_{ADC} – напряжение, оцифровываемое АЦП,
- I_{CC} – ток опорного источника,
- V_{OFFSET} – напряжение смещения, обусловленное суммарными ошибками.

Обратите внимание, что V_{OFFSET} представляет собой комбинацию напряжений нескольких источников ошибок. Следовательно, может быть полезно (хотя и не обязательно) для повышения точности разбить его на отдельные составляющие.

Чтобы вывести приведенные ниже формулы для расчета V_{OFFSET} и I_{CC} , необходимо принять несколько допущений:

- *Первое допущение:* Калибровочные резисторы идеальны и имеют сопротивления 1000 Ом и 2000 Ом , соответственно.
- *Второе допущение:* Источник тока I_{CC} стабилен в течение времени измерений.
- *Третье допущение:* Результаты преобразования АЦП идеальны.

При таких допущениях можно написать, что

$$\begin{aligned} I_{\text{CC}} &= 1000 \cdot V_{\text{OFFSET}} \cdot \text{VCAL}_{1\text{K}}, \\ I_{\text{CC}} &= 2000 \cdot V_{\text{OFFSET}} \cdot \text{VCAL}_{2\text{K}}. \end{aligned} \quad (2)$$

Таблица 1. Результаты калибровки

Выборка	VCAL _{1K}	VCAL _{2K}	RTD 1			RTD 2			Параметры калибровки	
	АЦП [В]	АЦП [В]	АЦП [В]	R [Ом]	Темп. [°C]	АЦП [В]	R [Ом]	Темп. [°C]	V _{OFFSET} [В]	I _{CC} [А]
1	1.208	2.353	1.350	1123.94	31.90	1.315	1092.96	23.90	0.06445	0.00114
2	1.208	2.353	1.347	1121.13	31.10	1.315	1092.96	23.90	0.06445	0.00114
3	1.196	2.349	1.331	1117.32	30.20	1.321	1108.94	28.00	0.04189	0.00115
4	1.196	2.349	1.350	1134.08	34.50	1.321	1108.94	28.00	0.04189	0.00115
5	1.196	2.349	1.334	1120.11	30.90	1.321	1108.94	28.00	0.04189	0.00115

В уравнениях (2) $VCAL_{1K}$ и $VCAL_{2K}$ – это напряжения, падающие на калибровочных резисторах при прохождении через них тока I_{CC} .

Решая эти уравнения относительно I_{CC} и V_{OFFSET} , получаем:

$$V_{OFFSET} = \frac{VCAL_{1K} \cdot 2000 - VCAL_{2K} \cdot 1000}{1000}, \quad (3)$$

$$I_{CC} = \frac{VCAL_{2K} - V_{OFFSET}}{2000}. \quad (4)$$

Измерения на экспериментальной установке

Экспериментальная установка содержала два калибровочных резистора и два RTD, установленных в разных местах. Мы использовали АЦП с 10-битным разрешением и RTD для поверхностного монтажа с сопротивлениями 1 кОм при комнатной температуре. Обратите внимание, как в Таблице 1 меняют-

ся калибровочные значения при изменении температуры платы между выборками 2 и 3.

Для сбора данных программа должна выполнить следующую последовательность действий:

1. С помощью АЦП измерить напряжения на калибровочных резисторах и обоих RTD.
2. Используя формулу (3), рассчитать V_{OFFSET} .
3. Используя формулу (4), рассчитать I_{CC} .
4. С помощью формулы (1) определить сопротивление RTD.
5. С помощью таблицы соответствия и точной интерполяции преобразовать значения сопротивлений RTD в температуру. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes DMMT3906W](#)
2. [Datasheet Diodes MMBT3904](#)
3. [Datasheet Diodes MMBT3906](#)

Компенсация температурного дрейфа усиления оптрона

J Michael Zias

EDN

При использовании оптронов в линейных приложениях необходимо учитывать температурные дрейфы их коэффициентов передачи тока (усиления). Традиционные устройства с одно- и двухтранзисторным выходом имеют заметную зависимость усиления от температуры. В последние годы появилось несколько оптопар с температурной компенсацией. Однако есть еще один вариант — использовать две оптопары или вдвоенную оптопару с соответствующей обратной связью, чтобы дрейф одного устройства компенсировал дрейф другого.

Схема на Рисунке 1 выполняет эту задачу с помощью дифференциального усилителя, дрейф которого рассматривается как синфазный сигнал. В процессе работы представляет интерес подача на вход сигнала постоянного тока и использование цифровых вольтметров для одновременного наблюдения выходных сигналов каждой оптопары и дифференциального усилителя. Воспользовавшись феном, вы сможете увидеть, как быстро меняются напряжения на отдельных выходах, в то время как выходное напряжение усилителя смещается намного медлен-

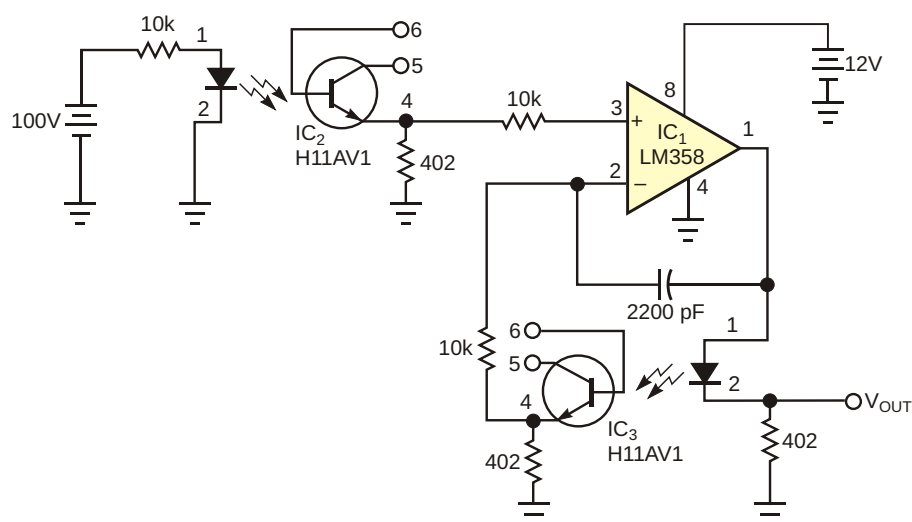


Рисунок 1. Используя два оптоизолятора вместо одного, можно компенсировать температурный дрейф усиления.

нее. Такой результат наблюдается даже с оптопарами разных производителей. С оптопарами одного типа можно увидеть хорошее подавление дрейфа. Компоненты от одного производителя и сдвоенные устройства дают отличные результаты. При необходимости соблюдения требований безопасности в части высоковольтных промежутков, вместо сдвоенных оптопар можно использовать отдельные устройства.

Чтобы проанализировать этот метод в терминах систем управления, рассмотрим Рисунок 2, на котором один усилитель (a) находится в тракте прямого прохождения сигнала, а другой усилитель (b) – в цепи обратной связи. Рассмотрим также следующее выражение для коэффициента усиления GAIN:

$$GAIN = a \frac{A}{1 + Ab} = \frac{a}{b} \frac{1}{1 + \frac{1}{Ab}},$$

где a/b – идеальный коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи, который умножается на член, учитывающий ошибку петлевого усиления. Принимая во внимание малость этого члена (из-за большого коэффициента усиления A операционного усилителя), коэффициент усиления системы можно считать равным отношению коэффи-

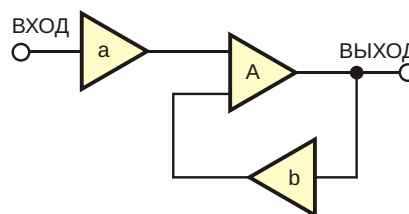


Рисунок 2. Теория системы управления с обратной связью объясняет принцип работы схемы на Рисунке 1.

циентов усиления (коэффициентов передачи тока) двух оптопар.

Также можно легко вывести это соотношение, сделав напряжения на входах операционного усилителя одинаковыми. В этом случае подлежащими анализу сигналами будут токи, которые прецизионные резисторы преобразуют в напряжения. Используемые в этой схеме оптопары не отличаются высоким быстродействием, поэтому при отсутствии конденсатора обратной связи (2200 пФ) фазовые задержки могут привести к самовозбуждению усилителя. Его емкость следует подбирать эмпирически, подавая на вход импульсы и наблюдая на выходе времена нарастания и величину выбросов. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild H11AV1](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM358](#)

Адаптивный компаратор



М.П. Басков, О.Д. Левашов

Иногда в практике встречаются случаи, когда компаратор должен срабатывать при относительном уровне входного периодического сигнала, например, по уровню 0.7 от амплитудного значения. Входной сигнал при этом может изменяться по частоте и амплитуде в 10-100 раз.

Авторами предлагается простая схема адаптивного компаратора, представленная на Рисунке 1. Устройство не является прецизионным, но обладает точностью, достаточной для практического использования.

Применение этого адаптивного компаратора целесообразно в тех случаях, когда изменения уровня сигнала происходят достаточно медленно (единицы – десятки секунд).

Компаратор питается от однополярного источника, напряжение которого может изменяться в широких пределах.

Как видно из Рисунка 1, на операционных усилителях A1.1 и A1.2 собран пиковый детектор, выполненный по классической схеме.

Нагрузкой A1.2 служит многооборотный потенциометр R3, определяющий уровень

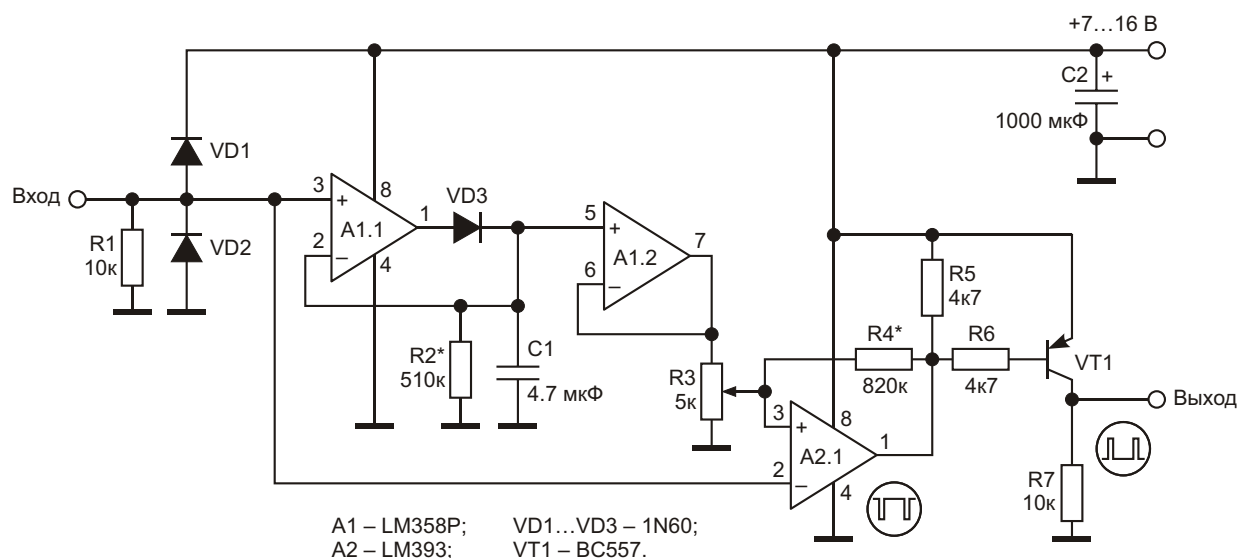


Рисунок 1. Адаптивный компаратор.

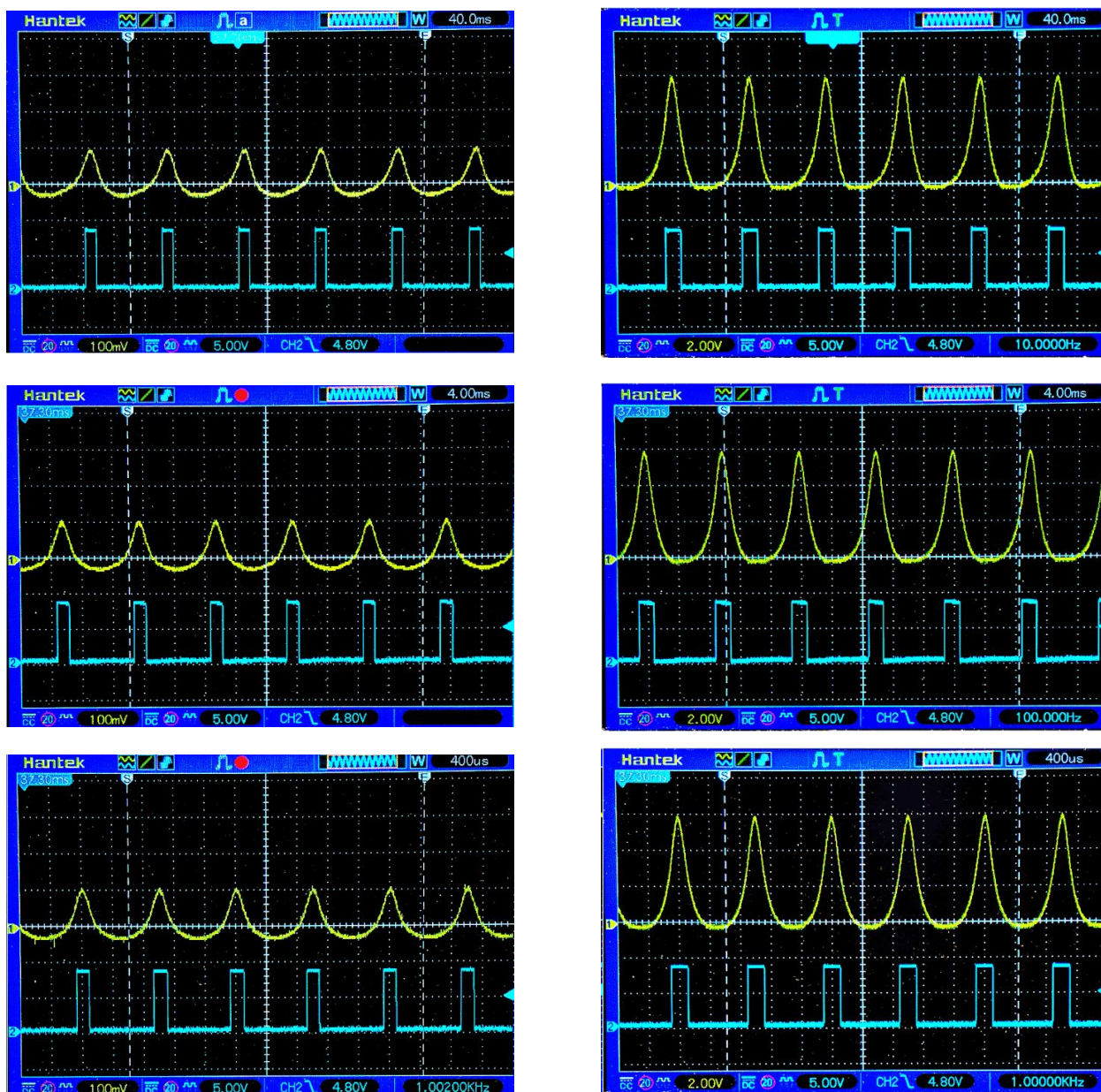


Рисунок 2. Осциллограммы входного и выходного сигналов. Верхний ряд: амплитуда 100 мВ, частоты 10, 100, 1000 Гц. Нижний ряд: амплитуда 6 В, частоты 10, 100, 1000 Гц.

срабатывания компаратора А2. Резистор R4 определяет величину гистерезиса компаратора А2, повышающего устойчивость порога срабатывания в области малых и зашумленных сигналов.

Величины С1 и R2 выбираются, исходя из компромисса между частотой входного сигнала и скоростью спада его уровня.

При указанных на схеме значениях полоса частот компаратора составляет 10 Гц – 3 кГц. Для расширения полосы частот в сто-

рону низких и инфранизких частот R2 следует увеличить.

Транзистор VT1 служит усилителем мощности выходного сигнала. Такая конфигурация включения А2 и VT1 способствует увеличению экономичности схемы, поскольку при отсутствии входного сигнала выходной транзистор компаратора А2 и транзистор VT1 находятся в запертом состоянии.

На Рисунке 2 приведены осциллограммы работы компаратора, иллюстрирующие рабо-

тоспособность в широком диапазоне уровней входного сигнала и его частоты. В качестве источника сигналов использовался генератор FY3200S.

Адаптивный компаратор, описанный выше, использовался авторами при обработке сигнала низкой (5 – 25 Гц) частоты положительной полярности, поступающего от фотоприемника.

В ходе эксперимента уровень входного сигнала изменялся от 100 милливольт до

3 вольт. Компаратор был настроен на срабатывание на уровне 0.7 от амплитудного значения.

Авторы надеются, что эта простая схема окажется полезной в экспериментальной практике читателей. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM358P](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM393](#)
3. [Datasheet DEC 1N60](#)

Операционный усилитель

делает повторяемыми схемы с полевыми транзисторами

Glen Brisebois

EDN

Полевые транзисторы с р-п переходом (JFET) практически не имеют входных токов (что полезно само по себе), поэтому у них почти отсутствуют токовые шумы. Это свойство означает, что JFET можно использовать в схемах с очень высокими сопротивлениями и получать хорошие шумовые характеристики. Кроме того, JFET являются быстрыми устройствами, и полоса пропускания самых заурядных устройств может измеряться сотнями мегагерц. С другой стороны, JFET трудно использовать в производственных условиях, поскольку их характеристики по постоянному току имеют большой разброс. В простой схеме с резисторным смещением разные экземпляры транзисторов одного типа могут давать результаты, отличающиеся на несколько вольт. Одним из способов обеспечения воспроизводимости и технологичности схем с JFET является использование топологии, показанной на Рисунке 1. Назначение операционного усилителя состоит в смещении напряжения V_{GS} JFET к уровню 0 В и, следовательно, в смещении тока I_D к значению I_{DSS} . (Здесь V_{GS} — напряжение затвористок, I_D — ток стока, I_{DSS} — ток стока при нулевом напряжении на затворе). Усилитель

решает эту задачу, увеличивая ток биполярного транзистора до тех пор, пока не выполнится условие $V_{GS} = 0$ В и $I_D = I_{DSS}$.

В таких условиях JFET работает как повторитель с нулевым смещением с максимальным трансимпедансным усилением и минимальным напряжением шумов. Единственное, что требуется от операционного усилителя, – сверхнизкий входной ток. Этому критерию отвечает множество операционных усилителей (ОУ), включая приборы с JFET вхо-

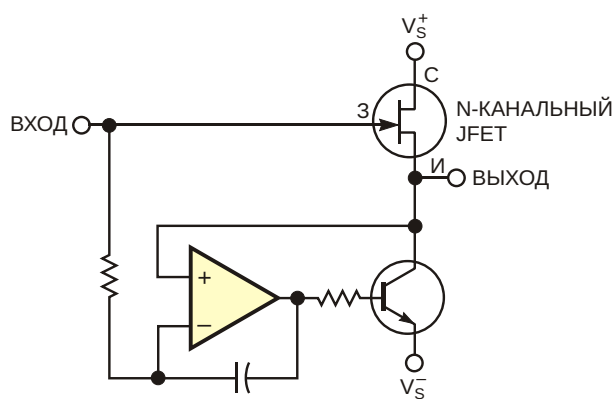


Рисунок 1. Операционный усилитель смещает характеристику JFET к значению I_{DSS} при $V_{GS} = 0$ В.

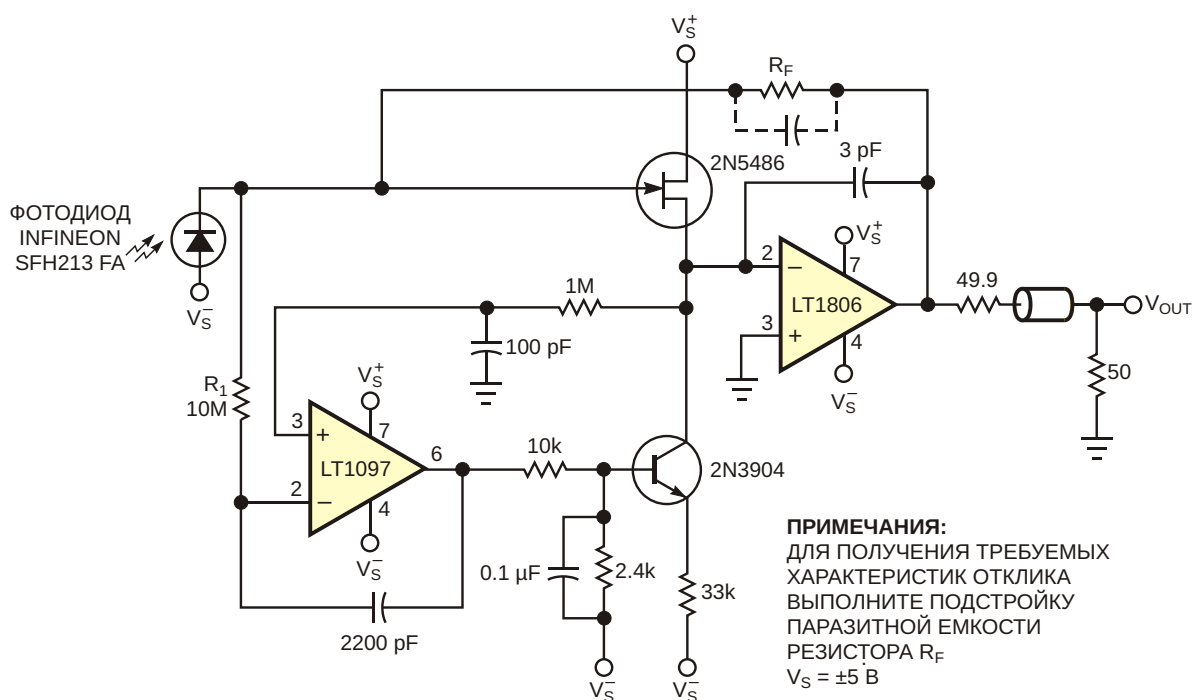


Рисунок 2. Для смещения характеристики JFET в этом быстродействующем усилителе тока светодиода с большим коэффициентом усиления используется схема, показанная на Рисунке 1.

дами, такие как LT1462, ОУ с супербета транзисторами на входах, такие LT1097, и мощные ОУ, такие как LT1494. На Рисунке 2 приведена реализация топологии, показанной на Рисунке 1, с использованием недорогого JFET 2N5486. При комнатной температуре ток I_{DSS} для этого устройства составляет от 8 до 20 мА. Регулируя ток стока JFET, усилитель LT1097 поддерживает напряжение между затвором и истоком, равным 0 В. Исток JFET подключен к инвертирующему входу 325-мегагерцового малошумящего ОУ LT1806. R_F замыкает петлю обратной связи на затвор JFET. Описываемая здесь схема использовалась в качестве трансимпедансного усилителя для быстрого фотодиода.

Таблица 1. Результаты измерений для различных значений R_F при ступенчатом изменении выходного напряжения на 1.2 В

R_F	Время нарастания между уровнями 10 и 90% (нс)	Полоса пропускания по уровню 3 дБ (МГц)
100 кОм	64	6.8
200 кОм	94	4.6
499 кОм	154	3
1 МОм	263	1.8

Выбор большого сопротивления резистора R_1 (в нашем случае 10 МОм) поддерживает низкий коэффициент усиления шумов, но в разумных пределах его можно уменьшить так, чтобы оно было в несколько раз больше, чем R_F . Номиналы других резисторов и конденсаторов в цепи обратной связи LT1097 выбираются в соответствии с требованиями ослабления шумов и формирования шумовой полосы медленного контура. Измерения показы-

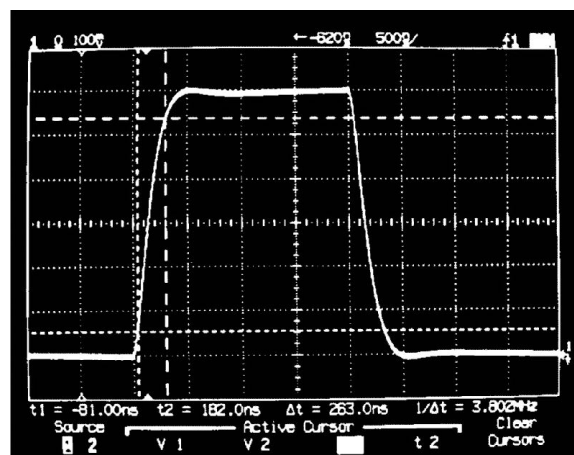


Рисунок 3. Схема на Рисунке 2 демонстрирует чистую импульсную характеристику с небольшим выбросом или звоном.

вают, что спектральная плотность выходных шумов при $R_F = 0$ Ом составляет 9 нВ/ Гц, поэтому шум резистора преобладает при сопротивлениях R_F , превышающих примерно 10 кОм. В Таблице 1 приведены значения времени нарастания и полосы пропускания для нескольких значений трансимпедансного усиления, устанавливаемых резистором R_F . Чтобы получить оптимальные характеристики быстродействия, выполняется «подстройка паразитной емкости» фотодиода (конденсатор с пунктирными линиями на Рисунке 2)

путем изменения расстояния выводов R_F до его корпуса. На Рисунке 3 показана осциллограмма отклика схемы при $R_F = 1$ МОм. Подключение двух последовательных резисторов по 499 кОм улучшает отклик. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1097](#)
2. [Datasheet Linear Technology LT1806](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor 2N5486](#)
4. [Datasheet OSRAM SFH213 FA](#)

Масштабируемая электронная нагрузка с режимом постоянного сопротивления

Konstantin Stefanov

EDN

Для тестирования источников питания и батарей требуются электронные нагрузки, способные принимать большой ток и рассеивать значительное количество энергии. Простую, но точную электронную нагрузку можно создать, используя всего один операционный усилитель и мощный MOSFET, как показано на Рисунке 1.

Ток через MOSFET Q1 вычисляется с помощью этой формулы:

$$I_{Q1} = \frac{V_{REF}}{R_2} \quad (1)$$

Им легко управлять, изменяя опорное напряжение VREF. Операционный усилитель должен иметь низкое входное напряжение смещения и быть способным работать от однополярного источника питания.

Если схема должна принимать большой ток или рассеивать десятки ватт, можно использовать несколько работающих параллельно MOSFET, управляемых одним операционным усилителем. Однако простое параллельное соединение MOSFET создает два нежелательных эффекта. Во-первых, пороги включения часто бывают разными у

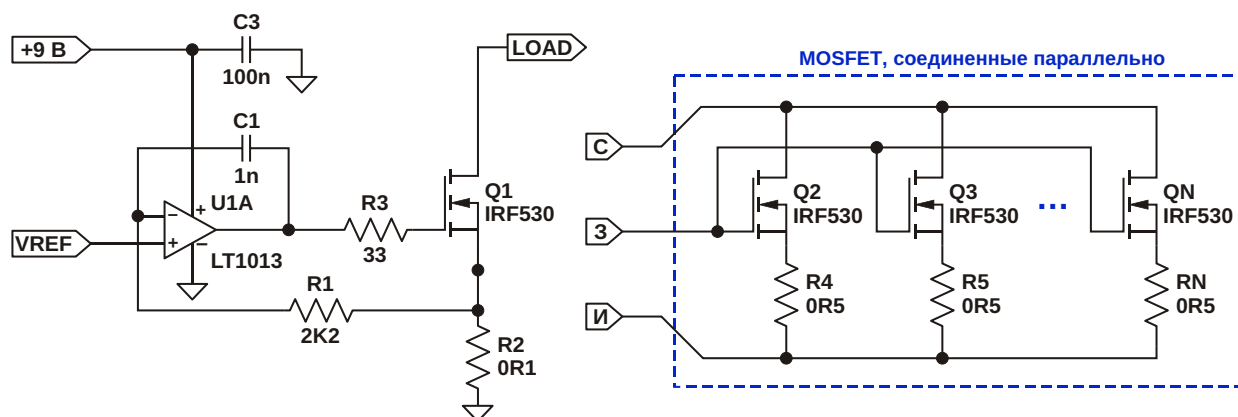


Рисунок 1. Эта простая электронная нагрузка и соединенные параллельно MOSFET могут использоваться для увеличения токов и рассеивания дополнительной мощности.

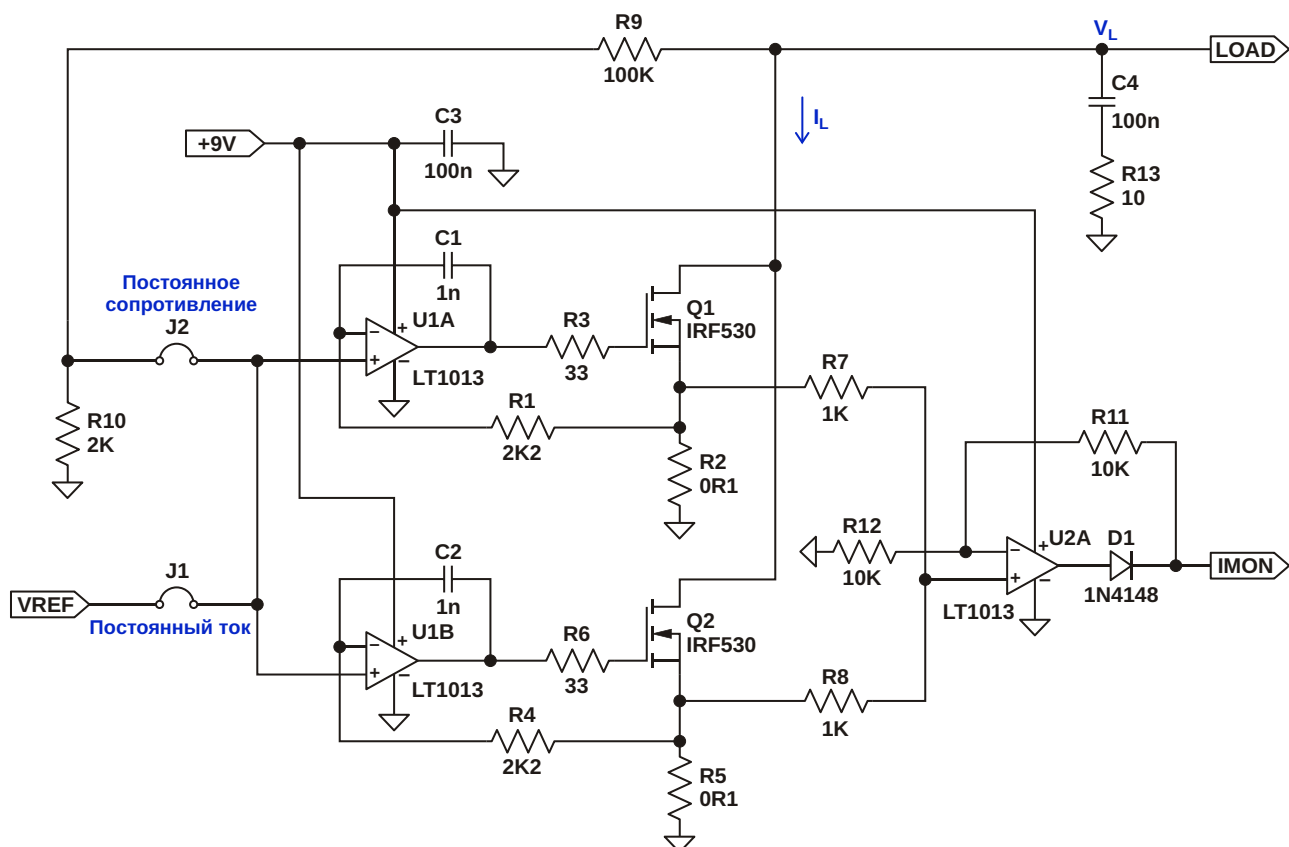


Рисунок 2. В этой схеме электронной нагрузки используются два независимо управляемых MOSFET.

разных транзисторов (даже одной модели и одного производителя), а напряжения их порогов имеют отрицательные температурные коэффициенты. Это означает, что уже первоначально токи стоков каждого транзистора могут существенно различаться, а как только транзистор начнет нагреваться, его порог уменьшится, что еще больше увеличит ток и сделает его еще более горячим.

Чтобы выровнять токи MOSFET, в исток каждого транзистора можно добавить небольшой последовательный резистор. Чтобы это было эффективным, падение напряжения на истоковом резисторе должно быть сопоставимо с уровнем порога, что составляет немалую величину. Следствием этого является то, что выравнивающие резисторы рассеивают большую мощность, а падение напряжения на них сокращает минимальное напряжение, при котором может работать схема.

Наилучший подход к созданию сильноточной и мощной электронной нагрузки, позволяющий избежать дисбаланса токов из-за

разброса пороговых напряжений, – это индивидуальное управление каждым отдельным MOSFET. На Рисунок 2 показаны два таких блока, соединенных параллельно, но при необходимости их количество может быть увеличено. Когда переключка J1 установлена, а J2 снята, схема работает в режиме стабилизации выходного тока, текущего через клемму LOAD, значение которого вычисляется по формуле

$$I_L = \frac{V_{REF}}{R_2} \cdot \frac{V_{REF}}{R_5}. \quad (2)$$

Если сопротивления токоизмерительных резисторов равны ($R_2 = R_5 = R_S$), общий ток нагрузки просто равен

$$I_L = \frac{2V_{REF}}{R_S}. \quad (3)$$

Для измерения общего тока нагрузки нужно просуммировать токи всех транзисторов; в данном случае путем сложения напря-

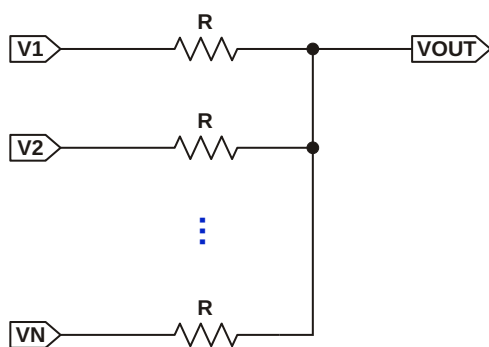


Рисунок 3. Схема, иллюстрирующая суммирование напряжений на V_{OUT} .

жений, падающих на всех токоизмерительных резисторах. Обычно это делается с помощью инвертирующего сумматора и следующего за ним инвертора, собранных на двух операционных усилителях. Недостатком является то, что из-за инверсии напряжения на выходе сумматора для них требуется биполярный источник питания.

В этой статье показан более простой способ суммирования падений напряжения с использованием резисторов R_7 и R_8 и всего одного операционного усилителя. Принцип такого суммирования поясняется Рисунком 3. Каждый из N резисторов управляется источником напряжения, импеданс которого очень низок благодаря низкому сопротивлению токоизмерительных резисторов.

Если из клеммы V_{OUT} не забирается ток, из закона Кирхгофа мы получаем:

$$\frac{V_1}{R} + \frac{V_2}{R} + \dots + \frac{V_N}{R} = 0 \quad (4)$$

и, следовательно,

$$V_{OUT} = \frac{V_1 + V_2 + \dots + V_N}{N} \quad (5)$$

В случае двух токоизмерительных резисторов, показанном на Рисунке 2, напряжение на неинвертирующем входе $U2A$ составляет половину суммы падений напряжения на R_2 и

R_5 . После усиления в два раза микросхемой $U2A$ выходное напряжение на клемме $IMON$ представляет собой сумму напряжений двух токоизмерительных резисторов и может использоваться для контроля общего тока нагрузки. Схему можно масштабировать, если добавить параллельные базовые блоки и, подставив в формулы (3) и (5) количество используемых блоков, рассчитать общий ток нагрузки и напряжение на токоизмерительных резисторах до усиления микросхемой $U2A$. Удобно, что с тремя силовыми блоками может быть использован один счетверенный операционный усилитель.

Наконец, электронную нагрузку можно заставить вести себя как постоянный резистор, что может быть очень полезно при тестировании некоторых источников питания. Это достигается за счет использования части напряжения нагрузки V_L в качестве опорного напряжения. Когда перемычка $J2$ установлена (а $J1$ снята), напряжение на неинвертирующих входах $U1A$ и $U1B$ определяется напряжением V_L и делителем, образованным резисторами R_9 и R_{10} , и ток нагрузки становится равным

$$I_L = V_L \frac{R_{10}}{R_9 R_{10}} \frac{1}{R_2} \frac{1}{R_5} \quad (6)$$

$$V_L \frac{R_{10}}{R_9 R_{10}} \frac{2}{R_s}.$$

Отсюда мы можем видеть, что эффективное сопротивление нагрузки R_L равно

$$R_L = \frac{V_L}{I_L} = \frac{R_s}{2} \frac{R_{10}}{R_9 R_{10}} \quad (7)$$

Корректируя коэффициент деления, или заменив R_{10} потенциометром, можно изменять сопротивление нагрузки от номинального значения 2.55 Ом, рассчитанного по формуле (7) для номиналов компонентов, показанных на Рисунке 2, почти до бесконечности при $R_{10} = 0$. **РЛ**

Схема управления скоростью вращения вентилятора

Jim Christensen

EDN

Шум вентилятора становится серьезной проблемой, поскольку электронное оборудование занимает все больше места в наших домах и офисах. Шум пропорционален скорости вращения вентилятора, и, следовательно, воздушному потоку, а необходимый для охлаждения воздушный поток (соответ-

ственно, и скорость вентилятора) меньше при низких температурах окружающей среды. Поскольку температура окружающей среды в большинстве случаев ниже верхнего расчетного значения, вентилятор может работать медленнее, снижая нагрузку на уши. Схемы управления вентиляторами варьиру-

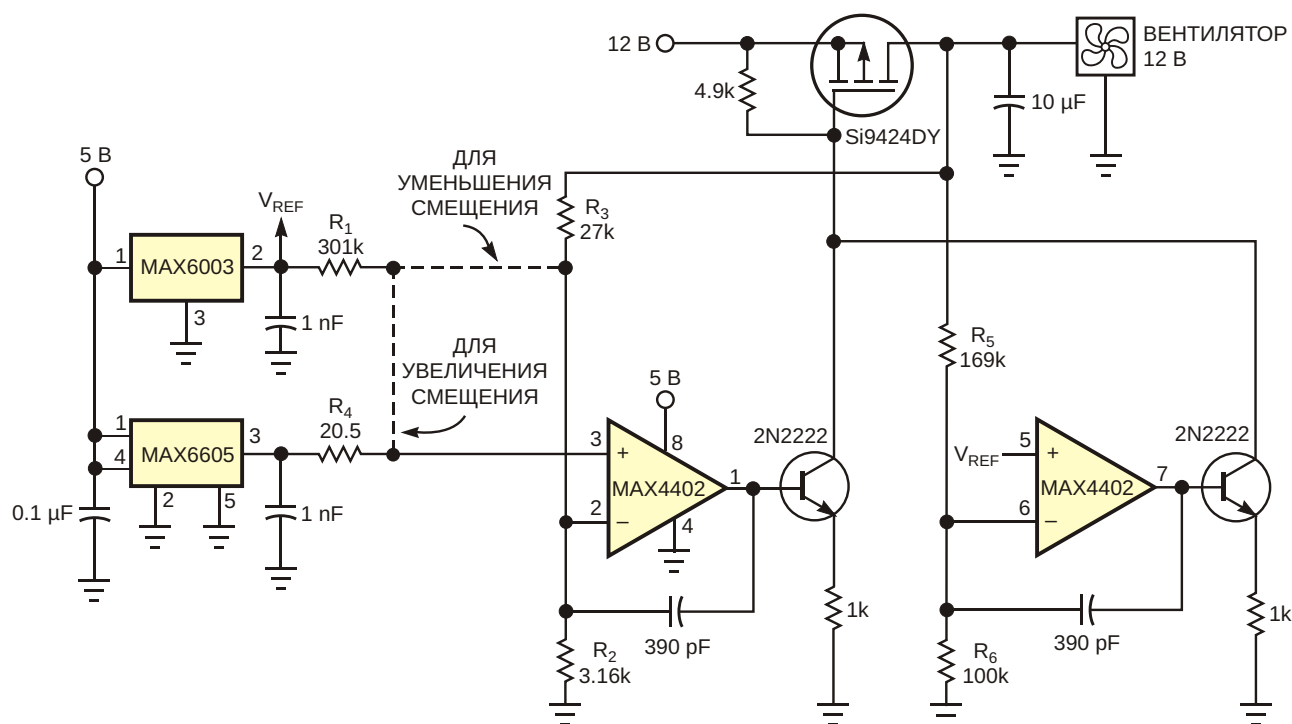


Рисунок 1. Эта схема вырабатывает непрерывное напряжение управления вентилятором с линейной зависимостью от температуры.

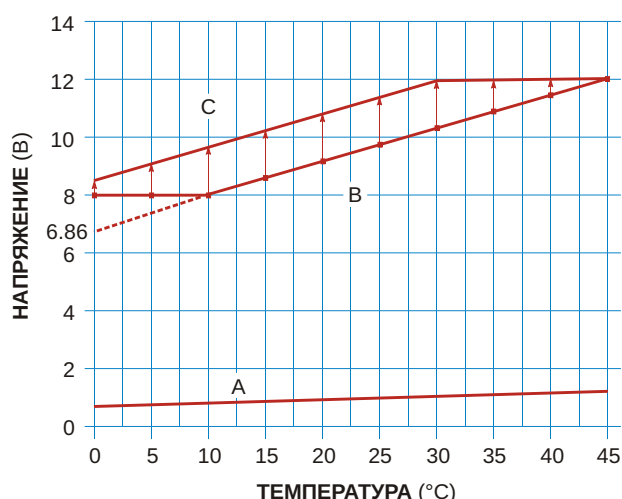


Рисунок 2. Эти кривые иллюстрируют зависимость выходного напряжения от температуры для схемы на Рисунке 1.

ются от простых переключателей, которые увеличивают скорость от низкой до высокой, до цифровых пропорциональных регуляторов скорости. Переключатели высокой/низкой скорости стоят недорого, но звуки, возникающие при резких изменениях оборотов, могут раздражать. Вентиляторы с цифровым управлением работают хорошо, но такие схемы дороги, и в системе должна быть последовательная шина.

В качестве альтернативы рассмотрим недорогую автономную аналоговую схему для управления скоростью вращения вентилятора (Рисунок 1). Эту схему можно легко настроить на любую требуемую линейную зависимость напряжения вентилятора от температуры (Рисунок 2, кривые В и С). На графике мы отображили результаты измерений зависимости желаемого напряжения от температуры.

Кривая А на Рисунке 2 представляет зависимость выходного напряжения V_{SENSOR} аналогового датчика температуры MAX6605 от температуры в градусах Цельсия:

$$V_{\text{SENSOR}} = 0.0119 \text{ В/}^{\circ}\text{C} + 0.744 \text{ В.}$$

Кривая В связывает напряжение вентилятора с температурой и объединяет минимальный уровень напряжения 8 В с наклонной линией:

$$V_{\text{FAN}} = 0.114 \text{ В/}^{\circ}\text{C} \times T + 6.86 \text{ В,}$$

где T — температура системы.

Установка нижнего порога напряжения гарантирует, что вентилятор будет вращаться и при низких температурах. При температуре выше 10°C напряжение увеличивается со скоростью $0.114 \text{ В/}^{\circ}\text{C}$ до тех пор, пока не достигнет максимального значения при 45°C . Для того, чтобы обеспечить минимальное значение напряжения 8 В, простого усиления выходного сигнала MAX6605 недостаточно. Более того, усиление

$$9.58 \frac{0.114}{0.0119},$$

необходимо для того, чтобы задать требуемый наклон характеристики, не равно усилению

$$9.22 \frac{6.86}{0.744},$$

необходимому для получения нужной точки пересечения с осью Y .

Чтобы преобразовать Кривую А в Кривую В, необходимо вычесть смещение напряжения из выходного сигнала датчика температуры, а затем умножить результат на константу. Схема на Рисунке 1 выполняет эту операцию. Пунктирная линия должны быть подключена в соответствии с вариантом «ДЛЯ УМЕНЬШЕНИЯ СМЕЩЕНИЯ». Один операционный усилитель формирует наклонную линию, а второй операционный усилитель определяет минимальное напряжение. Выходы операционных усилителей подключаются к транзисторам таким образом, что в схеме доминирует операционный усилитель, требующий более высокого выходного напряжения. Рассчитать сопротивления резисторов позволяют приведенные ниже формулы.

При условии, что $R_2 \ll R_1$, R_1 может иметь любое разумное сопротивление;

$$R_2 = R_1 \frac{(A_V V_{\text{TEMP0}} - V_{Y \text{ INTB}})(A_V - 1)}{V_{\text{REF}} V_{\text{TEMP0}} \frac{V_{Y \text{ INTB}}}{A_V}}$$

и

$$R_3 = R_2(A_V - 1),$$

где

$A_V = 0.114/0.0119 = 9.58$ — отношение требуемого наклона зависимости в вольтах на

градус Цельсия к наклону характеристики датчика;

$V_{\text{TEMP0}} = 0.744 \text{ В}$ – выходное напряжение датчика температуры при 0°C ;

$V_{\text{Y-INTB}} = 6.86 \text{ В}$ – точка пересечения с осью Y, обозначенная желаемой (экстраполированной) кривой температурной характеристики;

$V_{\text{REF}} = 3 \text{ В}$ – напряжение опорного источника.

Если выбрать $R_1 = 301 \text{ кОм}$, формулы позволят рассчитать: $R_2 = 3.158 \text{ кОм}$ и $R_3 = 27.09 \text{ кОм}$. Ближайшие значения с допуском 1% равны 3.16 кОм и 27 кОм, соответственно. Рассчитать минимальное напряжение V_{FLOOR} можно на основании следующей формулы:

$$R_5 = R_6 \frac{V_{\text{FLOOR}} V_{\text{REF}}}{V_{\text{REF}}},$$

где

R_6 – любое сопротивление, находящееся в разумных пределах,

$V_{\text{FLOOR}} = 8 \text{ В}$ – желаемое минимальное выходное напряжение.

Выбор $R_6 = 100 \text{ кОм}$ позволяет рассчитать $R_5 = 169 \text{ кОм}$. В некоторых случаях требуемое усиление смещения больше, чем требуемое усиление крутизны, поэтому естественное

смещение выходного напряжения датчика температуры необходимо увеличить. Для желаемой температуры (Кривая С), выраженной как

$$V_{\text{FAN}} = 0.114 \text{ В}/^\circ\text{C} \times T + 8.5 \text{ В},$$

усиление (наклон характеристики) $A_V = 9.58$ не отличается от усиления для Кривой В, но требуемое усиление смещения $(8.5/0.744) = 11.42$ больше. Поэтому следует использовать версию схемы «ДЛЯ УВЕЛИЧЕНИЯ СМЕЩЕНИЯ». В таких случаях применима следующая формула:

$$R_4 = \frac{\frac{V_{\text{Y-INTC}}}{A_V} V_{\text{TEMP0}}}{\frac{V_{\text{REF}}}{V_{\text{INTC}}} A_V} = 20.41 \text{ кОм},$$

где $V_{\text{Y-INTC}} = 8.5 \text{ В}$ – пересечение требуемой температурной кривой с осью Y. Для $R_1 = 301 \text{ кОм}$ ближайшее значение R_4 с допуском 1% равно 20.5 кОм. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4402](#)
2. [Datasheet Maxim MAX6003](#)
3. [Datasheet Maxim MAX6605](#)
4. [Datasheet Fairchild Si9424DY](#)

Супервизор питания подключает к схеме только безопасные напряжения

Clayton Grantham

EDN

Схемы супервизоров обычно контролируют напряжение питания микропроцессора, вырабатывая сигнал сброса для микросхемы во время включения, выключения и провалов напряжения питания. Таким образом, схема гарантирует, что напряжение питания станет стабильным до начала загрузки микропроцессора, предотвращая ошибки выполнения кода. Многие аналоговые и цифровые микросхемы также нуждаются в правильном запуске источника питания, чтобы избежать защелкивания и ошибок логических состояний. Кроме того, низковольтные КМОП микросхемы нуждаются в защите от перенапряжений, обусловленных любыми сбоями

источника питания. Дополнительные компоненты на Рисунке 1 расширяют управляющие функции микросхемы IC₁, гарантируя, что V_{IN} подключится к V_{SAFE} только тогда, когда значение V_{IN} находится в установленных пределах. Устройство защищает схемы, подключенные к выводу V_{SAFE}, от переходных процессов на шине питания и повреждения повышенным напряжением. Супервизор питания IC₁ выдает сигнал сброса, задержанный более чем на 100 мс, всякий раз, когда V_{IN} падает ниже порога сброса, точно установленного в процессе изготовления микросхемы. Имеется возможность выбора других версий супервизора LM3722 (IC₁) с пороговы-

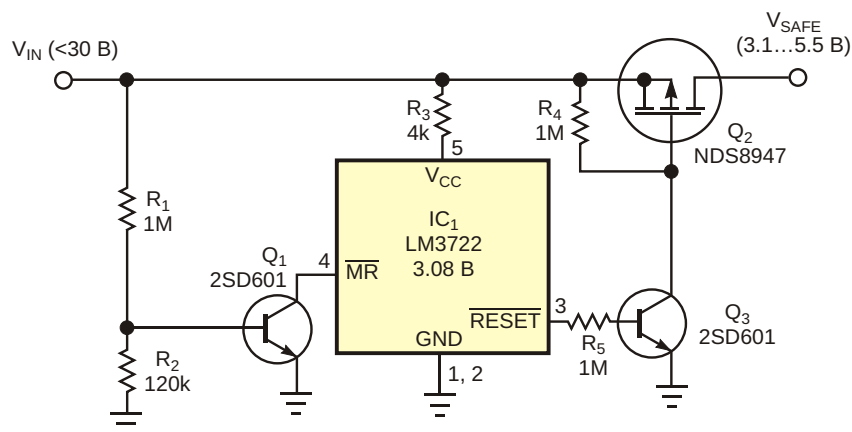


Рисунок 1. В такой конфигурации супервизор питания LM3722 подключает к чувствительным микросхемам только безопасные напряжения.

ми напряжениями сброса 2.32 В или 4.63 В. Можно также использовать вход $\overline{MR}$ для ручного формирования сигнала сброса.

В этом приложении для управления ключом Q_2 используется задержанный сигнал сброса микросхемы IC₁. Задержка дает гарантию, что при подключении к V_{SAFE} напряжение V_{IN} будет уже стабильным. Транзистор Q_3 инвертирует и изолирует сигнал сброса микросхемы IC₁, управляющий затвором Q_2 . Резистор R_4 задает смещение транзистора Q_2 , а R_5 ограничивает базовый ток Q_3 . Используя транзистор Q_1 в качестве недорогого коммутатора, включающегося при 0.6 В, резистивный делитель R_1 и R_2 устанавливает порог перенапряжения в соответствии с формулой

$$V_{OV} = V_{BE1} \frac{R_1 + R_2}{R_2}.$$

где

V_{OV} – порог перенапряжения (максимально допустимое напряжение на клемме V_{SAFE});

V_{BE1} – напряжение база-эмиттер транзистора Q_1 .

Нагрузкой транзистора Q_1 служит внутренний 22-килоомный резистор на входе $\overline{MR}$ микросхемы IC₁. Типичный разброс напряжений V_{BE1} транзистора Q_1 и его температурный коэффициент составляют $\pm 10\%$ и -2 мВ/°C,

Таблица 1. Температурный гистерезис напряжения V_{SAFE}

V_{SAFE}		0 °C	25 °C	50 °C
Вкл. (В)	Увеличение V_{IN}	3.2	3.2	3.2
Выкл. (В)	Увеличение V_{IN}	6.1	5.5	4.9
Вкл. (В)	Уменьшение V_{IN}	6	5.4	4.8
Вкл. (В)	Уменьшение V_{IN}	3.1	3.1	3.1

соответственно. Точная установка порога перенапряжения подбором сопротивления R_2 практически компенсирует ошибку, вносимую V_{BE1} . В Таблице 1 показаны типичные уставки напряжений для разных температур. Если возникнет необходимость еще большего уменьшения ошибки, можно заменить транзистор Q_2 компаратором и источником опорного напряжения. При задании диапазона допустимых значений V_{IN} от 3.1 до 5.5 В схема потребляет всего 16 мкА. Общий ток, протекающий через узлы R_1 и R_4 , составляет 5 мкА, и 6 мкА протекают через R_3 . Резистор R_3 защищает микросхему IC₁, ограничивая ток до уровня менее 6 мА при высоких напряжениях V_{IN} . Типовой ток 6 мкА, идущий в микросхему IC₁ через резистор R_3 , увеличивает порог перенапряжения на 24 мВ. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM3722](#)
2. [Datasheet SeCoS 2SD601A](#)
3. [Datasheet Fairchild NDS8947](#)

Простая «прозвонка» – 2



Бабанин В., Красноярский край

*Достоинство – простота.
Недостаток – не работает.
Уляшинский С. 1988 г.*

В журнале РадиоЛоцман №10 за 2016 г. [1] была опубликована схема звукового тестера. Пользователи по тону сигнала приблизительно могли определить порядок сопротивления проверяемой цепи от 0 до 100 кОм. Кому-то это, возможно, пригодилось. Однако читатели, обсуждая на форумах предложенную схему, справедливо отмечали ее бесполезность при реальной проверке монтажа, где требуется хорошее разрешение в области малых и низких сопротивлений. Получить такое при токе через измерительную цепь около 30 мкА, как это заложено в обсуждаемой схеме, невозможно. Но кто мешал нам увеличить этот ток?

На Рисунке 1 приведена модернизированная схема, которая нивелирует присущие ей недостатки, сохраняя все ее достоинства. Ток в измеряемой цепи теперь можно выбирать, сдвигая тем самым верхний порог измеряемого сопротивления.

В известную схему введен резистор R3. При R3 = 39 кОм прозвонка уже не реагирует на резистор 5 кОм, при R3 = 20 кОм порог около 1 кОм. Становится возможным по тону отличать сопротивления в этой области. Пример: 0/10 Ом/100 Ом – 342/257/22 Гц. Еще... На диапазон 0-50 Ом проверяемой цепи приходится 7 нот! Не все мы музыканты, но тре-

нировать слух никогда не вредно. Для справки: все рекомендуемые участниками вышеупомянутых форумов схемы прозвонки работают по принципу компараторов с «писком» и не могут отличить вариации сопротивления проверяемых цепей, но этого от них не требовалось.

Остальная схема выполняет свои функции, как описано в публикации. Громкость регулируется R2, начальная частота зависит от номинала конденсатора и тока зеркала (R1). На величину тока в измеряемой цепи нет ограничений, но слишком большой заставит часто менять батарейку. При напряжении питания 1.5 В громкость явно недостаточна, но кто нам мешает увеличить его?

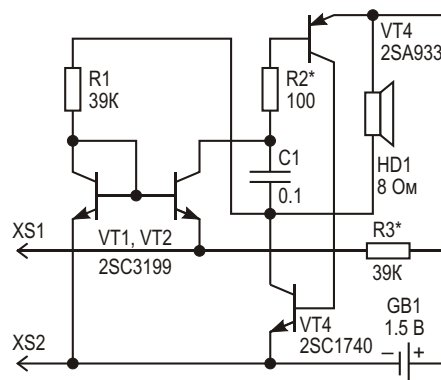


Рисунок 1. Схема с доработкой.

R3 номиналом 5 кОм позволит человеку, которому «медведь наступил», отличить резистор 10 Ом от 12 Ом на слух. Верхний порог – около 200 Ом. Интересно, что теперь скажут те же участники. Возможно, придется дорабатывать схему по новым рекоменда-

циям или найдется область, где ПП будет востребована. **РЛ**

Ссылка

1. Бабанин В. [Простая «прозвонка»](#)

Универсальное устройство на микроконтроллере для проверки якоря и статора электроинструмента



Шелевой К. Д., г. Томск

После поступления электроинструмента в ремонт задача №1 – определить, что сломалось. Как правило, инструмент выходит из строя из-за гибели якоря или статора или обоих сразу в результате зверской эксплуатации. Основных неисправностей при этом имеется две: 1 – КЗ обмотки (якоря или статора), 2 – обрыв обмотки. Известен еще ряд неисправностей, например КЗ обмотки на корпус, но она элементарно обнаруживается тестером, а другие требуют для обнаружения применения спектрального анализа (!), поэтому мы их обсуждать не будем. Применение микроконтроллера значительно упрощает и ускоряет процесс поиска неисправности.

Понятно, что чем проще и быстрее обнаруживается дефект, тем меньше стоимость ремонта и, соответственно, выше привлекательность ремонтника для потребителя.

1. Способы обнаружения КЗ

Рассмотрим способы обнаружения КЗ обмотки якоря или статора. Их известно как минимум четыре:

1.1. Поконтактная проверка сопротивления обмоток омметром. Проводится последовательное измерение сопротив-

ления на клеммах коллектора, требующее больших затрат рабочего времени. Закороченная катушка дает значение сопротивления, близкое к нулю.

1.2. Метод переменного электромагнитного поля дросселя. Дроссель изготавливается (как правило, кустарно) из большого Ш-образного или тороидального трансформатора. Тестируемый якорь размещается в конусе дросселя и вращается на 360°. При совмещении паза якоря, в котором имеется КЗ, со щелью в магнитопроводе дросселя слышен гул или дребезг. Размеры и вес прибора не для ботаника, посмотрите на образцы в YouTube. КЗ статора этим прибором определить нельзя.

1.3. Тот же метод, модифицированный для ботаника: прибор ИКЗ (ИКЗ-2, ИКЗ-3 и т.д.), широко применяемый ныне в ремонте электроинструмента. Вращая якорь, проверяют обмотки в пазах магнитопровода. Если в пазу нет КЗ, ЭДС мала, и горит зеленый светодиод. Если КЗ есть, наводится большая ЭДС, и горит красный светодиод. Очень удобный прибор тем, что, во-первых, – маленький и легкий, во-вторых, – малопотребляющий, в-третьих,

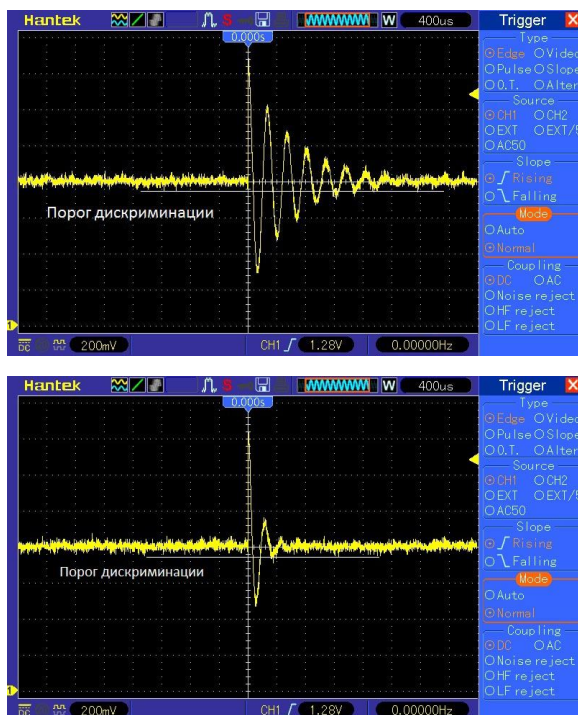


Рисунок 1. Вверху – исправная индуктивность. Внизу – КЗ.

– можно проверять как якоря, так и статоры на КЗ. Один недостаток: прибор обрыв обмотки не обнаруживает, то есть, если КЗ он не обнаружил, то это еще не значит, что якорь/статор нормальный. (См. описание Таблицы 1).

1.4. Метод счета звона. Предыдущие способы предполагают вращение якоря на 360° . Можно установить факт КЗ одним измерением в одном положении якоря, зная, что добротность нормальной индуктивности и дефективной с КЗ различаются в разы. На Рисунке 1 приведены два таких случая.

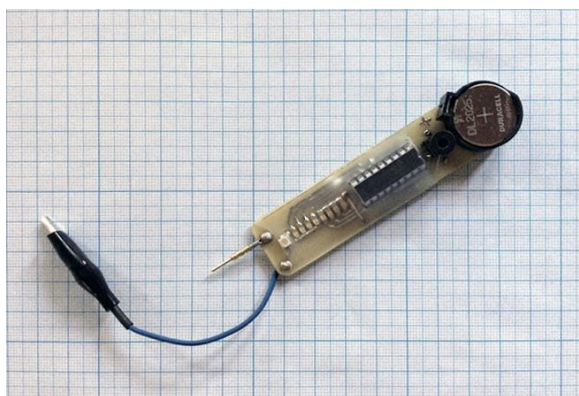


Рисунок 2. Прибор для проверки КЗ индуктивности, реализующий метод счета звона.

После возбуждения LC-контура прямоугольным импульсом, контур некоторое время будет «звенеть». Этот звон можно подсчитать и сделать вывод о добротности контура, а значит, о наличии или отсутствии КЗ.

На Рисунке 2 приведен внешний вид прибора, реализующего этот метод. Он собран на PIC микроконтроллере (МК), который попался под руку, потребляет очень небольшой ток от батарейки CR2032 и позволяет измерять КЗ не только якорей электроинструмента, но и любых других индуктивностей в широком диапазоне – от радиоконтуров (мкГн) до трансформаторов на железе (Гн). Линейка светодиодов показывает состояние проверяемого контура: горит первый светодиод – обрыв (нет колебаний), 2-3 светодиода – КЗ, 7-8 – нормальный контур. Между ними – в зависимости от псевдорезонанса, в том числе, и для взаимосвязанных. Проверка якоря происходит путем подключения контактов прибора к диаметрально противоположным ламелям коллектора.

Прибор имеет время измерения в разы меньшее, чем у предыдущих, буквально секунды, проверяет КЗ и якоря, и статора, имеет малые габариты.

2. Обнаружение обрыва

Если обнаруживается КЗ, то на этом объекте (якоре, статоре, индуктивности) можно ставить крест: на выброс, в ремонт или на замену. Статор или индуктивность еще можно перемотать. А вот якорь – в 99% замена; мастеров, могущих перемотать якорь – раз-два и обчелся. А на заводах загигают такую цену, что дешевле купить два новых. А вот если КЗ не обнаружено, то необходимо сделать еще одну проверку: а нет ли обрыва в якоре или статоре?

Тут методов обнаружения меньше.

2.1. Тем же омметром, что и в п.1.1., последовательно измеряется сопротивление обмоток якоря на соседних клеммах коллектора как при поиске КЗ. Если в i -й обмотке обрыв, на соответствующих контактах коллектора будет сопротивление не данной обмотки, а суммы всех обмоток вокруг якоря, т.е. более чем в 10 раз боль-



Рисунок 3. Контроль постоянства половины обмоток якоря авометром.

шее. Работа нудная: результат i -го измерения нужно запомнить и сравнить с $i+1$ -м измерением; кроме того, для обследования всех обмоток якоря требуется значительное время.

2.2. Контроль постоянства сопротивления половины обмоток якоря. В отличие от поконтактной проверки, здесь величина сопротивления половины обмотки якоря не доли ома, а единицы и десятки ом, что упрощает измерение. В нормальной обмотке при вращении якоря (см. Рисунок 3) показания омметра изменяются на незначительную величину, определяемую разницей сопротивлений секций полуобмотки. А вот при обрыве величина сопротивления возрастает до мегаом. Прокручивая якорь, нужно внимательно следить за показаниями и фиксировать большие отклонения. Мороки, конечно, меньше,

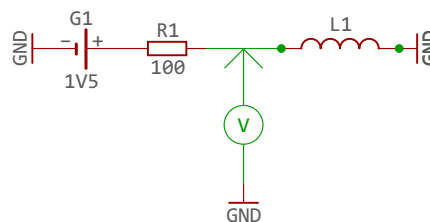


Рисунок 4. Контроль напряжения делителя авометром. $L1$ – проверяемая индуктивность. Если в индуктивности обрыв, авометр фактически подключен к источнику питания.

чем в предыдущем способе, но вполне достаточно, чтобы прозвонить обрыв.

2.3. Контроль напряжения делителя. Обмотка якоря включается последовательно с резистором и источником питания, например, батареей 1.5 В (Рисунок 4). Вращаем рукой якорь и наблюдаем изменения напряжения на вольтметре аналогично контролю сопротивления (п. 2.2.). При отклонении показаний на 20 – 25% или больше делаем вывод о наличии обрыва/обрывов. Здесь тоже нужно следить за показаниями и вычислять эти самые проценты. Кроме того, схема хоть и простая, но ее надо собирать, паять. Зато по этой схеме просто делается полуавтоматический тестер на МК (см. далее).

Исследование якорей описанными методами проводилось на имеющихся у автора семи разной степени убитости якорях и двух статорах.

Результаты испытаний сведены в Таблицу 1. Здесь: колонка 1 – от какого инструмен-

Таблица 1. Результаты измерений

№	Прибор Якорь	Тест КЗ (ИКЗ магнитный)	Тест КЗ (ИКЗ на МК, счет звона, позиция светодиода)	Тест КЗ омметром поконтактно	Тест обрывов омметром, диагональные контакты	Тест КЗ и обрывов на микроконтроллере	
						КЗ (звон)	Обрыв
1	Электрорубанок P2-82 620 Вт	4 паза	1	0.1 – 3.7 кОм	9 Ом – 3.9 кОм	1	«О»
2	Электрорубанок рубанок BFB-710	2 паза	1	0.3 – 0.6 Ом	0.8 – 3.1 Ом	1	«О»
3	Болгарка Sparky 600 Вт	нет	1 – 5	0.8 Ом –	8.5 Ом –	4	«О»
4	Болгарка Sparky 600 Вт	нет	8	0.8 Ом	4.6 Ом	7	«Н»
5	Ленточная шлифмашина BBS 720 Bavaria	2 паза	3	0.3 – 36 Ом	0.8 – 28 Ом	3	«О»
6	Электроинструмент неидентифицируемый	нет	3 – 5	0.1 Ом –	2.2 Ом –	3	«О»
7	Перфоратор Sparky BPR 261E 820 Вт	нет	1	0.6 Ом –		1	«О»
						После ремонта 4	«Н»

та якорь. Колонка 2 – результат проверки на КЗ магнитным прибором типа ИКЗ (п.1.3.). Колонка 3 – проверка КЗ счетом звона (п.1.4.): светодиод 1-я позиция – нет обмотки или обрыв (зависит от взаимоположения щупов и точки/точек обрыва, поэтому результат неоднозначный для якорей); 2, 3 – КЗ; больше 4 – КЗ нет. Колонка 4 – поконтактный поиск КЗ измерением сопротивления секции обмотки якоря авометром. Гуляние величины сопротивления говорит о наличии КЗ или обрыва. У исправного якоря, строка 4, сопротивление всех обмоток постоянное. Колонка 5 – контроль стабильности сопротивления половины обмотки. Гуляние величины сопротивления – то же самое. Колонка 6 – контроль обоих параметров (КЗ и обрыв) одним универсальным прибором (Рисунок 5). Показания семисегментного индикатора при проверке КЗ (счет звона): 1 – нет обмотки или обрыв, см. выше; 2, 3 – КЗ; 4 и более – КЗ нет.

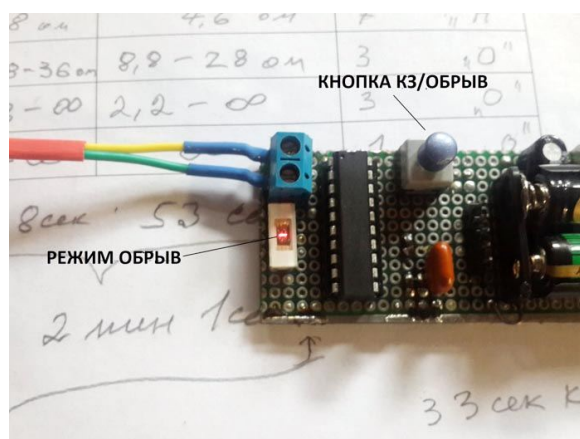


Рисунок 6. В режиме проверки обрыва мигает знак «—» на индикаторе.

Если на первом этапе КЗ не обнаружено, переход к проверке обрыва универсальным прибором происходит нажатием кнопки «КЗ/Обрыв». При этом на индикаторе мигает знак «—» (Рисунок 6). Вращаем якорь в зажиме до тех пор, пока на индикаторе не загорится «О» – обрыв обнаружен, или «Н» – обмотка нормальная, обрыва нет. При этом ничего запоминать, вычислять или сравнивать в уме не надо, всё делает МК. Если полученный i -й результат больше или меньше предыдущего на 20%, это значит в обмотке имеется обрыв/обрывы или пониженное межвитковое сопротивление (еще не КЗ или еще не обрыв)

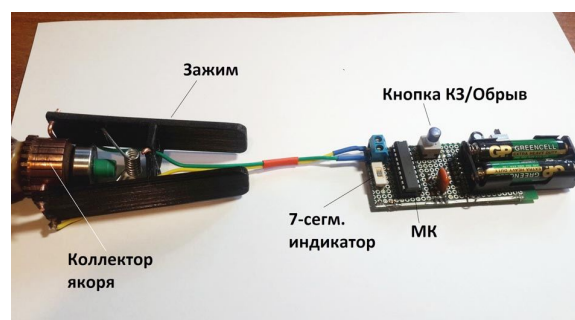


Рисунок 5. Универсальный прибор на микроконтроллере, проверяющий и КЗ, и обрыв.

из-за, например, подгоревшей изоляции проводов обмотки или уменьшения диаметра оплавленного проводника. Это считается скрытым дефектом (который этот прибор способен обнаружить) и на индикаторе горит «О». Если в обмотке «чистый» обрыв, на входе АЦП МК присутствует напряжение питания, см. п. 2.3., а не напряжение делителя $R1/R_{L1}$. В этом случае на индикаторе видим «О» – обрыв.

Как видим, полученные разными способами результаты хорошо коррелируют друг с другом. Время поиска прибором КЗ сокращается в 4-7 раз, обрыва – в 2 раза.

Обратим внимание на строку 7 – якорь перфоратора Sparky, имеющий заводской дефект: зажимы ламелей коллектора при сборке (обжиге) перерезали концы проводов обмоток (8 ламелей), поэтому в последнем столбце таблицы показания «1»/«О» – обрывы зафиксированы двумя способами. Вспомним для метода счета звона: «1» появляется, когда «нет контура», т.е. есть в случае обрыва. После ремонта обнаруженных дефектов (припайка концов проводов обмотки к соответствующим ламелям) показания универсального прибора: «4» – нет КЗ, «Н» – нет обрыва. Перфоратор собран и нормально работает. Это редкий случай, когда удалось восстановить якорь без перемотки.

На Рисунке 7 приведена схема универсального прибора для обнаружения КЗ/обрыва якорей, статоров и индуктивностей.

Здесь клеммы Common/TP – вход испытываемой индуктивности. C3-C5 – емкости для измерения индуктивностей в трех диапазонах методом счета звона (п.1.4.); U1/R3 – узел измерения напряжения делителя (п.2.3.); S3 – переключатель режима КЗ/Обрыв.

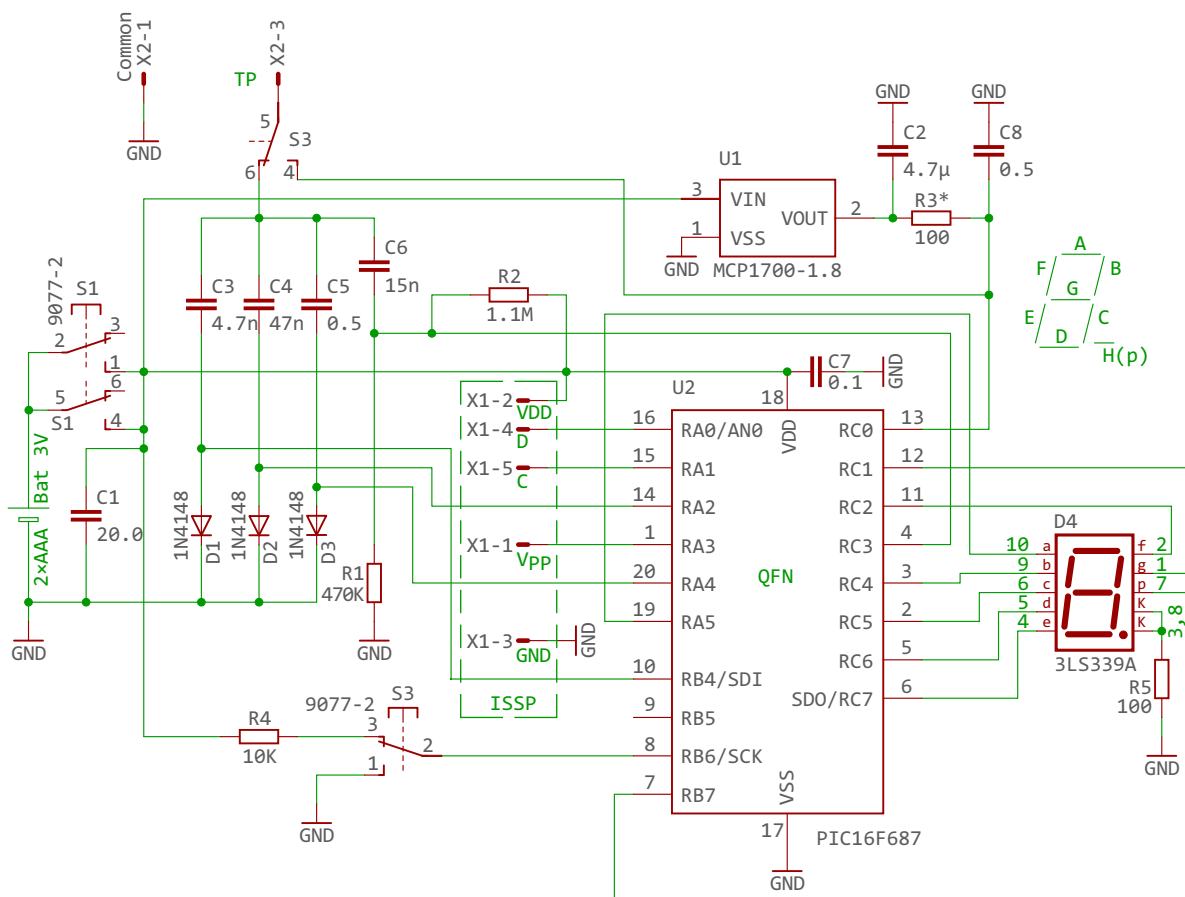


Рисунок 7. Принципиальная схема универсального прибора для проверки якоря и статора.

Универсальный прибор потребляет 11 мА в режиме проверки КЗ и 22 мА в режиме проверки обрыва. Питается микроконтроллер (3 В) от двух последовательных батареек AAA. [ПЛ](#)

Материалы по теме

1. Datasheet Microchip PIC16F687
2. Datasheet Microchip MCP1700

Загрузки

[Программа проверки якоря и статора электроинструмента. Прошивка микроконтроллера PIC16F687](#)



Простой цифровой вольтметр на ATtiny13



Бабанин В., Красноярский край

Предлагается проверить методику повышения точности АЦП на «копеечном» микроконтроллере (МК) ATtiny13. В журнале РадиоЛоцман №07-08 за 2020 г. [1] представлен цифровой вольтметр (ЦВ) с разрешением 18 бит, выполненный на базе «новейшего МК EFM8LB12, оснащенного высокоскоростным 14-разрядным SAR АЦП». Метод повышения точности хорошо описан и подтвержден автором в реальных испытаниях.

Если опираться на выводы вышеупомянутой публикации, повышение разрешающей способности 10-разрядного АЦП до 12 бит потребует оперировать с 16-битной разрядностью. Это необременительно даже для 8-разрядного ядра.

В свое время автор использовал цифровой вольтметр с двумя каналами на ATtiny13 [2, 3], в котором для повышения стабильности показаний использовалось усреднение по 64 отсчетам. Деление 16-разрядной суммы

на некий удобный коэффициент давало возможность отображать на дисплее напряжение до 40 В с разрешением в младшем разряде 10 мВ. Точность, естественно, оставалась паспортной для данной разрядности АЦП. Однако вольтметр стал более комфортен и информативен в работе, появилось доверие к младшему разряду.

Эта разработка оказалась очень удобной для изучения возможностей метода повышения разрядности АЦП по причине предельной простоты (Рисунок 1). В аппаратном плане из соображений доступности заменен только дисплей. Изменения в программе в основном коснулись обработки данных аналого-цифрового преобразования и драйвера индикатора.

Высокая частота преобразований, около 50 Гц на канал, обеспечивает необходимую передискретизацию. Суммируются последовательно каждые 8 10-разрядных результатов преобразования и отбрасывается самый младший бит. Получаем один 12-битный отсчет.

Эта операция называется прореживанием. 16 таких отсчетов суммируем и, как уже реализовано ранее, делим на удобный коэф-

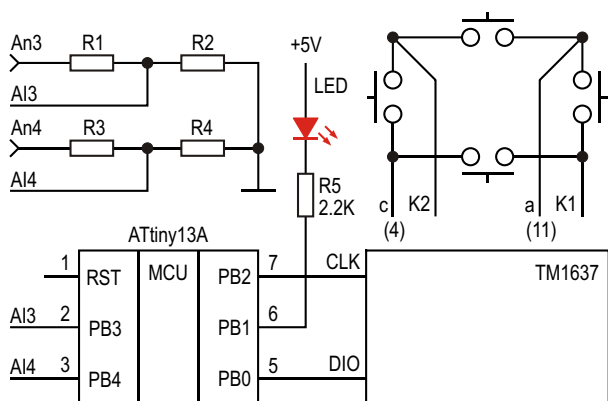


Рисунок 1. Схема двухканального цифрового вольтметра.

фициент, который учитывает делитель (или усилитель) напряжения на аналоговом входе МК. Можно назвать это усреднением с нецелым коэффициентом. Показания вольтметра после доработки программы не изменились, но поведение младшего разряда стало иным и субъективно лучше предыдущего. Может этому способствует то обстоятельство, что теперь текущее показание вольтметра строится на 128 элементарных измерениях, т.е. больше в два раза?

На многих интернет-площадках предлагаются 4-разрядные 7-сегментные светодиодные индикаторы на базе ИС ТМ1637. Обращает внимание невысокая цена индикаторов с двоеточием посередине, предназначенных для часов. Двух размеров 0.36/0.56", широкой гаммы цветов, удобного двухпроводного интерфейса и возможности подключить несколько кнопок более чем достаточно, чтобы выбрать этот дисплей для вольтметра. Небольшой размер программ обслуживания ТМ1637 (около 80 байт) позволяет применять недорогие АТtiny13 и строить на них измерители, которые превосходят по удобству и точности предлагаемые там же трехразрядные модули вольтметров.

Для управления ТМ1637 используется усеченный вариант шины I²C, в протоколе которого отсутствует адресация подчиненного устройства. Достоинством здесь является простой протокол и малые затраты программной памяти. Недостатком модуля оказалась низкая скорость обмена данными, но его несложно инвертировать. Каждый информационный вход имеет RC цепь с постоянной времени около 0.1 мс. В данном случае это ощутимо увеличивало время обновления и, хоть и немного, программную память. Уменьшая емкость конденсаторов, скорость передачи данных можно существенно увеличить. Без них модуль работает с микроконтроллером, тактируемым 10 МГц, без временных задержек в подпрограммах и обеспечивает обмен данными за 1 мс, в том числе и опрос состояния кнопок. С заклеенной крохотным кусочком черной изоляционной ленты верхней точкой и удаленными входными конденсаторами часовой индикатор использован в цифровом вольтметре (Рисунок 2).

Кнопки подключены по схеме, приведенной в техническом описании, проводники

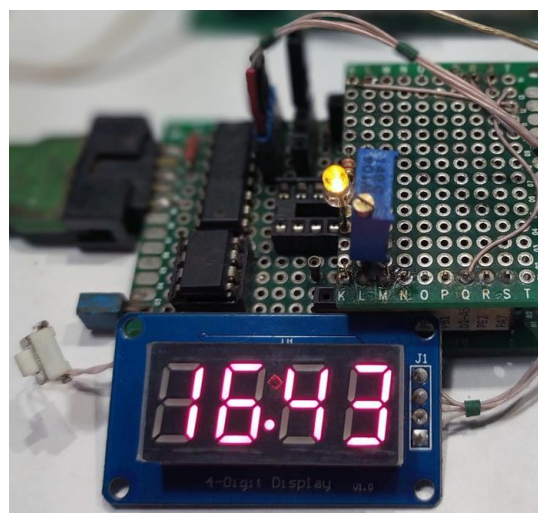


Рисунок 2. Макет вольтметра.

подпаяны к выводам индикатора и микросхемы модуля ТМ1637, которые обозначены на Рисунке 3. На схеме четыре кнопки (для расширения возможностей управления), но демонстрационной программе будет достаточно даже одной. Нажатие на любую из них зажигает/гасит светодиод и переключает канал вольтметра.

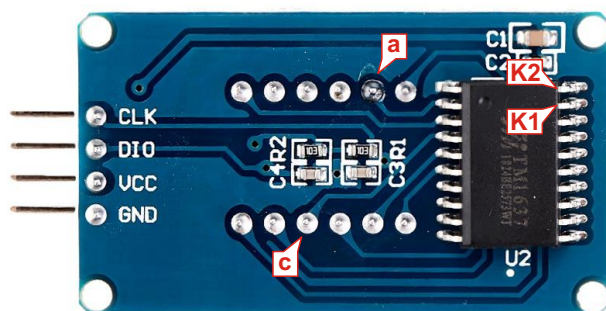


Рисунок 3. Подключение кнопок к модулю ТМ1637.

Настройку в любой точке шкалы можно выполнить, изменяя сопротивления в делителях и/или подбирая константы (Coef) в программе для каждого канала. Значение константы в исходнике (*vm05.asm*) и отношение сопротивлений резисторов $R1/R2 = 2.28$ определяют входное напряжение около 20 В. Делитель рассчитывается из условия не превышения напряжения питания на аналоговом входе МК (диоды на землю и на питание приветствуются). Максимальное напряжение на входе вольтметра желательно ограничить 40 В. Прог-

раммная память микроконтроллера использована наполовину и позволит при необходимости расширить возможности приборчика. Исходный текст на ассемблере и код для загрузки доступны. [РЛ](#)

Ссылки

1. Кузьминов А. [Цифровой вольтметр с повышенной разрешающей способностью](#).

2. Бабанин В. [Новые возможности последовательных интерфейсов ЖКИ](#).
3. Бабанин В. [Термостатирование элементов микроконтроллерных устройств](#).

Материалы по теме

1. [Datasheet Titan Micro Electronics TM1637](#)
2. [Datasheet Microchip ATtiny13](#)

Загрузки

[Исходный текст на ассемблере и код для загрузки в микроконтроллер](#)



Выпрямитель отслеживает положительные и отрицательные пики

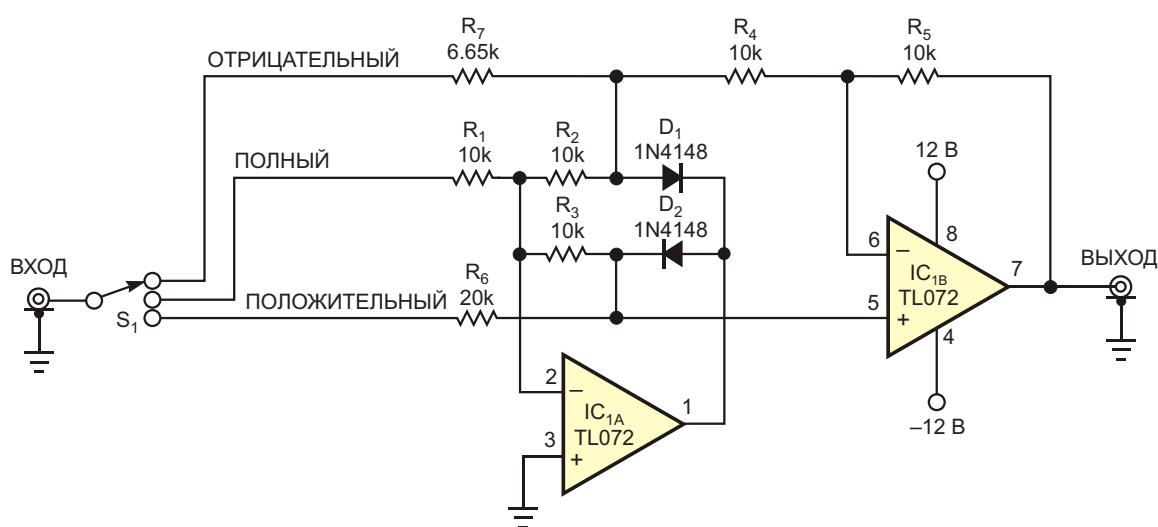
Harry Bissell Jr

EDN

Сигналы самой разной природы – от музыки до телеметрии – могут содержать неравные положительные и отрицательные пиковые амплитуды. Обычная схема «повторителя огибающей» может отслеживать неравные пики, но возможность выбора желаемой полярности пиков может повысить привлекательность схемы [1]. Схема на Рисунке 1 демонстрирует новый взгляд на классическую схему детектора абсолютного значения. Подача входного сигнала на R_1 (ПОЛНЫЙ) дает выходной сигнал, равный абсолютному значению входного сигнала. Подача входного сигнала на R_6 (ПОЛОЖИТЕЛЬНЫЙ) или R_7

(ОТРИЦАТЕЛЬНЫЙ) дает на выходе выпрямленные положительные или отрицательные полупериоды входного напряжения, соответственно. Все три режима работы иллюстрируются Рисунком 2.

Понять работу схемы очень просто, если учесть, что операционный усилитель IC_{1A} стремится поддерживать на своем инвертирующем входе напряжение, близкое к потенциалу земли. Например, подача -1 В на отрицательный вход схемы (R_7) устанавливает на аноде диода D_1 напряжение -333 мВ. Точно также на аноде диода D_2 , подключенного к выходу микросхемы IC_{1A} (вывод 1), устано-



ПРИМЕЧАНИЕ: КОНДЕНСАТОРЫ РАЗВЯЗКИ ПО ПИТАНИЮ НА СХЕМЕ НЕ ПОКАЗАНЫ.

Рисунок 1. Эту универсальную схему прецизионного выпрямителя можно использовать для восстановления положительных пиков, отрицательных пиков или обоих в двухполупериодном режиме.

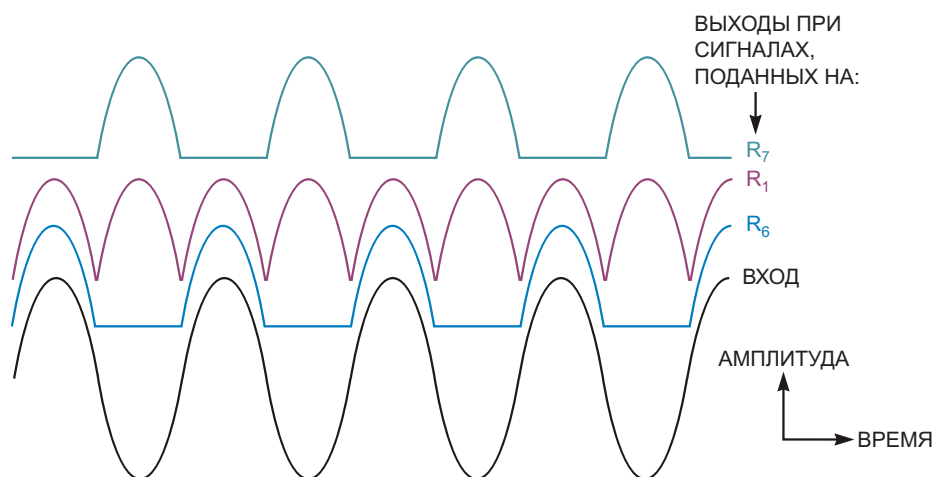


Рисунок 2. На этом графике показаны выходные сигналы схемы при синусоидальных напряжениях, подаваемых на входы ОТРИЦАТЕЛЬНЫЙ, ПОЛНЫЙ и ПОЛОЖИТЕЛЬНЫЙ, соответственно. Для удобства восприятия кривые смещены по вертикали.

вится напряжение 333 мВ. Поскольку потенциалы входов IC_{1A} зафиксированы на уровне 0 В, D_1 надежно смещен в обратном направлении и не влияет на работу схемы. Напряжение 333 мВ катода D_2 приложено также к неинвертирующему входу усилителя IC_{1B} (вывод 5), который должен сбалансировать свои входные потенциалы, установив на выходе (вывод 7) напряжение 1 В. Напряжение на инвертирующем входе (вывод 6) микросхемы IC_{1B} устанавливается равным 333 мВ. Падение напряжения на R_4 , таким образом, равно 666 мВ. Одна треть входного тока течет через последовательную цепочку резисторов R_2 и R_3 , а две трети – через R_4 . Чтобы получить единичное усиление, сопротивление резистора R_7 выбрано равным $(R_2 + R_3) \parallel R_4$.

При подаче на вход R_7 положительного напряжения выходной уровень IC_{1A} смещается в отрицательную область на величину одного прямого падения напряжения на диоде, удерживая потенциал анода D_1 на уровне земли. Диод D_2 смещен в обратном направлении, и потенциалы обоих входов IC_{1B} равны 0 В. Таким образом, выходное напряжение схемы равно 0 В. Подача входного напряжения на R_6 приводит к аналогичному результату. При положительном входном напряжении выходное напряжение положительно и равно входному, а при отрицатель-

ном входном напряжении на выходе будет 0 В. Влиянием входного сопротивления IC_{1B} можно пренебречь, поскольку оно крайне незначительно. Для установки единичного усиления сопротивление R_6 должно быть в два раза больше, чем R_3 .

Резисторы R_1 , R_2 , R_3 , R_4 и R_5 имеют одинаковые сопротивления и одинаковые допуски номиналов. Обратите внимание, что подключение IC_1 к источнику питания требует блокировочного конденсатора на землю, который на схеме не показан. Для минимизации ошибок используйте низкоимпедансный источник сигнала или дополните схему входным буфером. Для выбора входа в схеме можно использовать трехпозиционный галетный или перекидной тумблерный переключатель. Можно также для каждого входа использовать отдельные разъемы, но одновременно подключать к источнику сигнала не более одного. **РЛ**

Ссылки

1. Harry Bissell. [Универсальный точный выпрямитель обеспечивает двухполупериодный выходной сигнал](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL072](#)

Драйвер белых светодиодов с измерением тока в положительной шине питания

EDN

Белые светодиоды широко используются для подсветки цветных ЖК-экранов большинства портативных устройств, таких как сотовые телефоны, КПК и МРЗ-плееры. Несколько светодиодов часто соединяются последовательно, чтобы обеспечить равенство токов, протекающих через каждый светодиод. Для прямого смещения этих светодиодов от индуктивного повышающего регулятора, такого, например, как SP6690, подается

напряжение от 10 до 16 В. Однако белые светодиоды находятся на обратной стороне дисплея, тогда как повышающие регуляторы расположены на основной плате компьютера, и важно минимизировать количество межсоединений. Наилучшие результаты можно получить, если использовать дифференциальное измерение тока в положительной шине питания. В этом случае выход повышающего регулятора фактически представляет

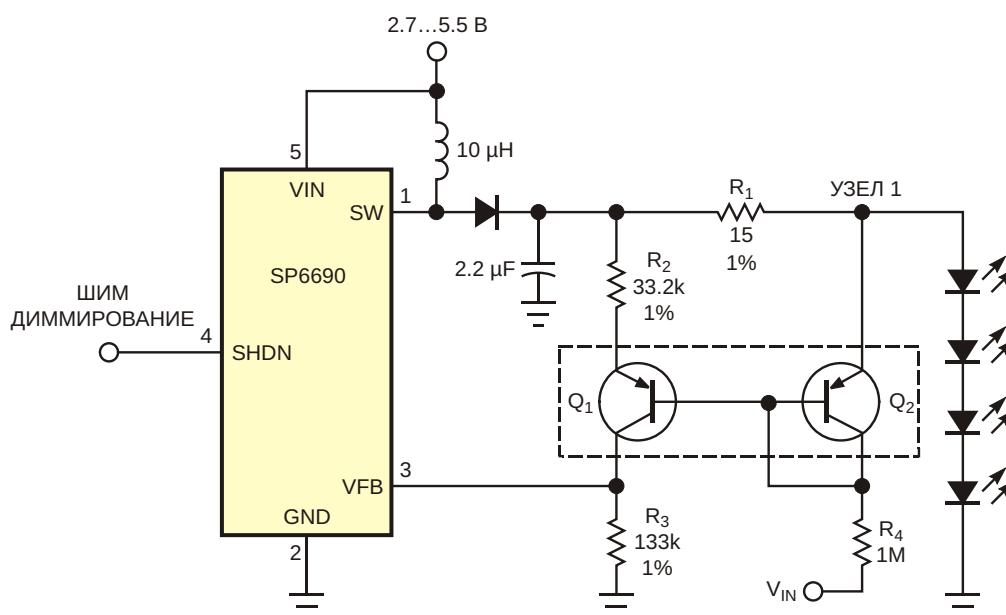


Рисунок 1. Для управления цепочкой белых светодиодов эта схема обеспечивает измерение тока в положительной шине питания.

собой высоковольтный источник тока. Конечно, светодиоды в какой-то точке должны подключаться к земле, но где именно они подключаются – неважно. Например, локальной землей может быть сам дисплей. Такой подход позволяет реализовать «однопроводное» подключение. Воплощение этой идеи демонстрирует простая схема на Рисунке 1.

R_1 используется в качестве токоизмерительного резистора. Включенный диодом транзистор Q_2 смещает уровень напряжения в Узле 1 и передает его на базу Q_1 . Эти транзисторы выпускаются в общем корпусе и обеспечивают малый разброс напряжений V_{BE} (база-эмиттер) при работе с одинаковыми токами. Поскольку значения V_{BE} очень близки, эмиттер транзистора Q_1 находится под тем же напряжением, что и Узел 1. В результате напряжение на резисторе R_2 соответствует падению на R_1 и генерирует ток эмиттера Q_1 , равный V_{R1}/R_2 , где V_{R1} – падение напряжения на R_1 . Этот ток идет в коллектор транзистора Q_1 и создает падение напряжения на резисторе R_3 . Повышающий преобразователь SP6690 поддерживает напряжение на резисторе R_3 , равным 1.22 В – напряжению внутреннего опорного источника микросхемы. R_4 задает ток смещения для транзистора Q_2 .

Выбранное сопротивление резистора R_4 позволяет сделать коллекторные токи Q_1 и Q_2 одинаковыми. Рассчитать сопротивление R_1 можно по следующей формуле:

$$R_1 = R_3 \frac{V_{OUT}}{1.22} \frac{V_{IN}}{V_{BE}},$$

где V_{OUT} – суммарное прямое падение напряжения на всех светодиодах. Выходной ток равен

$$I_{OUT} = \frac{0.3 \text{ A}}{R_1}.$$

В схеме на Рисунке 1 выходной ток I_{OUT} установлен равным 20 мА, но, выбрав другое сопротивление резистора R_1 , этот ток можно изменить. Обратите внимание, что R_4 можно подключить земле, но вместо этого он подключен к V_{IN} . Такое включение исключает прохождение тока покоя через резистор и Q_1/Q_2 , когда SP6690 находится в режиме отключения. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Sipex SP6690](#)
2. [Datasheet Diodes MMDT3906](#)

Простая схема ШИМ для управления яркостью светодиодов сигналом постоянного тока

Ahmad Ayar, Maxim Integrated Products

Electronic Design

Для управления яркостью свечения светодиодов схема драйвера может подавать в них импульсы тока с регулируемым коэффициентом заполнения (широтно-импульсная модуляция – ШИМ). ШИМ управление использует

тот факт, что при более высоких уровнях тока светоотдача светодиода выше для заданного уровня рассеиваемой мощности (температуры). Таким образом, питание светодиода широтно-модулированным током обеспечи-

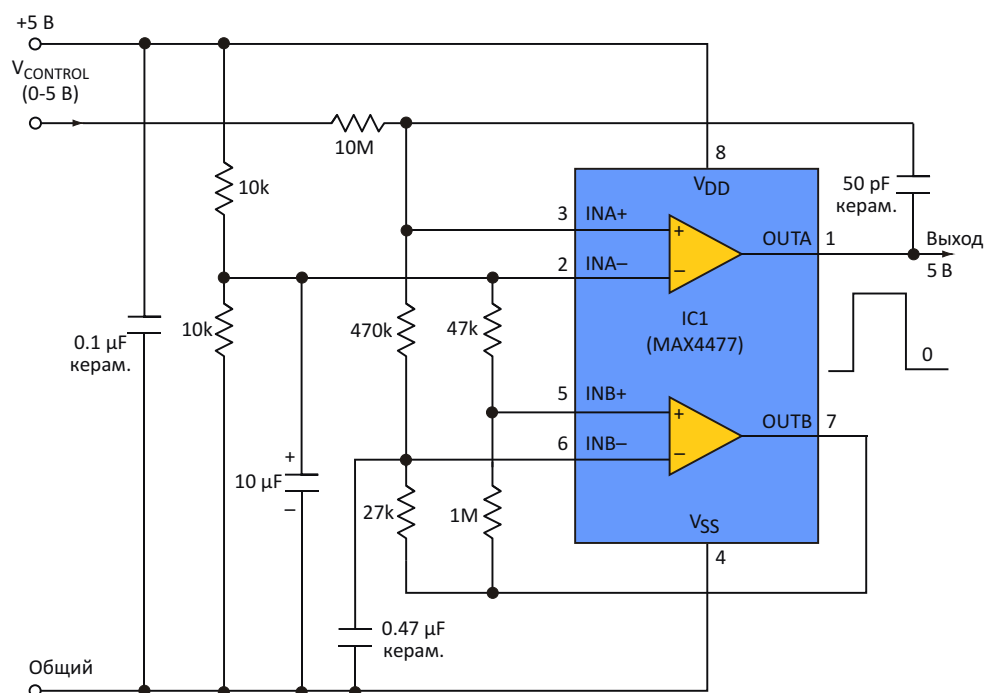


Рисунок 1. Эта схема преобразует постоянное напряжение 0...5 В в 500-герцовый ШИМ сигнал, пригодный для управления светодиодами.

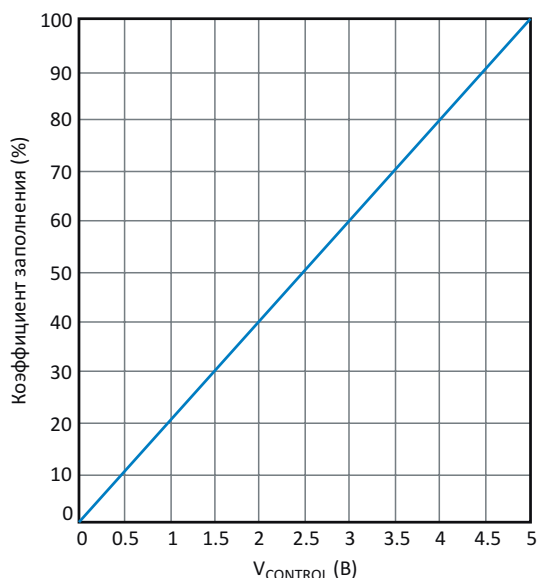


Рисунок 2. График зависимости коэффициента заполнения от управляющего напряжения показывает, что нелинейность схемы составляет порядка 2%.

вает среднюю мощность, эквивалентную мощности при управлении постоянным током, но с более высоким рабочим током и большей светоотдачей.

Даже если имеющийся в распоряжении разработчика сигнал управления представляет собой постоянное напряжение с изменяемым уровнем, можно реализовать ШИМ-регулирование с помощью несложной схемы, обеспечивающей предсказуемое поведение и хорошую линейность. Схема, состоящая из двух компараторов, сделанных на основе микросхемы сдвоенного операционного уси-

лителя и нескольких внешних компонентов, вырабатывает ШИМ-сигнал частотой 500 Гц с нелинейностью 2% и коэффициентом заполнения, регулируемым от 0% до 100% с использованием управляющего сигнала 0...5 В (Рисунок 1).

Компаратор «В» включен генератором, работающим на частоте 500 Гц. На его неинвертирующем входе формируются треугольные импульсы с амплитудой, составляющей примерно одну десятую от напряжения питания. Компаратор «А» сравнивает треугольные импульсы с управляющим сигналом постоянного тока и генерирует на выходе ОУТА сигнал ШИМ. Генератор ШИМ и формирователь управляющих сигналов должны работать от общего источника питания +5 В.

Частоту генерации (f) можно настраивать, изменяя емкость конденсатора C в формуле

$$f = \frac{6345}{RC},$$

где R выражается в килоомах, C – в микрофарадах, а f – в килогерцах. Чтобы в нашем примере получить частоту 500 Гц, надо выбрать $C = 0.47$ мкФ и $R = 27$ кОм.

На Рисунке 2 показан график зависимости коэффициента заполнения импульсов ШИМ от уровня постоянного управляющего напряжения. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4477](#)

Схема биполярного ограничителя с регулируемым порогом

Pautasso Luciano

EDN

Самый простой способ ограничить сигнал на заданном уровне – это использовать два встречно включенных стабилитрона. Но у этого метода есть несколько недостатков. Точность ограничения зависит от разброса параметров стабилитронов, а единственным способом регулировки порогов является замена диодов.

Схема на Рисунке 1 представляет собой биполярный ограничитель с диапазоном входных напряжений от ± 1 до ± 10 В, уровень ограничения которого управляется входным сигналом V_{CLAMP} . Операционные усилители IC_{1A} , IC_{1B} и IC_{3A} включены буферами с единичным усилением. IC_{2A} ограничивает сигналы положительного уровня, а IC_{2B} отрица-

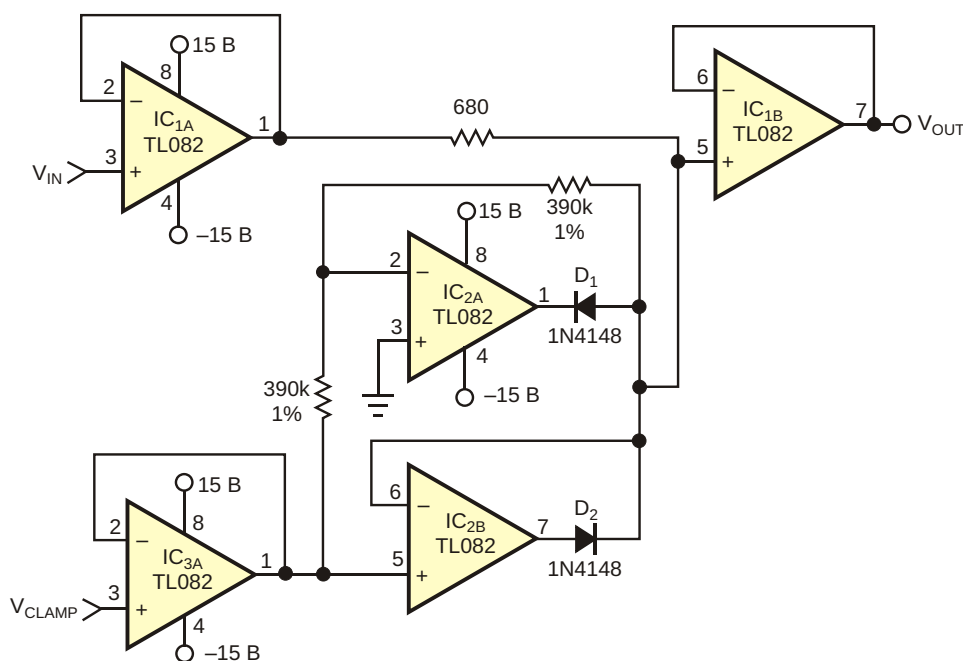


Рисунок 1. Эта схема обеспечивает ограничение входного сигнала в диапазоне, регулируемом от ± 1 В до ± 10 В.

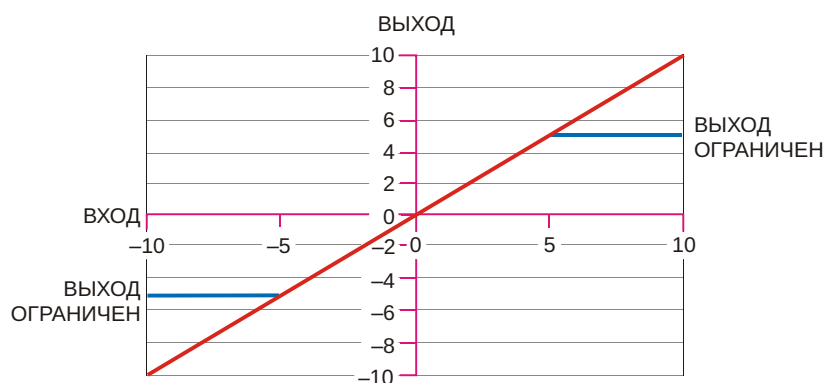


Рисунок 2. При напряжении V_{CLAMP} , равном -5 В , выходной сигнал надежно ограничивается на уровнях $\pm 5\text{ В}$.

тельного. На Рисунке 2 показана передаточная функция схемы при $V_{CLAMP} = -5\text{ В}$. V_{CLAMP} можно изменять в диапазоне от -1 до -10 В и тем самым изменять уровень ограничения. Если входное напряжение V_{IN} находится в диапазоне между $-V_{CLAMP}$ и $+V_{CLAMP}$, тогда $V_{OUT} = V_{IN}$. Если V_{IN} превышает V_{CLAMP} , тогда $V_{OUT} = V_{CLAMP}$.

Чтобы объяснить, как работает схема, представим себе четыре случая с четырьмя значениями V_{IN} . В сущности, схема работает в двух режимах: в линейном, в котором диоды D_1 и D_2 заперты, и в режиме ограничения, в котором диоды открыты. В Таблице 1 приведены результаты измерений для четырех случаев. В Случае А входное напряжение равно 7 В , диод D_1 проводит ток, а диод D_2

Таблица 1. Результаты измерений в режимах ограничения и в линейных режимах

Случай	V_{IN} (В)	V_{OUT} (В)	Режим
А	7	5	Ограничение
В	3	3	Линейный
С	3	3	Ограничение
Д	7	5	Линейный

закрыт. Петля обратной связи микросхемы IC_{2A} поддерживает напряжение на аноде D_1 , равным 5 В , а на выходе IC_{2A} , соответственно, 4.4 В . В Случаях В и С оба диода заперты. В Случае Д диод D_2 открыт, а D_1 закрыт. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL082](#)

Зарядовый насос с ультранизким током покоя

Greg Sutterlin

EDN

Портативные устройства с батарейным питанием часто проводят большую часть своей жизни в режиме ожидания, в котором ток покоя внутреннего повышающего преобразователя постоянно разряжает аккумулятор. Ток, потребляемый в режиме ожидания, может быть больше фактического тока нагрузки. Хотя некоторые индуктивные преобразователи способны обеспечить максимальный ток покоя менее 10 мкА, разработ-

чики конструкций, к которым предъявляются требования искробезопасности и невысокой стоимости, обычно предпочитают регулируемые зарядовые насосы. Стандартные микросхемы регулируемых зарядовых насосов с выходным током не менее 10 мА имеют типичные минимальные токи покоя от 50 до 100 мкА. Если такой уровень тока покоя неприемлем, можно уменьшить его общее среднее значение, добавив схему, которая

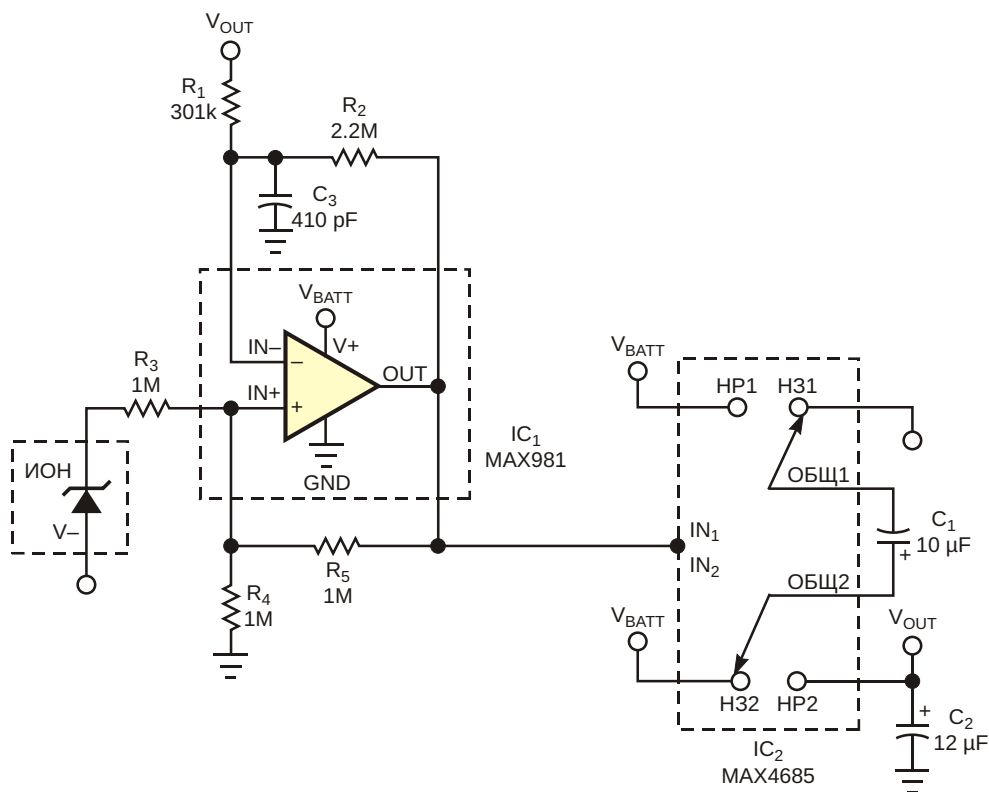


Рисунок 1. Для достижения ультранизкого тока покоя в этой схеме зарядового насоса используется аналоговый коммутатор.

удаленно контролирует регулируемое напряжение и переключает зарядовый насос в режим ожидания и обратно. Однако если требуется, чтобы ток статического режима был менее 10 мкА, такой подход может не обеспечить достижения желаемого результата. Появление аналоговых коммутаторов с низкими сопротивлениями, а также компараторов и источников опорного напряжения (ИОН) со сверхнизким потреблением тока делает возможным создание схемы зарядового насоса, максимальный ток покоя которого составляет примерно 7 мкА (Рисунок 1).

Для передачи энергии от плавающего конденсатора к накопительному в зарядовых насосах используется связь по переменному току. Плавающий конденсатор сначала заряжается через аналоговые ключи до уровня V_{BATT} , а затем через другие аналоговые ключи энергия передается накопительному конденсатору, связанному с V_{OUT} . После этого плавающий конденсатор вновь заряжается, и цикл повторяется. При идеальных аналоговых коммутаторах с нулевыми потерями напряжение V_{OUT} равно удвоенному напряжению V_{BATT} . Однако, ожидаемым образом, из-за конечного сопротивления открытых аналоговых коммутаторов выходной уровень падает пропорционально току нагрузки. Базовая схема регулируемого зарядового насоса на Рисунке 1 содержит генератор, несколько аналоговых переключателей, источник опорного напряжения и компаратор. Компаратор выполняет функции монитора напряжения и генератора. Когда схема находится в режиме регулирования, уровень напряжения на выходе компаратора низкий, и НЗ (нормально замкнутые) переключатели остаются замкнутыми, позволяя C_1 зарядиться до V_{BATT} . Когда напряжение V_{OUT} падает ниже порога регулирования выхода (в данном случае 3.3 В), уровень выходного сигнала компаратора становится высоким. НР (нормально разомкнутые) ключи замыкаются, предавая заряд C_1 в C_2 . Этот цикл повторяется до тех пор, пока V_{OUT} не вернется к нормальному уровню.

Резисторы R_3 и R_5 обеспечивают гистерезис, необходимый для возникновения генерации. Их сопротивления 1 МОм, с одной стороны, создают достаточный гистерезис, а с другой стороны, минимизируют нагрузку на V_{BATT} . При изменении состояния выхода компара-

тора резистор обратной связи R_5 создает гистерезис, смещая порог, установленный на неинвертирующем входе компаратора. Для показанных на схеме сопротивлений резисторов при номинальном выходном напряжении ИОН IC_1 , равном 1.182 В, и напряжении $V_{BATT} = 3$ В порог V_{IN+} изменяется между $V_{IN+}(LOW) = 0.39$ В и $V_{IN+}(HIGH) = 1.39$ В. Когда схема находится в режиме регулирования, V_{IN-} слегка превышает V_{IN+} , выходной уровень компаратора низкий, на делитель R_1 - R_2 подается напряжение V_{OUT} , и пороговое напряжение V_{IN+} на входе $IN+$ компаратора низкое (0.39 В). Для случая, когда $V_{IN+} = 0.39$ В, сопротивления R_1 и R_2 можно рассчитать на основании следующей формулы:

$$V_{IN} = V_{OUT} \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Чтобы минимизировать нагрузку на шину V_{BATT} , сумма сопротивлений $R_1 + R_2$ должна быть больше 1 МОм. Если $V_{OUT} = 3.3$ В и $R_2 = 2.2$ МОм, расчетное значение R_1 будет равно 301 кОм. Конденсатор C_3 подключается к входу $IN-$ компаратора. Наряду с R_1 и R_2 , C_3 устанавливает частоту колебаний в соответствии со следующими упрощенными соотношениями:

$$t_{DISCHARGE} = t_{LOW} = R_2 C_3 \ln \frac{V_{IN}(LOW)}{V_{IN}(HIGH)},$$

$$t_{CHARGE} = t_{HIGH} = R_2 C_3 \ln \frac{1}{V_{BATT}} \frac{(V_{IN}(HIGH) - V_{IN}(LOW))}{V_{IN}(LOW)}$$

и

$$f_{OSC} = \frac{1}{t_{PERIOD}},$$

где

$V_{IN+}(HIGH)$ – верхний порог переключения компаратора,

$V_{IN+}(LOW)$ – нижний порог переключения компаратора,

$t_{DISCHARGE}$ – время разряда конденсатора C_3 ,

t_{CHARGE} – время заряда конденсатора C_3 ,

t_{LOW} – расстояние между импульсами генератора,

t_{HIGH} – длительность импульса генератора,

$t_{\text{PERIOD}} = t_{\text{LOW}} + t_{\text{HIGH}}$,

f_{OSC} – частота генерации.

Чтобы максимально увеличить КПД и снизить влияние скорости нарастания компаратора, частоту нужно установить относительно невысокой. Выбор $C_3 = 470$ пФ дает следующее: $t_{\text{LOW}} = 178$ мкс и $t_{\text{HIGH}} = 68$ мкс. Таким образом, $f_{\text{OSC}} = 4$ кГц.

Значения C_1 и C_2 выбираются в соответствии с требуемыми значениями тока нагрузки и пульсаций. Для данного приложения (ток нагрузки $I_{\text{LOAD}} = 10$ мА) емкость $C_1 = 10$ мкФ. Чтобы вычислить значение C_2 , соответствующее требуемому напряжению пульсаций V_{RIPPLE} , можно воспользоваться следующим приближенным соотношением:

$$C_2 = \frac{I_{\text{LOAD}} t_{\text{LOW}}}{V_{\text{RIPPLE}}}.$$

Для $I_{\text{LOAD}} = 10$ мА и $V_{\text{RIPPLE}} = 150$ мВ емкость $C_2 = 12$ мкФ.

При таких номиналах компонентов максимальный ток покоя схемы равен 6.9 мкА, что намного лучше по сравнению со стандартными зарядовыми насосами. Можно дополнительно снизить ток покоя, увеличив номиналы резисторов, но эффект от этого будет минимальным, поскольку максимальный ток покоя I_{C2} , равный 3.8 мкА, будет преобладать над общим током. Эта схема позволяет реализовать регулируемый зарядовый насос со сверхмалым током покоя. Пока в продаже не появятся готовые микросхемы с аналогичными характеристиками, устройство предоставляет альтернативу разработчикам, желающим реализовать недорогую конструкцию без использования катушек индуктивности. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX981](#)
2. [Datasheet Maxim MAX4685](#)



РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

www.rlocman.ru/magazine

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

РАДИОЛОЦМАН.ФОРУМ

www.rlocman.ru/forum

Обсуждайте статьи и новости, общайтесь!
Приглашаем профессионалов.

РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

www.rlocman.ru/price

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

РАДИОЛОЦМАН.СОЦ.СЕТИ

Обновления в привычном формате.



vk.com/rlocman



facebook.com/rlocman



ok.ru/rlocman



twitter.com/rlocman

И еще многое другое на портале:

РАДИОЛОЦМАН. ...

www.rlocman.ru

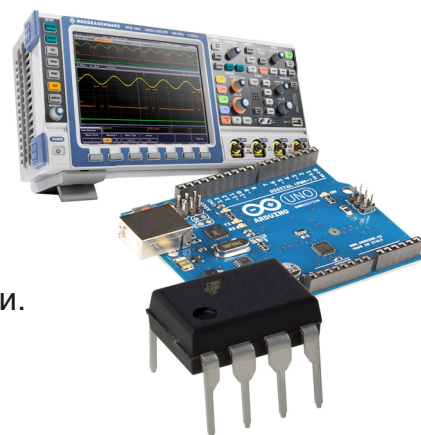


Схема контроля уровня воды в испарительном охладителе

Daniel Krones

EDN

«Испарительный охладитель» – это простой способ кондиционирования воздуха, особенно в жарком и сухом климате, эффективный при наличии легкодоступного источника воды. Хотя большинство устройств очень надежно, для управления накопительным баком обычно используется единственный детектор уровня. Выход его из строя может привести к серьезным неприятностям.

Схема на Рисунке 1 служит простым и недорогим резервным источником аварийного сигнала, включающимся, если уровень

воды превышает заданную высоту. Уровень воды определяется с помощью IC_{1A} – одного из четырех содержащихся в микросхеме логических элементов с триггерами Шмитта, входным логическим уровнем которого управляет проводимость воды. Сопротивление резистора R₁ может составлять от 1 до 10 МОм. Чтобы сопротивление соответствовало проводимости воды, возможно, придется немного поэкспериментировать.

Чем больше будет практические сопротивление резистора R₁, тем шире будет область

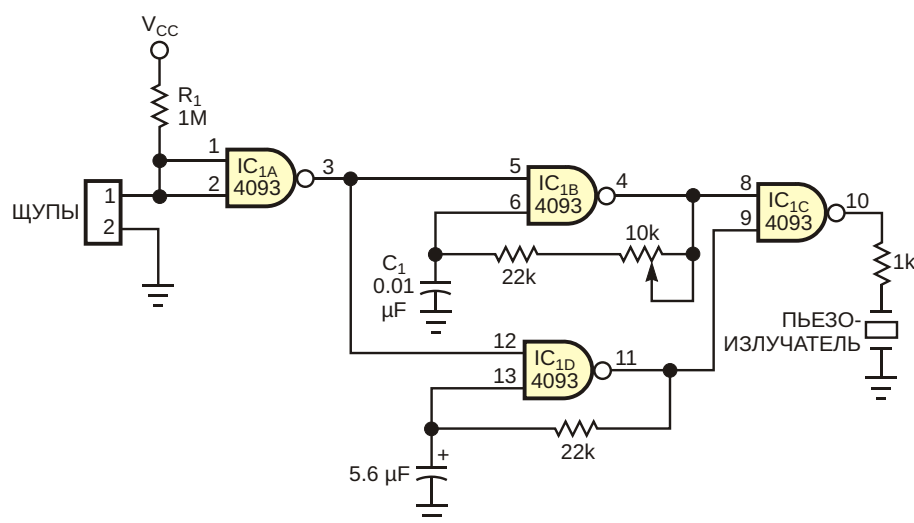


Рисунок 1. Эта простая схема позволяет контролировать уровень воды в накопительном баке испарительного охладителя.

использования схемы. Логические элементы «И-НЕ» IC_{1B}, IC_{1C} и IC_{1D} образуют стробируемый генератор для формирования прерывистого сигнала звуковой частоты, управляющего пьезоэлектрическим излучателем. Потребление тока в выключенном состоянии составляет менее 10 мкА, что означает возможность питания схемы от литиевой часовой батарейки. Небольшие физические размеры

и простота подключения схемы позволяют просто приклеить блок к стенке охладителя. В качестве электродов используйте короткий отрезок 300-омного двужильного кабеля, применяемого в линиях передачи. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4093B](#)

Энергонезависимый микровольтовый ЦАП на основе цифровых потенциометров

Stephen Woodward

EDN

Доступность, казалось бы, безграничного разнообразия монолитных микросхем ЦАП позволяет легко реализовать большинство приложений цифро-аналогового преобразования с помощью одного готового устройства. Однако иногда необычный набор требо-

ваний диктует необходимость использования нескольких микросхем. Одним из примеров такого требования является необходимость энергонезависимости установок ЦАП в циклах включения и выключения. Другим примером может служить потребность в разреше-

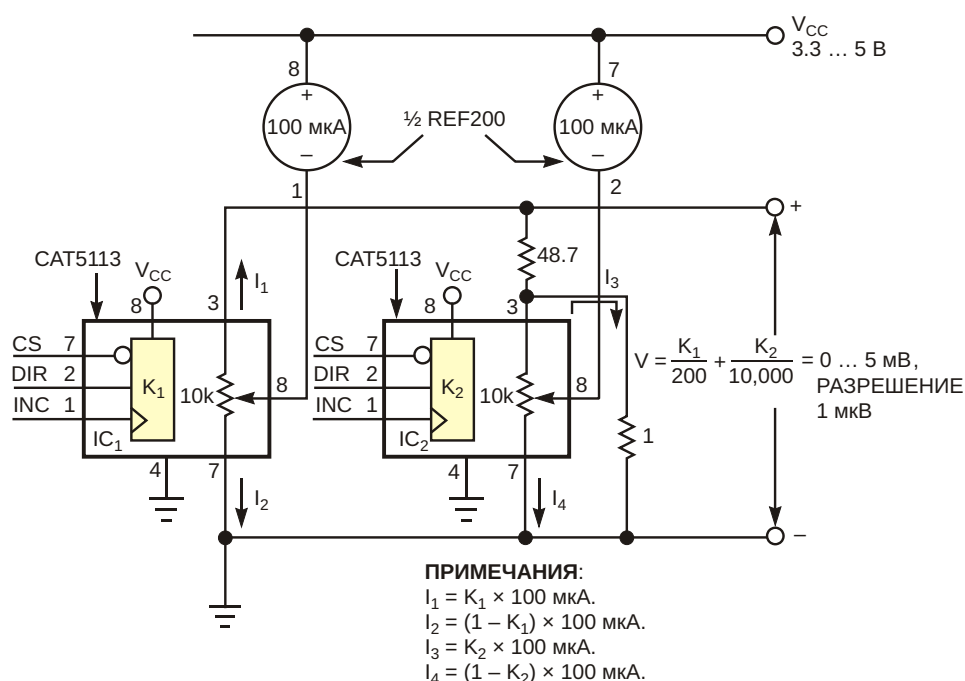


Рисунок 1. Программируемые цифровые потенциометры образуют необычный ЦАП с микровольтовым разрешением.

нии и стабильности выходного сигнала менее 1 мкВ. Сочетание недорогих программируемых цифровых потенциометров с точным источником опорного тока в схеме на Рисунке 1 позволяет обеспечить как энергонезависимость, так и точностные характеристики микровольтового уровня. Для точного моделирования сигналов высокотемпературных платино-родиевых термопар требуются точность и разрешение лучше 1 мкВ. Эти датчики температуры имеют коэффициент Зеебека всего 6 мкВ/°С. Поэтому моделировать такие датчики могут только источники напряжения со стабильностью и точностью на уровне 1 мкВ.

Для достижения столь низкого выходного дрейфа обычно требуется использование активных элементов схемы, таких как усилители, стабилизированные прерыванием, с температурным коэффициентом, ненамного большим 1 нВ/°С. Схема на Рисунке 1 основана на другом подходе; в ней используется разделение токов и пассивный и, следовательно, по сути своей свободный от дрейфа выход, не нуждающийся в усилителях. Каждая половина микросхемы REF200 является источником опорного тока 100 мкА. Токи этих опорных источников идут в движки цифровых потенциометров IC₁ и IC₂. Там они разделяются на два тока (например, I₁ и I₂) в пропорции, определяемой программно установленным относительным положением движка K₁.

$$I_1 = K_1 \cdot 100 \text{ мкА}$$

и

$$I_2 = (1 - K_1) \cdot 100 \text{ мкА}.$$

I₁ проходит через последовательное соединение резистора 48.7 Ом и выходного

резистора 1 Ом, и таким образом, генерирует выходное напряжение

$$V = K_1(50 \text{ Ом} \cdot 100 \text{ мкА}) = 0 \dots 5 \text{ мВ}$$

при изменении K₁ от 0 до 1. Работа схемы проста и не имеет дрейфа. К сожалению, разрешения схемы с одним потенциометром для многих высокоточных приложений недостаточно.

В микросхеме IC₁ (CAT5113), как и в других цифровых потенциометрах, сочетаются универсальность управляемого резистивного элемента и энергонезависимость установки сопротивления. Однако его разрешение составляет всего 100 шагов, что немного хуже, чем 7 бит, и в этой схеме эквивалентно 50 мкВ. Поэтому в преобразователь добавлена вторая микросхема цифрового потенциометра IC₂. Выходной ток потенциометра IC₂ течет через сопротивление нагрузки 1 Ом, увеличивая разрешение в 50 раз по сравнению с одной микросхемой IC₁. Таким образом, IC₂ добавляет к выходному напряжению V от 0 до 100 мкВ. Следовательно, комбинированный выходной сигнал равен

$$V = \frac{K_1}{200} \cdot \frac{K_2}{10,000}$$

при полной шкале 5 мВ и разрешении 1 мкВ. Схема является идеальным решением для таких приложений, как имитация сигналов термопары в прецизионных системах измерения и контроля температуры. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor CAT5113](#)
2. [Datasheet Texas Instruments REF200](#)

Квазирезонансный преобразователь на простой КМОП микросхеме

Francesc Casanellas

EDN

На Рисунке 1 показан малошумящий обратноходовой источник питания, для управления которым используется простая КМОП микросхема CD4093. Электрические помехи возникают в преобразователе в основном при включении тока. Восстановление параметров диодов и зарядка паразитных емкостей гене-

рируют токи с большой скоростью нарастания di/dt , которые и являются основным источником помех. Преобразователь на Рисунке 1 имеет низкий уровень помех, поскольку включение тока происходит медленно и при почти нулевом напряжении. Преобразователь работает на границе между режимами прерывист-

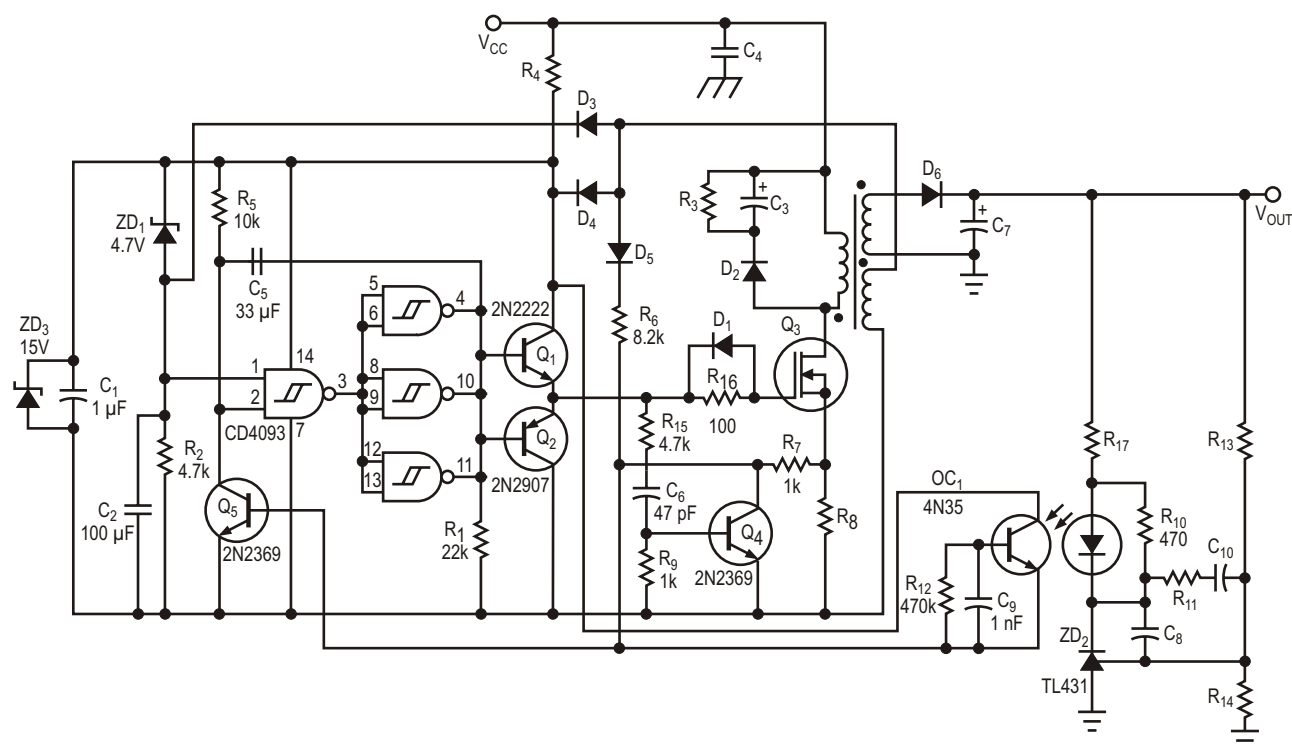


Рисунок 1. Эта схема обратноходового источника питания, в которой используется простая КМОП микросхема, демонстрирует чрезвычайно низкий уровень помех.

той и непрерывной проводимости и включается, когда напряжение стока находится на самом низком уровне. Чтобы исключить возможность работы при низких напряжениях затвора, которые могут вызвать чрезмерные потери в MOSFET, на вход микросхемы CD4093 добавлен стабилитрон ZD₁, благодаря которому клапан может переключаться лишь тогда, когда напряжение достаточно велико. При включении питания схемы дополнительная неизолированная обмотка трансформатора через диод D₃ поддерживает на входе CD4093 высокий уровень напряжения. Когда MOSFET включается, ток начинает линейно нарастать до тех пор, пока не откроется Q₅, и этот транзистор не выключит MOSFET. Затем начинается обратный ход, и первичная энергия заряжает выходные конденсаторы. Во время этой фазы работы D₅ и R₆ удерживают Q₅ в открытом состоянии, и MOSFET остается выключенным. Когда энергия разрядится, D₅, как и вторичные диоды, перестают проводить ток, поэтому проблем с восстановлением не возникает.

Постоянная времени R₅ и C₅ немного задерживает выключение MOSFET. Выходная емкость MOSFET в сумме с паразитной емкостью первичной обмотки образуют резонансный контур с индуктивностью первичной обмотки, и из-за возникающих колебаний напряжение уменьшается. R₅ и C₅ позволяют MOSFET включаться только тогда, когда напряжение достигло минимального значе-

ния. Их номиналы действительны только для рассматриваемого варианта схемы. Схема на Рисунке 1 не только минимизирует потери при включении, но также снижает уровень электрических помех. Стабилизация напряжения осуществляется традиционными способами с использованием шунтового регулятора TL431. Ток оптоизолятора добавляется к току TL431. Поскольку MOSFET включается при нулевом токе, сопротивление затворного резистора может быть большим, поэтому паразитные емкости заряжаются медленно, что еще больше снижает коммутационные помехи. Схема на транзисторе Q₄ не является обязательной, но может использоваться в большинстве источников питания. Она подавляет пиковые выбросы тока, возникающие при включении транзистора Q₃. Такая схема эффективнее обычной RC цепочки и позволяет работать с низкими коэффициентами заполнения при легких нагрузках. Обратите внимание, что номиналы многих компонентов на схеме Рисунок 1 не обозначены; их следует выбрать в соответствии с конкретным приложением. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4093B](#)
2. [Datasheet Diodes TL431](#)
3. [Datasheet CDIL 2N2222](#)
4. [Datasheet CDIL 2N2369](#)
5. [Datasheet CDIL 2N2907](#)
6. [Datasheet Vishay 4N35](#)

Цифровой вольтметр с повышенной разрешающей способностью

Часть 3

Окончание. Начало в номерах 07,08-2020 и 09,10-2020

Алексей Кузьминов, Москва

Программные средства

О некоторых программных средствах для вольтметра уже было упомянуто в предварительных замечаниях. Кроме того, достаточно подробно были объяснены программные средства, связанные с выводом информации на ЖКИ. Здесь необходимо добавить, что в программе для вольтметра используется запись и чтение флэш-памяти (для запоминания и чтения коэффициентов калибровки нуля и полной шкалы – см. далее). Для этого автор использовал готовую, приведенную в Simplicity Studio в качестве примера программу, предназначенную для МК EFM8LB1 (EFM8LB1_Flash). В этом примере используется основной файл EFM8LB1_Flash.c и четыре дополнительных: EFM8LB1_FlashPrimitives.h, EFM8LB1_FlashUtils.h, EFM8LB1_FlashPrimitives.c, EFM8LB1_FlashUtils.c. В файле EFM8LB1_FlashUtils.c имеется несколько подпрограмм, из которых автором оставлены только две: запись в память (FLASH_Write) и чтение (FLASH_Read). Подпрограмма EFM8LB1_FlashPrimitives.c использована полностью (там приведена подпрограмма стирания страницы памяти объемом 512 байт – FLASH_PageErase).

По сравнению с программой, приведенной в [1], в настоящей программе сделаны следующие изменения:

1. Вместо внешнего тактового генератора (72 МГц) выбран внутренний HFOSC1 частотой 72 МГц, но системная тактовая частота процессора (SYSCLK) выбрана в 4 раза меньше, т. е. 18 МГц, в связи с чем (с учетом п. 2) потребление тока микроконтроллером снижено до 5 мА.
2. Частота работы АЦП оставлена прежней – 18 МГц.
3. Использован внешний ИОН напряжением 3 В.
4. Тактовая частота импульсов SCK интерфейса SPI установлена около 428 кГц (выбран делитель 20, при котором частота SCK = 428.571 кГц).
5. Никаких таймеров в программе не используется.

Исходный текст основной программы (EFM8LB1_ADC_Autoscan_Large_Buffer.c), подпрограмма инициализации устройства (InitDevice.c), а также все вышеперечисленные файлы и некоторые дополнительные файлы, требующиеся для трансляции, – все

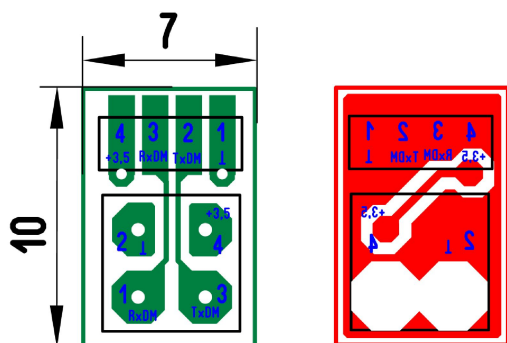


Рисунок 5. Разводка платы-переходника для программирования микроконтроллера по интерфейсу RS-232.

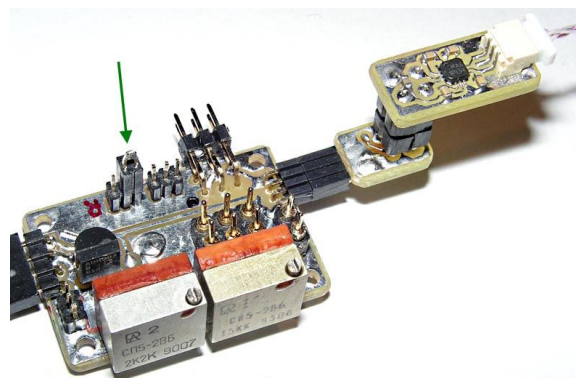


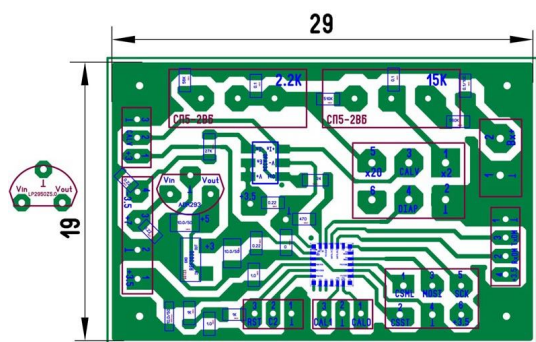
Рисунок 6. Фотография программирования микроконтроллера EFM8LB12 по интерфейсу RS-232 на плате вольтметра.

приведено в дополнительных материалах в разделе загрузок в конце статьи. Кроме того, там же приведена готовая оттранслированная программа для вольтметра в *.hex-формате.

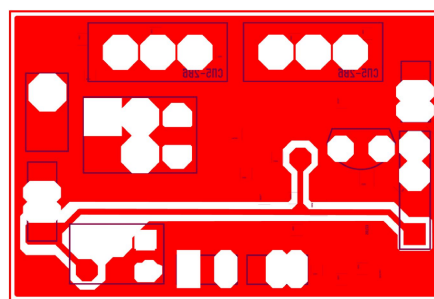
Загрузка ее с помощью USB-DEBUG-адаптера обсуждалась выше.

При загрузке ее через COM-порт (COM1) компьютера потребуется изготовить переход-

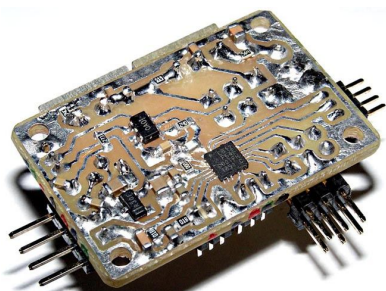
ник, разводка которого показана на Рисунке 5, и преобразователь уровней интерфейса RS-232 в уровни TTL (о нем уже упоминалось). На Рисунке 6 приведена фотография загрузки программы в микроконтроллер с использованием переходника и преобразователя уровней (оба они расположены в правой верхней части Рисунка 5). На Рисунке 5 зеленой стрелкой показан джампер, который следует надеть на контакты 1 и 2 разъема XB (Рисунок 1).



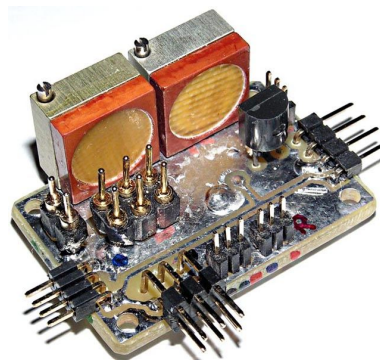
(а)



(б)



(в)



(г)

Рисунок 7. Разводка и фотографии платы вольтметра по схеме Рисунок 1. (а), (в) – вид со стороны дорожек; (б), (г) – вид со стороны навесного монтажа.

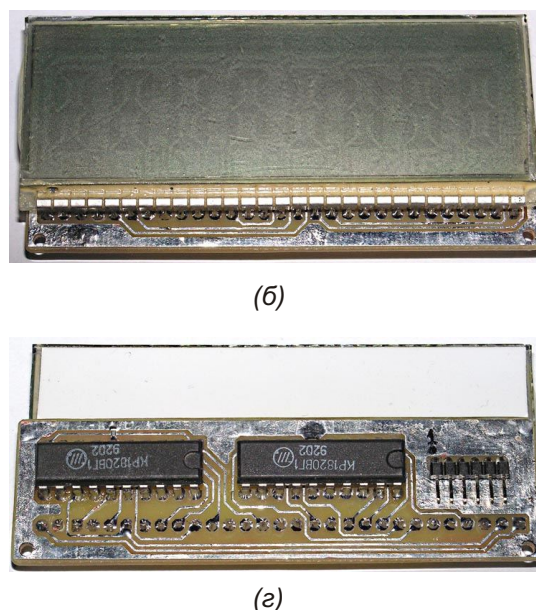
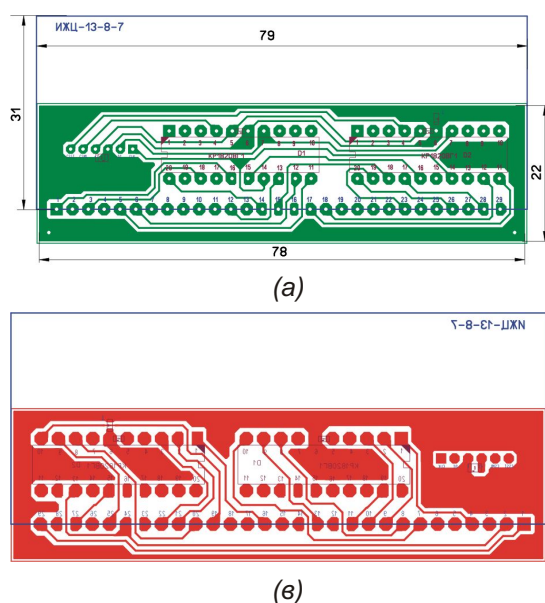


Рисунок 8. Разводка и фотографии платы ЖКИ для схемы Рисунок 1. (а), (б) – вид с лицевой стороны ЖКИ; (в), (г) – вид с обратной стороны.

Разводка, изготовление плат и фотографии плат и всего устройства вольтметра

Разводка всех плат сделана автором с помощью программы SprintLayout 6.0. Платы и фотошаблоны для них изготовлены по технологии автора, подробно описанной в [9, 10, 11].

На Рисунке 7 приведены разводка и фотографии основной платы вольтметра, а на Рисунке 8 – платы ЖКИ с контроллерами. Особенность разводки этой платы – через все переходные отверстия проходят выводы микросхем, ЖКИ и разъема, которые (выводы) должны быть пропаяны с двух сторон платы. Хотя эта процедура и займет несколько больше времени на распайку, зато отпадет необходимость в довольно сложной технологии металлизации переходных отверстий, произвести которую своими силами достаточно проблематично.

Левая часть на фотографии внутреннего устройства вольтметра в открытом корпусе размером 115 × 57 × 38 мм (Рисунок 9) соответствует верхней части корпуса, а правая – нижней. Плата ЖКИ прикручена винтами к пластмассовым стойкам с внутренней резьбой, приклеенным к внутренней стороне верхней части корпуса. Дополнительно сам ЖКИ прижат к внутренней стороне верхней части

корпуса двумя металлическими пружинными скобами, которые прикручены к штатным стойкам, имеющимся на корпусе, двумя саморезами. Клеммы для подключения входного напряжения также прикручены к внутренней стороне верхней части корпуса гайками. К клеммам крепятся два лепестка, к которым припаян двухпроводный кабель (голубой и белый провода) с ответным разъемом SIP2. В верхней части корпуса прорезано окно для ЖКИ и просверлено отверстие для закрепления ГП. Он прикручивается к верхней части

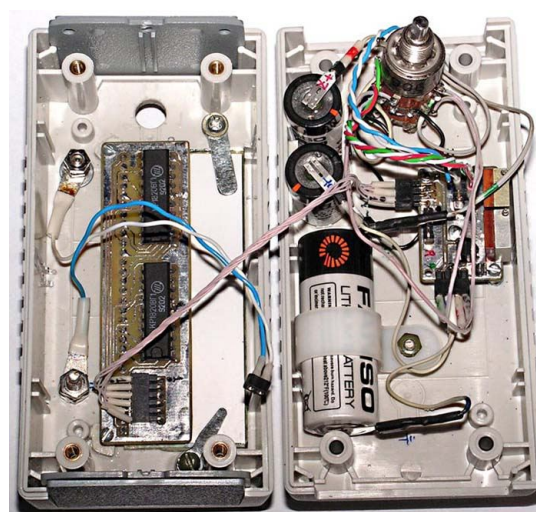


Рисунок 9. Общий вид конструкции вольтметра по схеме Рисунок 1 в открытом корпусе.



(а)



(б)

Рисунок 10. Общий вид вольтметра в сборе. (а) – вид с лицевой стороны, (б) – вид с обратной стороны на подставке для телефона.

корпуса через это отверстие штатной гайкой с лицевой стороны. На ГП установлена ручка (см. далее Рисунок 10).

Батарейка ER18505 крепится к внутренней стороне нижней части корпуса пластмассовым хомутом, прикрученным винтом со стороны днища и гайкой. Две батарейки ER14250 установлены вертикально на внутренней поверхности нижней части корпуса и прижаты к стенке планкой, которая прикручена винтом к пластмассовой стойке, приклеенной к этой же стенке корпуса. Плата вольтметра прикручена двумя винтами к двум пластмассовым стойкам, которые прикручены к внутренней поверхности нижней части корпуса винтами впотай, установленными со стороны днища корпуса.

Две половинки корпуса скручиваются между собой четырьмя винтами. К днищу корпуса приклеены четыре резиновые ножки (Рисунок 10б). На фотографии вольтметра с лицевой стороны, включенного для работы в

диапазоне 0 – 6 В (Рисунок 10а), можно заметить, что при отсутствии входного напряжения вольтметр показывает полный ноль («0.00000»), причем показания ЖКИ читаются даже с такого неудобного ракурса, что говорит о достаточно большом угле обзора ЖКИ. Для удобства работы вольтметр можно установить на подставку для телефона (Рисунок 10б), хотя он достаточно устойчиво держится на четырех ножках и без подставки.

Настройка устройства

Настройка прибора заключается в проведении процедур калибровки нуля и полной шкалы, а также в настройке аттенюатора (делителя входного напряжения) подстроечными резисторами R4 и R6 (Рисунок 1). Но прежде чем описывать эти процедуры, автору хотелось бы уделить некоторое внимание сути калибровки нуля и полной шкалы.

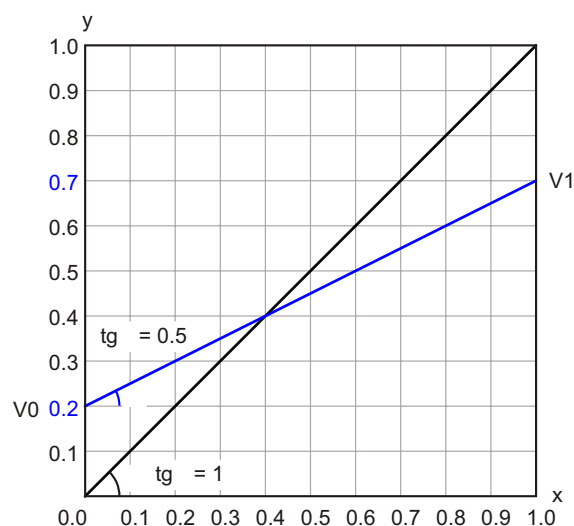


Рисунок 11. График зависимости показаний АЦП от входного напряжения в безразмерных координатах.

На Рисунке 11 приведен график зависимости показаний АЦП (y) от входного напряжения (x), построенный в безразмерных координатах x и y . Это означает, что показания АЦП и входное напряжение отнесены к значению опорного напряжения, составляющему в данном случае 3 В (оно может быть и любым иным). Черным цветом показана идеальная прямая передаточной функции АЦП, уравнение которой: $y = x$ (или $y = kx + b$, где $k = 1$, а $b = 0$). Коэффициент k – это тангенс угла наклона прямой, а b – смещение. На графике приведена реаль-

ная (несколько утрированная для лучшего понимания) передаточная функция (синяя прямая), имеющая иной наклон и смещение. Тот факт, что это именно прямая, а не кривая, будет объяснен далее.

Синяя прямая, как можно заметить, пересекает ось y при $y = 0.2$ (это смещение b в вышепредставленном уравнении прямой). Вместо b обозначим это смещение V_0 и будем называть смещением нуля, поскольку при пересечении этой прямой оси y координата $x = 0$. Тангенс угла наклона этой прямой, как нетрудно заметить, равен 0.5 . Он рассчитан как отношение 5 клеток по оси y (при $x = 1$) к 10 клеткам по оси x . Этот тангенс можно найти и иным способом. Для этого обозначим максимальное значение безразмерного показания АЦП как V_1 при $x = 1$. Как видно из этого графика, $V_1 = 0.7$. Тангенс угла наклона этой синей прямой, или ее коэффициент k , можно подсчитать как

$$\frac{V_1 - V_0}{1 - 0} = \frac{0.7 - 0.2}{1 - 0} = 0.5,$$

что достаточно очевидно. Как скорректировать показания АЦП, если он реально работает в соответствии с синей прямой? Например, при $x = 0.6$ показания АЦП, очевидно, будут 0.5 , а по идеальной прямой (черной) показания при $x = 0.6$ должны быть 0.6 . Чтобы скорректировать показания АЦП, необходимо, во-первых, устранить смещение V_0 и, во-вторых, скорректировать коэффициент наклона прямой. Пусть показания АЦП равны V (например, при $x = 0.6$ $V = 0.5$). Для коррекции, очевидно, вначале нужно из показания V вычесть смещение: $V - V_0$, затем найти реальный тангенс угла наклона, или реальный коэффициент k_p :

$$k_p = \frac{V_1 - V_0}{1 - 0}.$$

Далее следует найти, во сколько раз реальный коэффициент k_p меньше идеального (и равного 1):

$$\frac{1}{k_p} = \frac{1}{V_1 - V_0}.$$

Обозначим $1/k_p = k$ и назовем k коэффициентом коррекции. Если теперь умножить раз-

ность $(V - V_0)$ на коэффициент коррекции k , то мы получим скорректированное (правильное) значение показаний V_k :

$$V_k = k(V - V_0).$$

Проверим полученную формулу. Имеем:

$$k = \frac{1}{0.7 - 0.2} = \frac{1}{0.5} = 2.$$

$$V - V_0 = 0.5 - 0.2 = 0.3.$$

$$V_k = k(V - V_0) = 2 \cdot 0.3 = 0.6.$$

Это как раз значение по черной прямой (правильное) при $x = 0.6$.

Таким образом, резюмируя вышесказанное, для нахождения скорректированного значения измеренного АЦП напряжения V вначале находим коэффициент k , затем находим разность $V - V_0$ и умножаем k на $(V - V_0)$. На взгляд автора, вышеописанные рассуждения хотя и просты, однако не так уж тривиальны.

Теперь для применения формулы требуется найти напряжения V_0 и V_1 .

Для нахождения V_0 , очевидно, требуется подать на вход АЦП земляной потенциал, т.е. соединить сигнал CALV с «землей» в разъеме XC1 (Рисунок 1). Назовем эту процедуру калибровкой нуля. Для этого между контактами 2 и 3 потребуется установить перемычку (джампер). Кроме того, для «сообщения» МК о том, что требуется произвести калибровку нуля (т.е. запустить подпрограмму калибровки нуля), в разъеме XC2 (Рисунок 1) потребуется сигнал CAL0 заземлить, т.е. подать на него низкий уровень напряжения (лог. 0). Для этого потребуется соединить контакты 1 и 2 разъема XC2. Кроме того, потребуется снять с разъема XD (Рисунок 1) ответный разъем XD1 (Рисунок 2г), соединяющий его с галетным переключателем, или, другими словами, отключить аттенюатор, чтобы он не мешал калибровке.

Таким образом (резюмируя вышесказанное), процедура калибровки нуля заключается в следующем.

1. Перед включением питания соединить джамперами контакты 2 и 3 в разъеме XC1 и контакты 1 и 2 в разъеме XC2.

2. Снять с разъема XD (Рисунок 1) ответный разъем XD1 (Рисунок 2г).
3. Включить питание, для чего включить 1-й диапазон 0 – 60 В.



(а)



(б)

Рисунок 12. Калибровка нуля. (а) – индикация процесса калибровки, (б) – результат.

«Обнаружив», что требуется запустить подпрограмму калибровки нуля, МК отрабатывает ее. При этом будет измерено напряжение V_0 и записано во флэш-память. Процесс калибровки нуля длится 3 – 4 секунды, и чтобы «не скучно» было смотреть на пустой экран и не гадать: работает прибор или нет, перед началом калибровки на экран выведется сообщение, что процесс начался («CAL.0» – Рисунок 12а). После окончания калибровки на экран ЖКИ выведется скорректированное напряжение, т.е. из измеренного входного напряжения вычитается V_0 и выведется на экран ЖКИ (Рисунок 12б). При правильной калибровке нуля это напряжение должно строго равняться нулю, как на Рисунке 12б. Дополнительно о том, что производится калибровка нуля, сообщит черточка над четвертой цифрой. Далее питание следует выключить и произвести калибровку полной шкалы, описанную ниже.

При калибровке полной шкалы потребуется подать на вход АЦП напряжение ИОН (3 В), т.е. соединить сигнал CALV (вывод 2 разъема XC1, Рисунок 1) с сигналом Vref (вывод 1 XC1). Кроме того, чтобы запустилась подпрограмма калибровки полной шкалы, потребуется подать низкий уровень напряжения (лог. 0) на вход CAL1 МК. Для этого в разъеме XC2 (Рисунок 1) необходимо соединить сигнал CAL1 (вывод 3) с «землей» (вывод 2).

Помимо этого, также потребуется снять с разъема XD (Рисунок 1) ответный разъем XD1 (Рисунок 2г), соединяющий его с ГП. При калибровке полной шкалы программа вначале прочитает из флэш-памяти записанный в нее в результате калибровки нуля коэффициент (V_0). После получения коэффициента калибровки полной шкалы он будет записан во флэш-память. Далее будет произведено измерение входного напряжения АЦП, и с учетом этого коэффициента, а также коэффициента калибровки нуля (V_0) будет рассчитано реальное напряжение по вышеприведенной формуле. Это напряжение далее будет умножено на 3 (т.е. на значение опорного напряжения) и выведено на экран ЖКИ.

Таким образом (резюмируя), процедура калибровки полной шкалы состоит в следующем.

1. Перед включением питания соединить джамперами контакты 1 и 2 разъема XC1 и контакты 3 и 2 разъема XC2 (Рисунки 1, 4).
2. Включить питание, для чего включить 1-й диапазон 0 – 60 В.

Начало процесса калибровки полной шкалы отразится на экране сообщением «CAL.1» (Рисунок 13а). После окончания калибровки на экран выведется результат (Рисунок 13б), при этом над третьей цифрой появится черточка, дополнительно показывающая, что производится калибровка полной шкалы. Результат должен строго равняться «3.00000».

После окончания калибровки питание следует выключить, с разъемов XC1 и XC2 снять



(а)



(б)

Рисунок 13. Калибровка полной шкалы. (а) – индикация процесса калибровки, (б) – результат.

оба джампера, а разъем XD1 установить на свое место, подключив его к разъему XD.

Теперь при включении питания и установке того или иного диапазона при расчете напряжений вначале из флэш-памяти будут прочитаны записанные в нее в результате калибровки коэффициенты калибровки нуля и полной шкалы, и после измерения напряжения оно будет скорректировано по вышеприведенной формуле и выведено на экран ЖКИ.

Далее необходимо произвести настройку аттенюатора подстроечными резисторами R4 и R6 (Рисунок 1).

Наилучший способ, по опыту автора, состоит в следующем.

Вначале необходимо настроить делитель 1:20. Для этого цифровым тестером нужно измерить сопротивление суммы трех резисторов: $R3 + R4 + R5$. Если бы сопротивления этих резисторов в точности равнялись их номиналам, то эта сумма была бы равна $560\text{ кОм} + 15\text{ кОм} + 510\text{ кОм} = 1085\text{ кОм}$ (Рисунок 1). Но поскольку номиналы резисторов имеют разброс в 1%, то эта сумма имеет иное значение. Измеренная автором сумма $R3 + R4 + R5$ составила 1087 кОм. Для получения делителя напряжения ($+U_{вх}/x20$) 1:20 сумма резисторов $R6 + R7$ должна быть в 19 раз меньше, чем сумма $R3 + R4 + R5$. Другими словами, сумма $R6+R7$ должна составлять $1087\text{ кОм}/19 = 57.21\text{ кОм}$. Номинал резистора R7 в идеале должен составлять 56 кОм, но на практике этот номинал имеет разброс в 1%. Поэтому сумму резисторов $R6 + R7$ необходимо подстроить резистором R6 до значения (в данном случае) 57.21 кОм. Это сделать достаточно просто, измеряя сумму $R6 + R7$ тестером и подстраивая R6.

После этого необходимо настроить делитель 1:2. Измерив тестером общее сопротивление всего аттенюатора $R3 + R4 + R5 + R6 + R7$, можно получить значение 1144.21 кОм. Это значение можно проверить, сложив $1087\text{ кОм} + 57.21\text{ кОм}$. Разделив это значение на 2, можно получить приблизительно 572.1 кОм. Поэтому сумма $R3 +$ верхней (по схеме Рисунок 1) части резистора R4 должна равняться сумме нижней части резистора R4 и $R6 + R7$. В данном случае эти суммы должны равняться приблизительно 572 кОм. Эти суммы подстраиваются резистором R4 и также измеряются.

Для более точной настройки делителя 1:2 на вход прибора (V_{x+}) необходимо подать опорное напряжение 3 В. Для этого потребуется переключатель, с помощью которого нужно подать опорное напряжение (сигнал V_{ref}) с разъема XC1 (контакт 1) на вход прибора – сигнал V_{x+} разъема XUvx (контакт 2). Такую переключатель можно изготовить из одножильного провода (например, МГТФ-0.2) длиной около 5 см. На один конец провода нужно припаять цанговое гнездо (ответное для разъема XUvx), а на второй – гнездо, ответное для штыря с шагом 1.27 мм (для разъема XC1). Перед включением питания необходимо установить эту переключатель (сняв разъем SIP2, соединяющий входные клеммы с разъемом XUvx), а также подключить разъем от кабеля для галетного переключателя диапазона на свое место (т.е. к разъему XD, Рисунок 1). Далее необходимо включить диапазон 0 – 6 В, и настроить резистором R4 (Рисунок 1) показание ЖКИ равным, по возможности, 3.00000 В («3.00000»). После этого питание следует выключить, переключатель снять, и установить разъем SIP2 на свое место. На этом настройка прибора заканчивается.

Здесь необходимо добавить следующее. В справочном листке на МК EFM8LB12 приводятся 4 вида погрешностей, из которых максимальная – погрешность наклона (Slop Error). В нашем случае это погрешность полной шкалы. Погрешность смещения нуля (Offset Error) на несколько бит меньше; еще на несколько бит меньше интегральная нелинейность (Integral Nonlinearity). И последняя погрешность – дифференциальная нелинейность (Differential Nonlinearity). Она еще на несколько бит меньше. Прямое измерение напряжения показало, что погрешность смещения нуля (V_0) практически равна нулю (по крайней мере, при том методе измерения напряжения и его осреднении по 65536 значениям). Или, другими словами, 5-й знак после запятой на диапазоне 0 – 6 В нулевой. В связи с этим, в принципе, калибровка нуля практически ничего существенного не дает, и ее можно исключить. Тем не менее, она все-таки, на всякий случай, оставлена. Однако этот факт, а также то, что погрешность интегральной нелинейности на несколько бит меньше погрешности смещения нуля, означает, что погрешность интегральной нели-

нейности ничтожно мала, и учитывать ее бессмысленно. Тем более бессмысленно учитывать и погрешность от дифференциальной нелинейности. А раз так, то с достаточно большой точностью можно констатировать, что синяя линия, приведенная на Рисунке 11 для примера, – это прямая (а не кривая), и все рассуждения автора по поводу формулы получения реального напряжения с учетом погрешностей смещения нуля и полной шкалы вполне логичны. Кстати, прямое измерение показало также, что погрешность полной шкалы не такая и большая. Корректирующий коэффициент полной шкалы, по измерениям автора, варьировался от 1.01 до 1.015, что составляет всего 1 – 1.5 %.

Примеры работы вольтметра

Для проверки показаний вольтметра вначале с помощью него было измерено напряжение литиевой батарейки на 3.6 В (Рисунок 14). Для сравнения это же напряжение было измерено простеньким цифровым тестером M93A с тремя десятичными знаками, цифровым тестером YF-3700 с четырьмя десятичными знаками и погрешностью 0.5%, цифровым осциллографом/мультиметром ВЕЕТЕСН-820, показывающим в режиме мультиметра напряжение также с четырьмя десятичными знаками с погрешностью 0.3%.

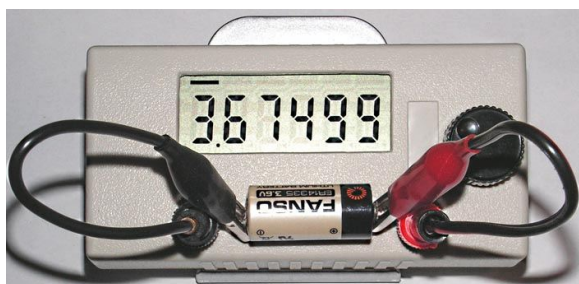


Рисунок 14. Измерение напряжения литиевой батарейки на 3.6 В.

Вот что показали приборы: M93A – 3.67 В, YF-3700 – 3.677 В, ВЕЕТЕСН-820 – 3.672 В. Из сравнения можно заметить, что наиболее близкий результат показал ВЕЕТЕСН-820.

Кроме того, с помощью «видавшего виды» источника питания Б5-47, проработавшего долгие годы (и работоспособного до сих пор), было выставлено напряжение 28 В, которое также было измерено описываемым вольт-

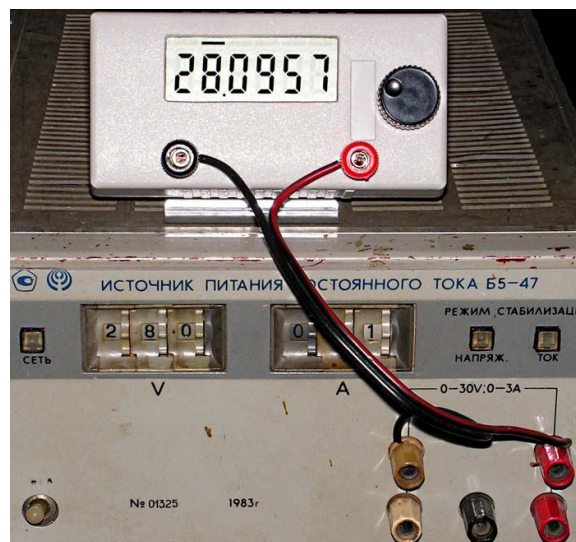


Рисунок 15. Измерение напряжения 28 В, выставленного на стабилизированном источнике питания Б5-47.

метром (Рисунок 15) и вышеперечисленными приборами.

Вот результат: M93A – 28.1 В, YF-3700 – 28.08 В, ВЕЕТЕСН-820 – 27.95 В. Здесь необходимо заметить, что погрешность самого Б5-47 составляет 0.5%.

Конечно, для получения более достоверного результата, хорошо бы измерить указанные напряжения более точным прибором, хотя бы с пятью десятичными знаками. Но, к сожалению, подобного прибора у автора нет (а если бы был, возможно, не появился бы описываемый вольтметр и настоящая статья). Кроме того, при разработке устройства не ставилась задача получения с помощью него точного *абсолютного* значения измеряемого напряжения. Основная цель прибора – более скромная: измерить *изменение* напряжения какого-либо источника питания (неважно, батарейка это или стабилизированный ИП) в ответ на изменение тока при подключении (или отключении) нагрузки. Если достаточно малое изменение напряжения приводит к разбросу, например, только в третьем знаке после запятой на диапазоне 0 – 60 В или в четвертом знаке после запятой на диапазоне 0 – 6 В в показаниях вольтметра, то «поймать» даже такое изменение напряжения вышеперечисленные цифровые тестеры не способны, а настоящий вольтметр может (да еще с запасом в один десятичный знак). В этом и есть его основное достоинство.

Заключение

За высокое разрешение вольтметра неизбежно приходится платить: прибор не имеет защиты ни от переплюсовки, ни от превышения измеряемым напряжением максимальных значений на использованных диапазонах. Однако иногда требуется произвести всего 2 – 3 относительно точных измерения напряжения, чтобы удостовериться в полученных результатах, а покупать дорогостоящий прибор ради этого – непозволительная роскошь. Вот в таких случаях описанный прибор и может оказать неоценимую помощь. Примененный метод передискретизации и осреднения, позволяющий существенно поднять разрешающую способность АЦП, можно использовать не только в других микроконтроллерах со встроенными АЦП, но и в отдельных относительно скоростных АЦП, сопряженных с микроконтроллером. Подобную конструкцию устройства и программные средства можно применить не только для измерения напряжения, но и в более широких областях. Если оборудовать подобное устройство различными датчиками физических величин (например, датчиками давления, температуры, силы и т.п.), то можно получить достаточно точные автономные измерители этих величин (манометры, барометры, термометры, динамометры и т.п.) с цифровой индикацией, причем, хорошо заметной на довольно приличном расстоянии. Однако даже описанный прибор можно использовать для относительно точного измерения сопротивления: для этого необходим только прецизионный резистор. Так что область применения описанного устройства, на взгляд автора, довольно широка. **РЛ**

Загрузки

[Дополнительные материалы к статье](#)



Литература

1. Кузьминов А. Повышение разрешающей способности АЦП микроконтроллера EFM8LB12. Современная электроника. 2018. № 8, 9
2. Кузьминов А. Преобразователь интерфейсов USB-SPI на базе нового 51-совместимого микроконтроллера EFM8UB1. Современная электроника. 2017. № 1 – 3
3. Кузьминов А. [Преобразователи интерфейсов USB-SPI с гальванической развязкой на базе нового 51-совместимого микроконтроллера EFM8UB30](#)
4. Кузьминов А. Ю. Связь между компьютером и микроконтроллером. Современные аппаратные и программные средства. – М.: «Перо». 2018
5. Кузьминов А. Программирование микроконтроллеров EFM8 с помощью встроенного загрузчика программ. Радио. 2018. № 12
6. Ридико Л. Автомобильные часы-термометр-вольтметр. Схемотехника. 2001. № 3
7. Пархомчук А. Схемы управления устройствами отображения информации. Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2007. № 5
8. Иванюта Е., Климович Н., Кособрюхов В. Микросхема КР1820ВГ1 для управления мультиплексным ЖК-индикатором. Микропроцессорные средства и системы. 1990. № 3
9. Кузьминов А. Изготовление устройств на печатных платах с высоким разрешением в домашних условиях. Технологии в электронной промышленности. 2010. № 8 – 10, 2011. № 1, 2
10. Кузьминов А. Технология изготовления печатных плат с высоким разрешением в любительских условиях. Радио. 2017. № 10
11. Кузьминов А. Как использовать фольгу обратной стороны печатной платы в качестве общего провода. Радио. 2019. № 2

Материалы по теме

1. [Datasheet Silicon Labs EFM8LB12](#)
2. [Datasheet Analog Devices ADR293](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LP2950](#)
4. [Datasheet Texas Instruments OPA334](#)
5. [Datasheet Texas Instruments REF3030](#)

Неинвертирующий интегратор на инструментальном усилителе

Glen Brisebois

EDN

На Рисунке 1а изображена классическая реализация интегратора. Схема имеет два свойства, которые в некоторых приложениях могут быть нежелательными: Она неизбежно инвертирует сигнал и требует питания от расщепленного источника или от двух источников. На Рисунке 1б показана схема интегратора, в котором использован инструментальный усилитель LT1789. Этот интегратор не инвертирует и работает с одним источником питания. Кроме того, поскольку полярность его выходного сигнала может быть только положительной, в качестве конденсатора интегратора может использоваться поляризованный электролитический конденсатор большой емкости, как показано на рисунке. Основная часть схемы работает как источник тока, управляемый напряжением. LT1789 – это прецизионный микромощный инструментальный усилитель, напряжение между выводами питания которого может составлять от 3 до 36 В.

При коэффициенте усиления, установленном равным 1 (выводы 1 и 8 микросхемы LT1789 оставлены неподключенными), напряжение между выходом и выводом REF

равно напряжению между входами. Вывод выхода соединен с одним концом резистора R_1 , а напряжение на другом конце R_1 через буфер подается на вход REF. Ток, создаваемый входным напряжением V_{IN} на резисторе R_1 , $I_{OUT} = V_{IN}/R_1$. Конденсатор интегрирует этот ток с постоянной времени R_1C_1 . Микросхема LT1636 буферизует выходное напряжение на конденсаторе C_1 , устраняя эффекты влияния нагрузки, представляемой выводом REF микросхемы LT1789 (примерно 200 кОм) и последующими цепями. Широкий диапазон однополярного питания и работа в микромощном режиме позволяют использовать схему в системах с батарейным питанием. Являясь интегратором только с положительным выходным напряжением, эта схема обычно не применима внутри контуров управления. Подходящими для нее приложениями могут быть аккумуляторы, регулируемые генераторы пилообразного напряжения и преобразователи напряжение-частота. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1636](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT1789](#)

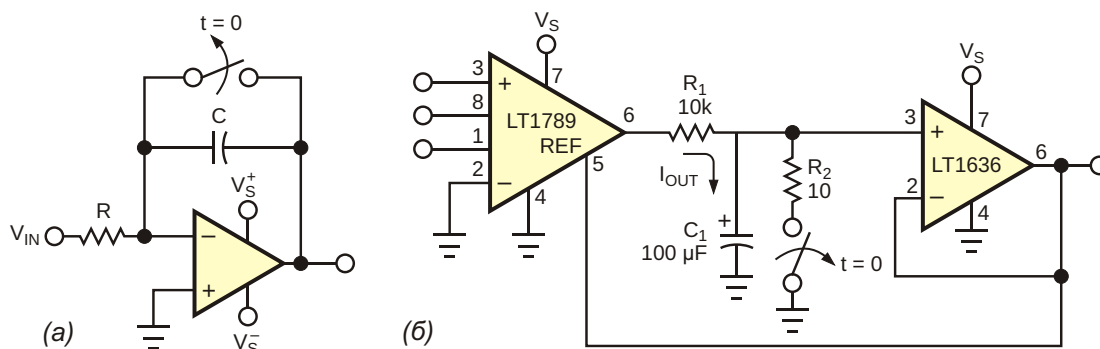


Рисунок 1. Классический интегратор (а) инвертирует сигнал и требует двух источников питания. Схема (б) неинвертирующая и работает с одним источником питания.

Фильтр позволяет сравнивать зашумленные сигналы

Mario Milberg

EDN

Когда перед последующей обработкой требуется сравнить уровень зашумленного сигнала постоянного тока с опорным уровнем, при близости значений сигнала и опорного напряжения выходное напряжение компаратора начинает изменяться хаотично. Существует выбор из двух классических решений этой проблемы. Одно из них – добавить гистерезис к компаратору, однако, если

уровень шума высок, гистерезис должен быть, соответственно, большим. В этой ситуации вокруг точки срабатывания возникает широкая зона нечувствительности. Второе решение заключается в низкочастотной фильтрации зашумленного сигнала. Такой подход увеличивает время отклика, замедляя работу системы. В этой статье предлагается третье решение, позволяющее избежать указанных недостатков. В схеме на Рисунке 1 шум добавляется к опорному напряжению через фильтр верхних частот, в результате чего входы компаратора видят только разность между двумя уровнями постоянного напряжения:

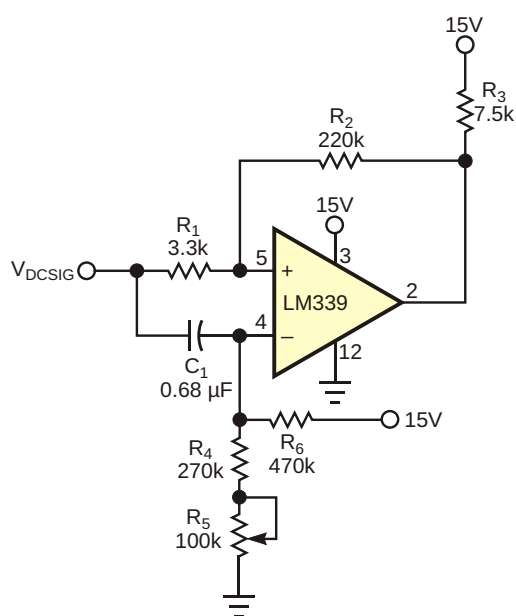


Рисунок 1. Благодаря подаче зашумленного сигнала на оба входа компаратора, эта схема может сравнивать уровни сигнала постоянного тока и опорного напряжения.

$$\begin{matrix} V^+ & V_{DCSIG} & V_{NOISE} & V_{HYS}, \\ V^- & V_{DCREF} & V_{NOISE} \end{matrix}$$

и

$$V^+ - V^- = V_{DCSIG} - V_{DCREF} - V_{HYS},$$

где

V^+ – напряжение на неинвертирующем входе компаратора,

V^- – напряжение на инвертирующем входе компаратора,

V_{DCSIG} – напряжение сигнала постоянного тока,

V_{DCREF} – напряжение опорного источника,

V_{NOISE} – напряжение шума, наложенного на сигнал,

V_{HYS} – ширина петли гистерезиса, обусловленного положительной обратной связью, подаваемой на неинвертирующий вход.

C_1 , R_4 , R_5 и R_6 образуют фильтр верхних частот, частота среза которого равна

$$f_c = \frac{1}{2 C_1 (R_4 + R_5) \parallel R_6}.$$

Частота среза должна быть ниже наименьшей частоты шумовой полосы. R_1 и R_2 устанавливают небольшой гистерезис, все же необходимый в этой схеме. R_3 – подтягивающий резистор для выхода компаратора с открытым коллектором. Схема компаратора успешно работала в системе, обрабатывающей флуктуирующий ток, генерируемый ионизационной камерой в устройстве измерения нейтронного потока. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Intersil LM339](#)

Размыкатель цепи контролирует токи утечки

Sharath Kumar

EDN

Показанный на Рисунке 1 размыкатель цепи непрерывно контролирует линии питания на наличие любых токов утечки и при необходимости немедленно отключает питание. Провода питания нагрузки, как фазный, так и нулевой, проходят через магнитный сердечник датчика CR4311-5, контролирующего ток источника питания. Поскольку в нормальных условиях токи, протекающие в обоих проводниках, равны и противоположны, магнитный поток в сердечнике преобразователя не создается. Однако в случае неисправности ток в фазном проводе превышает ток в нулевом проводе, что приводит к образованию магнитного потока в сердечнике. Сердечник

преобразователя имеет вторичную обмотку, на которой возбуждается напряжение, создаваемое магнитным потоком. Это напряжение находится в диапазоне от 0 до 10 В и прямо пропорционально измеряемым переменным токам.

Напряжение вторичной обмотки подается на быстродействующий компаратор IC_{1B} , который сравнивает его с установленным опорным уровнем. Если обнаруженное напряжение находится внутри допустимого диапазона, реле остается замкнутым, а нагрузка остается подключенной к электрической сети. Но если это напряжение выходит за допустимые границы, схема момен-

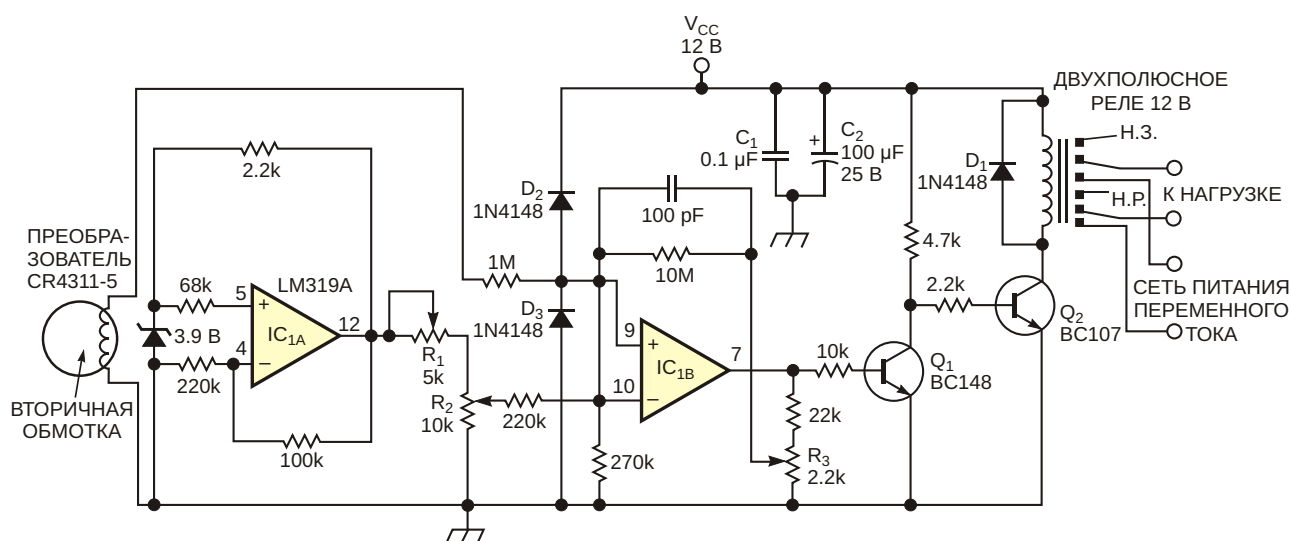


Рисунок 1. Высокоточный быстродействующий компаратор IC_{1B} , основываясь на предустановленном уровне опорного напряжения, определяет, будет ли реле находиться в активном состоянии.

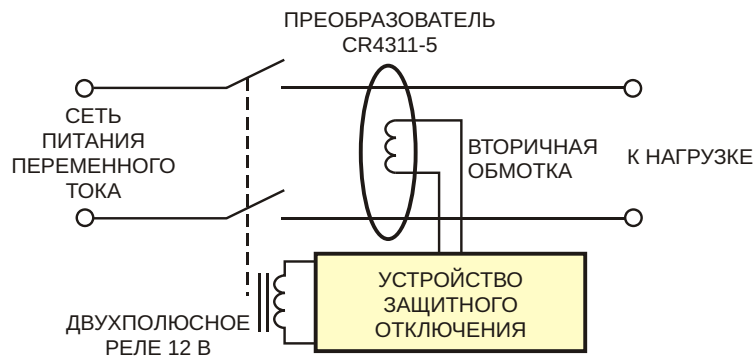


Рисунок 2. В устройстве защитного отключения используется преобразователь для контроля тока питания и реле для отключения сети от нагрузки.

тально размыкает реле, отключая аварийную нагрузку. Любые дальнейшие или повторные попытки перезапуска устройства с неисправной нагрузкой приводят к повторяющемуся отключению реле. Чтобы перезапустить устройство, необходимо вручную отключать неисправную нагрузку.

IC_{1B} сконфигурирован в этой схеме как высокоточный быстродействующий компаратор напряжения. IC_{1A} формирует для компаратора IC_{1B} стабильное опорное напряжение 6 В. Когда напряжение на неинвертирующем входе IC_{1B} поднимается выше заданного опорного напряжения на его инвертирующем входе, уровень выходного сигнала становится высоким. Этот выход управляет транзистором Q₁. Когда Q₁ открывается, Q₂ выключается, и реле размыкается.

Два подстроечных резистора дают пользователям возможность установить необходимые уровни отключения. R₂ обеспечивает грубую настройку, а R₁ – более тонкую. Обычно мышцы человеческого тела могут выдер-

живать ток до 20 мА. Следовательно, сопротивления резисторов R₁ и R₂ должны быть такими, чтобы реле выключалось при токах утечки более 15 мА. R₃ обеспечивает управление гистерезисом компаратора. Диоды D₁ ... D₃ выполняют защитную функцию. C₁ и C₂ – это блокировочный и фильтрующий конденсаторы, соответственно.

Для эффективной работы схемы достаточно сетевого источника питания 12 В/0.5 А. Контакты реле должны быть рассчитаны на используемую нагрузку. На Рисунке 2 показана схема подключения устройства к сети переменного тока. В схеме использованы только общедоступные компоненты, предназначенные для промышленной аппаратуры. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet CR Magnetics CR4310/11](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM319A](#)
3. [Datasheet CDIL BC107](#)
4. [Datasheet Unitra BC148](#)

Удаленный контроль массива датчиков



Басков М. П.

М.П. Басков, О.Д. Левашов, Москва – Брешия (Италия)

В статье представлена простая реализация контроля удаленного массива датчиков, имеющих бинарный выход («да – нет»). Датчики могут иметь различное назначение и конструкцию, важно, чтобы они имели либо релейный (контактный) выход, либо выход с открытым коллектором.

Авторы несколько лет используют представленную схему для контроля температуры, влажности и других параметров в оранжерее, удаленной от поста контроля на 50 метров. Система капельного автополива в оранжерее является общей для всех растений. Регулировка осуществляется индивидуальными дозаторами, которые довольно часто перестают работать из-за зарастания сопла кристаллами кальция, так как вода в местных источниках является сильно кальцинированной. Поэтому почти каждое растение снабжается индивидуальным датчиком влажности, срабатывающим при критическом высыхании почвы. Соединение концентратора с датчиками осуществляется двухпарным кабелем UTP категории 5е с медными жилами.

Для организации канала передачи данных использованы широко распространенные микросхемы энкодера и декодера серии HT12 фирмы HOLTEK. В технических описаниях микросхем (см. ссылки в конце статьи) приведены типовые примеры их применения.

Энкодеры HT12A и HT12E используют 12-разрядное адресное пространство, 4 старших разряда из которого используются для передачи данных. Отличие между этими мик-

росхемами заключается в том, что на выходе HT12A последовательный код модулирует несущую частоту 38 кГц для использования в системах управления, имеющих инфракрасный канал связи.

Последовательный код на выходе HT12E высокочастотного заполнения не имеет и для передачи данных нужен либо радиоканал, либо физическая линия.

Декодеры HT12D и HT12F также имеют существенные различия. Декодер HT12D использует 8-разрядное адресное пространство и 4-разрядный выходной регистр-защелку данных, то есть, полученные данные сохраняются до прихода новой порции данных. Это позволяет передать максимум 15 состояний объекта, отличных от исходного. Декодер HT12F использует 12-разрядное адресное пространство и единственный выход данных.

В предлагаемой вниманию читателей статье мы применили именно эту микросхему, используя для декодирования данных динамическое формирование адреса в старших разрядах, так как число датчиков в нашей системе существенно больше пятнадцати.

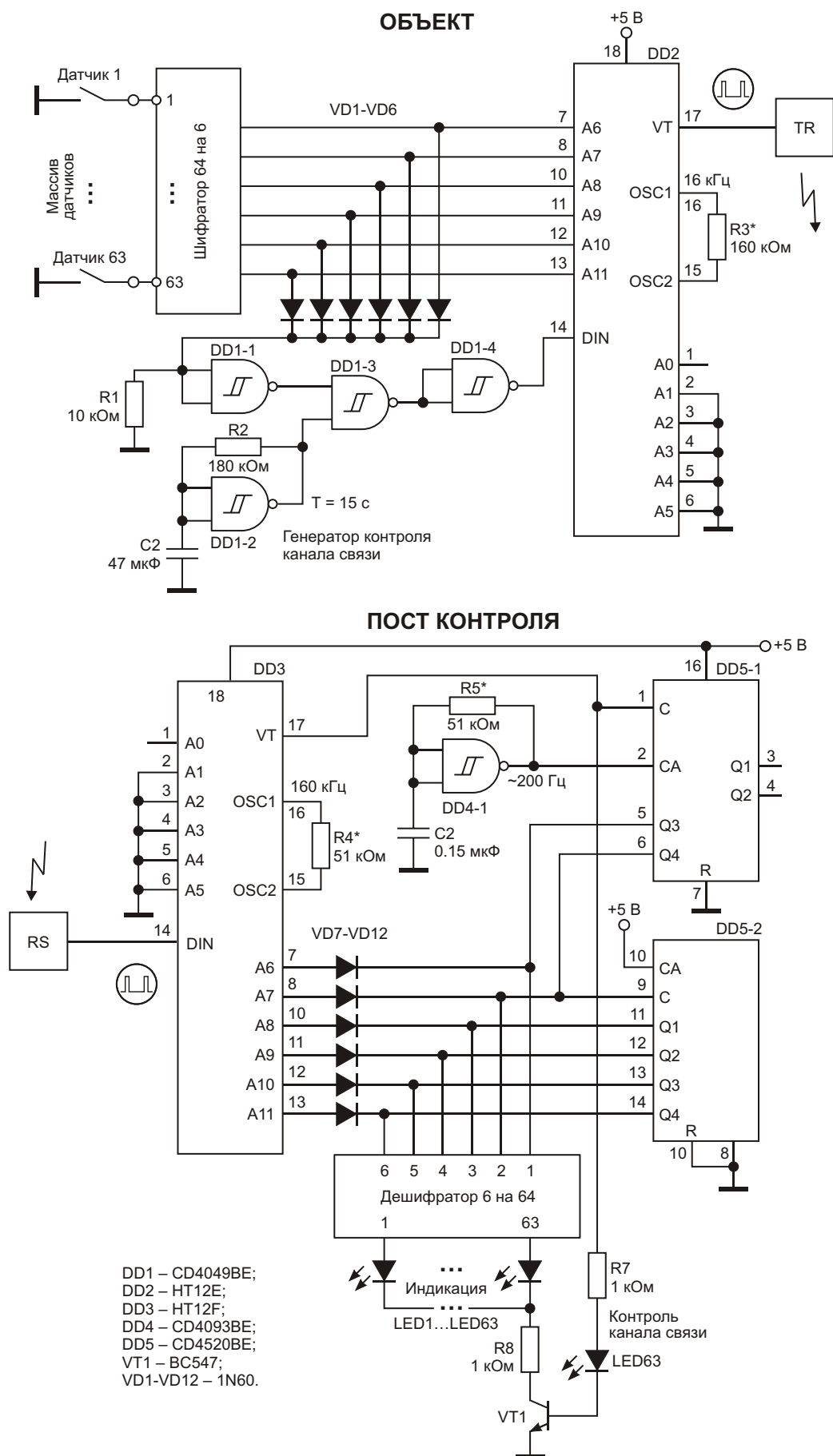


Рисунок 1. Принципиальная схема системы контроля массива датчиков.

Принципиальная схема системы удаленного контроля массива датчиков изображена на Рисунке 1. Сверху – схема объекта, снизу – схема устройства контроля.

В схеме допущен ряд упрощений. Так, приоритетный шифратор «64 на 6» и дешифратор «6 на 64» показаны условными блоками; они выполнены по стандартным для отрасли схемам, неоднократно описанным в любительской литературе, например [1] и [2]. Индикация состояния датчиков представлена набором светодиодов.

Рассмотрим схему более подробно. Контроль состояния объекта осуществляется массивом датчиков, имеющих выходы с открытым коллектором. Низкий потенциал на выходе датчика сигнализирует об отклонении контролируемого параметра от нормы.

Срабатывание любого датчика приводит к изменению двоичного кода на выходе шифратора. Любая «лог. 1» в коде приводит к появлению на выходе инвертора DD1-1 низкого уровня, разрешающего энкодеру DD2 начать передачу данных.

Для контроля исправности канала связи в схему введен генератор на триггере Шмитта DD1-2, выходной сигнал которого – «меандр» с периодом 15 секунд.

Важное условие функционирования системы контроля. Выходной сигнал датчика должен быть продолжительным (более 10 секунд), то есть датчик не должен срабатывать и тут же возвращаться в исходное состояние. Это условие соответствует контролю «медленных» процессов – критическому изменению влажности, температуры и т.д.

Выходной сигнал энкодера DD2 с выхода VT1 в виде пачек последовательного кода поступает на вход передатчика TR – радиотрансивера или адаптера физической линии.

Переданный код принимается ресивером RS и обрабатывается декодером DD3, шесть старших битов адреса которого формируются динамически двоичными счетчиками DD5-1 и DD5-2.

Параллельно двоичный код подается на вход дешифратора «6 на 64», к выходу которого подключены светодиоды индикатора LED1 – LED63.

При совпадении принимаемого кода и адреса декодера на его выходе VT появляется высокий уровень, останавливающий счетчик DD5-1 и открывающий транзистор VT1, который, открываясь, подает низкий потенциал на катоды светодиодов LED1 – LED63, вследствие чего загорается светодиод с номером сработавшего датчика, который будет светиться до тех пор, пока не будет устранена причина аварии.

В отсутствие аварийной ситуации светодиод LED64, периодически вспыхивая, индицирует исправность канала связи. При обрыве линии светодиод LED64 постоянно выключен, а случае срабатывания любого из датчиков светится постоянно.

Единственным элементом системы контроля, нуждающимся в настройке, является генератор на триггере Шмитта DD4-1, частоту которого следует корректировать в процессе наладки. Лучше сразу установить многооборотный подстроечный резистор. Наивысшая частота генератора, при которой корректно выполняется сравнение динамически формируемого адреса с адресом, передаваемым по каналу связи, составляет 200 Гц. Причина в том, что каждый новый адрес сравнивается с переданным адресом трижды, и лишь после этого происходит подтверждение корректности адреса.

Относительно медленная реакция на изменение состояния объекта, составляющая около 2 секунд, не является недостатком системы контроля, а ее свойством, определяющим сферу применения.

Если число датчиков в системе меньше 32, можно существенно упростить схемы шифратора и дешифратора, а также увеличить скорость реакции на срабатывание датчиков. **РЛ**

Ссылки

1. Техническая библиотека lib.qrz.ru. [Шифратор на 64 входа](#)
2. Техническая библиотека lib.qrz.ru. [Дешифратор на 64 выхода](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Holtek HT12A/HT12E](#)
2. [Datasheet Holtek HT12D/HT12F](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4049BE](#)
4. [Datasheet Texas Instruments CD4093BE](#)
5. [Datasheet Texas Instruments CD4520BE](#)

Простая схема выбора наибольшего напряжения

Ezio Rizzo, Vincenzo Pronzato

EDN

В преобразователе энергии с водяным охлаждением датчики с аналоговыми выходами в трех точках измеряют температуру охлаждающей воды. Если какая-либо из трех температур превышает заданный порог, раз-

дается аварийный сигнал и привлекает внимание оператора системы. Знание того, на каком участке измерения достигнута самая высокая температура к моменту срабатывания сигнализации, экономит время на поиск и

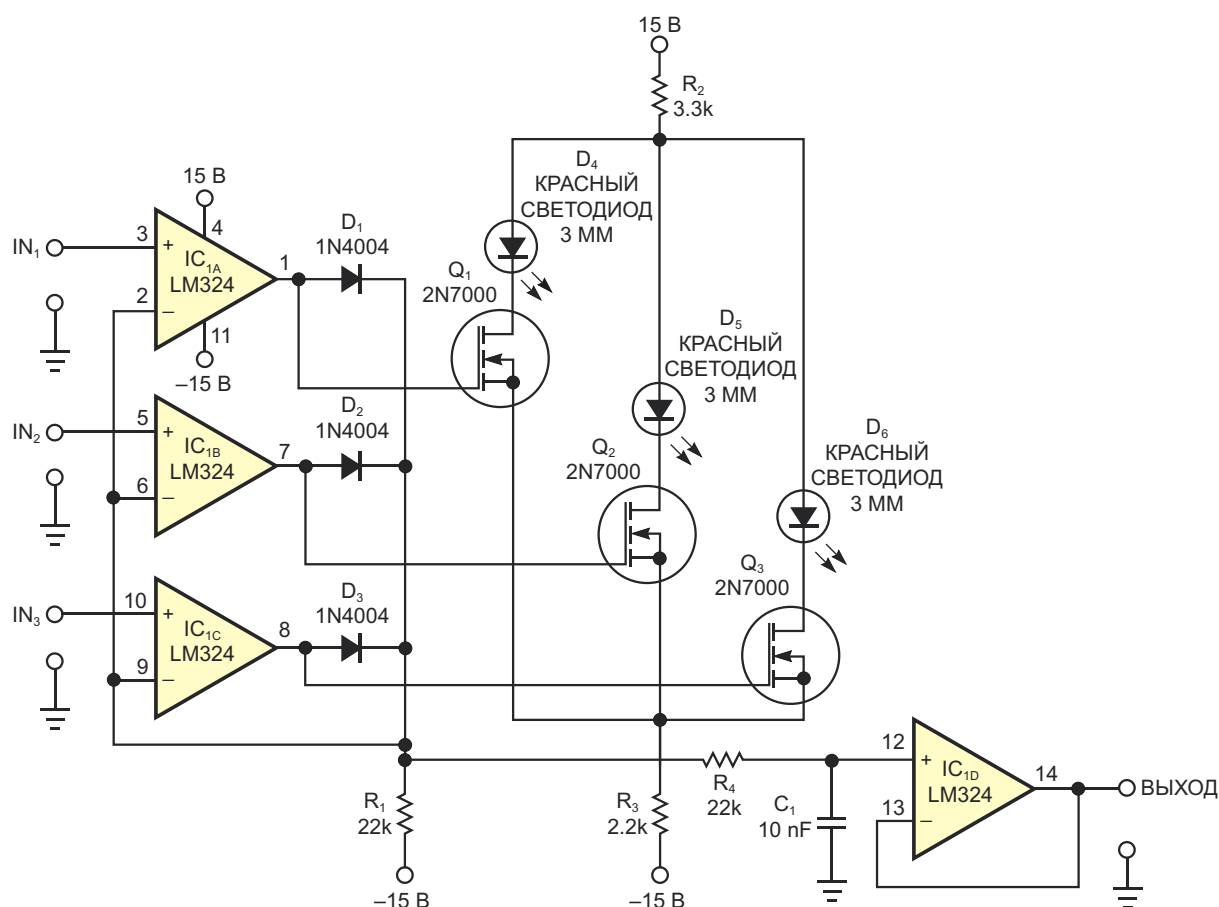


Рисунок 1. Выход этой схемы отслеживает и индицирует наибольшее из трех входных напряжений и может управлять ленточным самописцем или аварийным компаратором.

устранение неисправностей и предотвращает повреждение системы. Схема на Рисунке 1 вырабатывает аналоговое выходное напряжение, равное наибольшему из трех входных напряжений, которое управляет устройством отображения для непрерывного мониторинга температуры. Светодиодные индикаторы позволяют определить, какой из трех датчиков имеет наибольшую температуру. Внешний компаратор с регулируемым порогом (на схеме не показан) контролирует выход аналогового напряжения и активирует звуковой сигнал.

Уровень каждого из трех входных аналоговых сигналов может изменяться от 0 до 10 В. Операционный усилитель (ОУ) IC_{1A}, управляемый входом с наивысшим напряжением, которое в этом примере приложено к IN₁, работает как повторитель напряжения с диодом D₁ в цепи обратной связи. Прямое падение напряжения на диоде делится на коэффициент усиления ОУ без обратной связи, в

результате чего образуется «идеальный диод» с падением напряжения, измеряемым милливольтами.

Операционные усилители IC_{1B} и IC_{1C} работают как инвертирующие компараторы с высокими входными сопротивлениями. На своем инвертирующем входе каждый из них «видит» самое высокое входное напряжение, а на неинвертирующем входе – одно из двух более низких входных напряжений – IN₂ и IN₃, и выдает на выходе напряжение, близкое к напряжению отрицательной шины питания. Таким образом, положительное напряжение присутствует только на выходе IC_{1A} и, соответственно, на затворе MOSFET Q₁, а уровни напряжений на выходах компараторов IC_{1B} и IC_{1C} и на затворах Q₂ и Q₃ отрицательные. Q₁ включается, зажигая светодиод D₄. Проходящий через него ток, составляющий примерно 5 мА, создает на R₃ падение напряжения около 11 В. Это дает гарантию, что Q₂ и Q₃ и управляемые ими светодиоды

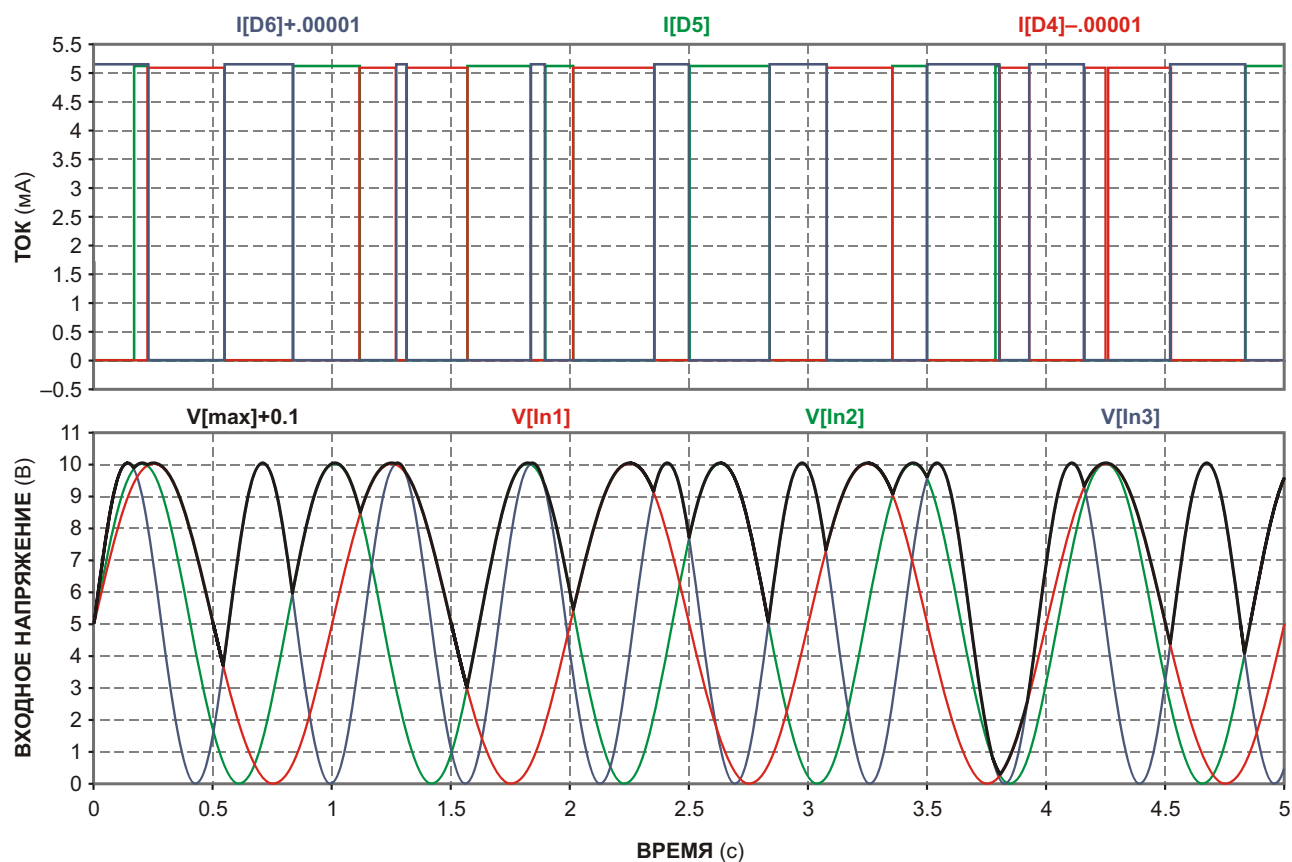


Рисунок 2. Входные напряжения схемы представлены тремя синусоидальными сигналами разной частоты (нижние кривые), наибольший из которых создает ток, проходящий через R₂ (верхние кривые, где цветные горизонтальные сегменты соответствуют входам с наибольшими напряжениями).

останутся выключенными. Напряжение, падающее на резисторе R_1 , представляет наибольшее из трех входных напряжений, а резистор R_4 и конденсатор C_1 образуют фильтр нижних частот, ослабляющий высокочастотные помехи, наводимые на кабели датчиков. Повторитель напряжения на микросхеме IC_{1D} буферизует выходное напряжение фильтра. На Рисунке 2 показаны результаты моделирования схемы в LTSpice для трех синусоидальных входных сигналов и результирующего аналогового выходного напряжения, для наглядности слегка смещенных на постоянные уровни.

Собранный макет схемы показал, что она работает так, как и было задумано. Учитывая расположение устройства в электрически зашумленной среде вблизи импульсного преобразователя энергии 300 кГц/30 кВт, в нем используются низкочастотные диоды 1N4004, чтобы избежать сбоев, которые вносит выпрямление паразитных высокочастотных помех. В менее зашумленном окружении можно использовать любые малосигнальные диоды, пиковое обратное напряжение которых превышает, как минимум, 30 В. В этой

схеме хорошо работают почти все разновидности операционных усилителей, но для большей устойчивости к высокочастотным сигналам используйте счетверенный ОУ с полевыми транзисторами, например TL084 компании Texas Instruments.

Хотя в прототипе схемы использовались индикаторы на красных светодиодах, их цвет может быть любым. Чтобы изменить токи светодиодов, измените сопротивления резисторов R_2 и R_3 , сохранив примерно такое же соотношение их значений 3:2. Например, при $R_2 = 1.8$ кОм и $R_3 = 1.2$ кОм ток через включенный светодиод будет равен примерно 10 мА. Увеличивая токи светодиодов, не забывайте, что резисторы постоянно рассеивают мощность. Для большей надежности выбирайте резисторы с допустимой рассеиваемой мощностью, вдвое превышающей расчетные значения. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM324](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TL084](#)
3. [Datasheet Microchip 2N7000](#)

Источник эталонной частоты для всей лаборатории

Mitchell Lee

EDN

Оснащение лаборатории источниками стандартных эталонных частот имеет смысл, если в лаборатории используется несколько частотомеров, анализаторов спектра и другое частотно-зависимое измерительное оборудование. Вместо того, чтобы тратить время на поддержание внутренних генераторов всех приборов в калиброванном состоянии или покупать дорогие высокоточные генераторы, можно воспользоваться схемой,

показанной на Рисунке 1, чтобы распределить сигнал одного источника калиброванной частоты между внешними входами калибровки всех приборов. Схема представляет собой простой генератор 10 МГц и усилитель-распределитель. Выходной сигнал берется не с эмиттера или коллектора транзистора Q_1 , на котором собрана емкостная трехточка (генератора Колпитца), а непосредственно из тока, протекающего через 10-меггерцовый

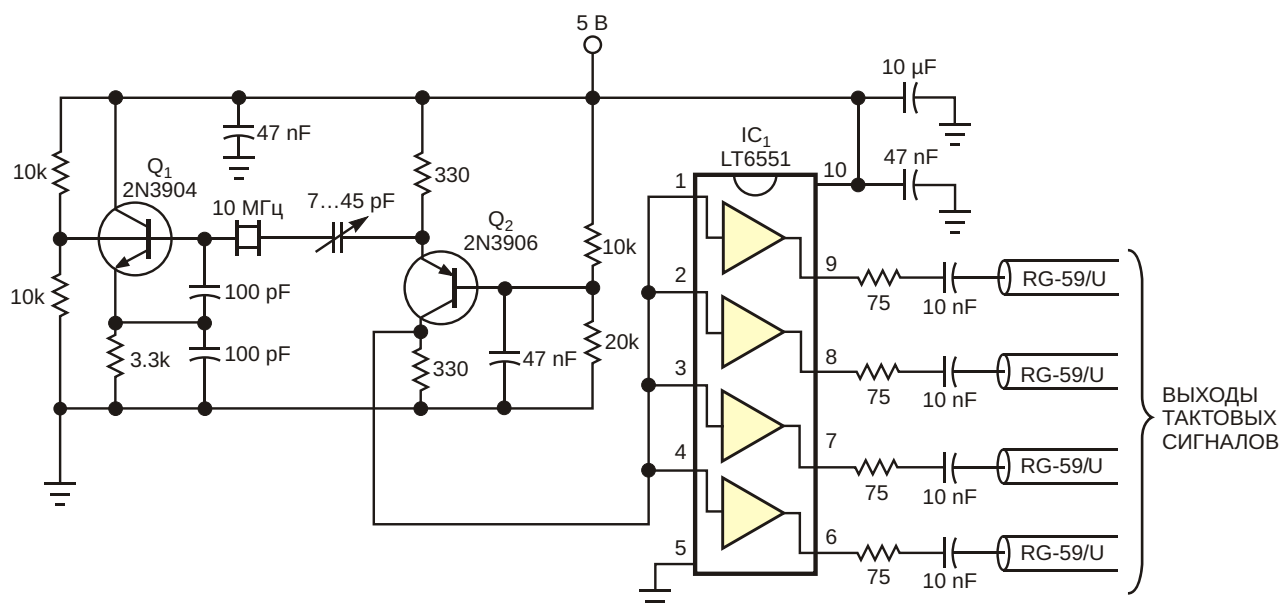


Рисунок 1. Лабораторная система распределения может служить альтернативой нескольким источникам стандартных частот.

кварцевый резонатор. Каскад с общей базой на транзисторе Q_2 преобразует этот ток в напряжение и устанавливает подходящий уровень смещения для выходного усилителя IC_1 . Эта микросхема, содержащая четыре идентичных буфера с коэффициентом усиления 2 и полосой пропускания 110 МГц по уровню 3 дБ, может работать на нагрузки 50 Ом или 75 Ом.

Из Рисунка 1 видно, что на выходе схеме включены согласующие резисторы 75 Ом. Преимуществом такого импеданса является возможность использования недорогих разъемов F-типа и дешевого телевизионного коаксиального кабеля. IC_1 обеспечивает хорошую изоляцию между своими выходами, так что

изменения нагрузки на одном выходе не влияют на другие выходы. Мощность сигналов, отдаваемых схемой на каждый выход, превышает 6 дБм. Если критически важны высокая точность и низкий дрейф, вместо генератора Колпитца можно использовать любой готовый термостатированный кварцевый генератор. Его выход нужно будет подключить через резистор 510 Ом и конденсатор 10 нФ непосредственно к эмиттеру транзистора Q_2 . Если четырех выходов недостаточно, можно включить любое необходимое количество каскадов на микросхеме LT6551. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT6551](#)



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!