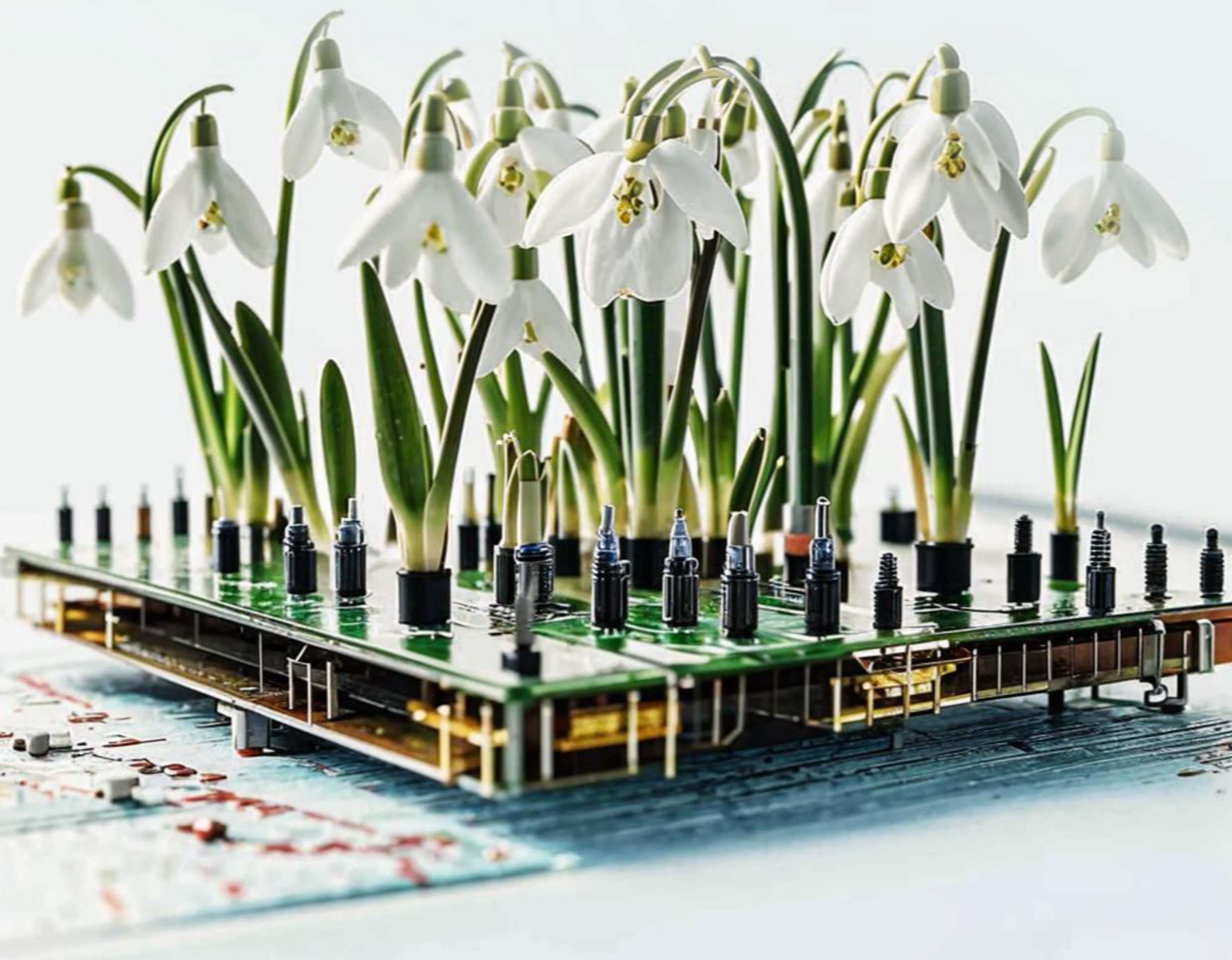




- ✓ Технология FinFET приближается к концу?
- ✓ Двухканальная приставка к осциллографу
- ✓ Универсальный блок защиты акустических систем





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!**





Март-Апрель 2024 (131)

Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

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

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

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

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:
www.rlocman.ru/magazine

Новости

- 4 «Росэлектроника» начала поставку оборудования нового поколения для суперкомпьютеров
- 4 EPC анонсировала первый GaN полевой транзистор с сопротивлением открытого канала 1 мОм
- 5 Уникальная разработка: широкоапертурные излучатели для генерации интенсивных ТГц импульсов
- 6 Seeed представляет компактную плату разработки для SnK ESP32-C6 с полной поддержкой стандарта Matter
- 7 RОНМ разработала новый операционный усилитель с рекордно низким потреблением тока
- 8 Первая в России мультимодальная модель искусственного интеллекта – в открытом доступе
- 10 Высокопроизводительные микроконтроллеры STMicroelectronics открывают путь к новым инновациям в системах умного дома и промышленности

Статьи

- 12 Многофазные выпрямители с умножением напряжения
- 18 Точная стабилизация напряжения с динамическим масштабированием
- 21 Коррекция падения напряжения и фазового сдвига в линиях передачи
- 24 Выбор правильного уровня пульсаций тока дросселя
- 26 Требования к вспомогательным источникам питания для драйверов затворов SiC/GaN приборов
- 30 Керамические входные конденсаторы могут вызывать броски напряжения
- 34 Многооборотный ТРО датчик положения потребляет нулевую мощность
- 38 Технология FinFET приближается к концу?
- 40 Ищете DC/DC преобразователь с отрицательным выходным напряжением? Больше не ищите!
- 45 Управление КМОП двухтактными каскадами с помощью логических сигналов, связи по переменному току и заземленных затворов
- 48 Уменьшение нагрева мощных операционных усилителей

Схемы

- 50 Усовершенствованный выключатель питания с фиксацией
- 56 Инвертор напряжения использует выходные выводы в качестве входов, а вывод земли в качестве выхода
- 59 ШИМ-генератор биполярных импульсов
- 60 Бытовой датчик утечки метана
- 64 Двухканальная приставка к осциллографу
- 67 Эффективный удвоитель напряжения на основе обычных КМОП инверторов
- 70 Контроллер пропуска периодов однофазной сети, не создающий гармоник
- 72 Усложненный измеритель уровня звука с логарифмической шкалой
- 76 Сопряжение поворотного энкодера с цифровым потенциометром
- 78 Зарядовый насос уменьшает напряжение вдвое, чтобы удвоить «эфффективность» по току
- 80 Расширение функций управления включением/выключением TOPSwitch
- 82 Схема виртуального стабилизатора упрощает подключение высоковольтных цепей
- 85 15-битный АЦП на основе преобразователя напряжение-время для линеаризации анемометра
- 88 Универсальный блок защиты акустических систем
- 90 Как сделать помехозащищенный инфракрасный модуль обнаружения препятствий
- 82 Драйверы мощных светодиодов без внешних силовых ключей
- 96 Резистор изгиба как альтернатива геркону
- 98 Классическая (правильная) ЦМУ с компрессором
- 103 Генераторы биполярных импульсов на ОУ
- 106 Как с помощью Arduino сделать изолированный цифровой регулятор нагрузки переменного тока
- 110 Эффективная биполярная схема вольтодобавки с цифровым управлением
- 112 Отличное устройство для калибровки миниатюрных высокочувствительных анемометров
- 115 Обратнойходовой источник питания 5 В с входным напряжением 85-260 В AC
- 120 Высококачественный источник питания для любительской лаборатории
- 126 Однопроводная линия передачи данных для автомобиля
- 128 Питание синего светодиода от 3-вольтовой батареи
- 129 Адаптивная подтяжка

«Росэлектроника» начала поставку оборудования нового поколения для суперкомпьютеров

Холдинг «Росэлектроника» Госкорпорации Ростех начал поставки оборудования нового поколения для создания суперкомпьютеров. Оно стало более компактным по сравнению с предыдущими модификациями. Решение способно объединять сервера в мощный вычислительный кластер для проведения сложных научных, инженерных и промышленных расчетов. Первыми заказчиками стали предприятия одной из крупнейших промышленных компаний России.



В состав оборудования входят высокопроизводительные серверы, 24-х портовые коммутаторы и адаптеры высокоскоростной сети «Ангара» нового поколения.

Сетевое оборудование «Ангара» обеспечивает объединение серверов в единый вычислительный кластер для проведения расчетов с высокоинтенсивным обменом информацией и сверхнизкими задержками передачи данных между узлами кластера. Новинку разработали инженеры Научно-исследовательского центра электронной вычислительной техники (НИЦЭВТ, входит в холдинг «Росэлектроника» Госкорпорации Ростех).

«Мы произвели первые поставки нового поколения сетевого оборудования линейки «Ангара», разработка которого завершилась в 2023 году. Техника установлена на территории двух научно-исследовательских организаций. Устройства позволяют еще более эффективно выполнять задачи по созданию современных российских суперкомпьютеров для решения сложных научных задач. Сегодня именно от такого оборудования во многом зависит успех и скорость научных изысканий, а значит – и развитие отечественной промышленности», – отметил генеральный директор НИЦЭВТ Руслан Дзейтов.

НИЦЭВТ является разработчиком суперкомпьютерных технологий, средств вычислительной техники, электронных модулей и блоков.

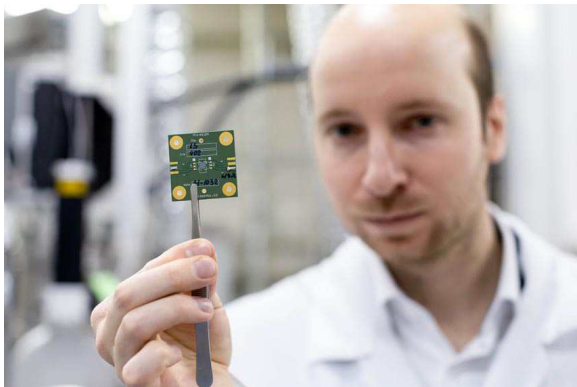
ЕРС анонсировала первый GaN полевой транзистор с сопротивлением открытого канала 1 мОм

Компания EPC представляет 100-вольтовый GaN полевой транзистор EPC2361 с сопротивлением открытого канала 1 мОм в компактном корпусе QFN размером 3 мм × 5 мм, обеспечивающий более высокую плотность мощности для DC/DC преобразования, быстрой зарядки, приводов двигателей и слежения за точкой максимальной мощности солнечных батарей.

EPC начинает производство 100-вольтовых транзисторов EPC2361 с сопротивлением открытого канала 1 мОм. Это GaN полевой транзистор с самым низким сопротивлением открытого канала на рынке, обеспечивающий вдвое большую удельную мощность

по сравнению с продуктами EPC предыдущего поколения.

EPC2361, имеющий типовое сопротивление открытого канала всего 1 мОм, выпускается в корпусе QFN площадью 3 мм × 5 мм со сниженным тепловым сопротивлением и



ромагнитного спектра, получил название «ТГц щель» из-за отсутствия эффективных источников и детекторов ТГц излучения, а также элементов управления ТГц пучками. На сегодняшний день принято считать, что ТГц диапазон соответствует частотам 0.1-10 ТГц, или в длинах волн: 0.03-3.0 мм. Излучение ТГц диапазона имеет ряд уникальных особенностей – оно чувствительно к содержанию и состоянию воды в водосодержащих системах, включая биологические ткани, и способно проникать сквозь неполярные диэлектрические материалы, такие как бумага, пластик, ткани, дерево, керамика и др., являющиеся непрозрачными в видимом и ИК диапазонах.

В настоящий момент активно развиваются ТГц спектроскопические и изображающие системы, которые по своему пространственному разрешению превосходят аналогичные системы из радио и миллиметрового диапа-

зонов. При этом ключевые, и главное, высокоэффективные элементы таких систем – оптоэлектронные преобразователи коротких лазерных импульсов, используемые для генерации и детектирования ТГц импульсов, отсутствуют на отечественном рынке.

Исследователи из ИСВЧПЭ РАН, МГТУ им. Н.Э. Баумана, ИОФ РАН, МФТИ и ИФТТ РАН разработали оригинальные широкоапертурные ТГц излучатели, а также предложили новый подход по увеличению их эффективности, который заключается в создании специальной микролинзы на основе сапфировых волокон, способной эффективно концентрировать энергию лазерного излучения вблизи электродов излучателя. Эксперимент показал значительное увеличение генерируемой мощности ТГц излучения до 100 мкВт при сохранении высокого отношения между регистрируемым сигналом и шумом спектрометра.

Мы разработали уникальные для России широкоапертурные излучатели для создания отечественных систем спектроскопии и построения изображений в ТГц диапазоне, а также совместно с коллегами предложили оригинальный способ увеличения эффективности излучателей за счёт использования микролинзы на основе массива из профилированных сапфировых волокон – сообщил Дмитрий Пономарёв, инициатор работы, заместитель директора ИСВЧПЭ РАН и ведущий научный сотрудник МГТУ им. Н.Э. Баумана.

Seeed представляет компактную плату разработки для СиК ESP32-C6 с полной поддержкой стандарта Matter

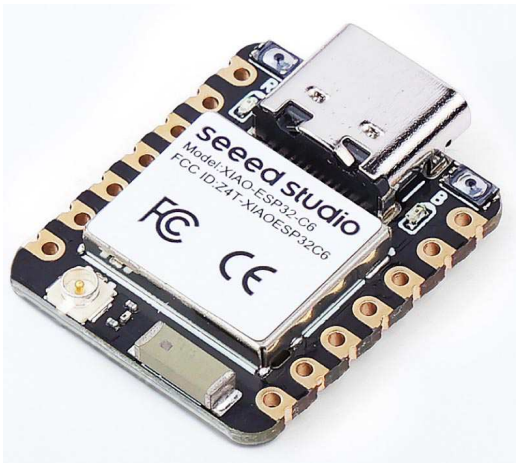
Gareth Halfacree

Hackster.io

Эта миниатюрная плата, оснащенная высокопроизводительным ядром RISC-V, работающим на частоте 160 МГц, и маломощным 20-мегагерцовым дополнительным ядром предназначена для проектов умного дома.

Seeed Studio выпустила новую модель в семействе XIAO миниатюрных плат разработки для микроконтроллеров, построенную на базе СиК ESP32-C6 с RISC-V процессором ESP32C6, и оснащенную средствами поддержки Wi-Fi 6, Bluetooth 5.3 Low Energy (BLE) и Matter IEEE 802.15.4.

Новейшая модель в линейке XIAO, названной в честь китайского слова «маленький» в связи с ее миниатюрными размерами, – модуль XIAO ESP32C6 содержит пару 32-битных RISC-V процессоров: высокопроизводительное ядро, работающее на частоте до 160 МГц и малопотребляющее вспомога-



тельное ядро, работающее на частоте до 20 МГц. Имеется 512 КБ статической оперативной памяти (SRAM), 4 МБ встроенной флэш-памяти, схема управления батареей и поддержка обещанного режима пониженного энергопотребления с током 15 мкА – почти

второе меньшим, чем требуется для XIAO ESP32C3, хотя и большим, чем у энергоэффективного XIAO nRF52840.

Однако выделяют новый XIAO именно возможности подключения; в то время как предыдущие модели были ограничены Bluetooth Low Energy (BLE) и/или Wi-Fi 4, XIAO ESP32C6 включает Wi-Fi 6, Bluetooth 5.3 Low Energy и IEEE 802.15.4 с поддержкой Zigbee и Thread, что делает модуль готовым к использованию при разработке систем на основе нового межвендорного стандарта домашней автоматизации Matter.

Seeed подтвердила, что новая плата будет поддерживаться в Arduino IDE и собственной среде разработки ESP-IDF компании Espressif, но поддержка MicroPython и CircuitPython пока отсутствует.

Плата XIAO ESP32C6 уже доступна для заказа в магазине Seeed Studio по цене \$5.20.

ROHM разработала новый операционный усилитель с рекордно низким потреблением тока

Самое низкое в отрасли потребление тока 160 нА позволяет экономить энергию в потребительском и промышленном оборудовании

Компания ROHM разработала линейный операционный усилитель (ОУ) LMR1901YG-M с самым низким потреблением тока в отрасли. Это делает его идеальным для усиления сигналов датчиков, используемых для измерения температуры, скорости потока, концентрации газа и других параметров в приложениях, работающих от внутренних источников (например, батарей).

В последние годы спрос на упреждающее регулирование растет для различных приложений в бытовой и промышленной электронике. Поэтому растет потребность в точном измерении параметров, относящихся к этим приложениям, таких как температура, влажность, вибрация, давление и скорость потока. Операционные усилители, основная функция которых заключается в усилении сигналов датчиков для последующего детектирования и/или аналого-цифрового преобразования, являются важнейшим компонен-



том сигнальной цепочки, что в значительной степени влияет как на точность, так и на энергопотребление. ROHM разрабатывает операционные усилители, удовлетворяющие требованиям как высокой точности, так и низкого потребления тока. Благодаря постоянному совершенствованию схемотехники, основанной на оригинальной технологии

Nano Energy, ROHM теперь может предложить операционный усилитель, обеспечивающий самое низкое потребление тока на рынке.

В LMR1901YG-M используется оригинальная технология ультранизкого потребления энергии, которая полностью подавляет рост тока, обусловленный изменениями температуры и напряжения, снижая потребление тока всего до 160 нА (типичное значение), что примерно на 38% меньше, чем у обычных маломощных операционных усилителей. Это не только продлевает срок службы приложений, работающих от внутренних батарей, таких как электронные ценники, но также увеличивает время работы смартфонов и других устройств, оснащенных аккумуляторами. При этом низкий ток потребления не изменяется в диапазоне температур от $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+105\text{ }^{\circ}\text{C}$, что обеспечивает стабильную работу с низким энергопотреблением даже в условиях колебаний внешних температур, включая устройства пожарной сигнализации и датчики окружающей среды.

Среди других улучшений характеристик – снижение входного напряжения смещения на 45% по сравнению с обычными слаботочными ОУ до значения всего 0.55 мВ (максимальное значение при $T_A = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$), при этом гарантируется, что максимальный температурный дрейф входного напряжения смещения остается в пределах $7\text{ мкВ}/^{\circ}\text{C}$. Это позволяет с высокой точностью усиливать сигналы датчиков. Микросхема LMR1901YG-M, способная работать при напряжении питания от 1.7

до 5.5 В и поддерживающая rail-to-rail размах входных и выходных сигналов, подходит для широкого спектра приложений на рынках промышленного оборудования и потребительских товаров. Новый операционный усилитель ROHM также соответствует автомобильному стандарту надежности AEC-Q100, обеспечивая стабильную работу даже в жестких условиях кабины автомобилей без ущерба для функциональности.

В дополнение к различным техническим документам, необходимым для проектирования схем, и SPICE-моделям (бесплатно доступным на сайте ROHM), для ускорения выхода на рынок можно использовать симулятор ROHM Solution.

Примеры применения

- Потребительские приложения: смартфоны, смарт-часы, носимые устройства, системы пожарной сигнализации, датчики движения и т. д.
- Промышленное оборудование: электронные ценники, портативные измерительные приборы, регистраторы данных, датчики окружающей среды для Интернета вещей и т. д.
- Автомобильные системы: противоугонные датчики, регистраторы движения и т. д.

Информация для покупателей

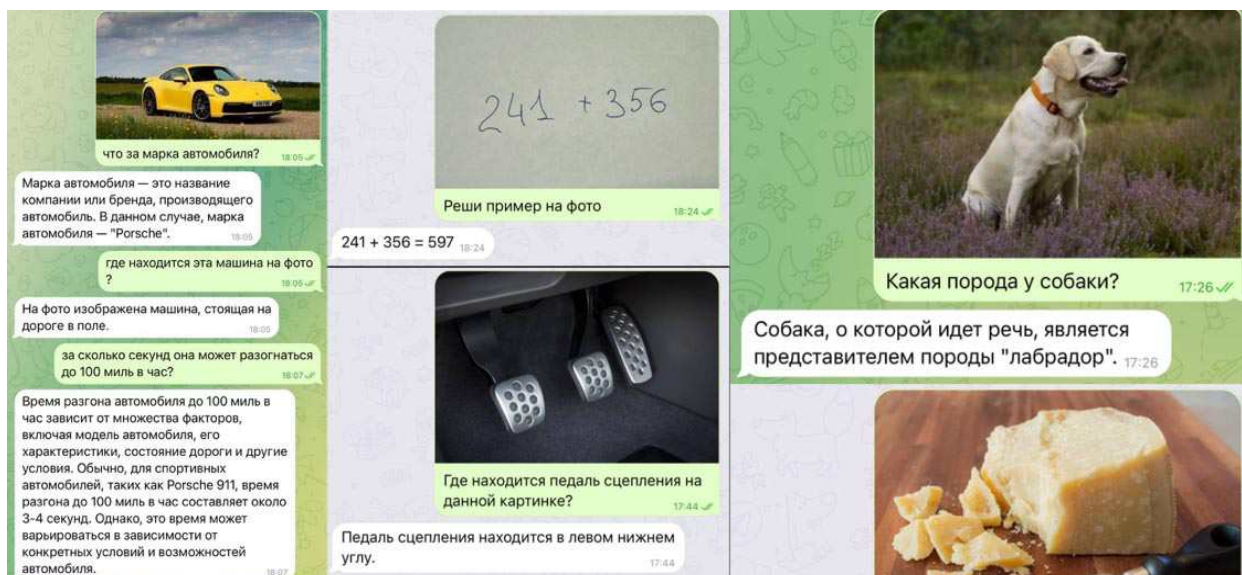
Операционные усилители LMR1901YG-M выпускаются серийно с ноября 2023 года и продаются по цене \$4.0 за штуку.

Первая в России мультимодальная модель искусственного интеллекта – в открытом доступе

Институт искусственного интеллекта AIRI представил открытую версию модели OmniFusion – OmniFusion 1.1. Первая в России мультимодальная языковая модель, способная поддерживать визуальный диалог и отвечать на вопросы пользователей по картинкам, теперь поддерживает русский язык. Open-source-код для обучения и веса доступны к использованию и могут быть применены в том числе при разработке коммерческих продуктов.

OmniFusion – это передовая мультимодальная модель искусственного интеллекта, предназначенная для расширения возможностей традиционных систем обработки языка за счет интеграции дополнительных модальностей данных, например, изображений, а в перспективе – аудио, 3D- и видеоконтента.

Модель распознает и описывает изображения. С ее помощью можно объяснить, что изображено на фото, узнать рецепт для приготовления блюда по фотографии ингредиентов.



тов, проанализировать карту помещения или узнать, как собрать устройство по фото отдельных его частей. Модель также умеет распознавать текст и решать задачи. Например, с её помощью можно решить логические задачи, написанный на доске математический пример или распознать формулу, а также получить их представления в формате LaTeX. Спектр возможностей широкий: уже сейчас модель может проанализировать медицинское изображение и указать на нем какую-то проблему. Разумеется, для того, чтобы подобная модель помогала ставить диагнозы, ее необходимо дополнительно обучать на профильных датасетах с привлечением экспертов из медицины.

OmniFusion – это первая в России мультимодальная модель. Среди зарубежных аналогов на рынке представлены, например, LLaVA, Gemini, GPT4-Vision, а также китайские модели Qwen, DeepSeek и LViS. Часть из этих моделей относится к числу проприетарных, то есть находится в закрытом доступе, и судить о метриках качества таких моделей можно только на основе опубликованных компаниями цифр или посредством платных API. GPT4-Vision и Gemini уже встроены в продуктовую линейку чат-ботов от OpenAI и Google. В отличие от платных моделей, среди open-source решений можно также найти достойные аналоги, такие как LLaVA и Mulnmodal-GPT.

Всего качество модели в разных вариантах её архитектуры оценили при помощи 8 известных бенчмарков – специализирован-

ных тестов для анализа работоспособности AI-моделей в ответах на визуальные вопросы. В науке этот тип задач называется VQA, или Visual Question Answering.

Среди них, например, были проведены тесты на TextVQA – бенчмарке для оценки качества ответов на вопросы по изображениям, содержащим какой-то текст, POPE – бенчмарке для оценки галлюцинаций (когда модель начинает выдумывать несуществующие данные в ответах), а также ScienceQA – бенчмарке с вопросами, основанными на лекциях и вопросах на различные научные темы.

Эксперименты по оценке качества показали: OmniFusion достигает высоких результатов в большинстве бенчмарков, не уступая зарубежным моделям, которые в том числе построены на более крупных языковых моделях (например, LLaVA-13B). Следует отметить, что для таких известных бенчмарков как MMMU, GQA и TextVQA, модель OmniFusion показывает лучшие результаты в сравнении с LLaVA-7B и LLaVA-13B.

В основе архитектуры модели лежит методика совмещения предварительно обученной большой языковой модели и её «глаз» – визуальных энкодеров, которые позволяют кодировать информацию на изображении в числовой вектор, называемый эмбедингом. Обучением OmniFusion занимается научная группа FusionBrain Института AIRI при участии учёных из SberAI и SberDevices.

«Публикуя открытый исходный код OmniFusion, включая веса модели и скрипты

для обучения, мы стремимся внести вклад в сообщество исследователей искусственного интеллекта и поспособствовать дальнейшему развитию мультимодальных архитектур, созданию новых приложений на их основе. Кроме того, мы уже начали эксперименты, которые помогут обучить ее понимать видео и 3D-контент. Наш коллектив также

активно сотрудничает с коллегами-учеными из области медицины. Надеемся, что в будущем эти изыскания приведут к созданию принципиально новых инструментов для помощи врачам», – сказал генеральный директор Института AIRI, доктор физико-математических наук, профессор РАН Иван Оселедец.

Высокопроизводительные микроконтроллеры STMicroelectronics открывают путь к новым инновациям в системах умного дома и промышленности

Новые микроконтроллеры STM32H7R/S поднимают на новый уровень производительность встроенных приложений для интеллектуальных устройств следующего поколения на заводах, в зданиях, инфраструктуре и электронном здравоохранении.

STMicroelectronics представила новые высокоэффективные устройства, сочетающие производительность, масштабируемость и безопасность более сложных микропроцессорных систем с простотой и интеграцией микроконтроллеров.



Используя новые микроконтроллеры STM32H7, производители интеллектуальных приборов, контроллеров для умного дома, средств промышленной автоматизации, персональных медицинских устройств и многого другого оборудования могут быстрее и с меньшими затратами совершенствовать свои продукты по мере роста требований конечных пользователей. Например, у разработчиков есть возможность добавления более богатых, красочных пользовательских интерфейсов и выполнения нескольких функций одновременно, что обычно реализуется с помощью микропроцессоров.

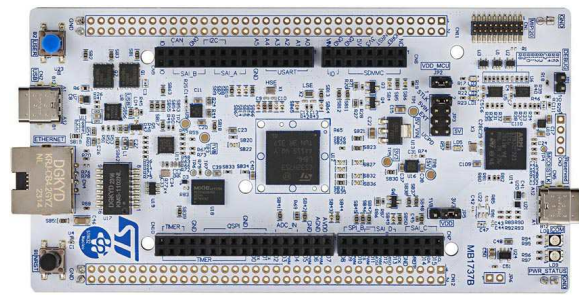
В новых микроконтроллерах STM32H7R и STM32H7S реализованы надежные функции безопасности, необходимые для работы с приложениями Интернета вещей (IoT). Эти функции включают защиту от физических атак, защиту памяти, изоляцию кода для защиты приложения во время выполнения программы и аутентификацию платформы. Устройства STM32H7S обеспечивают дальнейшее повышение уровня безопасности за счет интеграции неизменяемого корня доверия, отладочной аутентификации и аппаратных криптографических ускорителей, поддерживающих новейшие алгоритмы для предотвращения несанкционированного доступа к коду и данным. Благодаря этим функциям безопасности устройства соответствуют сертификатам SESIP3 и PSA Level 3, отвечая самым высоким отраслевым стандартам киберзащиты.

В микроконтроллерах STM32H7 сочетаются самое высокопроизводительное ядро Arm Cortex-M, которое когда-либо анонсировала ST (Cortex-M7 работает на частоте до 600 МГц), минимальный объем встроенной памяти и высокоскоростные внешние интерфейсы. Это позволяет инженерам, используя простые и недорогие средства разработки микроконтроллеров, создавать системы с повышенной производительностью и гибкостью. Доступные устройства подразделяются

на микроконтроллеры общего назначения STM32H7R3/S3 и микроконтроллеры с расширенными возможностями обработки графики STM32H7R7/S7. Разработчики могут свободно обмениваться программным обеспечением между двумя линейками микроконтроллеров, что позволяет эффективно использовать ресурсы проекта и быстрее выводить новые продукты на рынок.

Начало серийного производства новых микроконтроллеров STM32H7 запланировано на апрель 2024 года.

Для ускорения создания приложений с использованием новых устройств разработ-



Прототипная плата NUCLEO-H7S3L8.

чикам доступны демонстрационная платформа STM32H7S8-DK и расширяемая прототипная плата NUCLEO-H7S3L8 MCU.

Многофазные выпрямители с умножением напряжения

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены варианты схем многофазных выпрямителей для получения выходных напряжений единичного или умноженного значений.

Первые выпрямители одно- и многофазных сигналов появились на свет не один десяток лет тому назад [1], Рисунок 1.

За последние десятилетия существенного разнообразия новых схем выпрямления сигналов не наблюдается. В этой связи опреде-

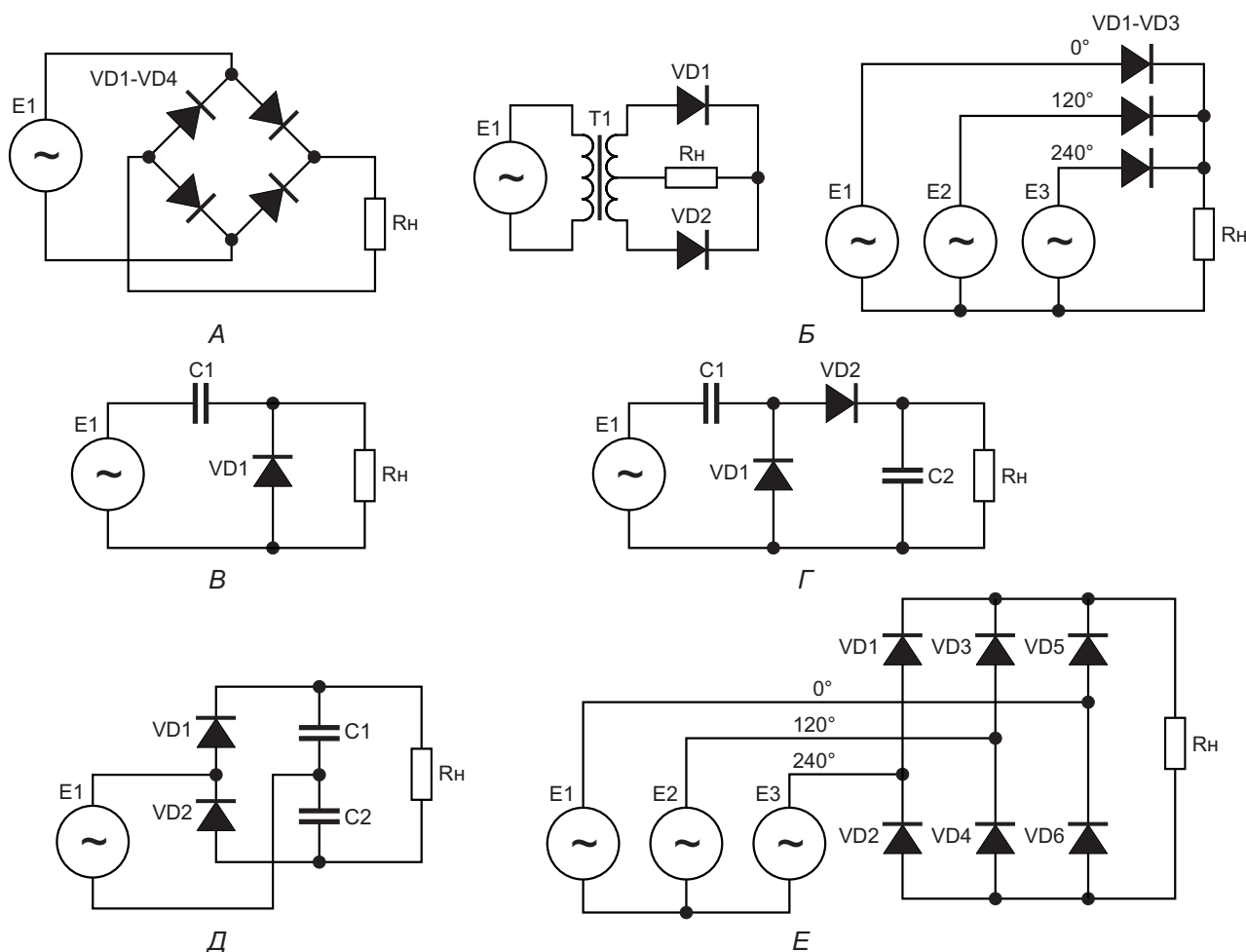


Рисунок 1. Классические схемы выпрямителей:

А – Мостовой выпрямитель переменного тока К.Ф. Поллака (1895), Л. Гретца (1897)

Б – Однофазный двухполупериодный и трёхфазный однополупериодный выпрямитель В.Ф. Миткевича (1901)

В – Однополупериодный выпрямитель П.У. Виллара (1901)

Г – Выпрямитель с удвоением напряжения Г. Грайначера (1913)

Д – Мостовой выпрямитель с удвоением напряжения Ж.Д. Делона (1921)

Е – Трёхфазная мостовая выпрямительная схема А.Н. Ларионова (1923)

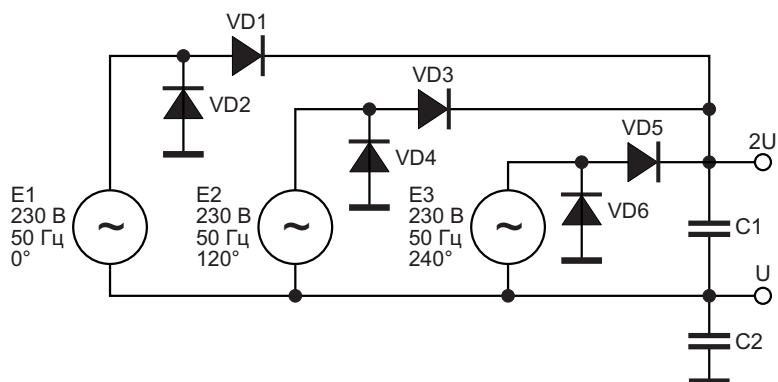


Рисунок 2. Трёхфазный выпрямитель с двумя выходными напряжениями.

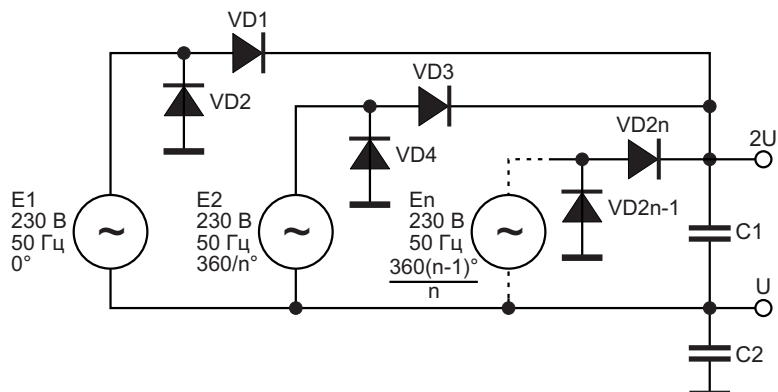


Рисунок 3. Многофазный выпрямитель с двумя выходными напряжениями.

лённый интерес представляют схемы многофазных выпрямителей, представленных на Рисунках 2–12, которые позволяют получить на выходах сразу два или более напряжений.

На Рисунке 2 показан пример выполнения трёхфазного выпрямителя, использующий почти классическое построение выпрямителя

лей с удвоением выходных напряжений [3]. На одном выходе выпрямителя, Рисунок 2, формируется напряжение $+U$ и на втором выходе – удвоенное напряжение $+2U$.

Представленная схема привлекательна тем, что позволяет использовать неограниченное количество источников многофазного

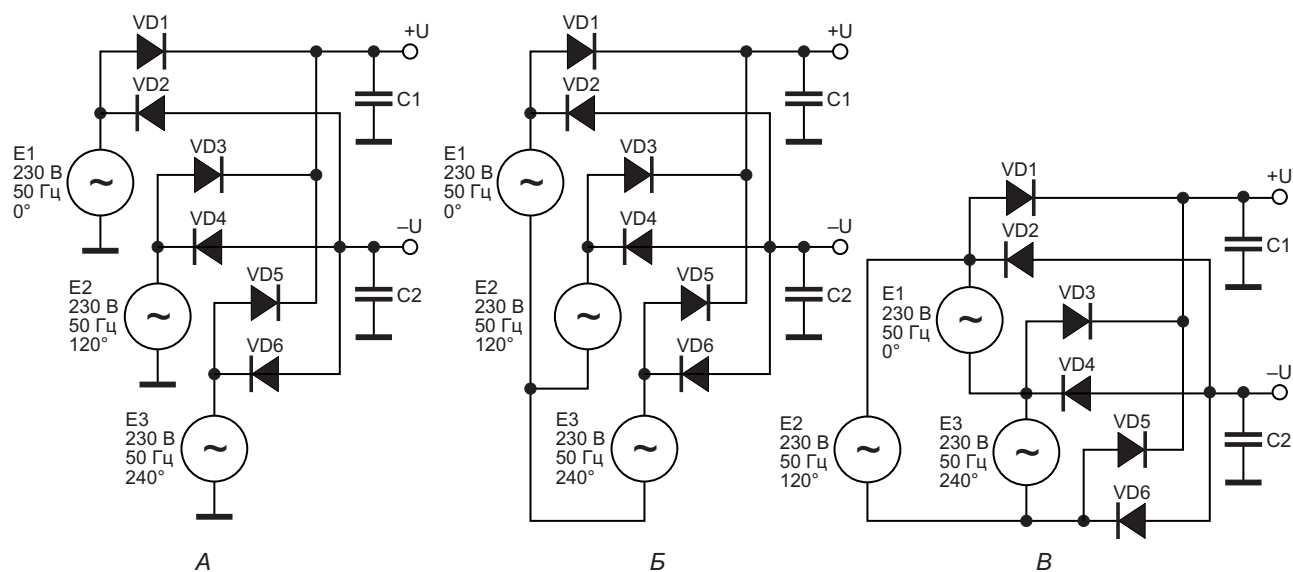


Рисунок 4. Трёхфазные выпрямители с двумя выходными напряжениями: А и Б – по схеме «звезда»; В – «треугольник».

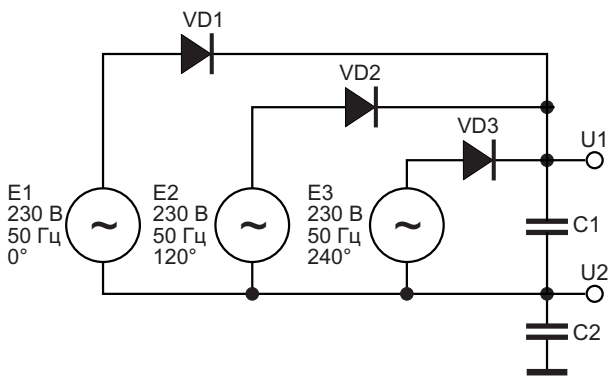


Рисунок 5. Трёхфазный выпрямитель (упрощенный вариант) с двумя выходными напряжениями.

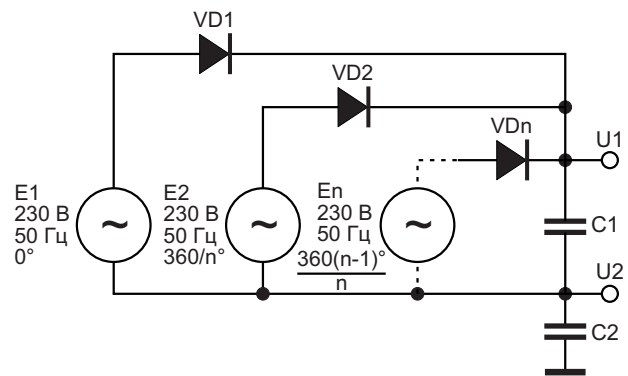


Рисунок 6. Многофазный выпрямитель (упрощенный вариант) с двумя выходными напряжениями.

напряжения. Стоит отметить, что чем больше в выпрямителе задействовано источников многофазных сигналов, тем менее выражены пульсации на выходе выпрямителя.

На Рисунке 3 показана возможность использования многофазного выпрямителя с источниками неограниченного количества фаз. Величина фазового сдвига между источниками переменного напряжения для снижения пульсации должна выбираться из выражения $360/n$, где n – количество фаз. Так, для трёхфазного выпрямителя сдвиг фаз должен составлять $0, 120$ и 240° .

На Рисунке 4 представлены варианты выполнения трёхфазных выпрямителей,

использующих иное строение. При равенстве количества элементов эти выпрямители позволяют получить на своих выходах напряжения как положительной, так и отрицательной полярности, равные по величине. По такому же принципу могут быть собраны выпрямители с количеством фаз более трех.

На Рисунке 5 представлен упрощённый вариант рассмотренных выше выпрямителей трёхфазных сигналов, единственным преимуществом которого является то, что в нём использовано меньшее количество выпрямительных диодов. Для выпрямления многофазных источников переменного напряжения может быть использована схема выпрямителя, Рисунок 6.

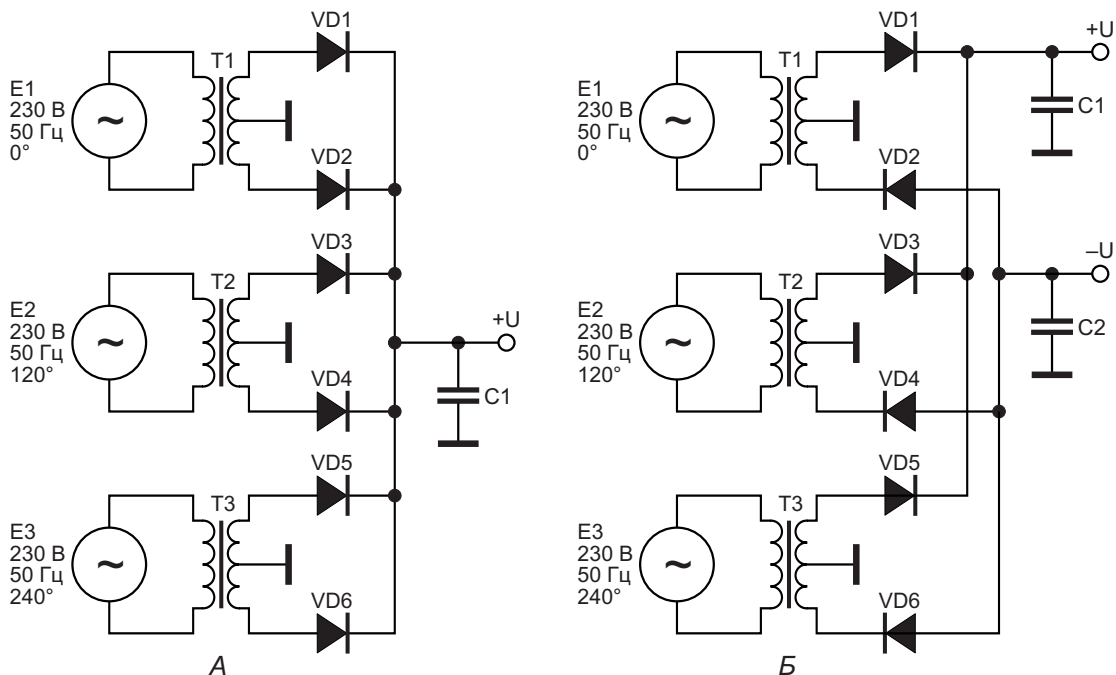


Рисунок 7. Многофазный трансформаторный двухполупериодный выпрямитель, имеющий: А – одно выходное напряжение; Б – два выходных напряжения разной полярности.

Интересной особенностью выпрямителей, Рисунки 5 и 6, является то, что при условии $E1 = E2 = E3 = 230$ В и равенстве сопротивлений нагрузки напряжение на выходе $U1$ равно $+162$ В, а на выходе $U2$ -162 В. В случае, если сопротивление нагрузки по выходу $U1$ вдвое выше сопротивления нагрузки по выходу $U2$, выходные напряжения равны, соответственно, $+216$ В и -108 В. При отсутствии нагрузки по одному из каналов выходное напряжение по второму из каналов возрастает до максимального значения $+325$ В или -325 В, соответственно.

Таким образом, несмотря на простоту схем, представленных на Рисунках 5 и 6, эти выпрямители имеют заметный недостаток, выражающийся в том, что при неравномерной нагрузке на выходы выпрямителя наблюдается отчётливо выраженные взаимовлияние величины нагрузки на одном из каналов на величину выходного напряжения на другом канале. Отличаются такие выпрямители и повышенным коэффициентом пульсаций выпрямленного напряжения.

Многофазные двухполупериодные выпрямители с использованием трансформатора,

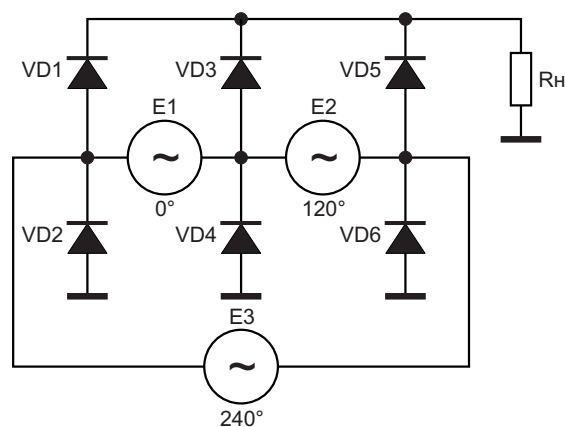


Рисунок 8. Многофазный мостовой выпрямитель с включением источников напряжения по схеме «треугольник».

имеющего среднюю точку во вторичной обмотке, показаны на Рисунке 7. Частота пульсаций на выходах выпрямителей, Рисунки 7А и 7Б, равна 300 и 150 Гц, соответственно. Источники $E1$, $E2$ и $E3$, питающие первичные обмотки трансформаторов, могут быть включены «звездой» или «треугольником».

Многофазный мостовой выпрямитель, Рисунок 8, содержит минимально возможное



РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

www.rlocman.ru/price

Подберите оптимального поставщика электронных компонентов, измерительной и электронной техники.

Цены, условия поставки и доставки.



Приглашаем дистрибьюторов электронных компонентов и приборов

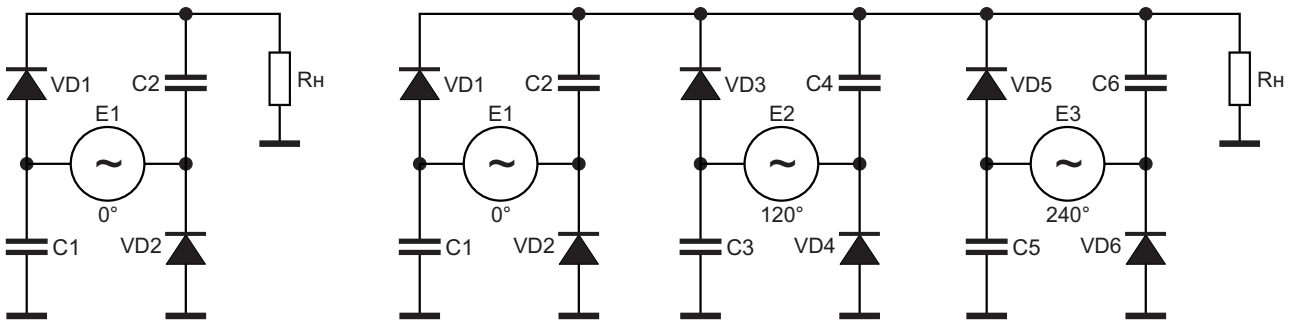


Рисунок 9. Диодно-емкостной однофазный выпрямитель (слева) и многофазный выпрямитель параллельного типа на его основе (справа).

количество выпрямительных диодов [3]. Частота пульсаций на выходе выпрямителя составляет 300 Гц при частоте входных источников напряжения, включенных по схеме «треугольник», 50 Гц.

На основе однофазного диодно-емкостного выпрямителя, Рисунок 9 (слева), может быть создан многофазный выпрямитель

параллельного типа, Рисунок 9 (справа), а также последовательного типа, Рисунок 10.

Последовательное включение обычных мостовых выпрямителей, Рисунок 11, позволяет создать высоковольтный источник постоянного напряжения с промежуточными выходами. Частота пульсаций для трехфазного выпрямителя на верхнем по схеме выхо-

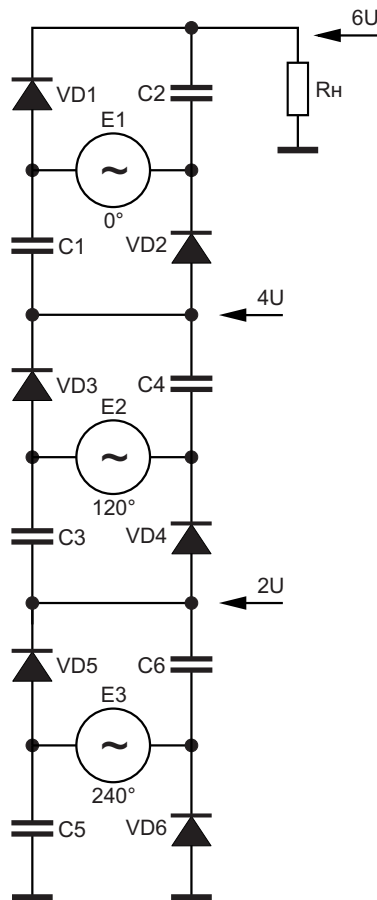


Рисунок 10. Многофазный выпрямитель на основе последовательного включения диодно-емкостных выпрямителей.

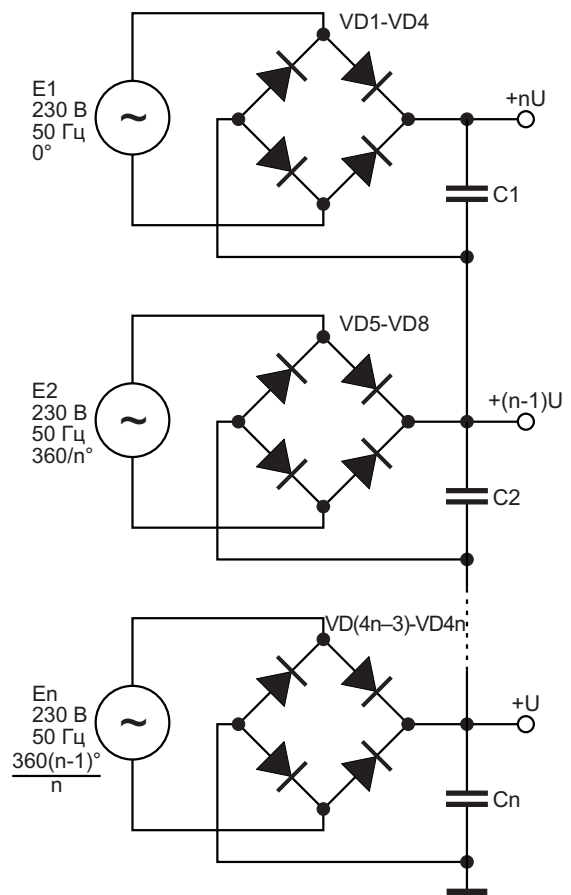


Рисунок 11. Многофазный выпрямитель на основе последовательного включения мостовых выпрямителей.

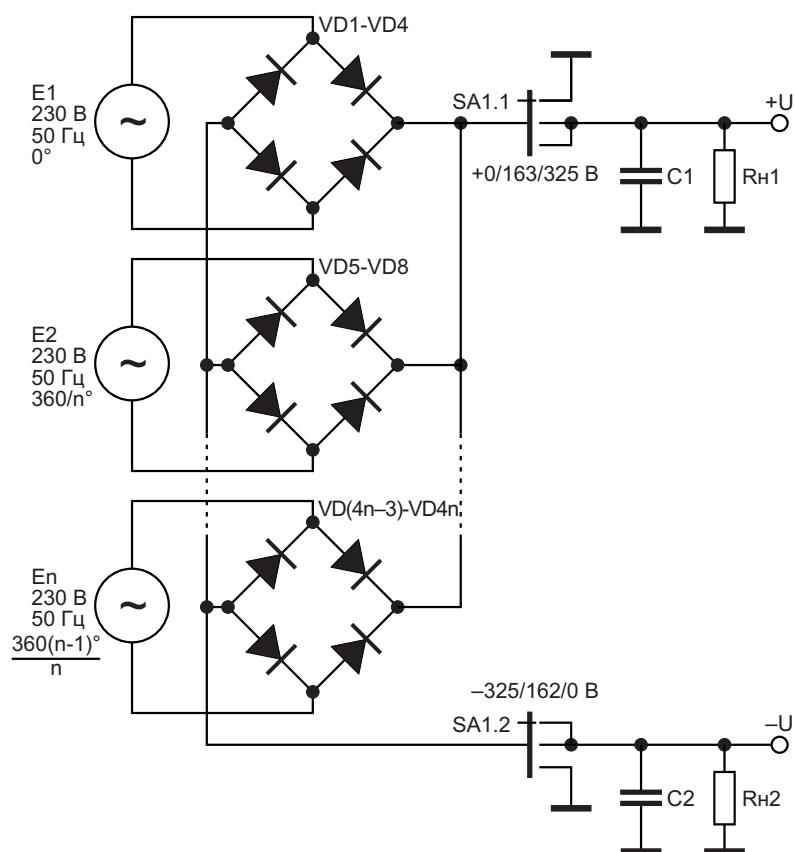


Рисунок 12. Многофазный выпрямитель с переключаемыми выходными напряжениями положительной (0, +163 В, +325 В) и отрицательной (–325 В, –162 В, 0) полярности.

де составляет 300 Гц, на среднем – 200 Гц и на нижнем – 100 Гц.

Схема многофазного мостового выпрямителя с переключаемыми выходными напряжениями показана на Рисунке 12. В зависимости от положения переключателя SA1 на выходах выпрямителя +U и –U можно получить напряжения положительной (0, +163 В, +325 В) и отрицательной (–325 В, –162 В, 0) полярности, соответственно.

В выпрямителе можно использовать произвольное количество источников синусоидального напряжения – от одного до n , однако для снижения уровней пульсаций сдвиг фаз от источника к источнику сдвиг фаз так же, как

и ранее, должен быть равен $360/n$ градусов. В качестве источников $E1, E2 \dots En$ можно использовать вторичные обмотки трансформаторов. При среднем положении переключателя SA1 (равенство напряжений разных полярностей на нагрузках) сопротивления нагрузок R_{n1} и R_{n2} должны иметь одинаковое значение. **ПЛ**

Литература

1. Шустов М.А. История электричества. Москва; Берлин: Директ-Медиа. 2019. 567 с.
2. Шустов М.А. Основы силовой электроники. СПб.: Наука и Техника, 2017. 336 с.
3. [Vyta LY3BG. Выпрямители.](#)

Точная стабилизация напряжения с динамическим масштабированием

Frederik Dostal

Аннотация

В этой статье рассматривается использование динамического масштабирования напряжения (dynamic voltage scaling, DVS) для повышения точности его стабилизации. DVS – это процесс, который регулирует выходное напряжение, немного повышая или понижая его в ожидании переходных процессов в нагрузке. В статье рассматривается, как конкретные микросхемы могут использоваться для надежного контроля напряжения.

Введение

Если требуется точно стабилизированное напряжение питания, при поиске подходящей микросхемы можно опираться на параметры точности по постоянному току, указанные в техническом описании импульсного регулятора. Обычно это значение составляет $\pm 1\%$ или $\pm 0.5\%$. Если в цепи обратной связи преобразователя напряжения используется внешний резистивный делитель напряжения, то отклонения номиналов резисторов также должны быть включены в расчет точности напряжения. Кроме того, помимо точности по постоянному току, необходимо учитывать динамическую точность напряжения. При переходном процессе в нагрузке, то есть, если ток, потребляемый нагрузкой, внезапно увеличился, выходное напряжение может упасть ниже или подняться выше установленного значения, прежде чем стабилизируется на заданном уровне. Поведение схемы в таком переходном режиме зависит от бы-

стродействия контура регулирования. Для приложений с повышенными требованиями к стабилизации напряжения питания обычно также требуется поддержание точного напряжения и во время таких переходных процессов в нагрузке. На Рисунке 1 показана типичная реакция напряжения во временной области после скачка тока. Здесь нагрузка подключалась через 100 мкс и отключалась через 400 мкс.

Преимущества DVS

DVS дает ряд преимуществ, которые обеспечивают повышенную точность стабилизации напряжения. Его можно использовать для компенсации последствий переходных процессов в нагрузке и улучшения качества регулирования.

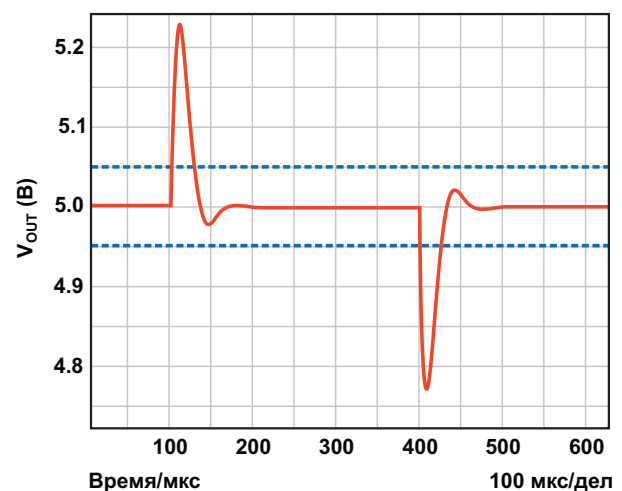


Рисунок 1. Типичная реакция источника питания на скачок нагрузки.

Флуктуации напряжения после переходного процесса в нагрузке, как показано на Рисунке 1, обычно во много раз превышают пределы ошибки напряжения питания по постоянному току. Пунктирные линии на Рисунке 1 показывают границы для точности в 1%.

Чтобы не дать возможности этим, иногда очень большим выбросам выйти за пределы заданного диапазона точности, имеет смысл использовать DVS. Здесь предполагается, что при низкой нагрузке будет происходить переход к большой нагрузке. Поэтому выходное напряжение немного увеличивается (например, до 5.2 В) до того, как в нагрузке произойдет переходный процесс. Это не меняет амплитуды провала напряжения. Однако в этом случае напряжение падает не с 5 В до 4.75 В, а с 5.2 В до 4.95 В. При высоком токе нагрузки напряжение немного снижается, поскольку обычно ожидается, что в какой-то момент нагрузка снова уменьшится. В этом случае выброс напряжения будет не таким большим.

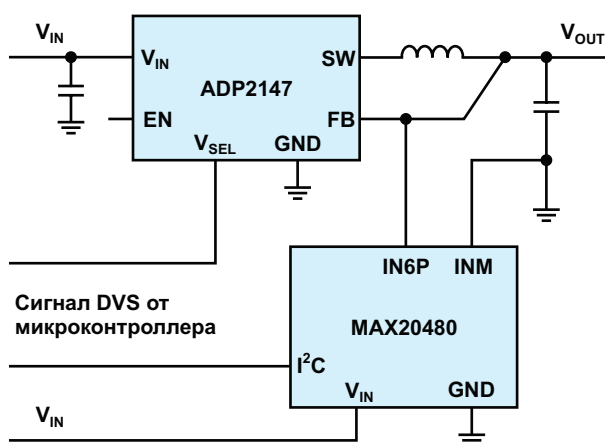


Рисунок 3. Мониторинг с помощью контроллера-супервизора с поддержкой DVS для особо важных приложений.

На Рисунке 2 показана схема понижающего импульсного регулятора, в котором реализована простая форма DVS. Чтобы указать, следует ли немного повысить выходное напряжение, на вывод V_{SEL} подается сигнал, например, от микроконтроллера. При простой реализации DVS сформировать эту команду и передать ее импульсному регулятору должна система. В других импульсных регуляторах реализуются более сложные системы

DVS. В них можно напрямую программировать индивидуальные пороговые значения тока нагрузки для переключения DVS.

В некоторых случаях в приложении, требующем повышенной точности стабилизации напряжения, может понадобиться использования микросхемы мониторинга, проверяющей, действительно ли выходное напряжение находится в пределах допустимого диапазона. При отсутствии переходных процессов в нагрузке для проверки постоянного напряжения, которое обычно находится в гораздо более узком диапазоне, достаточно простой микросхемы супервизора. Однако это не работает с системами DVS, поскольку постоянное напряжение в соответствии с концепцией DVS имеет два разных значения: несколько большее и несколько меньшее.

Для надежного контроля напряжения с системами DVS также могут использоваться специальные микросхемы мониторинга, такие как монитор системы питания MAX20480. Микросхема MAX20480 имеет цифровой интерфейс I²C и, как и импульсный стабилизатор на Рисунке 2, ее можно динамически переключать через вывод V_{SEL} для слежения за постоянным напряжением при использовании систем DVS. На Рисунке 3 показана блок-схема импульсного стабилизатора с DVS, показанного на Рисунке 2, с добавленной микросхемой контроля напряжения.

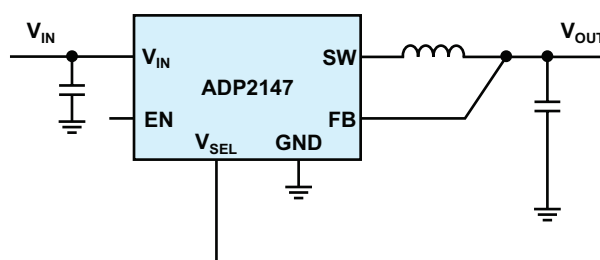


Рисунок 2. Понижающий регулятор с простой DVS, сигнал которого подается на вывод V_{SEL} .

Рисунок 2. Понижающий регулятор с простой DVS, сигнал которого подается на вывод V_{SEL} .

Заключение

Существуют интересные решения для получения напряжений питания с высокой

статической и динамической точностью. Для их реализации может быть особенно полезно DVS. Для контроля выходных напряжений выпускается ряд специальных микросхем с поддержкой DVS, включая микросхему монитора системы питания MAX20480. Такие микросхемы улучшают характеристики и снижа-

ют затраты, связанные с системами преобразования энергии. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADP2147](#)
2. [Datasheet Analog Devices MAX20480](#)

Коррекция падения напряжения и фазового сдвига в линиях передачи

Ron Shakery

EDN

Во многих контрольно-измерительных и высокоскоростных аналоговых приложениях для точного анализа характеристик устройства требуется подача на тестируемое устройство или предполагаемую нагрузку заданного целевого напряжения. Инженеры-проектировщики и испытатели хорошо знают, что эта цель иногда недостижима, поскольку импеданс линий, по которым передается сиг-

нал на нагрузку, изменяет исходный сигнал. Традиционно для точного измерения напряжения, которое нагрузка или тестируемое устройство видят на своих клеммах, инженеры используют подключение Кельвина. Четырехпроводное подключение Кельвина позволяет точно измерять напряжение на клемме нагрузки, но не может скорректировать падение напряжения или фазовый сдвиг, которые

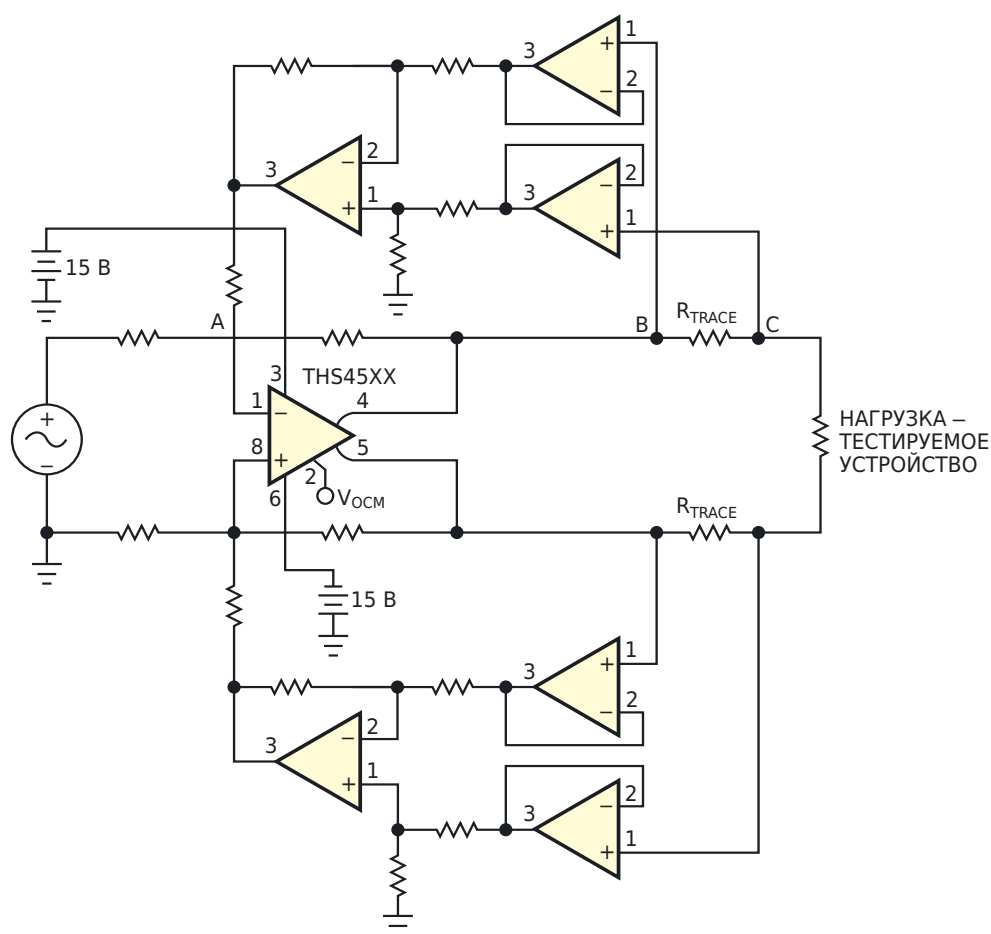


Рисунок 1. Эта полностью дифференциальная схема компенсирует падение напряжения и фазовый сдвиг в линиях передачи.

динамически возникают на сигнальных линиях с различными импедансами. При передаче высокочастотных сигналов в игру вступают RLC (эффекты линии передачи) цепей и вызывают значительный сдвиг фазы сигнала. Это всегда заставляет разработчиков искать наименее затратные методы коррекции падения напряжения и фазового сдвига в линиях передачи. Схема на Рисунке 1 представляет собой полностью дифференциальный драйвер линии, содержащий полностью дифференциальный усилитель и две высокочастотные высокоимпедансные цепи обратной связи (ОС).

Сопротивление каждой токоведущей линии вызывает падение напряжения на ней. Поэтому амплитуда сигнала, подаваемого на нагрузку, меньше амплитуды сигнала на выходе полностью дифференциального драйвера линии. Это падение напряжения пропорционально значению сопротивления линии R_{TRACE} и току, протекающему через соответствующую линию. Например, если выходной ток драйвера линии составляет 100 мА, а сопротивление линии равно 10 Ом, на R_{TRACE} возникает падение 1 В. В результате, если амплитуда выходного сигнала составляет 10 В пик-пик, нагрузка получает сигнал 9 В пик-пик. Линии обратной связи, работающие как вычитатели сигнала, точно измеряют это падение напряжения на R_{TRACE} . Затем это напряжение добавляется к входному напряжению драйвера линии в суммирующем узле А. Поскольку схема симметрична, одна и та же функция выполняется в соответствующих противоположных точках. В результате, независимо от величины общего падения напряжения на R_{TRACE} , вычитатель измеряет его и добавляет обратно к входному сигналу драйвера линии. Следовательно, выходной сигнал драйвера линии увеличивается пропорционально падению напряжения на R_{TRACE} , и нагрузка получает именно то напряжение, которое она должна была получить изначально. Так как схема представляет собой замкнутую систему с отрицательной обратной связью, она сохраняет устойчивое состояние.

Буферы в цепях обратной связи образуют узел с высоким входным сопротивлением, предотвращающий любое воздействие на нагрузку. Например, без буферов последова-

тельные и параллельные резисторы вычитателя будут вызывать изменение величины нагрузки. Буферы вместе с вычитателем образуют инструментальный усилитель. Эту конфигурацию можно настроить для различных коэффициентов усиления, чтобы создать варианты схемы для различных приложений. Инструментальный усилитель создает путь с высоким входным сопротивлением, который работает аналогично измерительным линиям подключения Кельвина. Основное отличие состоит в том, что измерительная линия в этой схеме измеряет фактическое падение напряжения на R_{TRACE} на различных частотах и добавляет его обратно к исходному сигналу. Для обеспечения устойчивости схемы следует обратить внимание на соотношение коэффициентов усиления драйвера линии и вычитателя. Кроме того, необходимо убедиться, что полосы пропускания устройств, образующих цепь обратной связи, превышают полосу пропускания драйвера линии, чтобы избежать дополнительных ошибок в системе из-за ограничений полосы пропускания каналов обратной связи. Можно спроектировать цепи обратной связи с гораздо более широкой полосой пропускания, чем у драйвера линии (например, вдвое). Это позволяет схеме корректировать фазовый сдвиг в линиях передачи, если они проявляют свойства RCL.

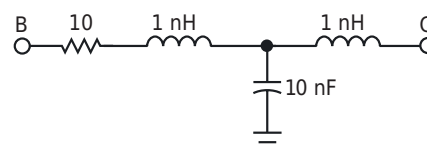


Рисунок 2. Эта схема представляет собой модель линии передачи, вставленную между точками А и В схемы на Рисунке 1.

Например, предположим, что между узлами В и С схемы на Рисунке 1 вставлена модель линии передачи, как показано на Рисунке 2. Полоса пропускания полностью дифференциального усилителя при единичном усилении составляет 300 МГц, а размах входного сигнала равен 2 В. Полоса пропускания петель обратной связи сделана равной 600 МГц, чтобы исключить дополнительный фазовый сдвиг сигнала цепью обратной связи. Такая конфигурация тестовой схемы

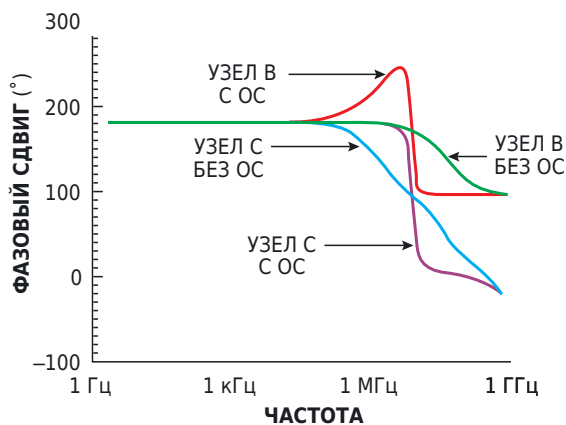


Рисунок 3. Частотные зависимости фазового сдвига в узле В перед линией передачи и в узле С после линии передачи показывают влияние цепи обратной связи (ОС) на коррекцию фазового сдвига на конце линии передачи.

позволяет увидеть фазовый сдвиг, который вносит сама линия передачи. Линия создает значительный сдвиг фазы сигнала, доставляемого на нагрузку. На Рисунке 3 показаны частотные зависимости фазового сдвига в узле В перед линией передачи и в узле С после линии передачи, непосредственно перед нагрузкой. Эти кривые показывают влияние цепи обратной связи на коррекцию фазового сдвига на конце линии передачи,

где расположена нагрузка. Такая конфигурация схемы, по сути, корректирует фазовый сдвиг сигнала, вызванный влиянием RCL линии передачи. Полностью дифференциальный драйвер линии позволяет обеспечить на нагрузке двойной размах напряжения по сравнению с использованием несимметричного драйвера с теми же источниками питания и аналогичными характеристиками. Однако природа полностью дифференциальных конфигураций требует пристального внимания к поддержанию баланса параметров пассивных и активных компонентов для сохранения целостности сигнала, подаваемого на нагрузку. Поэтому следует выбирать равные значения сопротивлений резисторов в верхней и нижней цепи обратной связи. Эта конструкция позволяет корректировать падение напряжения и фазовые сдвиги в линиях передачи в низко- и высокочастотных приложениях. Простота конструкции и небольшое количество используемых компонентов делают ее экономически эффективной для многих приложений, связанных с проблемами коррекции напряжения и фазового сдвига. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments THS4551](#)

Выбор правильного уровня пульсаций тока дросселя

Frederik Dostal

Введение

Импульсный регулятор преобразует входное напряжение в более высокое или низкое выходное напряжение. Для временного хранения энергии в нем используется дроссель. Размеры этого дросселя зависят от частоты переключения импульсного регулятора, а также от ожидаемого тока, протекающего через схему. Как именно выбирается правильное значение индуктивности? Это можно сделать с помощью общепринятой формулы, содержащей значение пульсаций тока дросселя. В технических описаниях большинства импульсных регуляторов, а также в большинстве указаний по применению и других пояснительных текстов в качестве значений, рекомендованных при работе с номинальной нагрузкой, указываются пульсации тока дросселя в 30%. Это означает, что при номинальном токе нагрузки пики тока дросселя на 15% выше, а провалы тока дросселя на 15% ниже среднего тока. Почему пульсации тока дросселя, или коэффициент пульсаций тока (CR) 30% обычно выбирается в качестве хорошего компромисса?

Для понижающего преобразователя, подобного показанному на Рисунке 1, применима формула (1):

$$L = \frac{V_{\text{OUT}} \times (1-D) \times T}{\text{CR} \times I_{\text{OUT}}} \quad (1)$$

Эта формула позволяет рассчитать требуемую величину индуктивности L для понижающего преобразователя на основе коэффи-

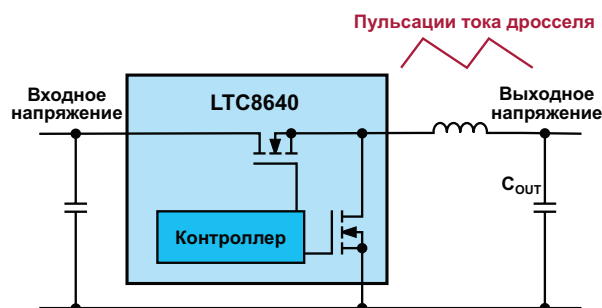


Рисунок 1. Понижающий преобразователь с пульсациями тока дросселя.

циента пульсаций тока CR. Это соотношение обычно указывается как 0.3 или 30% от размаха пульсаций. Здесь D – коэффициент заполнения, а T – длительность периода, которая зависит от соответствующей частоты переключения.

Что происходит при различных пульсациях тока дросселя?

На Рисунке 2 красным цветом показаны пульсации тока дросселя (коэффициент пульсаций тока CR) 30% в схеме с выходным током 3 А. Это компромисс, который обычно выбирается при разработке схем импульсных регуляторов. Кривая, показанная синим цветом, соответствует пульсациям тока дросселя 133%, а зеленый цвет соответствует пульсациям 7%.

На Рисунке 3 показано, что происходит, когда та же схема работает с частью номинальной нагрузки, например, с выходным током 1 А. При больших пульсациях тока дрос-

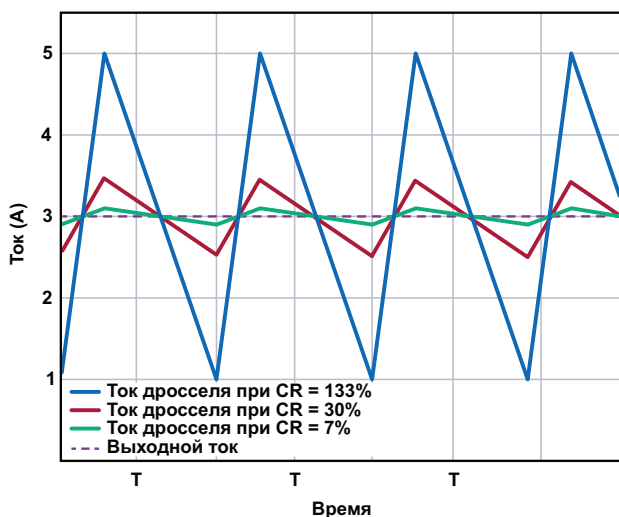


Рисунок 2. При номинальной нагрузке пульсации тока дросселя с коэффициентом пульсаций тока 30% показаны красным цветом, с дросселем меньшей индуктивности – синим, а с дросселем большей индуктивности – зеленым.

селя, показанных синей линией на Рисунке 3, энергия в дросселе полностью разряжается в каждом цикле преобразования. Этот режим называется режимом прерывистой проводимости (discontinuous conduction mode, DCM). В этом режиме изменяются условия обеспечения устойчивости контура управления и могут увеличиться пульсации выходного напряжения.

Чтобы избежать DCM, необходим определенный коэффициент пульсаций тока. При коэффициенте пульсаций тока 30% достигается хороший компромисс. Если коэффициент пульсаций тока небольшой, даже при частичных нагрузках, система в основном работает в режиме непрерывной проводимости тока. Таким образом, схема может быть оптимизирована для работы в этом режиме.

Что будет, если выбранный коэффициент пульсаций тока слишком велик?

При больших коэффициентах пульсаций тока, превышающих 30%, размеры дросселя меньше и, следовательно, он дешевле. К сожалению, пиковые токи при этом резко возрастают и создают больше электромагнитных помех, чем это обычно допустимо в типичных схемах. Кроме того, режим непрерывной проводимости (continuous conduction mode, CCM) может быть достигнут только при более высо-

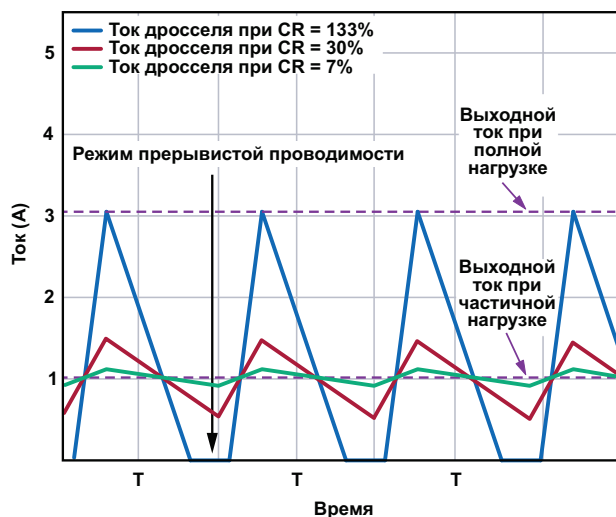


Рисунок 3. При частичной нагрузке пульсации тока дросселя с коэффициентом пульсаций тока 30% показаны красным цветом, с дросселем небольшой индуктивности – синим, а с большим дросселем – зеленым.

ких токах нагрузки. Это не должно быть проблемой, но характеристики схемы в этом режиме меняются, что должно учитываться при ее проектировании.

Возникающие при этом пульсации выходного напряжения больше, чем при более низких пульсациях тока дросселя.

Что будет, если выбранный коэффициент пульсаций тока слишком мал?

При низких коэффициентах пульсаций тока менее 30% дроссель имеет большие размеры и, соответственно, стоит дорого. Реакция схемы на изменения нагрузки также замедляется из-за больших размеров накопителя энергии. Если большой ток нагрузки быстро обрывается, энергия, запасенная в дросселе, должна куда-то деваться. Это увеличивает напряжение на выходном конденсаторе C_{OUT} . Чем больше энергии в дросселе, тем больше повысится выходное напряжение. Это избыточное напряжение может повредить питаемую схему.

Если взвесить преимущества и недостатки различных коэффициентов пульсаций тока дросселя, то значения около 30% представляются хорошим компромиссом для большинства приложений. Однако в некоторых случаях допустимы отклонения, пока конечные результаты остаются приемлемыми. **РЛ**

Требования к вспомогательным источникам питания для драйверов затворов SiC/GaN приборов

Andreas Nadler, Eleazar Falco, Emil Nierges

Введение

Мощные приборы на основе широкозонных полупроводников, такие как карбидкремниевые (SiC) MOSFET, пользуются все большей популярностью во многих современных приложениях силовой электроники, таких как электрические транспортные средства и возобновляемые источники энергии. Их чрезвычайно высокая скорость переключения помогает повысить КПД и уменьшить

общие размеры и стоимость системы. Однако быстрое переключение в сочетании с высокими рабочими напряжениями и возрастающими частотами коммутации создает серьезные проблемы для систем управления затворами. Надежная гальваническая развязка, соответствие стандартам безопасности, помехоустойчивость управляющих сигналов и электромагнитные излучения – вот лишь некоторые из наиболее важных аспектов, которые необходимо учитывать разработчику. Оптимальная конструкция изолированного вспомогательного источника питания, обеспечивающего уровни напряжения и тока, необходимые для управления SiC/GaN устройством, имеет решающее значение для того, чтобы вся система драйвера затвора соответствовала многочисленным требованиям, предъявляемым современными приложениями.

Обзор и требования к управлению затворами высоковольтных SiC/GaN полевых устройств

В приложениях, использующих высоковольтные SiC/GaN полупроводниковые приборы в режиме жесткого переключения, гальваническая изоляция является общим требованием, диктуемым соображениями безопасности и функциональности, и в зависимости от применения изоляция должна быть базовой или усиленной. Рабочее напряжение, материал изоляции, степень загрязнения и действующие нормативные стандарты устанавливают минимальные длины путей утечки

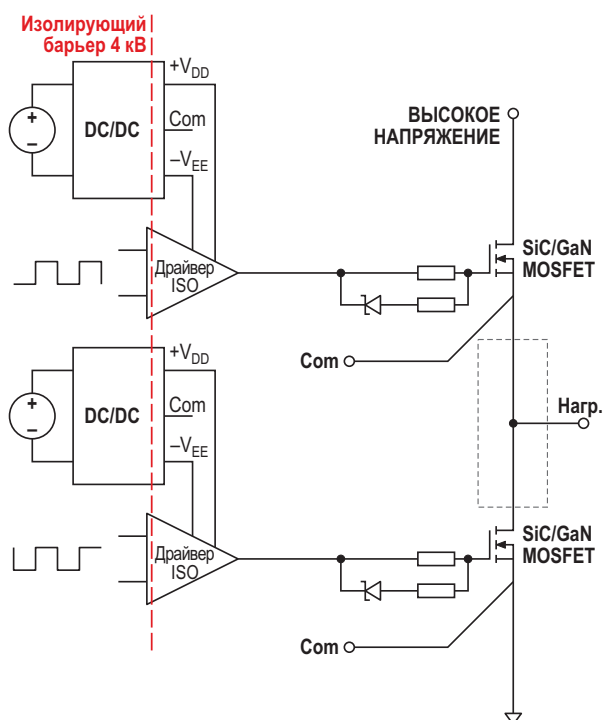


Рисунок 1. Общий вид высоковольтной полумостовой схемы управления SiC MOSFET верхнего и нижнего плеча.

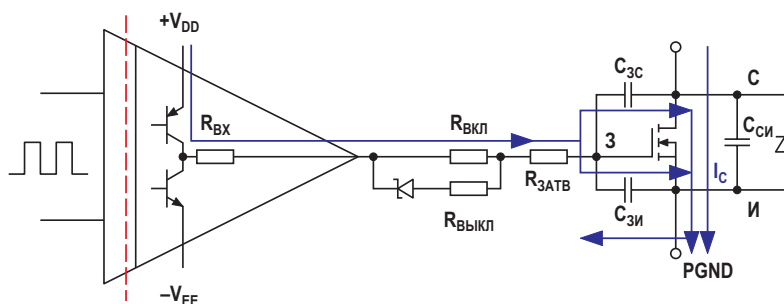


Рисунок 2. Пути токов с большими значениями dI/dt при включении SiC/GaN полевого транзистора.

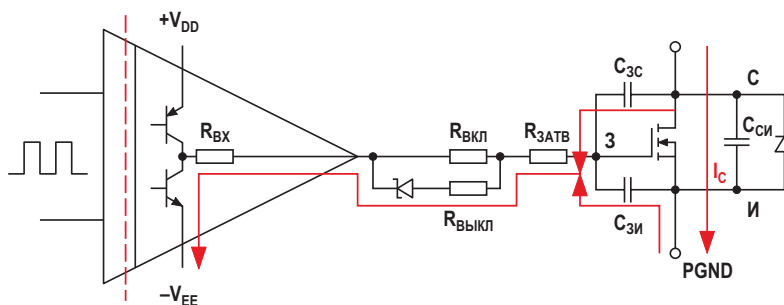


Рисунок 3. Пути токов с большими значениями dI/dt при выключении SiC/GaN полевого транзистора.

и зазоров, а также определяют требования к напряжению изоляции, влияющему на компоненты, расположенные по другую сторону изолирующего барьера. Быстродействующая микросхема изолированного драйвера затвора (например, TI UCC21520) и трансформатор в изолированном вспомогательном источнике питания (блок DC/DC на Рисунке 1) «соединяют» этот изолирующий барьер и поэтому должны отвечать строгим требованиям безопасности и функциональности.

Новейшим SiC MOSFET требуются напряжения затвор-исток от +15 В до +20 В для полного включения и от 0 В до –5 В для надежного выключения. Для затвора нитрид-галлиевого полевого транзистора (650-вольтового) обычно достаточно только +5 В и 0 В. В некоторых случаях для выключения GaN полевого транзистора также используется небольшое отрицательное напряжение. Обратите внимание, что эти значения варьируются в зависимости от производителя. На Рисунке 1 показана полумостовая конфигурация, и в инверторной схеме для управления двигателями переменного тока киловаттной мощности обычно требуется несколько таких каскадов. Для каждого SiC/GaN поле-

вого транзистора нужен независимый каскад драйвера затвора с собственным изолированным вспомогательным источником питания. Это не только позволяет индивидуально управлять каждым SiC/GaN прибором, но и помогает сохранить петлю тока, управляющего затвором, небольшой и локализованной к устройству, сводя к минимуму негативное влияние паразитной индуктивности петли и дрожания потенциала земли, обусловленные очень высоким значением dI/dt во время переключений транзистора (Рисунки 2 и 3).

Если пренебречь этим, это может привести к неконтролируемому включению/выключению MOSFET и тепловым проблемам. Некоторые SiC MOSFET имеют исток с дополнительным низкоимпедансным выводом Кельвина для пути возврата тока затвора (Рисунок 4).

Этот вывод не пропускает больших коммутруемых токов и, следовательно, благодаря меньшей паразитной индуктивности имеет меньший потенциал помех, чем вывод истока, что значительно улучшает управление затвором (например, транзистора Infineon IMZ120R045M1 1200В/52 А).

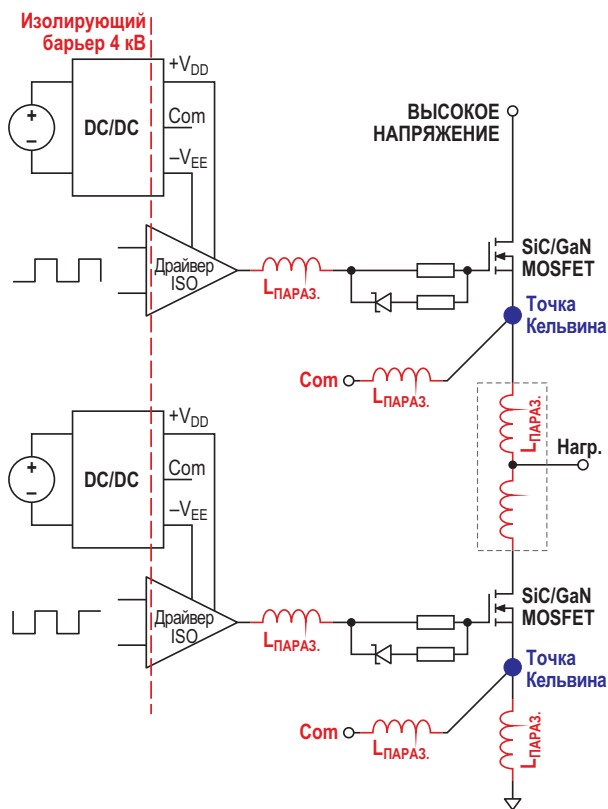


Рисунок 4. Подключения Кельвина и критические паразитные индуктивности в полумостовой конфигурации.

Что касается вспомогательного источника питания, его выходные конденсаторы (с минимальными значениями ESL и ESR) должны размещаться очень близко к микросхеме драйвера затвора и SiC/GaN устройству, чтобы минимизировать токовую петлю в цепи затвора и, следовательно, ее паразитную индуктивность для уменьшения сопутствующих паразитных эффектов (т. е. звона).

Требования к изолированному источнику питания драйвера затвора для SiC MOSFET

В настоящее время на рынке имеется большой выбор компактных изолированных DC/DC преобразователей мощностью 1 - 2 Вт. Для такого SiC MOSFET, как Infineon IMZ120R045M1 1200 В/52 А, оценка требуемой мощности дает менее 1 Вт на устройство (см. пример расчета #1). Однако для приложения с мощностью нагрузки более 5 кВт требуется либо модуль на основе SiC MOSFET (например, ROHM BSM600D12P3G001 1200 В/600 А), либо несколько параллельно включен-

ных дискретных SiC MOSFET (с распределением тока). В модульном решении несколько полупроводниковых кристаллов соединяются параллельно, образуя законченный SiC MOSFET. Этот метод снижает эффективное сопротивление открытого канала, но приводит к увеличению «общего заряда затвора», требующего большей мощности для питания драйвера от вспомогательного источника (пример расчета #2). Для мощности свыше 2 Вт существует лишь очень ограниченный выбор готовых изолированных модулей DC/DC преобразователей, которые, несмотря на их удобство, часто очень дороги и при этом уступают дискретным решениям по компактности и имеют КПД ниже 80%.

Мощность, которую должен обеспечить драйвер затвора, можно рассчитать по формуле:

$$P_{GATE} = P_{DRV} + (Q_{GATE} \cdot F_{SW} \cdot \Delta V_{GATE}),$$

где

P_{GATE} – общая мощность, необходимая для управления затвором SiC устройства;

P_{DRV} – потери мощности в секции драйвера затвора (около 0.3 Вт);

Q_{GATE} – значение общего заряда затвора (из технического описания);

F_{SW} – максимальная частота переключения;

ΔV_{GATE} – максимальный размах напряжения на затворе от $-V_{EE}$ до $+V_{DD}$ (например, от -4 В до +15 В, т. е. 19 В).

Пример расчета #1 для транзистора Infineon IMZ120R045M1 1200 В/52 А:

$$P_{GATE} = 0.3 \text{ Вт} + (62 \text{ нКл} \cdot 100 \text{ кГц} \cdot 19 \text{ В}) = 0.42 \text{ Вт}.$$

Пример расчета #2 для модуля ROHM BSM600D12P3G001 1200 В/600 А:

$$P_{GATE} = 0.3 \text{ Вт} + (1900 \text{ нКл} \cdot 100 \text{ кГц} \cdot 19 \text{ В}) = 3.91 \text{ Вт}.$$

Выпускаемые в настоящее время модули SiC MOSFET могут иметь общий заряд затвора от нескольких сотен нК до 3000 нК. Чем выше их запирающее напряжение и номинальная мощность, тем выше емкость их затвора. При увеличении частоты переключения или мощности нагрузки (что требует большего количества включенных параллельно SiC устройств с соответствующим увеличением общего заряда затвора) можно ожидать, что для наиболее требовательных современных и будущих приложений понадо-

бятся системы управления затвором мощностью 6 - 10 Вт.

КПД, размеры и особенно паразитная емкость связи – все это важные параметры для высокоэффективных систем на основе SiC. По мере увеличения частоты переключения и, как следствие, роста скорости нарастания импульсов, больше энергии гармоник проникает через емкостную связь между выходным каскадом преобразователя/ драйвером затвора (со стороны высокого напряжения) и низковольтной стороной управления.

Паразитная емкость (C_p) между первичной и вторичной сторонами вспомогательного источника питания драйвера затвора в основном определяется межобмоточной емкостью силового трансформатора DC/DC преобразователя. Паразитная емкость 10 пФ при использовании новейших SiC MOSFET, переключающихся со скоростью нарастания $\Delta U/\Delta t$ до 100 кВ/мкс, порождает через изоли-

рующий барьер пиковый ток смещения 1 А. Большой ток смещения в долгосрочной перспективе приводит к деградации изолирующего барьера, создает помехи управляющим сигналам и приводит к возникновению синфазных токов, которые являются типичным источником электромагнитных помех.

$$I_p = C_p \frac{\Delta U}{\Delta t},$$

где

I_p – электрический ток смещения,

C_p – паразитная емкость связи.

Обычно рекомендуется поддерживать величину емкости C_p во вспомогательном источнике питания ниже 10 пФ.

Однако следует учитывать, что максимальная емкость, допустимая в любом приложении, зависит от скорости переключения и устойчивости используемой микросхемы драйвера затвора к синфазным помехам. **ПЛ**

Керамические входные конденсаторы могут вызывать броски напряжения

Goran Perica

В последнее время при разработке портативных устройств для фильтрации входных напряжений DC/DC преобразователей стали использовать керамические конденсаторы. Керамические конденсаторы часто выбирают из-за их небольших размеров, низкого эквивалентного последовательного сопротивления (ESR) и способности пропускать токи с большими среднеквадратичными значениями. Кроме того, иногда разработчики обращают внимание на керамические конденсаторы из-за дефицита танталовых конденсаторов.

К сожалению, использование керамических конденсаторов для фильтрации входных напряжений может вызвать проблемы. Подача ступенчатого напряжения на керамический конденсатор вызывает большой скачок тока, который накапливает энергию в индуктивностях силовых выводов. Когда накопленная энергия передается из этих индуктивностей в керамический конденсатор, возникает большой всплеск напряжения. Эти всплески напряжения могут вдвое превышать амплитуду входной ступени.

Подключайте настенный адаптер на свой страх и риск

Проблема бросков входного напряжения связана с последовательностью включения питания. Если настенный адаптер сначала включен в розетку сети переменного тока, подключение его выхода к портативному устройству может вызвать броски входного напряжения, способные повредить DC/DC-преобразователи внутри устройства.

Построение тестовой схемы

Для иллюстрации проблемы типичный 24-вольтовый настенный адаптер, используемый в ноутбуках, был подключен к входу типичного DC/DC преобразователя ноутбука. В качестве DC/DC преобразователя использовался синхронный понижающий регулятор, преобразующий входное напряжение 24 В в 3.3 В.

Блок-схема тестовой установки показана на Рисунке 1. Дроссель L_{OUT} – это сосредоточенный эквивалент индуктивности выводов и дросселя выходного фильтра электромагнит-

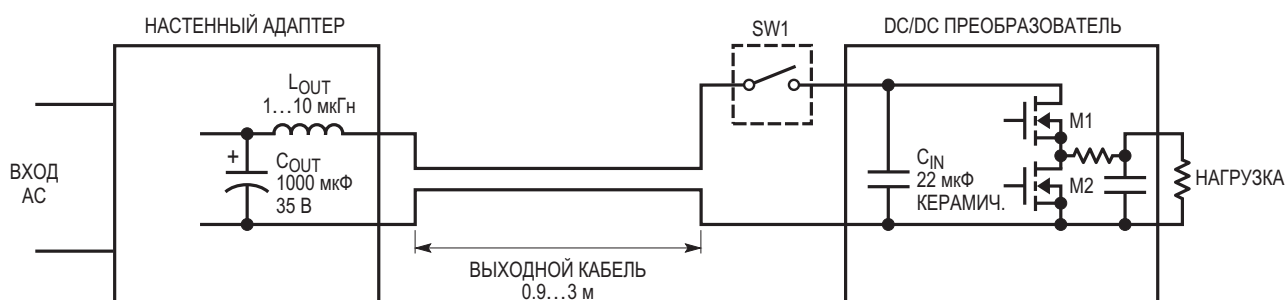


Рисунок 1. Блок-схема подключения настенного адаптера и портативного устройства.

ных помех, который может быть в некоторых настенных адаптерах. Выходной конденсатор настенного адаптера обычно имеет емкость порядка 1000 мкФ; для наших целей можно предположить, что он имеет низкое значение ESR – в диапазоне от 10 мОм до 30 мОм. Эквивалентная схема настенного адаптера и входной цепи DC/DC преобразователя фактически представляет собой последовательный резонансный контур, доминирующими компонентами которого являются L_{OUT} , C_{IN} и сосредоточенный эквивалент ESR, учитывающий ESR конденсатора C_{IN} , сопротивление выводов и сопротивление L_{OUT} .

Входной конденсатор C_{IN} должен быть устройством с низким ESR, способным выдерживать пульсации входного тока. В типичном ноутбуке емкость этого конденсатора находится в диапазоне от 10 мкФ до 100 мкФ. Точное значение емкости конденсатора зависит от ряда факторов, но главное требование – он должен выдерживать пульсации входного тока, создаваемые DC/DC преобразователем. Диапазон пульсаций входного тока обычно составляет от 1 А до 2 А. Таким образом, входной конденсатор C_{IN} может состоять из одного керамического конденсатора емкостью от 10 до 22 мкФ, из двух-трех танталовых конденсаторов емкостью 22 мкФ или из одного-двух алюминиевых конденсаторов с органическим электролитом (OS-CON) емкостью 22 мкФ.

Включение выключателя

Когда выключатель SW1 на Рисунке 1 замыкается, начинается хаос. Поскольку настенный адаптер уже подключен к сети, на его низкоимпедансном выходном конденсаторе присутствует напряжение 24 В. В то же время, входной конденсатор C_{IN} находится под напряжением 0 В. То, что происходит с нулевого момента времени, довольно просто. Приложенное входное напряжение вызывает протекание тока через L_{OUT} . Конденсатор C_{IN} начнет заряжаться, и напряжение на нем будет расти, приближаясь к входному напряжению 24 В. Как только напряжение на C_{IN} достигнет выходного напряжения настенного адаптера, энергия, накопленная в L_{OUT} , поднимет напряжение на C_{IN} еще выше 24 В. В конечном итоге напряжение на C_{IN} достигнет своего пика, а затем снова упадет до 24 В. Напряжение на конденсаторе C_{IN} может неко-

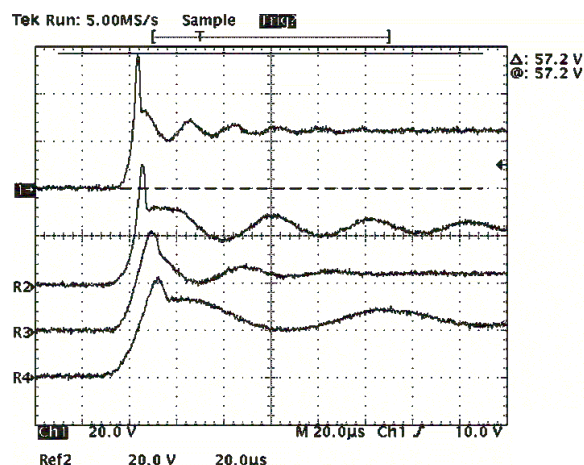


Рисунок 2. Броски входного напряжения на керамических конденсаторах.

Таблица 1. Пиковые значения сигналов на Рисунке 2

| Канал | L_{IN} (мкГн) | C_{IN} (мкФ) | Пик V_{IN} (В) |
|-------|-----------------|----------------|------------------|
| Ch1 | 1 | 10 | 57.2 |
| R2 | 10 | 10 | 50 |
| R3 | 1 | 22 | 41 |
| R4 | 10 | 22 | 41 |

торое время колебаться вокруг значения 24 В. Фактическая форма напряжения будет зависеть от элементов схемы.

Если вы собираетесь провести моделирование этой схемы, имейте в виду, что элементы реальной схемы очень редко бывают линейными в переходных режимах. Например, может измениться емкость конденсаторов (керамические конденсаторы Y5V при номинальном входном напряжении потеряют 80% первоначальной емкости). Кроме того, ESR входных конденсаторов зависит от времени нарастания напряжения. Индуктивность дросселей подавления электромагнитных помех также может падать во время переходных процессов из-за насыщения магнитного материала.

Тестирование портативного приложения

Броски входного напряжения при типичных значениях C_{IN} и L_{OUT} , используемые в ноутбуках, показаны на Рисунке 2 и в Таблице 1. На Рисунке 2 показаны формы входного напряжения в переходных режимах для значений емкости C_{IN} 10 мкФ и 22 мкФ и значений индуктивности L_{OUT} 1 мкГн и 10 мкГн.

Верхняя осциллограмма показывает наилучший переходный процесс с конденсатором 10 мкФ и дросселем 1 мкГн. При входном постоянном напряжении 24 В напряжение на C_{IN} достигает максимума при 57.2 В. Многократного воздействия напряжения 57.2 В DC/DC преобразователь может не выдержать.

Форма напряжения для емкости 10 мкФ и индуктивности 10 мкГн (осциллограмма R2) выглядит немного лучше. Пиковое значение все еще составляет около 50 В. Плоская часть осциллограммы R2, следующая за пиком, указывает на то, что внутренний MOSFET M1 синхронного выпрямителя DC/DC преобразователя на Рисунке 1 лавинообразно принимает на себя удар энергии. Осциллограммы R3 и R4 достигают пика при напряжении около 41 В, и приведены для емкости 22 мкФ с дросселями 1 мкГн и 10 мкГн, соответственно.

Броски входного напряжения с различными входными элементами

Формы напряжений в переходном режиме зависят от типов входных конденсаторов, как показано на Рисунке 3 и в Таблице 2. Опор-

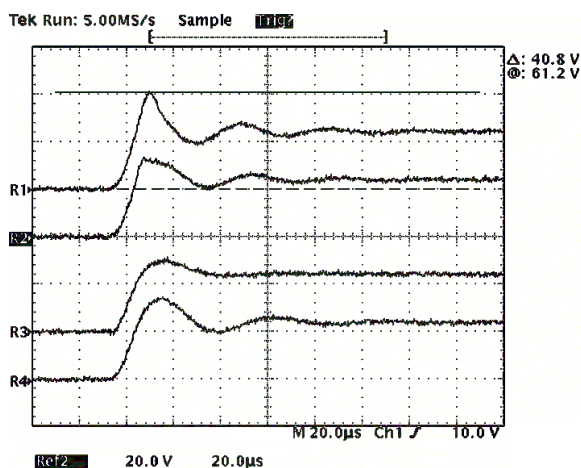


Рисунок 3. Броски входного напряжения при различных входных компонентах.

Таблица 2. Пиковые значения сигналов на Рисунке 3

| Канал | C_{IN} (мкФ) | Тип конденсатора | Пик V_{IN} (В) |
|-------|----------------|-------------------------------|------------------|
| R1 | 22 | Керамический | 40.8 |
| R2 | 22 | Керамический + супрессор 30 В | 32 |
| R3 | 22 | Танталовый AVX, TPS | 33 |
| R4 | 22 | Sanyo OS-CON | 35 |

ный сигнал для конденсатора 22 мкФ и дросселя 1 мкГн показан на верхней осциллограмме (R1); его пик составляет 40.8 В.

Осциллограмма R2 на Рисунке 3 показывает, что происходит, когда на вход добавляется ограничитель бросков напряжения (супрессор). Бросок входного напряжения ограничивается, но не устраняется. Очень сложно подобрать напряжение пробоя супрессора таким, чтобы оно было достаточно низким для защиты DC/DC преобразователя и достаточно далеким от рабочего уровня напряжения входного источника (24 В). Используемый супрессор P6KE30A был слишком близок к тому, чтобы начать проводить ток при напряжении 24 В. К сожалению, использование супрессора с более высоким номинальным напряжением не обеспечит достаточно низкого напряжения ограничения.

Осциллограммы R3 и R4 соответствуют танталовому конденсатору типа AVX TPS 22 мкФ, 35 В и конденсатору Sanyo OS-CON 22 мкФ, 30 В, соответственно. С помощью этих двух конденсаторов переходные характеристики были доведены до приемлемого уровня. Однако эти конденсаторы больше, чем керамические, и для выполнения требований к пульсациям входного тока требуется более одного конденсатора.

Оптимизация входных конденсаторов

Осциллограммы на Рисунке 3 показывают, как изменяется характер переходных процессов на входе в зависимости от типа используемых входных конденсаторов.

Оптимизация входных конденсаторов требует четкого понимания того, что происходит во время переходных процессов. Как в обычном резонансном RLC контуре, переходная характеристика схемы на Рисунке 1 может иметь докритическое, критическое и сверхкритическое затухание.

Поскольку целью является минимизация размеров схемы входного фильтра, результирующая схема обычно представляет собой резонансный контур с докритическим затуханием. Однако на самом деле требуется схема с критическим затуханием. Критически демпфированная схема будет обеспечивать плавное нарастание до входного напряжения без скачков или звона.

Чтобы конструкция входного фильтра была небольшой, желательно использовать керамические конденсаторы из-за их высоких допустимых значений пульсаций тока и низкого ESR. Приступая к проектированию, сначала необходимо определить минимальную емкость входного конденсатора. В примере было установлено, что достаточно керамического конденсатора 22 мкФ, 35 В. Броски входного напряжения, создаваемые этим конденсатором, показаны на верхней осциллограмме Рисунка 4 и в Таблице 3. Очевидно, что при использовании компонентов, рассчитанных на напряжение 30 В, возникнут проблемы.

Чтобы получить оптимальную переходную характеристику, входная цепь должна быть демпфирована. Осциллограмма R2 показывает, что произойдет, если добавить еще один керамический конденсатор емкостью 22 мкФ с последовательно подключенным резистором 0.5 Ом. Бросок входного напряжения теперь хорошо выровнен на уровне 30 В. Критическое затухание также может быть достигнуто добавлением конденсатора того типа, который уже имеет высокое ESR (порядка 0.5 Ом). Осциллограмма R3 показывает переходный процесс, когда к входу добавляется танталовый конденсатор типа TPS 22 мкФ, 35 В от AVX.

Для сравнения осциллограмма R4 показывает бросок входного напряжения при использовании 30-вольтового супрессора.

Наконец, достигается идеальная форма напряжения, показанная на Рисунке 4 на нижней осциллограмме (Ch1). Также оказалось, что это и наименее затратное решение. В схеме используется алюминиевый электролитический конденсатор 47 мкФ, 35 В, выпускаемый Sanyo (35CV47AXA). Этот конденсатор имеет как раз такие значения емкости и ESR, чтобы обеспечить критическое демпфирование комбинации керамического конденсатора 22 мкФ и входной индуктивности 1 мкГн. Конденсатор 35CV47AXA имеет ESR 0.44 Ом и рассчитан на максимальное среднеквадратичное значение тока 230 мА. Оче-

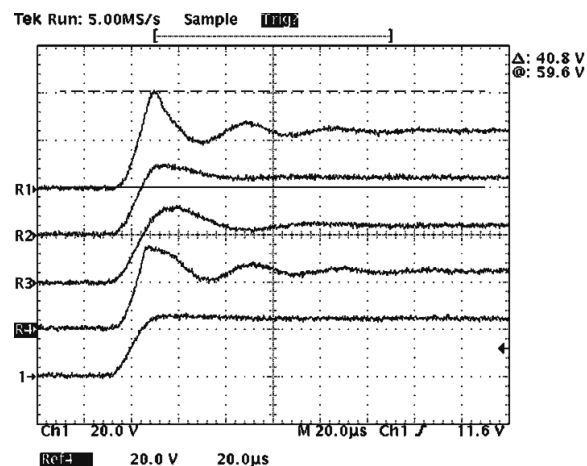


Рисунок 4. Оптимизация формы входных напряжений схемы для снижения уровня пиков.

Таблица 3. Пиковые значения сигналов на Рисунке 4 с входным керамическим конденсатором 22 мкФ и добавленным снаббером

| Канал | Тип конденсатора | Пик V_{IN} (В) |
|-------|--------------------------------|------------------|
| R1 | Нет | 40.8 |
| R2 | 22 мкФ керам. + 0.5 Ом послед. | 30 |
| R3 | 22 мкФ танталовый AVX, TPS | 33 |
| R4 | Супрессор 30 В P6KE30A | 35 |
| R3 | 47 мкФ/35 В алюм. электролит. | 25 |

видно, что этот конденсатор нельзя использовать в приложениях со среднеквадратичным током пульсаций от 1 А до 2 А без керамического конденсатора емкостью 22 мкФ. Дополнительным преимуществом является то, что этот конденсатор очень мал; его размеры составляют всего 6.3 × 6 мм.

Заключение

Броски входного напряжения в переходном режиме – это проблема проектирования, которую нельзя игнорировать. Конструктивные решения, предотвращающие броски входного напряжения, могут быть очень простыми и эффективными. При правильном применении решения емкости входных конденсаторов можно свести к минимуму, а также минимизировать стоимость и размеры без ущерба для характеристик схемы. **РЛ**

Многооборотный ТРО датчик положения потребляет нулевую мощность

Stephen Bradshaw, Christian Nau, Enda Nicholl

Analog Dialogue

Аннотация

В этой статье описываются существующие методы, используемые для реализации возможностей многооборотных измерений с функцией ТРО¹⁾, и представлено новое упрощенное решение, которое призвано изменить как промышленный, так и автомобильный рынки датчиков положения. Упрощенная система позволит разработчикам, независимо от наличия опыта проектирования магнитных систем, заменить дорогие и громоздкие существующие решения.

Введение

Датчики положения и энкодеры повсеместно используются в автомобильной и промышленной технике, где жизненно важно иметь постоянную информацию о положении системы. Однако существующие датчики положения и энкодеры с поддержкой ТРО могут предоставлять данные о положении только за один поворот или за 360°. Системы, которым требуется ТРО информация о положении в течение нескольких оборотов или в более широком диапазоне измерений, обычно содержат резервный источник питания для отслеживания и запоминания нескольких

оборотов однооборотного датчика после неожиданного отключения питания или для отслеживания нескольких поворотов при выключенном зажигании или отключенном питании. В качестве альтернативы в систему может быть добавлен понижающий редуктор для уменьшения количества оборотов до одного, чтобы в сочетании с датчиком одного оборота получать ТРО информацию о нескольких поворотах. Эти решения дороги и громоздки, а в случае аккумуляторной системы резервного питания требуется договор на регулярное техническое обслуживание.

Датчики углового и линейного положения являются ключевыми устройствами, используемыми в приложениях, где разработчику системы необходимо обеспечить постоянное определение положения механической системы для контура регулирования, даже после потери питания, произошедшего как в рамках нормального рабочего режима, так и случайно. Задача разработчиков систем состоит в том, чтобы обеспечить ТРО доступность информации о положении даже после потери питания. Если состояние системы потеряно, то для ее возврата в известное состояние требуется длительная и зачастую сложная процедура.

¹⁾ ТРО (True Power-On) – способность датчика предоставлять информацию о положении сразу после включения питания без использования резервного питания.

Существующие решения

Современные фабрики все больше зависят от роботов и коботов, которые сокращают время производственных циклов, увеличивают производительность и повышают эффективность. Одним из основных факторов, связанным со стандартными роботами, коботами и другим автоматизированным сборочным оборудованием, который увеличивает затраты и снижает эффективность, является время простоя, необходимое для возврата в исходное состояние и инициализации после внезапного отключения питания во время работы. Хотя эту проблему можно решить с помощью резервных аккумуляторов, памяти и однооборотных датчиков, эти решения имеют свои ограничения. Аккумуляторные батареи имеют ограниченный срок службы, и для замены батарей необходимы контракты на техническое обслуживание. В некоторых условиях, где существует опасность взрыва, максимальное количество энергии, которое может быть запасено в аккумуляторной батарее, ограничивается. Уменьшение объема накопленной энергии приводит к сокращению цикла технического обслуживания, при котором батареи необходимо заменять чаще.

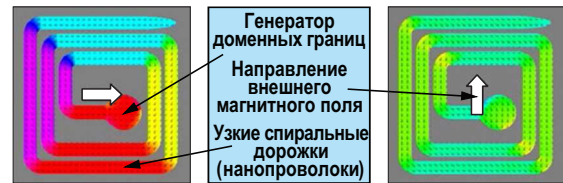


Рисунок 1. Принцип работы многооборотного магнитного датчика.

Альтернативой резервному аккумулятору является использование модулей сбора энергии на основе проволоки Виганда. В этих модулях используется специально обработанный провод, магнитная коэрцитивность внешней оболочки которого намного выше коэрцитивности внутреннего сердечника. Различие коэрцитивных сил создает всплески напряжения на выходе устройства при вращении магнитного поля. Всплески можно использовать для питания внешней схемы и записи количества оборотов в сегнетоэлектрическую память с произвольным доступом (FRAM).

Магнитная многооборотная память, разработанная компанией Analog Devices, не нуждается во внешнем питании для записи количества оборотов внешнего магнитного поля. Это позволяет уменьшить размеры и стоимость системы.

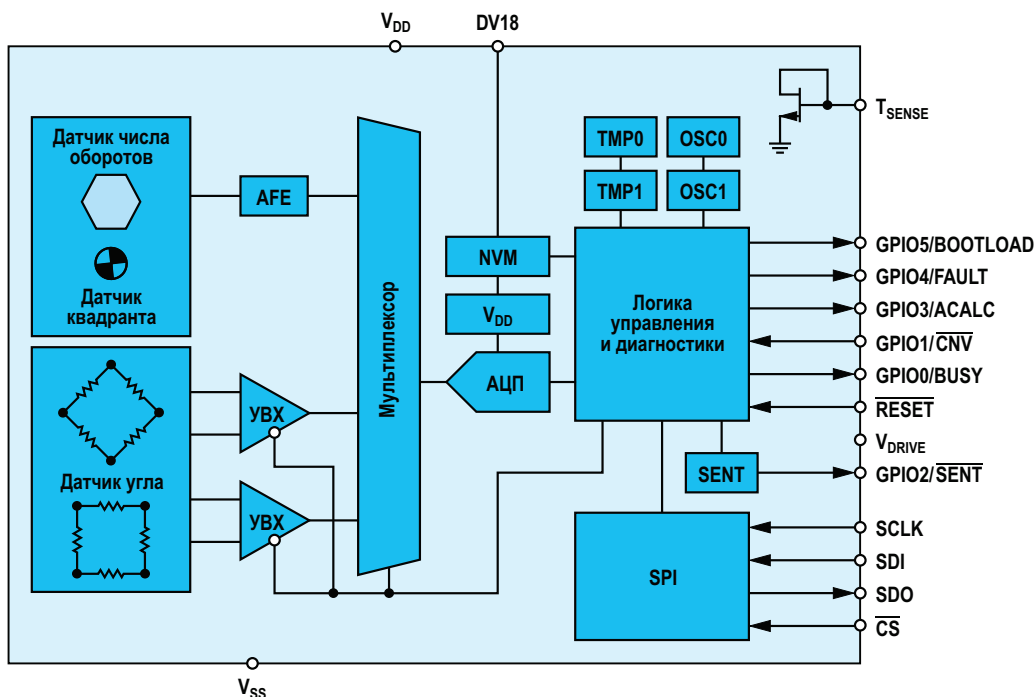


Рисунок 2. Блок-схема многооборотного датчика ADMT4000.

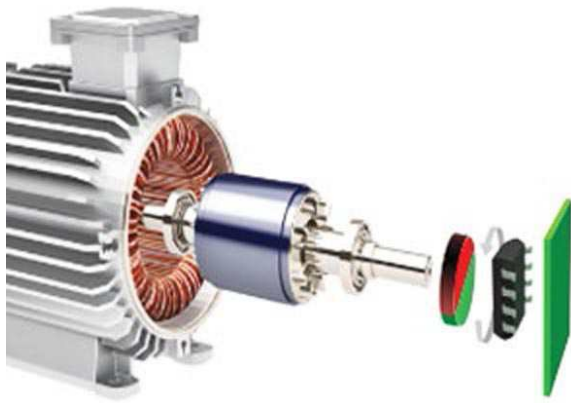


Рисунок 3. Типичная сборка приложения ADMT4000.

Технология многооборотных датчиков

В основе многооборотного магнитного датчика лежит спираль из материала с гигантским магнитосопротивлением (GMR), состоящая из множества нанопроволочных элементов GMR. Принцип работы датчика основан на анизотропии формы и генерации доменных стенок в генераторе доменных границ в присутствии внешнего магнитного поля. При вращении внешнего магнитного поля доменные стенки распространяются по узким спиральным дорожкам (нанопроволокам), прикрепленным к генератору доменных стенок, как показано на Рисунке 1.

По мере движения доменных стенок через структуры дорожек спирали состояние каждого элемента дорожки меняется. Поскольку

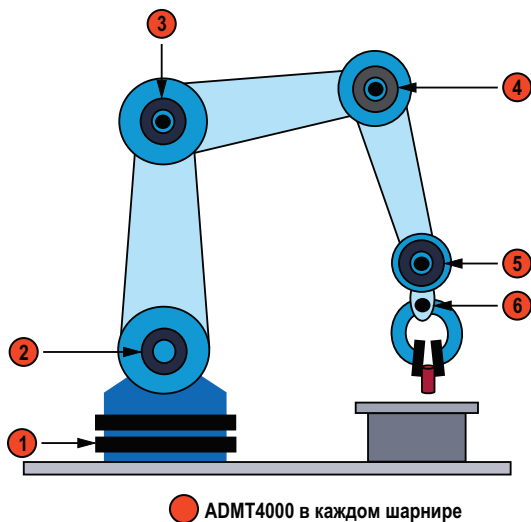


Рисунок 4. ADMT4000 в приложении для роботов/коботов.

элементы изготовлены из материала GMR, состояние каждого из них можно определить, измерив их сопротивление. Датчик работает только от внешнего магнитного поля, поэтому для подсчета оборотов не требуется дополнительное резервное питание или технологии сбора энергии. При повторной подаче питания на датчик становится доступным считывание состояния счетчика оборотов без каких-либо дополнительных действий пользователя или сброса системы.

Комбинированное технологическое решение, упрощающее проектирование системы

Общая блок-схема ADMT4000, показанная на Рисунке 2, объединяет описанный ранее многооборотный GMR датчик с высокоточным датчиком угла и интегрированной микросхемой обработки сигнала, образуя решение, способное регистрировать 46 оборотов или $16,560^\circ$ углового движения с типовой точностью $\pm 0.25^\circ$. Встроенная микросхема обработки сигналов позволяет дополнительно усовершенствовать систему для поддержки гармонической калибровки, способной устранить ошибки, связанные с магнитными и механическими допусками в приложении. ADMT4000 обеспечивает на выходе цифровое представление 46 оборотов (угла от 0° до $16,560^\circ$) через интерфейсы SPI или SENT. ADMT4000 устанавливают напротив дипольного магнита, расположенного на вращающемся валу, как показано на Рисунке 3.

Возможности ADMT4000 принесут пользу многим промышленным приложениям, включая отслеживание положения суставов манипуляторов роботов и коботов в случае отключения электричества или при выключении

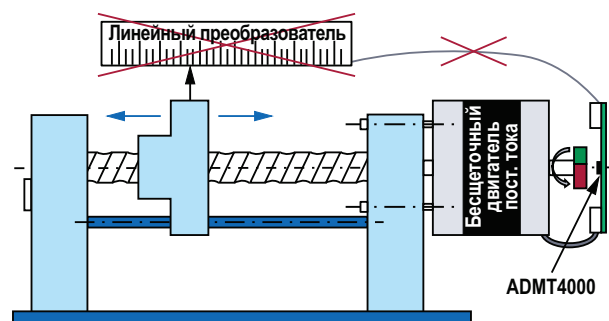


Рисунок 5. ADMT4000 в приложении преобразования углового перемещения в линейное.

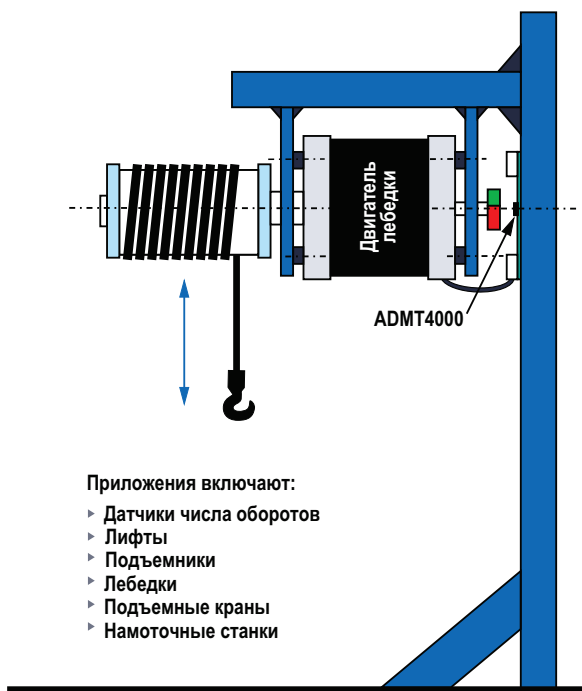


Рисунок 6. Применение энкодера в подъемном оборудовании.

питания (см. Рисунок 4). Другие промышленные приложения включают абсолютное и ТРО отслеживание X-Y координат в устройствах промышленной автоматизации, станках или медицинском оборудовании (показано на Рисунке 5). Другие варианты использования в приложениях с преобразованием углового перемещения в линейное включают подсчет оборотов катушек, барабанов,

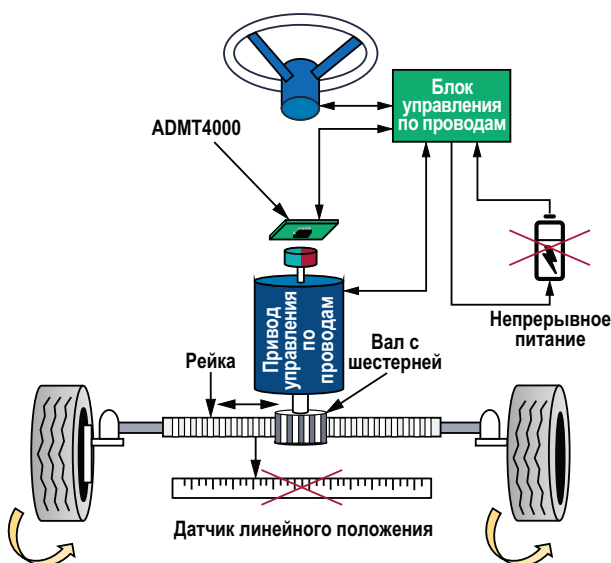


Рисунок 7. Применение для электронного управления.

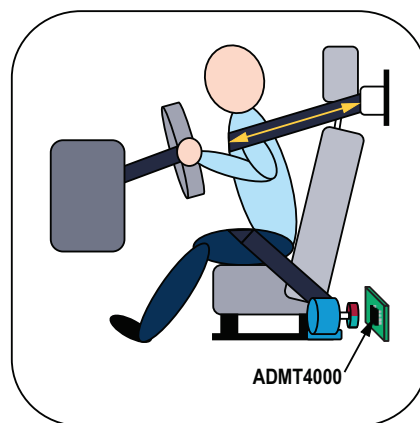


Рисунок 8. Приложение для втягивания ремня безопасности.

шпуль, бобин, подъемников, лебедок и подъемных устройств (Рисунок 6) при включении питания или отслеживание движения при отключении питания или во время перебоев в подаче электроэнергии.

Кроме того, ТРО определение положения, обеспечиваемое микросхемой ADMT4000, имеет большое значение для автомобильных приложений, включая, помимо прочего, приводы трансмиссии (Рисунок 5), электроусилители руля, включая рулевое управление по проводам (Рисунок 7), механизмы блокировки трансмиссии на стоянках, другие приводы общего назначения и втягивающие устройства ремней безопасности (Рисунок 8).

Размеры, стоимость и диапазон рабочих температур микросхемы ADMT4000 позволяют использовать ее в широком спектре приложений, включая критически важные для безопасности приложения в автомобильной и промышленной отрасли.

Заключение

ADMT4000 и первый интегральный многооборотный ТРО датчик положения позволяют значительно снизить сложность и трудоемкость проектирования систем, что в конечном итоге приведет к созданию более компактных, легких и недорогих решений. Простота использования ADMT4000 дает разработчикам с опытом магнитного проектирования и без него возможность добавить новые и улучшенные функции в существующие приложения и открыть двери для многих новых приложений. **PL**

Технология FinFET приближается к концу?

Ellie Gabel

EDN

Появившись на сцене более десяти лет назад, технология FinFET преобразила конструкцию чипов. Хотя эти непланарные транзисторы по-прежнему являются неофициальным отраслевым стандартом, их эпоха, возможно, подходит к концу. Так что инженерам-электронщикам, похоже, придется подготовиться к предстоящей смене.

Первые чипы с использованием FinFET появились в 2011 году, позволив полупроводникам смело занять на территории ниже 25 нм. В то время эта архитектура стала своего рода спасательным кругом для закона Мура, поскольку при геометрии менее 100 нм утечки планарных транзисторов были слишком велики, чтобы транзисторы могли сохранить свою жизнеспособность (Рисунок 1).

Однако сейчас FinFET сталкиваются с той же проблемой, что и предшествовавшие им планарные технологии. Проблемы «просачи-

вания» мощности и помех в сигнальных цепях становятся все более распространенными препятствиями, поскольку форм-факторы устройств продолжают уменьшаться, а требования к производительности растут. В связи с этим многие ключевые игроки отрасли начинают рассматривать альтернативные архитектуры транзисторов.

Какими бы полезными ни были FinFET по сравнению со своими предшественниками, они имеют серьезные ограничения по разводке питания при меньших геометрических размерах. Инженеры обычно обходят эти ограничения, используя различную ширину каналов и варьируя расстояния между ними. FinFET хорошо работают во многих приложениях, но и у этой стратегии есть свои недостатки.

Поскольку затворы должны доходить до изолятора между «плавниками» (fin – плавник, FET – полевой транзистор, ред.), между

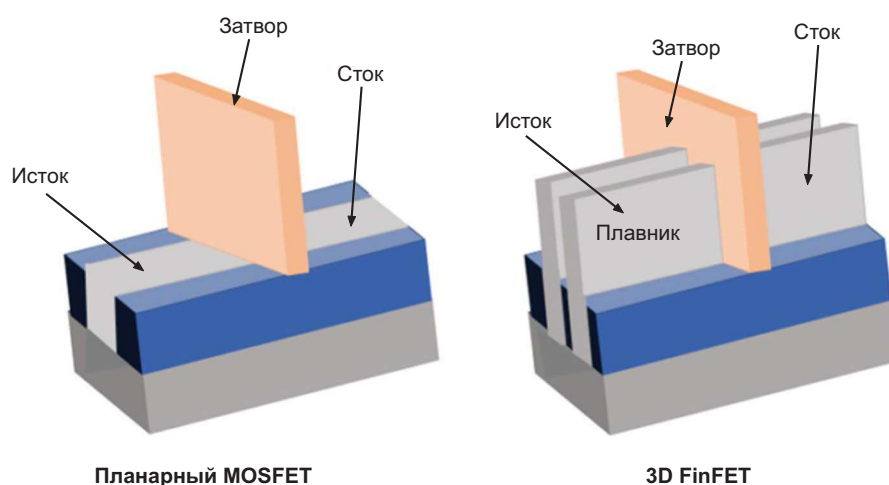


Рисунок 1. FinFET заменили планарную конструкцию транзисторов на трехмерную, чтобы преодолеть ограничения традиционных планарных транзисторов.

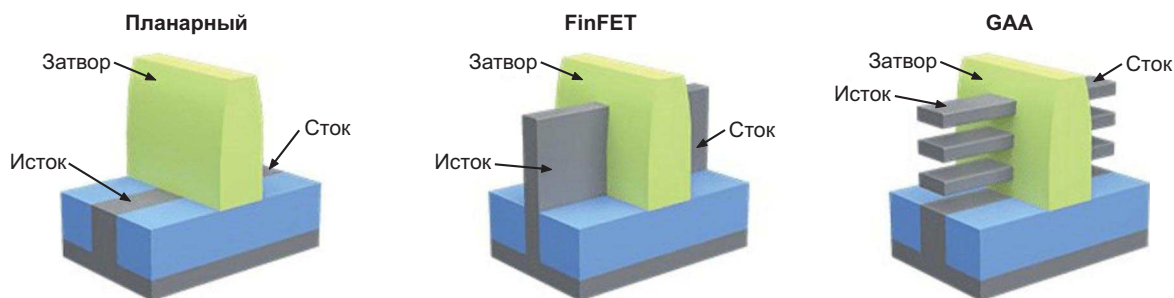


Рисунок 2. В структуре транзистора GAA затвор может контактировать с каналом со всех сторон, что делает возможным продолжительное масштабирование.

каждым каналом должно быть достаточно свободного пространства. В результате инженеры могут быстро столкнуться с проблемами масштабируемости, поскольку расстояние между соседними плавниками составляет от 15 до 20 нм. Увеличение количества каналов неизбежно означает увеличение неактивных областей, что приводит к необходимости поиска компромисса между разводкой токоведущих дорожек и физическим пространством.

GAA-транзисторы

Потенциальное решение проблемы появилось в виде транзисторов с каналами, окруженными затвором (gate-all-around, GAA). Архитектура GAA возвращается к планарным форм-факторам, но теперь вместо плоского канала, расположенного заподлицо с изолятором, в ней используются кремниевые полосы, окруженные затвором со всех четырех сторон.

Точно так же, как FinFET позволяют инженерам размещать несколько плавников рядом друг с другом, GAA позволяют размещать каналы один над другим в вертикальной плоскости. Необходимо отметить, что и при этом методе между каждой полосой по-прежнему требуется пространство. Однако, поскольку технология основана на стековом расположении, каждая из них может быть длиннее по горизонтали. В качестве альтернативы инженеры могли бы разработать более высокие, но узкие транзисторы, чтобы оставить на кристалле больше места для других компонентов.

Еще одним ключевым преимуществом конструкции GAA является то, что затвор контактирует с каналом со всех четырех сторон. Следовательно, он обеспечивает больший контроль над более высокими токами, как это

сделали FinFET по отношению к традиционным планарным архитектурам (Рисунок 2).

GAA пока еще относительно новы, но уже демонстрируют признаки того, что они становятся стандартом. Этот процесс возглавила Samsung, объявив о переходе на технологии GAAFET в 2022 году. Intel, создавшая технологию FinFET, выпустит свою версию GAA позже в 2024 году вместе с технологией доставки питания «backside power».

На этом пути остается еще несколько препятствий. По некоторым данным, Samsung не удастся добиться высокого выхода годных с помощью своей технологии GAAFET. Другие производители интегральных схем имеют более долгосрочные планы выпуска своих чипов GAA, поэтому остается неясным, сможет ли технология GAA преодолеть эти трудности.

Несмотря на эти препятствия, отрасль явно движется в сторону GAA. Поэтому разработчикам электроники следует ознакомиться с этой технологией до того, как произойдет переход, чтобы адаптироваться к меняющемуся рынку.

Переход будет непростым

Подобно тому, как FinFET изменили архитектуру полупроводников в 2010-х годах, GAAFET могут сделать то же самое в течение следующего десятилетия. Хотя многое в этом переходе еще не ясно, большинство признаков, похоже, указывают на то, что он произойдет.

Электроника – это постоянно развивающаяся область. Поэтому инженеры должны быть в курсе подобных разработок, чтобы иметь возможность воспользоваться выгодой от инноваций, которые произведут революцию в отрасли. **ПЛ**

Ищете DC/DC преобразователь с отрицательным выходным напряжением? Больше не ищите!

Thong Huynh

Введение

Для питания электронного оборудования используется преимущественно положительное напряжение. Иногда также используют шины отрицательного напряжения. По этой причине DC/DC-преобразователи с отрицательным выходным напряжением (или инвертирующие) встречаются не так часто, как их аналоги с положительным выходным напряжением. Тем не менее, при питании высококачественных устройств в системах промышленной автоматизации, автоматизации зданий и системах связи, таких как быстродействующие ЦАП, операционные усилители, ВЧ усилители мощности, аналоговые интерфейсы, драйверы затворов GaN полевых транзисто-

ров, драйверы затворов IGBT и т. д., необходима шина отрицательного напряжения. Разработчики сталкиваются с серьезной проблемой при поиске решения для работы с отрицательным напряжением, поскольку для взаимодействия с большинством существующих устройств требуются внешние схемы сдвига уровня. Помимо того, что эти схемы устарели, они неэффективны, сложны и громоздки. В этой статье подробно рассматриваются недостатки устаревших решений, а затем исследуется новое семейство высокоинтегрированных устройств, которые лишены этих недостатков и предлагают компактное, простое в использовании и высокоэффективное решение для создания DC/DC преобразователя с отрицательным выходным напряжением.

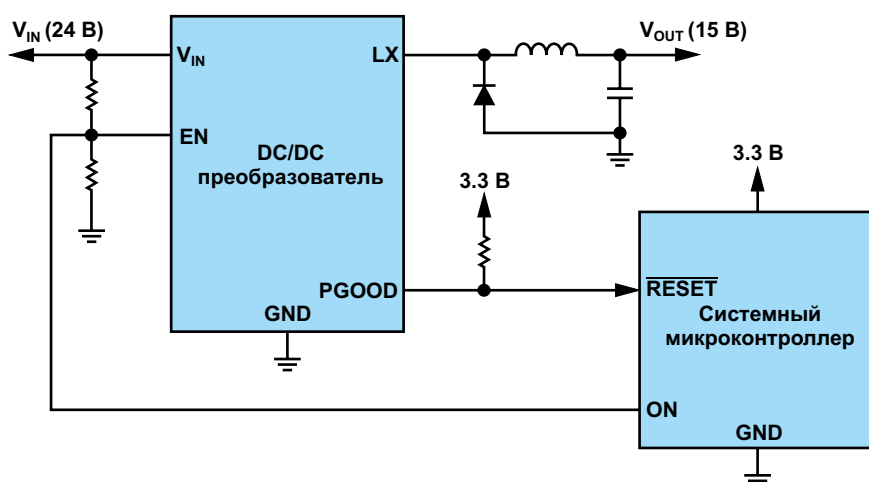


Рисунок 1. Пример упрощенной схемы системы, в которой используются только шины положительного напряжения.

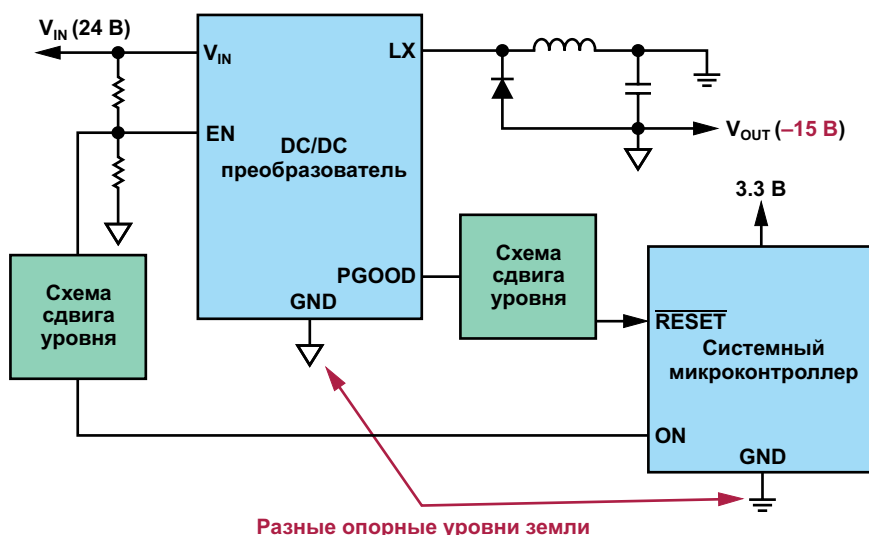


Рисунок 2. Пример упрощенной схемы системы, в которой используются шины отрицательного напряжения.

Проблемы DC/DC преобразователя с отрицательным выходным напряжением

В типичной системе питания самый низкий потенциал напряжения является опорной землей (GND). Для DC/DC преобразователя с положительным выходным напряжением опорным уровнем служит просто GND (потенциал 0 В). Его входные/выходные сигналы естественным образом привязаны к этой земле. Системный контроллер взаимодействует с DC/DC преобразователем просто и непосредственно через эти контакты ввода/вывода. На Рисунке 1 показана такая система, в которой системный микроконтроллер управляет выводом EN (разрешение) преобразователя для его включения и выключения. Контроллер также следит за состоянием преобразователя через его вывод PGOOD, чтобы узнать, находится ли выходное напряжение преобразователя в пределах нормы, и можно ли подавать питание на всю систему. Для простоты здесь показан только один DC/DC преобразователь, но этот принцип применим и к системам с несколькими шинами положительного напряжения.

При использовании DC/DC преобразователя с отрицательным выходным напряжением связь с системным контроллером становится нетривиальной. Линии ввода/вывода преобразователя привязаны к его самому низкому потенциалу, который в данном случае являет-

ся отрицательным выходным напряжением, а не землей системы. При использовании шин отрицательного напряжения разработчикам необходимо добавить схемы сдвига уровня для связи системного микроконтроллера с DC/DC преобразователем. На Рисунке 2 показана упрощенная схема системы с двумя цепями сдвига уровня.

Опять же, для простоты здесь показан только один DC/DC преобразователь с отрицательным выходным напряжением. Но этот принцип применим и к системам с несколькими шинами отрицательного напряжения, а также к системам, сочетающим положительные и отрицательные шины. На каждую линию ввода/вывода каждого DC/DC преоб-

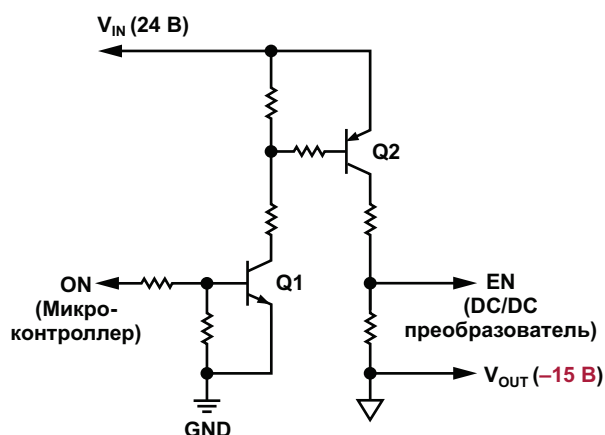


Рисунок 3. Типичная схема сдвига уровня транслирует команду включения от системного контроллера.

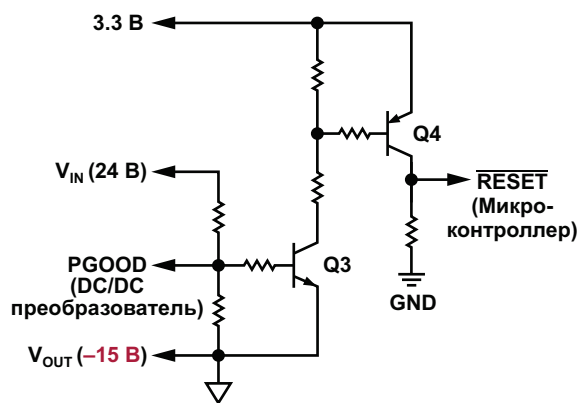


Рисунок 4. Схема сдвига уровня транслирует сигнал PGOOD от DC/DC преобразователя.

разователя с отрицательным выходным напряжением требуется один преобразователь уровня.

Большие размеры схемы сдвига уровней создают трудности для разработчиков. Кроме того, DC/DC преобразователи с отрицательным выходным напряжением, основанные на устаревших решениях, сложны и неэффективны, что создает еще одну проблему.

Проблема 1: схема сдвига уровня

На Рисунке 3 показана типичная схема сдвига уровня. Ее назначение – сместить опорный уровень сигнала в соответствии с опорным уровнем системного микроконтроллера. Здесь она используется для передачи команды включения/выключения ON от системного микроконтроллера на DC/DC преобразователь. Эта схема сдвига уровня состоит из девяти компонентов. Ее работа проста: когда системный контроллер подает сигнал ON высокого уровня, транзистор Q1 включается и, в свою очередь, включает транзистор Q2, устанавливая высокий уровень на выводе EN, чтобы разрешить работу DC/DC преобразователя. При низком уровне сигнала ON транзисторы Q1 и Q2 закрыты, и на входе EN устанавливается низкий уровень, отключающий преобразователь.

На Рисунке 4 представлен распространенный вариант схемы смещения уровня. Здесь он используется для передачи сигнала PGOOD от DC/DC преобразователя в системный микроконтроллер. Когда DC/DC преобразователь выставляет высокий уровень на выход PGOOD (с открытым стоком), транзистор Q3 включается и, в свою очередь, вклю-

чает транзистор Q4, в результате чего на входе RESET формируется сигнал высокого уровня, который выводит системный микроконтроллер из состояния сброса.

Для этих двух схем смещения уровня требуется 18 внешних компонентов, что ставит перед разработчиками сложную задачу адаптации решения к постоянно ужесточающимся требованиям по сокращению объема оборудования и площади печатной платы.

Проблема 2: неэффективность

DC/DC преобразователи с отрицательным выходным напряжением на основе традиционных решений имеют низкий КПД. Дополнительное тепло, выделяемое из-за низкого КПД, создает еще одну проблему для разработчиков, которые теперь должны заботиться об удалении этого тепла из системы. На Рисунке 5 показана упрощенная схема такой системы.

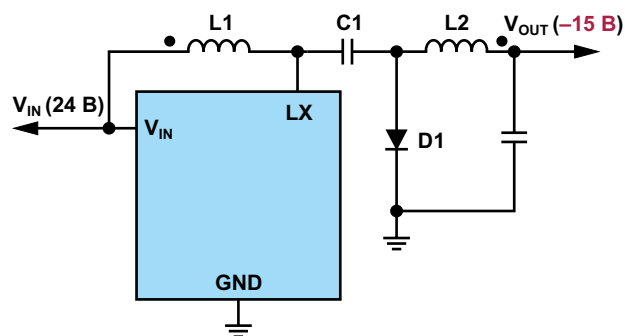


Рисунок 5. Упрощенная схема асинхронного инвертирующего DC/DC преобразователя с двумя дросселями.

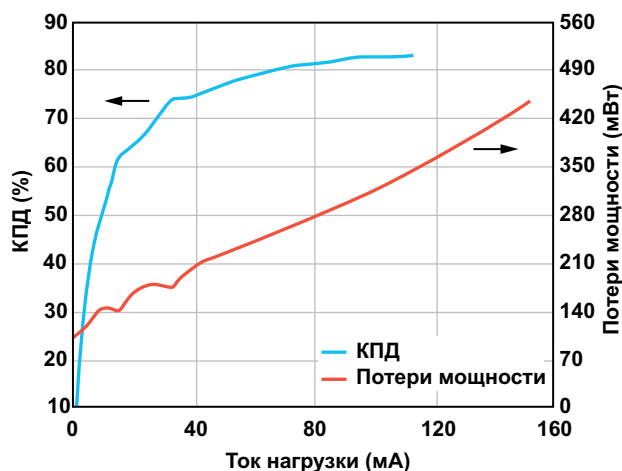


Рисунок 6. Зависимость КПД и потерь мощности от тока нагрузки для асинхронного инвертирующего DC/DC преобразователя с двумя дросселями.

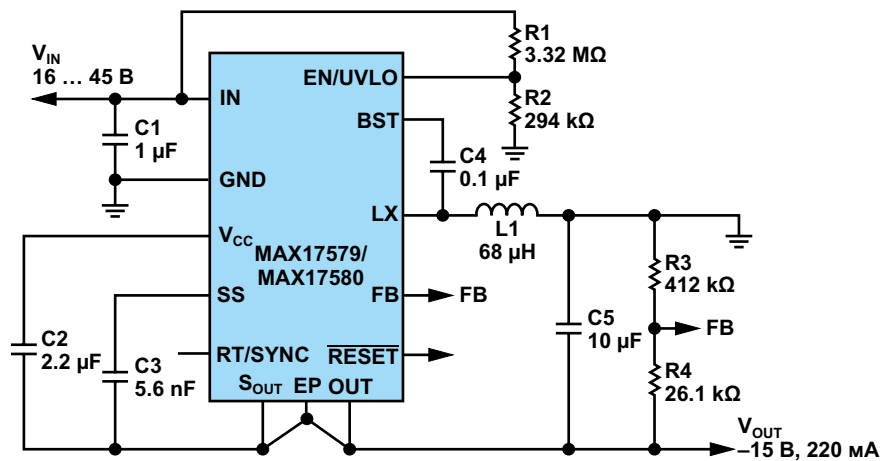


Рисунок 7. Высокоинтегрированный и наиболее эффективный DC/DC преобразователь с отрицательным выходным напряжением.

Эта топология содержит два источника проблем неэффективности. Во-первых, в ней используется асинхронное переключение, при котором выходной выпрямительный диод D1 рассеивает большую мощность по сравнению с синхронным решением. Во-вторых, дополнительный силовой дроссель L1 и дополнительный конденсатор C1 также увеличивают рассеивание мощности. На Рисунке 6 показана зависимость КПД этого преобразователя от тока нагрузки, измеренная при напряжении +12 В на входе и -15 В выходе. Его пиковый КПД составляет всего 83%, а потери мощности около 460 мВт при выходном токе 150 мА.

Более компактное и эффективное решение для DC/DC преобразователя с отрицательным выходным напряжением

Микросхемы MAX17577 и MAX17578 были разработаны для удовлетворения растущих требований к размерам и тепловыделению устройств в системах автоматизации производства, автоматизации зданий и связи. Для снижения стоимости и количества компонентов в устройства интегрированы цепи сдвига уровня, а также используется синхронное выпрямление для достижения максимального КПД. Это самые компактные и высокоэффективные в отрасли синхронные инвертирующие понижающие DC/DC преобразователи. Типичная схема их применения показана на Рисунке 7.

Микросхемы MAX17577 и MAX17580 имеют широкий диапазон входных напряжений. Устройства работают с входными напряжениями от 4.5 В до 60 В и могут отдавать в нагрузку ток до 300 мА. Благодаря встроенным схемам сдвига уровня за счет вдвое меньшего количества компонентов эти устройства экономят до 72% площади платы, потребляя при этом на 35% меньше энергии, чем ближайшие традиционные решения. На Рисунке 8 видно, что пиковый КПД преобразователя на основе микросхемы MAX17577, измеренный при входном напряжении 16 В и нагрузке -15 В/150 мА, составляет 88.5%. Это на 5.5% выше по сравнению с КПД традиционного решения, показанного на Рисунке 6. Почему КПД так важен? При КПД 88.5% устройство рассеивает всего 292 мВт, отда-

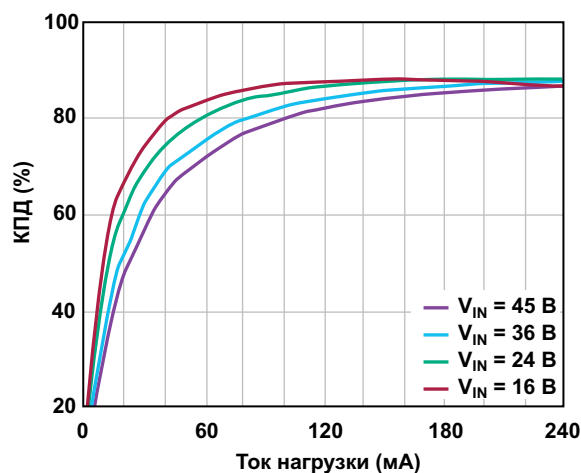
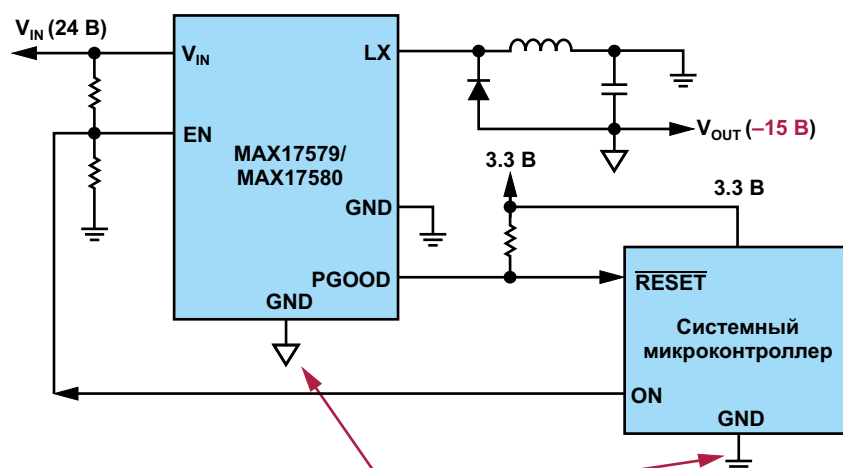


Рисунок 8. Зависимость КПД микросхемы MAX17579 от тока нагрузки при выходном напряжении -15 В.



Разные опорные уровни земли

Рисунок 9. MAX17579/MAX17580 в системе, использующей шины отрицательного напряжения.

вая в нагрузку 2.25 Вт. 292 мВт по сравнению с 460 мВт для традиционного решения означает, что количество тепла, которое нужно отводить от системы, уменьшено на 37%.

Рисунок 9 представляет улучшенную версию схемы на Рисунке 2, в которой отсутствуют цепи сдвига уровня. Системный микроконтроллер может напрямую взаимодействовать с микросхемами MAX17579/MAX17580, несмотря на то, что они имеют разные земли.

Стоит также отметить, что благодаря широкому диапазону рабочих напряжений эти новые решения могут выдерживать колебания напряжения в системе, обусловленные скачками напряжения питания, противо-ЭДС, звоном в кабеле и прочими факторами, что повышает надежность системы. Кроме того, в том же семействе существуют микросхемы MAX17577 и MAX17578, которые имеют схожие характеристики, но рассчитаны на выходной ток до 1 А. Эти устройства отлично подходят для питания радиочастотных усилителей мощности, драйверов затворов GaN полевых транзисторов, драйверов затворов IGBT и т. д.

Заключение

Растущие требования к уменьшению размеров и снижению тепловыделения решений в устройствах промышленной автоматизации, автоматизации зданий и систем связи создают серьезные проблемы разработчикам при поиске DC/DC преобразователей с отрицательным выходным напряжением, традиционные решения для которых в большинстве случаев устарели, неэффективны, сложны и громоздки. Новое семейство высокоинтегрированных устройств со встроенными преобразователями уровня, синхронным выпрямлением и широким диапазоном входных рабочих напряжений обеспечивает самые компактные, высокоэффективные и надежные решения для создания DC/DC преобразователей с отрицательным выходным напряжением. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX17577](#)
2. [Datasheet Maxim MAX17580](#)

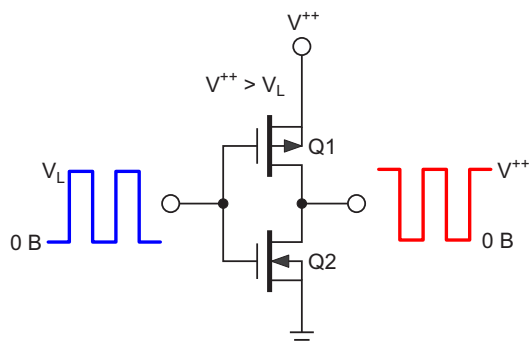
Управление КМОП двухтактными каскадами с помощью логических сигналов, связи по переменному току и заземленных затворов

Stephen Woodward

EDN

Несмотря на массовое использование БИС и СБИС в современном электронном проектировании, дискретные MOSFET в классической двухтактной топологии по-прежнему иногда незаменимы. Поэтому советы и рекомендации по эффективному управлению ими с помощью сигналов логического уровня также могут быть полезны, поскольку это может быть «немного» сложно, особенно если задействованы уровни напряжений, отличные от стандартных.

Если (к счастью) это не так, мы получаем Рисунок 1.

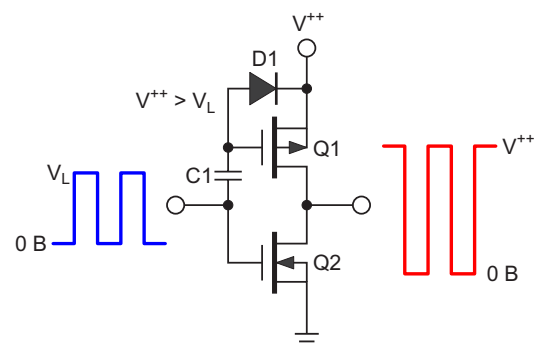


Коэффициент заполнения любой

Рисунок 1. Простейший случай управления двухтактным каскадом с помощью логического сигнала – прямое подключение работает, если $V^{++} \leq V_L$.

В том счастливом случае, когда выводы истока двухтактного каскада на полевых транзисторах подключены к положительной и отрицательной шинам, напряжения которых соответствуют логическим уровням, будет достаточно простого прямого соединения (проводом). Все, что нужно для успеха, – это:

1. Уровни напряжения включения/ выключения затвор-исток полевого транзистора находятся в пределах размаха логического сигнала, и
2. Источник логического сигнала имеет достаточную мощность, чтобы справиться с



$0\% < \text{Коэффициент заполнения} < 100\%$

Рисунок 2. Связь по переменному току может решить проблему несоответствия напряжения на положительной шине, если управляющий сигнал подается непрерывно.

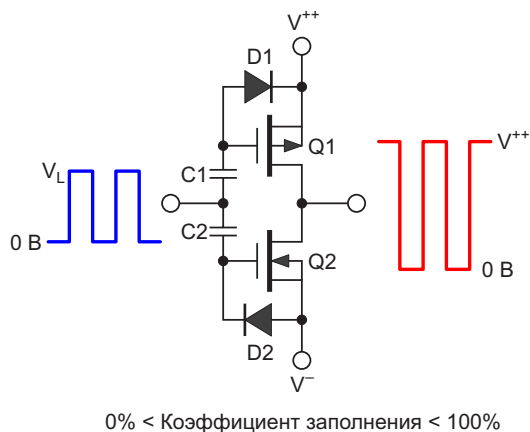


Рисунок 3. То же самое касается связи по переменному току и несоответствия напряжения отрицательной шины.

входными емкостями включенных параллельно полевых транзисторов.

Пункт 2 особенно важен, поскольку с ним связан заклятый враг эффективности двухтактного каскада – сквозной ток.

Часто случается, что при открытом состоянии транзистора Q1 и закрытом состоянии Q2 во время перехода в противоположные состояния возникает интервал перекрытия, когда оба транзистора проводят ток. Это называется «сквозным током», и на него тратится энергия, иногда очень много. Чем дольше его продолжительность, тем больше потери. Длительность сквозного тока зависит от времени, необходимого логическому сигналу для завершения перехода 0/1 или 1/0, которое, в свою очередь, зависит от того, сколько времени требуется для заряда и разряда соответствующих входных емкостей затворов. Проблема перекрестной проводимости несколько смягчается тем, что емкость, которая задерживает выключение одного полевого транзистора, также задерживает включение его комплементарного партнера, но скорость по-прежнему важна.

Теперь предположим, что напряжение V^{++} на истоке транзистора Q1 выше, чем V_L . Что будет в этом случае? На Рисунке 2 показано простое решение – связь по переменному току.

Конечно, это простое решение будет работать только в том случае, если можно будет рассчитывать на то, что логический сигнал всегда имеет переменную составляющую. То

есть, если только его коэффициент заполнения (DC) никогда не равен 0% (всегда выключено) или 100% (всегда включено): $0\% < DC < 100\%$. Емкость конденсатора C1 должна быть как минимум на порядок больше, чем емкость затвора Q1 (например, 1 нФ). Хотя D1 обычно может быть обычным диодом с p-n переходом (например, 1N4148), диод Шоттки может быть лучшим выбором, если для управления затвором требуется несколько дополнительных сотен милливольт.

Связь по переменному току также может прийти на помощь, если уровень напряжения отрицательной шины двухтактного каскада ниже уровня земли, как показано на Рисунке 3. При этом, разумеется, действуют те же ограничения по коэффициенту заполнения.

А что же делать, если коэффициент заполнения не подчиняется правилам, и для опре-

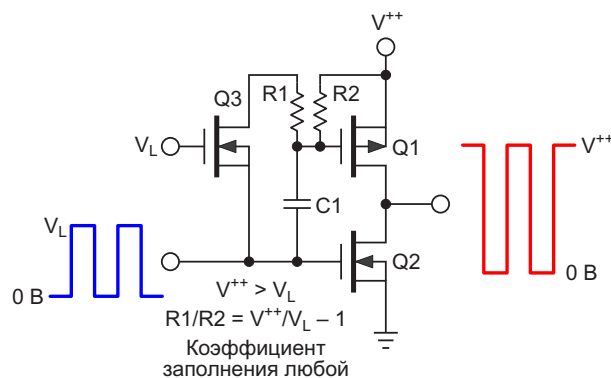


Рисунок 4. «Заземленный» затвор транзистора Q3 поддерживает заряд конденсатора C1 при прекращении подачи логического сигнала.

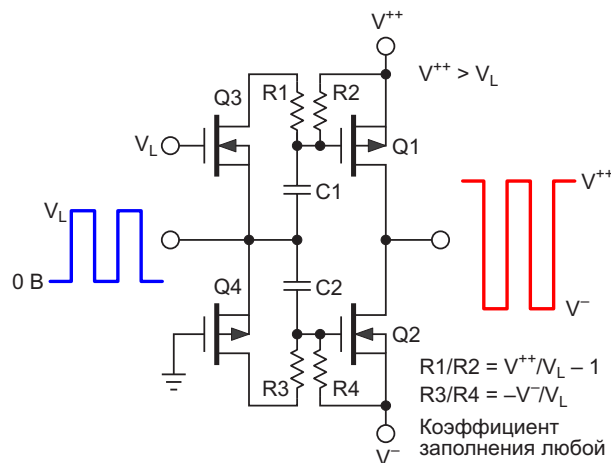


Рисунок 5. Заземленный затвор транзистора Q4 сдвигает уровни логического сигнала к напряжению отрицательной шины.

деления уровней сигнала мы не можем полагаться на простой диод? Смотрите Рисунок 4.

Малосигнальный транзистор Q3 в конфигурации неинвертирующего быстродействующего усилителя с общим затвором передает необходимый установившийся ток транзистору Q1. Выберите сопротивление резистора R2 достаточно низким, чтобы обеспечить протекание максимального ожидаемого тока утечки исток-затвор транзистора Q2

(R2 = 10 кОм обычно является очень консервативным выбором), а затем рассчитайте сопротивление

$$R1 = R2 \left(\frac{V^{++}}{V_L} - 1 \right).$$

И, конечно же, как показано на Рисунке 5, тот же трюк работает и для отрицательной шины двухтактного каскада. **РЛ**

Уменьшение нагрева мощных операционных усилителей

Vijay Damle

EDN

Когда вы включаете в свой проект мощный операционный усилитель, такой как PA05 компании Арех, желательно свести к минимуму разницу между напряжением питания и выходным напряжением, чтобы уменьшить рассеиваемую мощность и полностью использовать выходной диапазон усилителя. Нашей целью была разработка усилителя мощности, обеспечивающего пиковое выходное напряжение 70 В при токе 10 А с фиксированным коэффициентом усиления 10 в полосе частот от 30 Гц до 100 кГц. Чтобы получить размах ± 35 В, потребовались источники постоянного напряжения примерно ± 38 В и два дополнительных источника ± 5 В. Для получения полного выходного тока 10 А при более низком напряжении необходимо уменьшать напряжение питания пропорционально выходному напряжению, чтобы сни-

зить рассеиваемую мощность. В этом случае коэффициент усиления фиксируется на уровне 10. Таким образом, можно поддерживать напряжение питания пропорциональным входному напряжению (Рисунок 1). SMPS1 и SMPS2 – это идентичные источники питания с программируемым выходным напряжением (за исключением вспомогательных источников ± 5 В). Высокоточный выпрямитель вырабатывает выходное напряжение, пропорциональное амплитуде входного сигнала. Чтобы в отсутствие входного сигнала получить примерно ± 6 В, схема добавляет к сигналу напряжение смещения.

По мере увеличения входного напряжения выходное напряжение SMPS увеличивается с 6 до 38 В при входном напряжении 7 В пик-пик. Для управления SMPS отрицательной стороны необходимо передавать информацию из

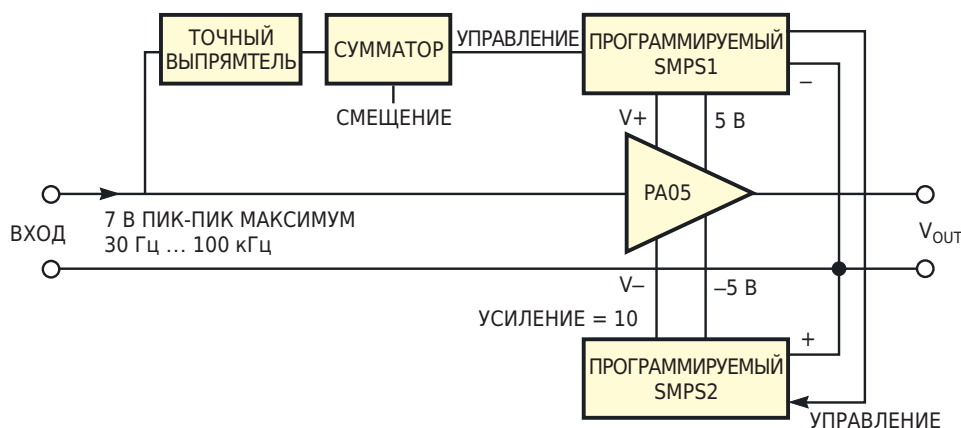


Рисунок 1. Источники питания отслеживают входной сигнал в бустрепном режиме, что позволяет снизить рассеиваемую мощность.

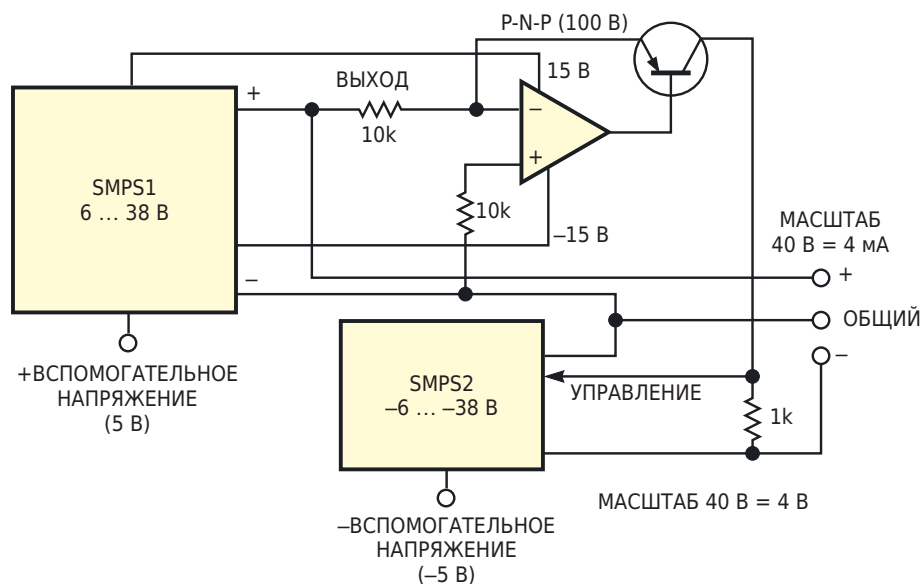


Рисунок 2. Отслеживая друг друга, импульсные источники питания поддерживают одинаковые выходные напряжения противоположной полярности.

SMPS1 в SMPS2. Передачу осуществляет схема на Рисунке 2, которая вырабатывает ток, пропорциональный входному напряжению. Таким образом, SMPS2 вырабатывает напряжение такой же величины, что и SMPS1, но противоположной полярности. Если нужен большой выходной ток, может потребоваться увеличить запас по напряжению, в зависимости от выбранного усилителя мощности. В противном случае можно столкнуться с ограниче-

нием выходного сигнала. Обратите внимание, что при быстро меняющихся входных сигналах выходной сигнал может ограничиваться на короткое время, пока не повысится напряжение источника питания. Этот эффект зависит от точного выпрямителя и времени реакции источников питания. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Apex PA05](#)

Усовершенствованный выключатель питания с фиксацией

Anthony Smith

EDN

В предыдущей статье [1] описывалась относительно простая схема, в которой нефиксируемая кнопка могла функционировать как механический переключатель с фиксацией. Статья вызвала множество откликов читателей. Среди прочих комментариев читатели задавались вопросом, можно ли адаптировать схему таким образом, чтобы обеспечить

а) перекрестную связь, благодаря которой два переключателя могли бы «блокировать» друг друга;

б) «временную задержку», при которой схема отключалась бы по истечении заданного времени.

В данной статье предпринята попытка рассмотреть каждое из этих предложений.

Фиксируемые переключатели с перекрестными связями

На Рисунке 1 показаны две схемы перекрестно соединенных переключателей, где каждый переключатель включается и выключается своей кнопкой без фиксации, а также выключается при включении другого переключателя. Такая взаимная блокировка позволяет использовать их, например, в автомобильном светотехническом оборудовании.

Обе схемы переключателей идентичны и являются зеркальным отражением друг друга, то есть резистор R1a выполняет ту же функцию, что и R1b, транзистор Q1a ведет себя точно так же, как Q1b, и т.д. Более того,

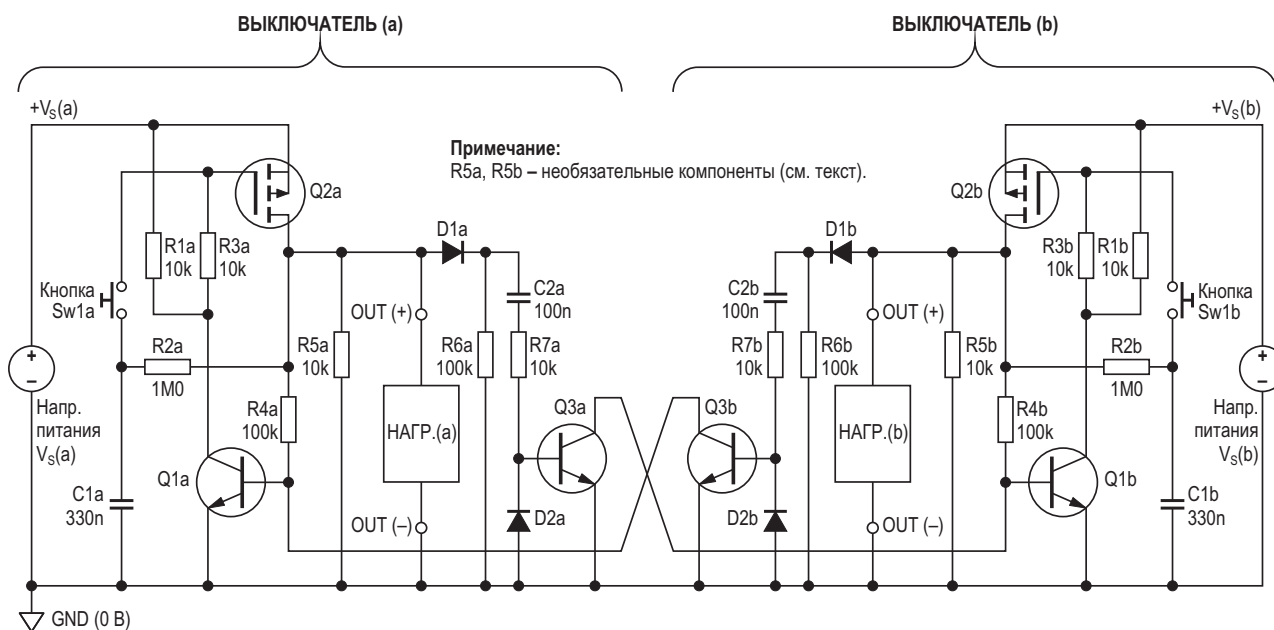


Рисунок 1. Перекрестно связанные переключатели с фиксацией включаются независимо, но блокируют друг-друга.

за исключением дополнительных компонентов перекрестных связей (C2, D1, D2, R6, R7 и Q3), каждая схема в целом идентична схеме, показанной на Рисунке 1а предыдущей статьи [1], где можно найти подробное описание того, как работает базовая схема. Помните, что резистор R5 может потребоваться или не потребоваться в зависимости от характера нагрузки, и что для таких нагрузок, как двигатель, может потребоваться установка блокирующего диода между клеммой OUT (+) и нагрузкой.

Чтобы понять, как работает перекрестная связь, предположим, что ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ (а) в данный момент разомкнут, а ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ (b) замкнут, так что транзисторы Q1а и Q2а закрыты, а Q1b и Q2b оба проводят ток и обеспечивают смещение друг друга через резисторы R3b и R4b. Если теперь нажать кнопку Sw1а, транзисторы Q1а и Q2а откроются, и ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ (а) зафиксируется в замкнутом состоянии. В момент включения Q2а в базу транзистора Q3а через цепь D1а, C2а и R7а проходит импульс тока, кратковременно включающий Q3а, который ненадолго закорачивает базу транзистора Q1b на шину 0 В. Теперь оба транзистора Q1b и Q2b закрыты, и ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ (b) фиксируется в разомкнутом состоянии. При этом ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ (а) зафиксирован в замкнутом состоянии, и в таком состоянии выключатели будут находиться до тех пор, пока не будет нажата одна из кнопок. Таким образом, если теперь

нажать кнопку Sw1b, транзисторы Q1b и Q2b откроются, ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ (b) зафиксируется в замкнутом состоянии, и Q3b, на мгновение включившись, закрывает транзисторы Q1а и Q2а.

Длительность кратковременного включения транзистора Q3 определяется постоянной времени C2-R7 и должна быть достаточной для полного выключения противоположного MOSFET. Помните, что при выключении транзистора Q1 заряд, накопленный на затворе Q2, должен быть полностью удален через последовательно соединенные резисторы R1 и R3. Некоторые «большие» (сильноточные) MOSFET имеют емкость затвора в десятки нанофард, поэтому при R1 = R3 = 10 кОм для полного разряда затвора может потребоваться несколько миллисекунд. Теперь, при C2 = 100 нФ и R7 = 10 кОм, транзистор Q3 фиксирует напряжение базы Q1 примерно на 5 мс, что должно быть достаточно долго для выключения большинства р-канальных MOSFET.

По окончании описанного выше импульса тока напряжение, хранящееся на конденсаторе C2, будет примерно равно напряжению питания +V_S. Без диода D1 это напряжение удерживало бы транзистор Q1 во включенном состоянии, не позволяя переключателю выключиться. При наличии в схеме диода D1 его блокирующее действие позволяет переключателю нормально выключаться, поэтому когда транзистор Q2 закрывается, конденсатор C2 разряжается по цепи R6-D2-R7.

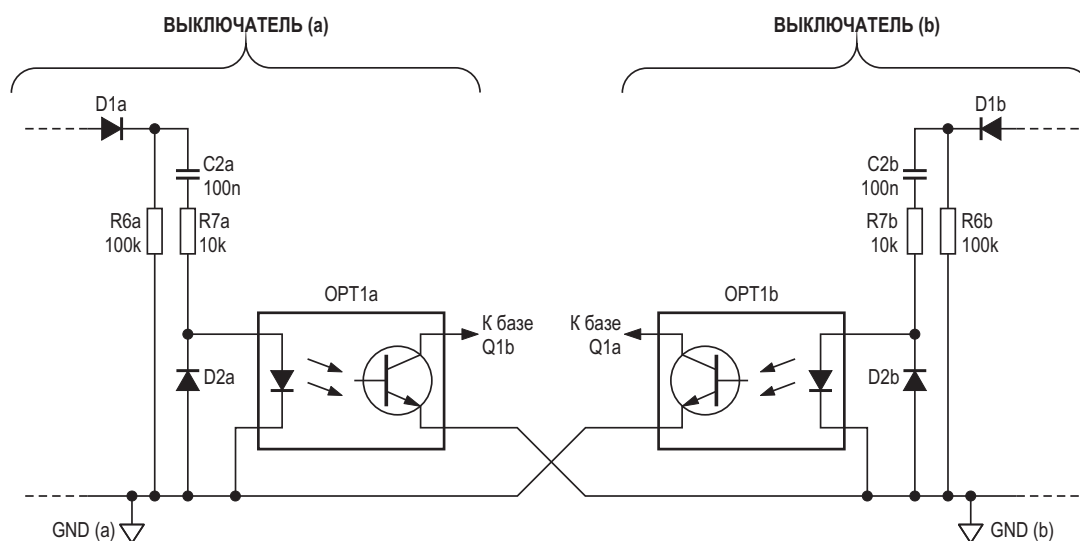


Рисунок 2. Оптопары обеспечивают полную изоляцию перекрестно связанных переключателей.

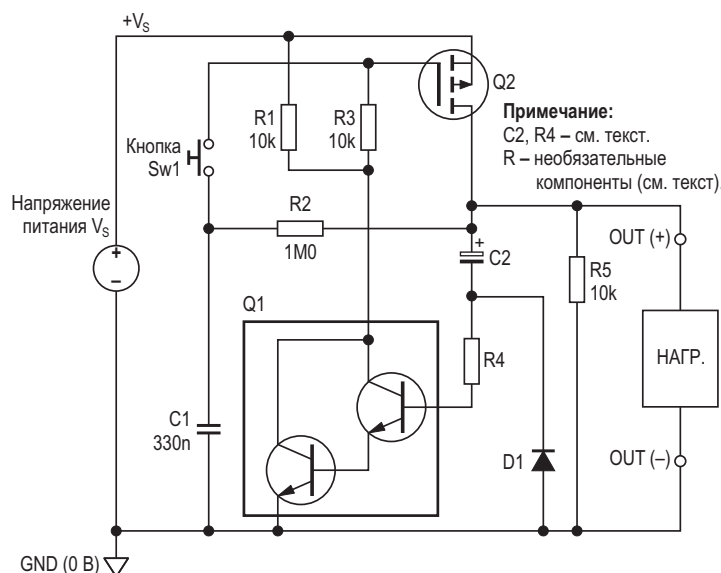


Рисунок 3. Незначительные изменения в основной схеме переключателя позволяют ему отключаться через заданный промежуток времени.

Хотя ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ (а) и ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ (b) идентичны, они не обязательно должны использовать общее напряжение питания, то есть напряжения $+V_S(a)$ и $+V_S(b)$ не обязательно должны быть одинаковыми и могут браться от разных источников. Однако для реализации перекрестной связи в схеме на Рисунке 1 ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ (а) и ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ (b) должны иметь общий провод земли (0 V). В приложениях, где обеспечить такую конфигурацию сложно, транзисторы Q3a и Q3b могут быть заменены оптопарами (Рисунок 2), что позволит каждому выключателю иметь собственный земляной провод, гальванически изолированный от другого. Большинство обычных оптронов должны работать идеально, но следует помнить, что светодиод оптопары требует большего управляющего напряжения, чем транзистор, поэтому может потребоваться уменьшить сопротивление R7 (и, соответственно, увеличить емкость C2), если напряжение питания $+V_S$ достаточно низкое.

Фиксируемый переключатель с тайм-аутом

В некоторых приложениях может потребоваться переключатель с фиксацией, который автоматически отключается через заданный промежуток времени. Довольно простой способ получения такого тайм-аута показан на

Рисунке 3, где одиночный транзистор Q1 был заменен парой Дарлингтона, а между стоком транзистора Q2 и резистором R4 включен конденсатор C2. Как и прежде, для управления схемой используется кнопка Sw1 без фиксации. Когда кнопка нажата, транзистор Q2 включается и через цепь C2-R4 подает ток смещения в базу транзистора Дарлингтона. Теперь схема фиксируется в замкнутом состоянии, в котором включенное состояние Q2 поддерживается транзистором Q1.

С этого момента C2 начинает заряжаться, и напряжение в точке соединения C2 и R4 падает со скоростью, в значительной степени определяемой постоянной времени C2-R4. По мере того как это напряжение уменьшается, падает и ток, поступающий в базу транзистора Дарлингтона Q1 через резистор R4. В конечном итоге коллекторный ток Q1 становится слишком мал, чтобы поддерживать открывающее напряжение на затворе Q2, и MOSFET выключается. Теперь переключатель возвращается в разблокированное состояние, и конденсатор C2 разряжается через диод D1, нагрузку и включенный параллельно с ней резистор R5 (если он есть).

Большой коэффициент усиления по току пары Дарлингтона позволяет использовать высокоомный резистор R4 (порядка нескольких мегаом) для получения большой постоянной времени. Тестовая схема, питаемая от



Рисунок 4. Медленное выключение может быть приемлемым при небольших нагрузках.

источника 15 В, обеспечивала время включенного состояния примерно от девяти секунд при $C2 = 1 \text{ мкФ}$ и $R4 = 1 \text{ МОм}$ до чуть более 15 минут при $C2 = 10 \text{ мкФ}$ и $R4 = 10 \text{ МОм}$. Увеличение емкости $C2$ до 100 мкФ привело к тому, что время включенного состояния превысило два часа.

Несмотря на то, что схема подходит для нетребовательных приложений, она имеет ряд недостатков, которые могут сузить область ее применения. Коэффициент передачи тока транзистора Дарлингтона (который может значительно отличаться от прибора к прибору и изменяться от температуры) имеет большое влияние на постоянную времени схемы, что делает схему непригодной для приложений, требующих точного контроля времени включенного состояния. Точно так же на это время влияют изменения напряжения питания.

Помимо этого, из-за того, что коллекторный ток пары Дарлингтона уменьшается постепенно, MOSFET выключается относительно медленно. Этот эффект можно увидеть на осциллограмме на Рисунке 4, где показан выходной сигнал схемы, питаемой от источника 15 В с нагрузкой 500 Ом, при использовании в качестве Q2 MOSFET FDS6675A ($R4 = 1 \text{ МОм}$). Обратите внимание, что для перехода от 15 В (включенное состояние) к 0 В (выключенное состояние) выходу требуется почти три миллисекунды. Столь медленное выключение может быть приемлемым для небольших нагрузок, но для MOSFET, коммутирующих большие токи, такое поведение не является идеальным.

Усовершенствованный вариант схемы показан на Рисунке 5, где транзистор Дарлингтона заменен сдвоенным компаратором с открытым стоком/коллектором (IC1), а резистор R5 заменен делителем напряжения R4-R5. Делитель R6-R7 определяет величину опорного напряжения V_{REF} (постоянную долю напряжения питания компаратора V_{CS}), задающего стабильные пороги переключения обоим компараторам.

При первом нажатии кнопки Sw1 транзистор Q2 включается, подавая питание на нагрузку, а также открывая диод D1, обеспечивающий компараторы напряжением питания V_{CS} . Теперь, если $R4/R5 = R6/R7$, напряжение V_x будет немного больше, чем V_{REF} , что приведет к включению выходного транзистора компаратора IC1a. Его выходное напряже-

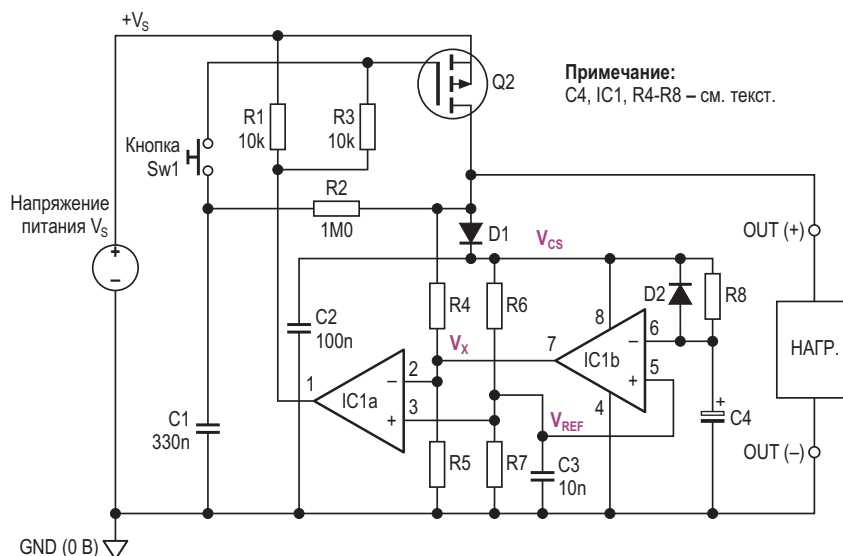


Рисунок 5. Усовершенствованная схема обеспечивает точную выдержку времени, быстрое переключение и устойчивость к изменениям напряжения питания.

ние становится низким (близким к 0 В), и падение напряжения на резисторе R3, создаваемое выходным током, обеспечивает открывающее напряжение затвора Q2.

Теперь схема фиксируется во включенном состоянии, времязадающий конденсатор C4 начинает заряжаться через резистор R8, и напряжение V_C на нем начинает экспоненциальный рост. В момент, когда напряжение V_C чуть превысит V_{REF} , компаратор IC1b переключится, и его выходной транзистор откроется, уменьшая напряжение V_X до 0 В. Выходной транзистор компаратора IC1a закрывается, и, поскольку открывающее напряжение на затворе Q2 больше не поддерживается, MOSFET выключается, и переключатель разблокируется. Теперь C4 относительно быстро разряжается через цепь D2-R6-R7. Как и в более простой схеме, переключатель можно разблокировать в любой момент, просто нажав на кнопку.

Блокировочный диод D1 выполняет двойную функцию. Он изолирует R2 от заряда, накопленного в конденсаторе C2, когда Q2 выключается, тем самым гарантируя правильное размыкание переключателя. Кроме того, он предотвращает быстрый разряд конденсатора C2 (и C4) через нагрузку при выключении переключателя. Это обеспечивает небольшое время, в течение которого сохраняется питание компараторов после выключения Q2, гарантируя тем самым упорядоченное выключение схемы. Питание компараторов от выхода переключателя, а не от напряжения питания, удовлетворяет основному требованию всех схем, описанных в этой статье, а именно тому, что (как и у механического переключателя) потребляемая мощность в выключенном состоянии равна нулю.

Ниже показаны формулы для расчета времязадающей цепи схемы на Рисунке 5, в которой IC1 = TLC393, R4 = R6 = 10 кОм, R5 = R7 = 22 кОм и $+V_S = 15$ В. Обратите внимание, что V_{CS} выпадает из формул, поэтому время включенного состояния практически не зависит от изменений напряжения питания.

Для компаратора времени задержки IC1b

$$V_C = V_{CS} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right),$$

где $\tau = R9 \times C4$.

Напряжение срабатывания компаратора равно:

$$V_C = V_{REF},$$

$$V_{REF} = kV_{CS},$$

где

$$k = \frac{R7}{R6 + R7}.$$

Приравнивание

$$V_{CS} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

к kV_{CS} дает время включенного состояния:

$$t_{ON} = -\tau \ln(1 - k)$$

или

$$t_{ON} = -(R8 \cdot C4) \ln \left(\frac{R6}{R6 + R7} \right) [c].$$

Измеренные и теоретические результаты хорошо согласуются (см. Таблицу 1), за исключением случая, когда C4 = 100 мкФ, что дает время включенного состояния, значительно превышающее расчетное. Скорее всего, это связано с внутренней утечкой электролитического конденсатора, использованного для этого теста (конденсаторы 1 мкФ и 10 мкФ были неэлектролитическими). При использовании подходящих компонентов можно достичь времени включенного состояния, значительно превышающего час.

Таблица 1. Сравнение измеренных и теоретических результатов

| Времязадающие компоненты | | Время включенного состояния (с) | |
|--------------------------|--------|---------------------------------|---------------|
| C4 | R8 | Измеренное | Теоретическое |
| 1 мкФ | 1 МОм | 1.22 | 1.16 |
| 10 мкФ | 1 МОм | 11.1 | 11.6 |
| 100 мкФ | 1 МОм | 162 | 116 |
| 100 мкФ | 10 МОм | 1.728 | 1.163 |

Если не учитывать падение на диоде D1, то напряжение питания компаратора примерно равно напряжению питания схемы ($V_{CS} \approx +V_S$), что влияет на выбор используемых компара-

торов. Сдвоенные микромощные компараторы TLC393 являются идеальным выбором благодаря минимальной потребляемой мощности и чрезвычайно низкому входному току смещения (типичное значение 5 нА), хотя они имеют ограниченный диапазон напряжений питания около 16 В. LM393 обеспечивает идентичные функции и может использоваться при напряжении питания до 30 В. Однако потребляемый им ток больше, чем у TLC393, а входной ток смещения относительно велик (типичное значение –25 нА), что может повлиять на скорость заряда конденсатора С4. При выборе сопротивлений резисторов R4-R7 необходимо убедиться, что напряжения V_X и V_{REF} не превышают верхнего предела синфазного напряжения компараторов (для TLC393 и LM393 – примерно на 1.5 В ниже V_{CS}).

Помимо обеспечения достаточно точного контроля времени автоматического выключения, схема переходит из включенного состояния в выключенное гораздо быстрее, чем простая схема на Рисунке 3. Осциллограмма на Рисунке 6 показывает выходной сигнал тестовой схемы, питаемой напряжением 15 В, с той же нагрузкой 500 Ом и тем же MOSFET FDS6675A, которые использовались в простой схеме. По сравнению с несколько вялым откликом, показанным на Рисунке 4, время переключения значительно улучшено и составляет около 100 мкс от полного включения до полного выключения.

Выбор компонентов

К биполярным транзисторам и диодам, используемым в приведенных выше схемах, особых требований не предъявляется. При условии, что они рассчитаны на максималь-



Рисунок 6. Модификация схемы обеспечивает более быстрый переход от включенного состояния к выключенному.

ное напряжение питания, подойдет большинство биполярных p-n-p транзисторов с хорошим коэффициентом передачи тока. Р-канальный MOSFET, как и любое другое устройство, используемое в схеме драйвера верхнего плеча, должен выбираться с учетом максимального напряжения сток-исток, допустимого тока и рассеиваемой мощности. Однако следует иметь в виду, что у некоторых типов MOSFET максимальное напряжение затвор-исток значительно ниже номинального напряжения сток-исток. Например, у такого транзистора, как IRFR9310, максимальное напряжение сток-исток составляет –400 В, а напряжение затвор-исток ограничено значением всего ± 20 В. Если приложению необходимо очень большое напряжение питания, может потребоваться установка защитного стабилитрона между затвором и истоком MOSFET, чтобы ограничить напряжение на затворе до безопасного уровня.

Хотя во всех схемах использована нажимная кнопка, ее можно заменить, например, герконовым реле (для магнитной активации выключателя) или каким-либо другим типом замыкающихся контактов. Единственное требование – контакты должны быть электрически «плавающими» относительно шин питания.

Наконец, следует помнить, что микросхема IC1 на Рисунке 5 должна иметь выход с открытым стоком или открытым коллектором. Кроме того, необходимо иметь в виду, что большие сопротивления и чувствительные узлы делают схемы восприимчивыми к помехам, которые могут вызвать ложные срабатывания и непредсказуемое поведение, поэтому нужно избегать «неряшливых» конструкций и при необходимости экранировать схемы от электромагнитных и радиочастотных помех. **РЛ**

Ссылки

1. Anthony Smith. [Выключатель питания с нулевым потреблением мощности на основе нефиксируемой кнопки](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM393](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLC393](#)
3. [Datasheet Fairchild FDS6675A](#)
4. [Datasheet Vishay IRFR9310](#)

Инвертор напряжения использует выходные выводы в качестве входов, а вывод земли в качестве выхода

Stephen Woodward

EDN

Когда аналоговые схемы смешиваются с цифровыми, первым иногда не нравится привычная для вторых единственная шина питания. Это создает необходимость в дополнительных источниках напряжения, часто отрицательной полярности, которые обычно обеспечиваются емкостными зарядовыми насосами.

Самый простой тип – диодный насос, состоящий всего из двух диодов и двух конденсаторов. Но ему присущи недостатки, связанные с необходимостью в отдельном источ-

нике прямоугольных импульсов для управления насосом, а также с тем, что выходное напряжение, как минимум, на два падения на диоде меньше, чем на шине питания.

Чтобы избежать этого, требуются активные коммутаторы зарядового насоса (обычно комплементарные полевые транзисторы).

Многие КМОП микросхемы зарядовых насосов доступны в продаже. В качестве примера можно привести предлагаемые многими поставщиками насосы ICL7660 и MAX1673, которые хорошо работают в тех приложениях, где токи нагрузки не слишком велики. Но они не так уж дешевы (например, 1673 при покупке штуками стоит больше \$5) и, кроме того, иногда разработчик просто испытывает желание создать свой собственный. Здесь проиллюстрирован пример того, что может получиться, если не сопротивляться этому искушению.

Сага начинается с Рисунка 1, на котором показан (значительно упрощенный) эскиз КМОП логического элемента «НЕ».

Прежде всего, обратите внимание на входные и выходные ограничительные диоды. Они включены главным образом для защиты микросхемы от повреждения электростатическими разрядами, но диод есть диод, и поэтому он может выполнять и другие полезные функции. В свою очередь, р-канальный поле-

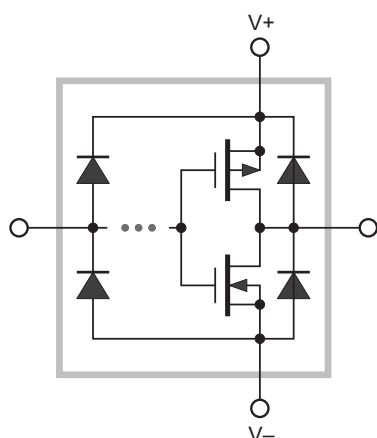


Рисунок 1. Упрощенная схема типичных входных/выходных цепей КМОП логического элемента, показывающая ограничительные диоды и комплементарную пару коммутаторов на МОП-транзисторах.

вой транзистор предназначен для подключения шины V+ к выходу при выводе логической единицы, а работающий в паре с ним n-канальный – для подключения к выводу V- при выводе нуля. Но комплементарные МОП-транзисторы во включенном состоянии охотно проводят ток в любом направлении. Таким образом, ток, идущий от вывода к шине, работает так же хорошо, как и от шины к выводу.

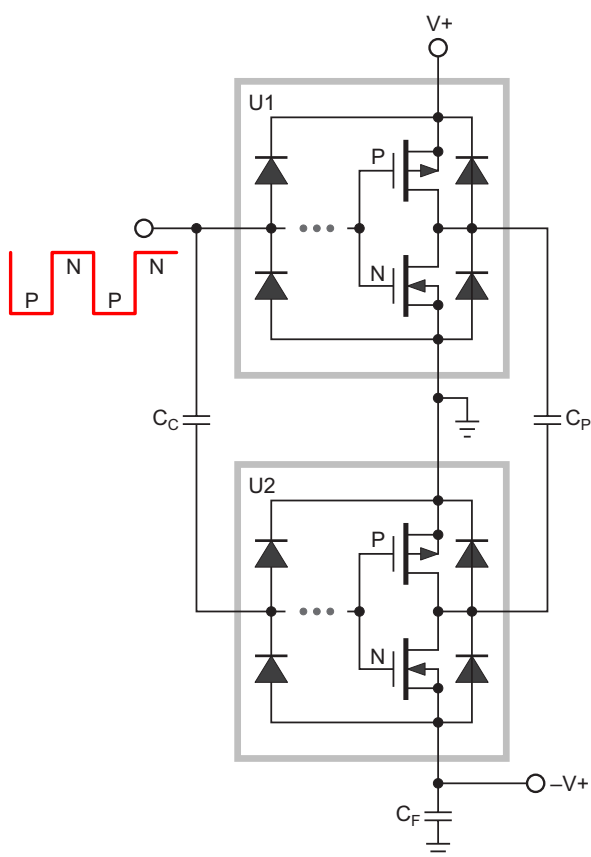


Рисунок 2. Упрощенная топология инвертора напряжения на основе логических элементов, состоящего из драйвера (U1), коммутатора (U2), а также конденсаторов связи (C_C), накачки (C_P) и фильтра (C_F).

На Рисунке 2 показано, как эти основные функции элементов КМОП связаны с накачкой заряда и инверсией напряжения.

Представьте себе два инвертора, соединенных между собой, как показано на Рисунке 2, с прямоугольными управляющими импульсами, подаваемыми на вход U1 непосредственно, а на вход U2 – через разделительный конденсатор C_C; при этом входные ограничительные диоды элемента U2 обеспечивают восстановление постоянной составляющей.

Рассмотрим полупериод прямоугольных импульсов в состоянии «лог. 0». Оба р-канальных полевых транзистора элементов U1 и U2 включатся, соединяя с шиной V+ вывод конденсатора C_P, подключенный к U1, и с землей – вывод, подключенный к U2. При этом C_P будет заражаться при верхнем по схеме выводе, подключенном к V+, а нижнем – к земле. Обратите внимание на обратную полярность тока, проходящего через выходной вывод U2, обусловленную током конденсатора C_P, идущим в землю через р-канальный транзистор и вывод положительной шины питания элемента U2.

Затем рассмотрим, что произойдет, когда управляющий сигнал перейдет в состояние «лог. 1».

Теперь р-канальные полевые транзисторы закроются, а n-канальные включатся. Это заставляет заряд, ранее принятый конденсатором C_P, стекать в землю через U1 и вывод V- элемента U2, тем самым завершая цикл накачки, который доставляет квант отрицательного заряда

$$Q_- = -(C_P V_+ + C_F V_-)$$

для накопления в C_F. Обратите внимание, что через U2 снова протекает обратный ток. Этот цикл повторится при следующем изменении уровня управляющего сигнала, и так далее, и так далее.

Во время запуска, пока на конденсаторе C_F не накопится напряжение, достаточное для нормальной работы внутренних схем логического элемента и управления затвором полевого транзистора, ограничительные диоды элемента U2 служат для выпрямления сигнала возбуждения конденсатора C_P и заряда C_F.

Такова теория. Практическое воплощение Рисунка 2 в виде полноценного инвертора напряжения показано на Рисунке 3. На самом деле все не так сложно, как кажется.

С вывода 2 триггера Шмитта 74AC14 (U1) на схему поступает частота накачки 100 кГц. Этот сигнал подается на пять оставшихся логических элементов U1 и шесть логических элементов U2 (через разделительный конденсатор C2). Отрицательный заряд переносится через конденсатор C3 в U2 и накапливается в конденсаторе фильтра C5.

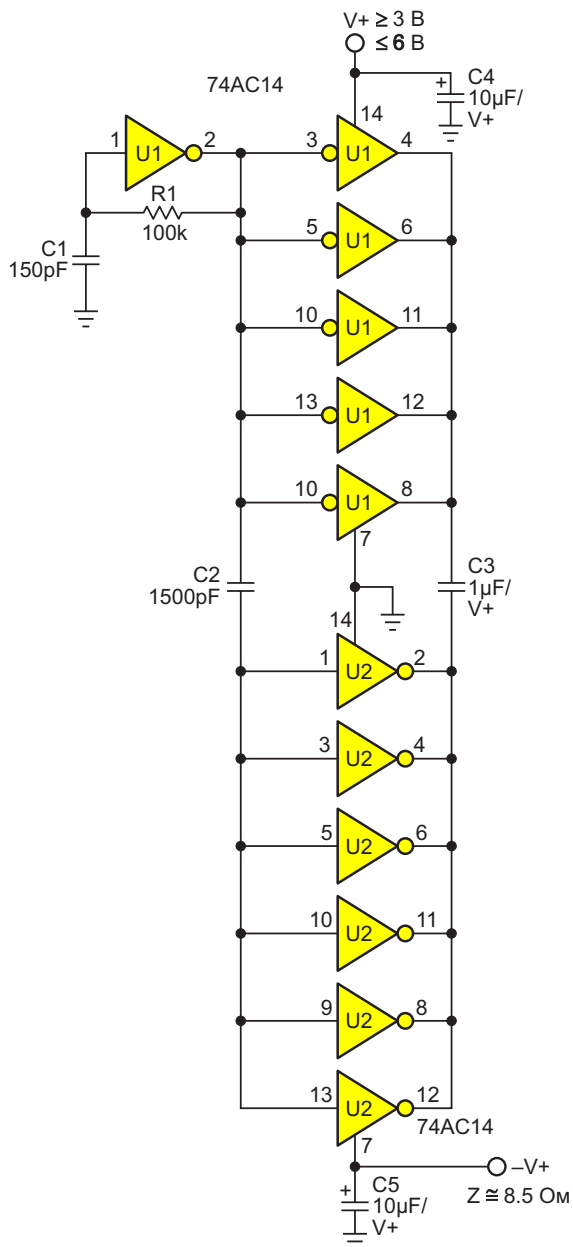


Рисунок 3. Полная схема инвертора напряжения: генератор накачки 100 кГц (частота устанавливается постоянной времени $R1C1$), триггер Шмитта и драйвер (U1) и коммутатор (U2).

Несмотря на то, что для U2 функция гистерезиса Шмитта на самом деле не нужна, для повышения КПД используется один и тот же тип микросхем, обеспечивающий синхронность переключения зарядового насоса.

Некоторые характеристики ($V+ = 5\text{ В}$):

- Выходное сопротивление выхода V-: 8.5 Ом;
- Максимальный непрерывный ток нагрузки: 50 мА;
- КПД при токе нагрузки 50 мА: 92%;
- КПД при токе нагрузки 25 мА: 95%;
- Мощность, потребляемая без нагрузки: 440 мкВт;
- Время запуска: меньше 1 мс.

Но, наконец, есть ли преимущество в стоимости, если делать насос самостоятельно? Что ж, при покупке штуками 1673 стоит \$5, 7660 – около \$2, а две 74AC14 можно купить всего за доллар. Стоимость пассивных компонентов одинакова, но предложенная схема имеет больше паяных соединений и занимает больше места на плате. Итак, что же в итоге...??

По крайней мере, то, что использование выходов в качестве входов и земли в качестве выхода было забавным.

И запоздалая мысль. Для работы с более высоким напряжением просто замените 74AC14 микросхемой с металлическими затворами CD40106В, тогда без каких-либо других изменений V+ и V- смогут достигать 20 В. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74AC14](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)

ШИМ-генератор биполярных импульсов

Михаил Шустов, г. Томск

Приведена схема генератора биполярных прямоугольных импульсов, ширину которых можно регулировать в широких пределах с коэффициентом заполнения от 6 до 94%.

Генератор прямоугольных биполярных импульсов с широтно-импульсным управлением, Рисунок 1, выполнен на основе микросхемы LM339. Первый её компаратор DA1.1 работает в качестве генератора биполярных импульсов на частоте 1 кГц. На втором компараторе DA1.2 выполнен каскад, позволяющий обеспечить регулировкой потенциометра R7 одинаковые амплитуды выходных сигналов, подаваемых через интегрирующие цепочки R9, C2, а также R13, C3 на входы компараторов DA1.3 и DA1.4. Входы сравнения этих компараторов соединены между собой и подключены к движку потенциометра R11, позволяющего плавно регулировать порог переключения компараторов и, соответственно, ширину импульсов с их выходов.

Таким образом, на входы компараторов подаются в противофазе симметричные управляющие импульсы, экспоненциально

нарастающие во времени на обкладках конденсаторов C2 и C3 соответственно. При достижении напряжения на входе того или иного компаратора DA1.3 или DA1.4 заданного потенциометром R11 порога происходит переключение выходного уровня соответствующего компаратора. При регулировке потенциометра R11 можно плавно регулировать ширину биполярных импульсов, снимаемых с выхода устройства, в пределах изменения коэффициента заполнения от 6 до 94%.

Для авторегулирования, например, выходного уровня преобразователей напряжения цепь управления шириной импульсов (R10–R12) можно подключить к контролируемому узлу – сопротивлению нагрузки. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)

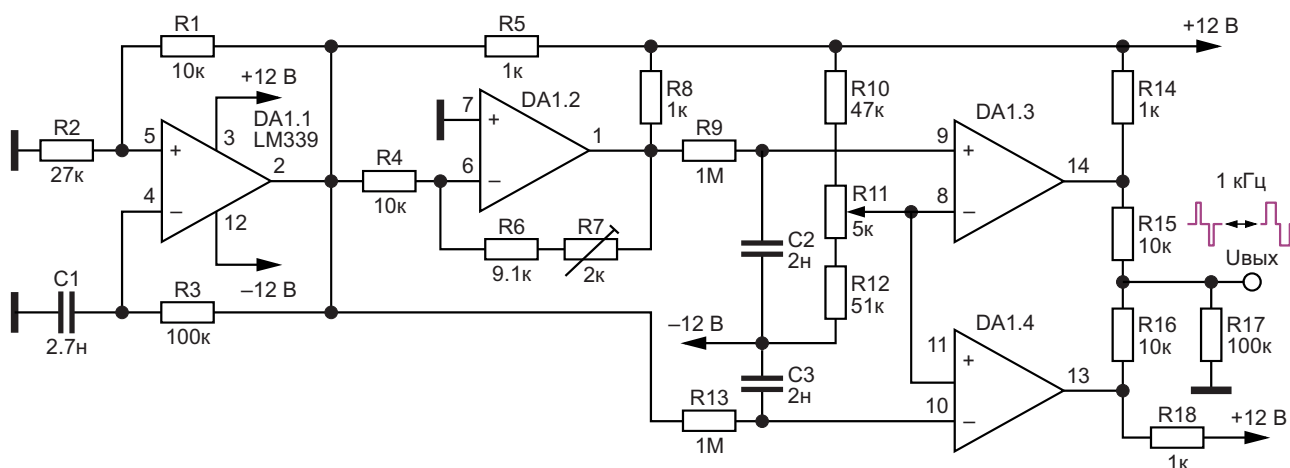


Рисунок 1. Генератор биполярных прямоугольных импульсов регулируемой ширины.

Бытовой датчик утечки метана

Александр Корнев

Окружающая нас воздушная среда может содержать не только источник жизни – кислород, но и опасные вещества в виде взрывоопасных и токсичных газов. Газовые анализаторы (детекторы) являются приборами нашей безопасности и предназначены для обнаружения превышения допустимых уровней концентрации таких газов в окружающей нас среде. Поэтому постоянный контроль концентрации опасных для человека газов в воздухе жилых и рабочих помещений на сегодняшний день является наиболее эффективным средством предупреждения отравления токсичным газом и предупреждения возгорания паров горючих газов.

Одним из взрывоопасных газов является природный газ, который широко применяется в качестве дешевого горючего топлива в жилых частных и многоквартирных домах

для отопления, подогрева воды и приготовления пищи. Как известно, основную часть природного газа составляет метан – от 70% до 98%. Поэтому для контроля утечки природного газа можно использовать сенсор, реагирующий на концентрацию метана в воздухе. Концентрационный предел распространения пламени для метана в смеси с воздухом в объемных процентах составляет: нижний – 5 об.%, верхний – 15 об.% (для многих стран Европы нижний предел составляет 4.4 об.%). Нижний концентрационный предел распространения пламени (НКПР) или нижний порог взрываемости (НПВ) – это минимальная концентрация горючего вещества (газа, паров горючей жидкости) в однородной смеси с окислителем (воздух, кислород и др.), при котором возможно распространение пламени по смеси на любое расстояние от

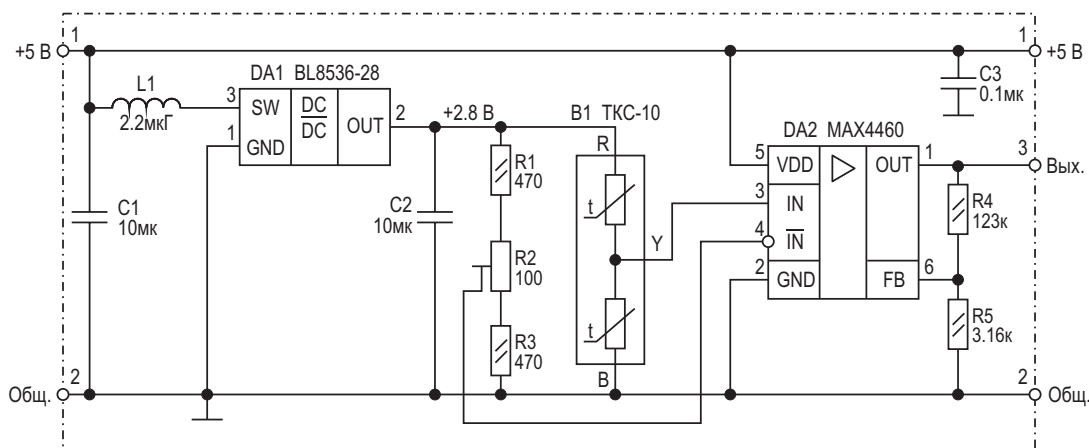


Рисунок 1. Датчик метана.

источника зажигания (открытое внешнее пламя, искровой разряд и др.). Согласно нормативным документам, безопасный предел концентрации метана в воздухе закрытых жилых и производственных помещений должен быть не более 1.05 об. %.

Наиболее выгодным решением для контроля утечек горючих паров и газов благодаря простоте своей конструкции являются полупроводниковые и термокаталитические датчики пеллисторного типа. Обычно полупроводниковые датчики используются лишь для сигнализации превышения уровня концентрации метана в воздухе, но если необходимо еще и измерить этот уровень, то в этом случае применяются двухпеллисторные термокаталитические датчики.

На Рисунке 1 изображена схема датчика метана с применением двухпеллисторного термокаталитического сенсора ТКС-10 (B1). Предел измерения сенсора 0 – 3 об. %. (для справки: об. % – это объёмный процент, то есть процент объема определенного газа в воздухе. Например, 5 об. % метана означает, что объем метана в воздухе составляет 5%). Чувствительность сенсора – 25 мВ/об. %. В двухпеллисторных сенсорах пеллисторы включены по схеме обычного резистивного делителя. При отсутствии метана в воздухе сопротивления активного и пассивного пеллисторов равны между собой, следовательно, выходное напряжение делителя в этом случае будет равно половине напряжения питания датчика. С увеличением концентрации метана уменьшается сопротивление активного пеллистора, а это значит, что выходное напряжение делителя будет увеличиваться, то есть

$$U_{\text{Вых}} = \frac{U_{\text{Пит}}}{2} + \Delta U,$$

причем, зависимость выходного напряжения от концентрации газа имеет линейный характер. Включив такой датчик в измерительный мост Уитстона, посредством дифференциального (разностного) или инструментального усилителя можно легко измерить напряжение ΔU , величине которого будет соответствовать уровень концентрации газа. В схеме для измерения ΔU применяется инструментальный усилитель MAX4460 (DA2) с коэффициентом усиления $K_y = 40$. Коэффициент усиления рассчитывается по формуле:

$$K_y = 1 + \frac{R4}{R5}.$$

После усиления чувствительность сенсора составит 1000 мВ/об. %. Питание датчика +2.8 В обеспечивает DC/DC преобразователь BL8536-28 (DA1).

В схеме датчика метана используются керамические конденсаторы. Резисторы R4, R5 должны иметь допуск по номиналу не более 1%, остальные с допуском $\pm 5\%$. Для баланса моста в отсутствие метана используется многооборотный подстроечный резистор R2.

На Рисунке 2 изображена схема измерителя уровня концентрации метана, основанная на описанном выше датчике метана. Такой измеритель, можно сказать тестер, удобно использовать для периодического контроля (что крайне необходимо делать) газового оборудования – АГВ, газовых колонок, вентилях, трубопроводов подачи газа и прочего оборудования на предмет утечки метана, а так же для проверки вновь установленного газового оборудования. В схеме для измерения уровня газа используется, хотя и не очень дешёвый (около 1000 рублей), но удобный в применении цифровой милливольтметр DMS-20PC-2-BS (DA3), изготовленный в виде

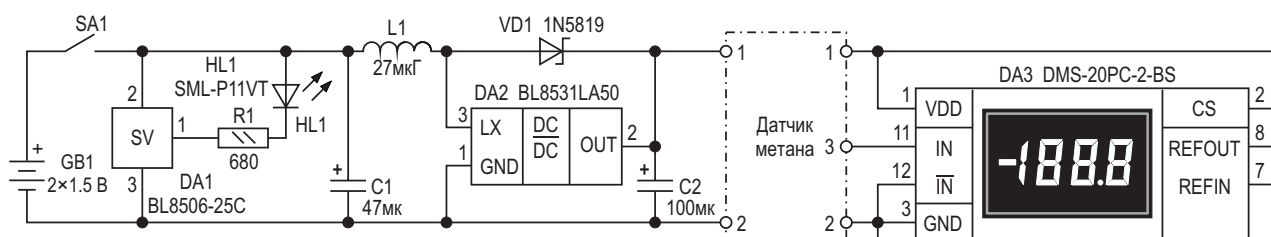


Рисунок 2. Измеритель уровня концентрации метана.

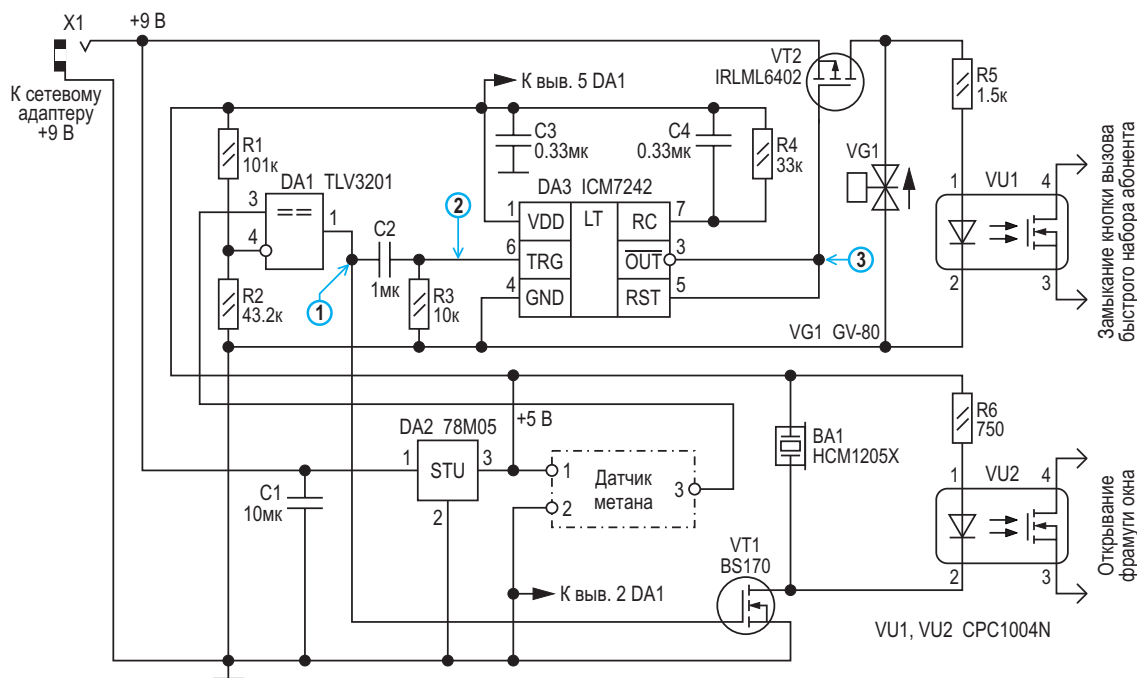


Рисунок 3. Автоматика аварийного отключения подачи газа.

микросхемы для монтажа на печатную плату. Можно применить и самодельный милливольтметр, как на микропроцессорах, так и на дискретных элементах, схем которых достаточно много можно найти в Интернете. Питание прибора осуществляется от двух пальчиковых батареек. Напряжение +5 В для питания тестера в целом формирует повышающий DC/DC преобразователь BL8531LA50 (DA2). Детектор напряжения BL8506-25C (DA1) следит за разрядом батареи до 2.5 В. Светодиод HL1 – индикатор разряда батареи.

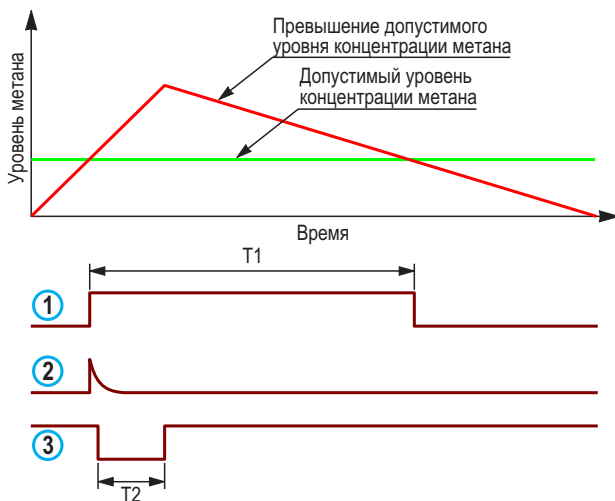
Датчик метана (Рисунок 1) также можно использовать в устройстве автоматики для аварийного отключения подачи газа, включения системы проветривания помещения, включения сигнала тревоги и передачи сигнала тревоги владельцу помещения по GSM каналу.

Схема такого устройства изображена на Рисунке 3. Алгоритм работы схемы автоматики следующий. При превышении допустимого или выбранного уровня концентрации метана на выходе компаратора DA1 (TLV3201) появляется высокий логический уровень. Уровень порога срабатывания компаратора задаётся резистивным делителем R1, R2. В нашем случае он равен 1.5 В, что соответствует 1.5 об.%. По фронту выходного уровня компаратора

дифференцирующей цепочкой C2, R3 формируется короткий положительный импульс для запуска одновибратора DA3 (ICM7242). Выходной импульс одновибратора открывает ключ VT2 (IRML6402), через который подаётся напряжение на запирающий электромагнитный клапан VG1 (GV-80) и, соответственно, подача газа прекращается. Для надёжного срабатывания клапана длительность импульса на выходе одновибратора должна быть не менее 1 секунды. Длительность импульса рассчитывается по формуле:

$$T_{\text{имп}} = 128 \cdot R4 \cdot C4.$$

Кроме того, посредством оптрона VU1 (CPC1004N) происходит замыкание контакта кнопки одной из цифр на «стареньком» кнопочном мобильном телефоне, для которой при помощи меню телефона предварительно назначена функция быстрого набора номера телефона владельца квартиры. Для активации телефона необходимо открыть меню телефонного аппарата, выбрать настройки вызова одной кнопкой и зафиксировать мобильный номер, на который будет поступать DTMF сигнал тревоги. С подключением контактов оптрона к контактам кнопки вызова можно ознакомиться, например, здесь [1].



T1 – время проветривания помещения и подачи звукового сигнала
 T1 – время, необходимое для запуска электромагнитного клапана, перекрывающего подачу газа (1 - 2 с)

Рисунок 4. Эпюры напряжений в контрольных точках системы автоматики.

Также выходной импульс компаратора открывает ключ на транзисторе VT1 (BS170), через который подключаются звуковой сигнализатор ВА1 (НСМ1205Х) и оптрон VU2. Этот оптрон применяется в управлении фрамужным открывателем окна или вытяжным вентилятором для проветривания помещения.

Эпюры напряжений в контрольных точках, поясняющие работу схемы автоматики, показаны на Рисунке 4.

Важно отметить, что сетевой адаптер питания устройства автоматики желательно подключить к источнику бесперебойного питания.

В схеме автоматики используются керамические конденсаторы. Резисторы R1, R2 с допуском по номиналу не более 1%, остальные – с допуском $\pm 5\%$. **РЛ**

Ссылка

1. [Мобильная сигнализация своими руками из сотового телефона](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet ЭКОТОП ТКС-10](#)
2. [Datasheet Dushihuo GV-80](#)
3. [Datasheet Murata DMS-20PC-2-BS](#)
4. [Datasheet Belling BL8506](#)
5. [Datasheet Belling BL8531](#)
6. [Datasheet Belling BL8536](#)
7. [Datasheet Littelfuse CPC1004N](#)
8. [Datasheet Intersil ICM7242](#)
9. [Datasheet Analog Devices MAX4460](#)
10. [Datasheet Texas Instruments TLV3201](#)
11. [Datasheet JL World HCM1205X](#)

Двухканальная приставка к осциллографу

Михаил Шустов, г. Томск

Представлена схема приставки к одноканальному осциллографу, позволяющая одновременно наблюдать на его экране сразу два процесса. Устройство содержит генератор прямоугольных импульсов, при помощи которых с использованием аналоговых коммутаторов переключаются входные каналы.

Зачастую при наладке различной сложнотехнической аппаратуры необходимо визуальное наблюдение электрических процессов в двух точках настраиваемого устройства, однако далеко не все бюджетные осциллографы имеют два входа [1, 2]. На Рисунке 1 представлена схема устройства, позволяющего одновременно наблюдать два электрических процесса на экране одноканального осциллографа.

Приставка, Рисунок 1, содержит генератор тактовых импульсов на элементах «НЕ» микросхемы DD1 CD40106. Частота работы генератора задается цепочкой R3C3 и близка к 1 МГц. Противофазные сигналы с выходов генератора импульсов DD1.1 и инвертора DD1.2 подаются на управляющие ключи электронных переключателей – аналоговых коммутаторов DA1.1–DA1.4 микросхемы CD4066. Сигналы, поступающие со входов каналов А

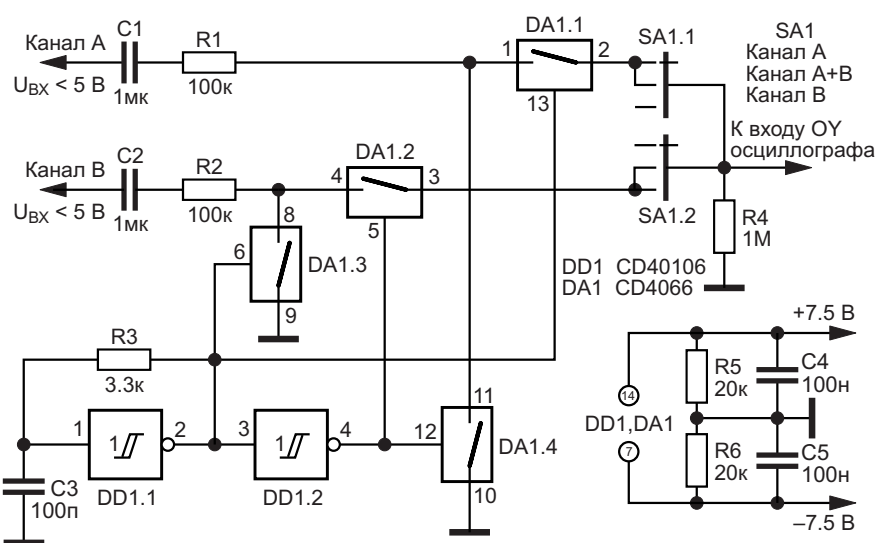


Рисунок 1. Электрическая схема осциллографической приставки для одновременного наблюдения двух сигналов.

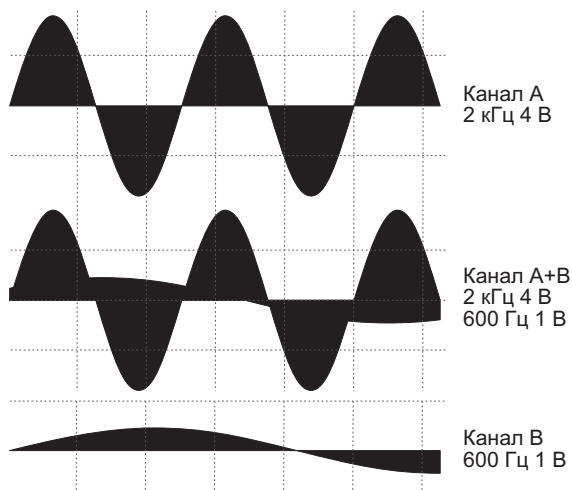


Рисунок 2. Внешний вид осциллограмм входных сигналов при положении переключателя SA1: Канал А; Канал А+В; Канал В.

и В, поочередно подключаются к входу ОУ осциллографа. Переключатель SA1 предназначен для переключения входа осциллографа на канал А или В, либо для совместного наблюдения сигналов каналов А+В.

Приставка питается от биполярного источника постоянного напряжения $\pm 2.5 \dots 7.5$ В.

Внешний вид сигналов, наблюдаемых на экране осциллографа при коммутации пере-

ключателя SA1, показан на Рисунке 2. Сигналы имеют высокочастотное заполнение, обусловленное использованием генератора тактовых импульсов, коммутирующего каналы А и В.

В качестве переключателя SA1 предпочтительнее использовать кнопчные переключатели типа П2К с зависимой фиксацией положения.

Особенностью приставки является то, что одновременно наблюдать можно сигналы только близкой амплитуды и частоты. Следует учитывать, что при использовании приставки параметры осциллографа меняются в сторону снижения входного сопротивления и повышения входной емкости. Наблюдаемая амплитуда регистрируемых сигналов также будет занижена. Частота следования анализируемых сигналов должна быть не менее чем на порядок ниже частоты генератора тактовых импульсов.

На Рисунке 3 показана модификация приставки – использование отдельных для каналов А и В входных делителей напряжения, кнопок SB1a и SB1b «=/~», а также ступенчатого переключателя SA2 частоты генератора тактовых импульсов.

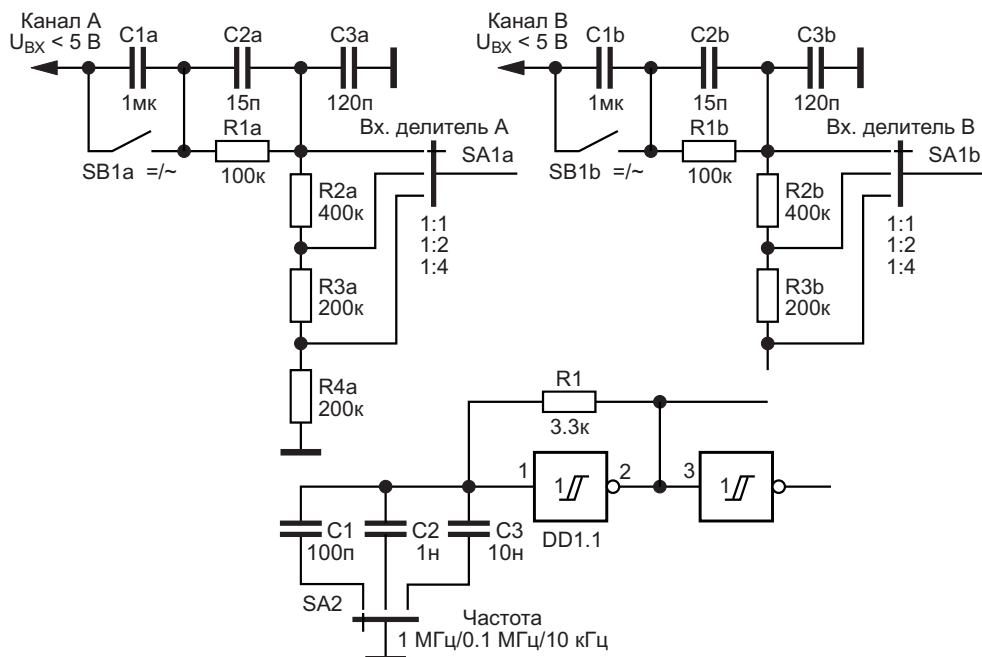


Рисунок 3. Модификация осциллографической приставки: входные цепи каналов с индивидуальными делителями напряжения и генератор тактовых импульсов с переключением частоты генерации.

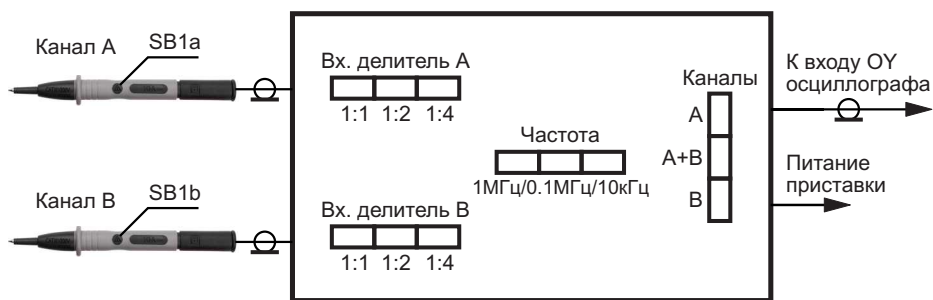


Рисунок 4. Внешний вид осциллографической приставки с использованием кнопочных переключателей.

При эксплуатации модифицированной приставки следует учитывать, что резисторы R1 и R2, Рисунок 1, при их коммутации шунтируют входные делители напряжения, что сказывается на амплитуде регистрируемых сигналов. Минимизировать влияние этих резисторов на работу входных делителей можно за счет отключения аналоговых ключей DA1.3 и DA1.4, Рисунок 1.

Возможный внешний вид осциллографической приставки показан на Рисунке 4. **ПЛ**

Литература

1. Афонский А.А., Дьяконов В.П. Измерительные приборы и массовые электронные измерения. – М.: Солон-Пресс, 2007. – 544 с.
2. Дьяконов В.П. Современная осциллография и осциллографы. – М.: Солон-Пресс, 2013. – 320 с.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4066B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)

Эффективный удвоитель напряжения на основе обычных КМОП инверторов

Stephen Woodward

EDN

Когда конструкция нуждается во вспомогательных шинах питания, а связанные с ними токовые нагрузки невелики, самым простым, дешевым и эффективным способом их построения оказываются умножители на основе емкостных зарядовых насосов.

Наиболее простой из них – удвоитель напряжения на основе диодного насоса. Он состоит всего из двух диодов и двух конденсаторов, но имеет недостатки, связанные с необходимостью в отдельном источнике прямоугольных импульсов для управления насосом, а также с тем, что выходное напряжение, как минимум, на два падения на диоде меньше, чем удвоенное напряжение шины питания. Чтобы избежать этой неэффектив-

ности и точно удвоить напряжение питания, требуются активные коммутаторы зарядового насоса (обычно комплементарные полевые транзисторы).

КМОП микросхемы удвоителей напряжения доступны в продаже. Примером может служить MAX1682. Удвоитель хорошо работает в тех приложениях, где токи нагрузки не слишком велики, но он (и аналогичные устройства) не так уж дешев. При покупке штуками 1682 стоит почти \$4, в связи с чем возникает соблазн посмотреть, сможем ли мы сделать лучше, учитывая, что стандартные микросхемы КМОП-коммутаторов (например, 74AC14) можно поштучно купить за 50 центов.

План реализации этого начинается с Рисунка 1, на котором показан упрощенный эскиз КМОП логического инвертора.

Обратите внимание на входные и выходные ограничительные диоды. Они устанавливаются производителем главным образом для защиты микросхемы от повреждения электростатическими разрядами, но диод есть диод, и поэтому он может выполнять другие полезные функции. В свою очередь, р-канальный полевой транзистор предназначен для подключения шины V+ к выходу при выводе логической единицы, а работающий в паре с ним п-канальный – для подключения к выводу V- при выводе нуля. Но комплементарные МОП-транзисторы во включенном состоянии охотно проводят ток в любом направлении. Таким образом, ток, идущий от вывода к шине, работает так же хорошо, как и от шины к выводу.

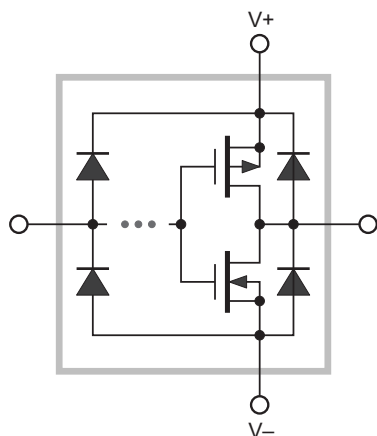


Рисунок 1. Упрощенная схема типичных входных/выходных цепей КМОП логического элемента, показывающая ограничительные диоды и комплементарную пару коммутаторов на МОП-транзисторах.

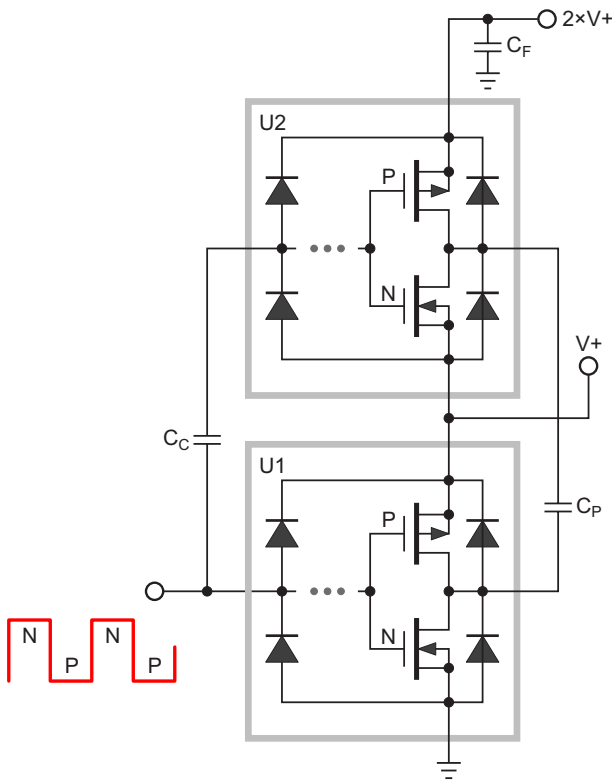


Рисунок 2. Упрощенная топология удвоителя напряжения, состоящего из драйвера (U1), коммутатора (U2), а также конденсаторов связи (C_C), накачки (C_P) и фильтра (C_F).

На Рисунке 2 показано, как эти основные функции элементов КМОП связаны с накачкой заряда и умножением напряжения.

Представьте себе два инвертора, соединенных между собой, как показано на Рисунке 2, с прямоугольными управляющими импульсами, подаваемыми на вход U1 непосредственно, а на вход U2 – через разделительный конденсатор C_C ; при этом входные ограничительные диоды элемента U2 обеспечивают восстановление постоянной составляющей.

Рассмотрим полупериод прямоугольных импульсов в состоянии «лог. 1». Оба n-канальных полевых транзистора элементов U1 и U2 включатся, соединяя с шиной V+ вывод конденсатора C_P , подключенный к U2, и с землей – вывод, подключенный к U1. C_P будет заражаться до уровня V+. Обратите внимание на обратную полярность тока, проходящего через выходной вывод U2, обусловленную тем, что благодаря конденсатору C_P уровень напряжения на этом выводе оказывается отрицательным.

Затем рассмотрим, что произойдет, когда управляющий сигнал перейдет в состояние «лог. 0».

P-канальные полевые транзисторы включатся, а n-канальные закроются. Это заставляет заряд, ранее принятый конденсатором C_C , стекать в C_F через выход и вывод V+ элемента U2, тем самым завершая цикл накачки, который доставляет квант положительного

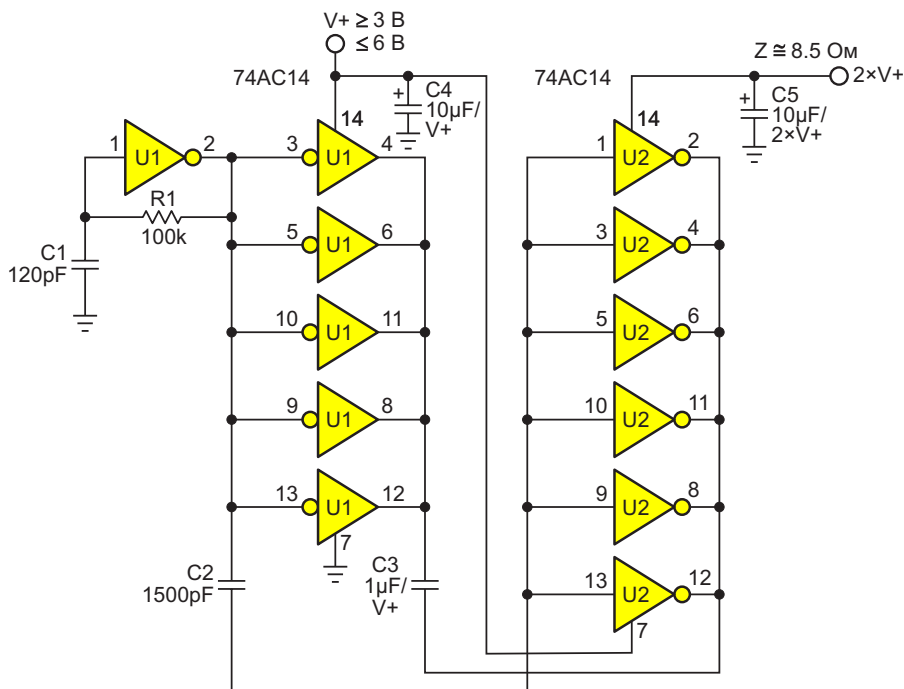


Рисунок 3. Полная схема удвоителя напряжения: генератор накачки 100 кГц (частота устанавливается постоянной времени $R1C1$), триггер Шмитта и драйвер (U1) и коммутатор (U2).

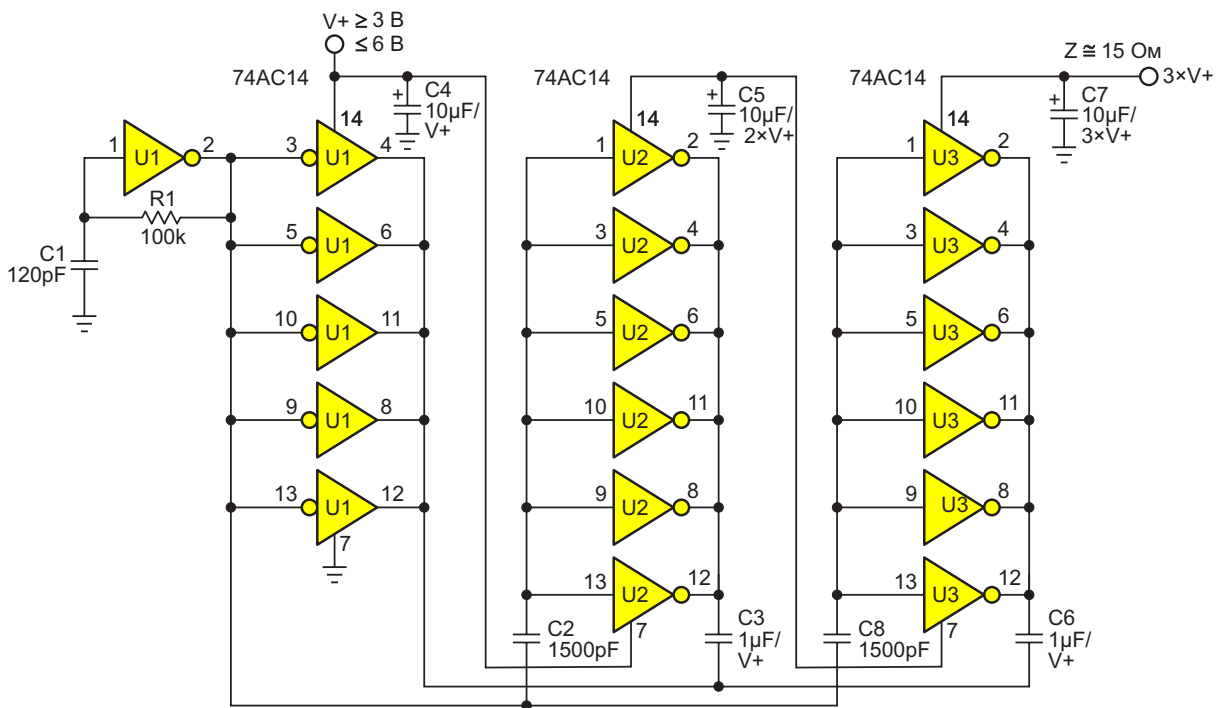


Рисунок 4. Достаточно добавить четыре недорогих компонента, чтобы утроить напряжение питания.

заряда в конденсатор C_F . Обратите внимание, что через U_2 снова протекает обратный ток. Этот цикл повторится при следующем изменении уровня управляющего сигнала, и так далее, и так далее.

Во время запуска, пока на конденсаторе C_F не накопится напряжение, достаточное для нормальной работы внутренних схем логического элемента U_2 и управления затворами полевых транзисторов, ограничительные диоды элемента U_2 служат для выпрямления сигнала, управляющего конденсатором C_F , и начинают заряжать C_F до тех пор, пока им на смену не придут полевые транзисторы.

Вот и вся теория. Превращение Рисунка 2 в полноценный удвоитель напряжения показано на Рисунке 3.

С вывода 2 триггера Шмитта 74AC14 (U_1) на схему поступает частота накачки 100 кГц. Этот сигнал подается на пять оставшихся логических элементов U_1 и шесть логических элементов U_2 (через разделительный конденсатор C_2). Положительный заряд переносится через конденсатор C_3 в U_2 и накапливается в конденсаторе фильтра C_5

Несмотря на то, что для U_2 функция гистерезиса Шмитта на самом деле не нужна, для повышения КПД используется такая же микросхема AC14, обеспечивающая синхронность переноса заряда.

Некоторые характеристики ($V_+ = 5\text{ В}$):

- Выходное сопротивление выхода 10 В: 8.5 Ом;
- Максимальный непрерывный ток нагрузки: 50 мА;
- КПД при токе нагрузки 50 мА: 92%;
- КПД при токе нагрузки 25 мА: 95%;
- Мощность, потребляемая без нагрузки: 440 мкВт;
- Время запуска: меньше 1 мс.

Что же произойдет, если простого удвоения напряжения V_+ окажется недостаточно? Как показано на Рисунке 4, эта схема может быть легко каскадирована для создания эффективного утроителя напряжения. Возможно также расширение до более высоких коэффициентов умножения. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74AC14](#)

Контроллер пропуска периодов однофазной сети, не создающий гармоник

R Jayaraj

EDN

Резистивные нагреватели в системах электрического нагрева питаются через тиристорные/симисторные схемы с управляемым фазовым углом, изменяющие приложенное напряжение/мощность для поддержания необходимой температуры.

Управление фазовым углом создает множество гармоник, приводящих к помехам в электрической сети.

Схема на Рисунке 1 представляет собой простое и экономичное решение, не вносящее гармоник. Для изменения мощности нагревателя этот контроллер пропускает определенное количество периодов сетевого напряжения.

В этой типовой конструкции за основу принимаются 10 полных периодов. Пропуском периодов управляет таймер U3 (555) с время-

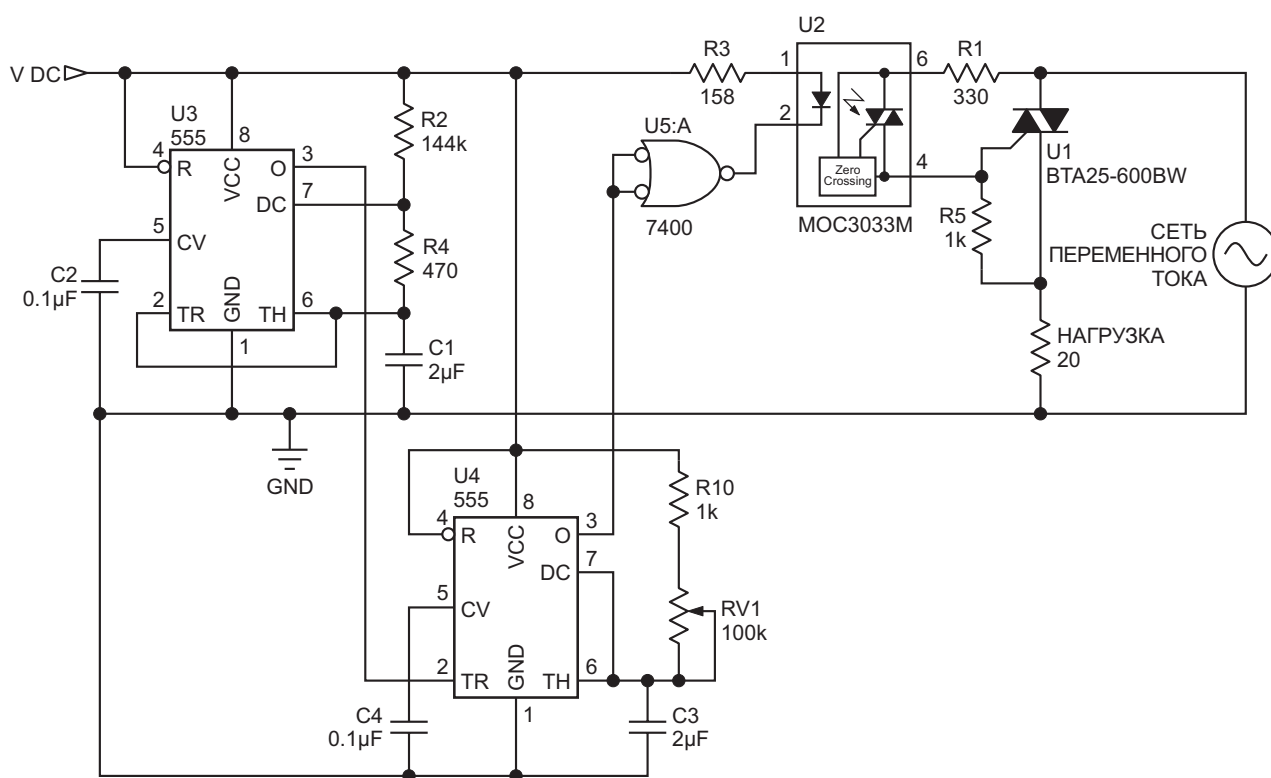


Рисунок 1. Принципиальная схема контроллера, который для изменения мощности нагрева пропускает определенное количество периодов сетевого напряжения.

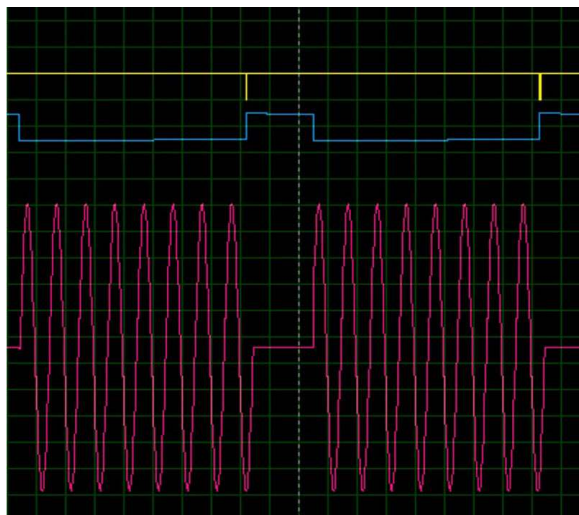


Рисунок 2. Смоделированные формы напряжений на выходе таймера U3 (желтый), на выходе таймера U4 (синий) и на нагревателе (розовый). При данном положении потенциометра RV1 на нагрузку подаются восемь полных периодов, а два полных периода пропускаются.



Рисунок 3. Смоделированные формы напряжений на выходе таймера U3 (желтый), на выходе таймера U4 (синий) и на нагревателе (розовый). При другом положении потенциометра RV1 на нагрузку подаются пять полных периодов, и пять полных периодов пропускаются.

задающей цепью R2, R4 и C1, формируя выходные импульсы с интервалом 200 мс, что соответствует ширине 10 полных перио-

дов сетевого переменного напряжения частотой 50 Гц (для сети 60 Гц это будет 166.6 мс). Эти импульсы запускают ждущий мультивибратор U4 (555), вырабатывающий импульсы шириной до 200 мс, регулируемой потенциометром RV1. Эта последовательность импульсов управляет оптосимистором с детектором перехода через ноль U2 (MOC3033) для запуска симистора U1 (BTA25-600BW). Симистор проводит ток во время отсутствия импульса на выходе таймера U4. Таким образом, эти интервалы проводимости позволяют подавать на нагрузку выбранное количество периодов напряжения. При высоком уровне на выходе U4 симистор закрыт и пропускает периоды напряжения. Смоделированные напряжения можно увидеть на Рисунке 2, где пропускаются два полных периода, и на Рисунке 3 с пропуском пяти полных периодов.

Например, если с помощью RV1 установлена длительность 40 мс, что соответствует двум полным периодам сети 50 Гц, симистор не будет проводить ток в течение двух периодов сетевого напряжения, а 8 полных периодов передаст в нагрузку. Таким образом, два цикла пропускаются. Эта операция повторяется. Следовательно, мощность в нагрузке контролируется путем пропуска выбранного количества периодов напряжения. Поскольку в нагрузку передаются полные периоды переменного напряжения, нежелательные гармоники устраняются.

Обычно подобные контроллеры реализуются на основе микропроцессора и программного обеспечения. Новизна этой схемы заключается в том, что та же функция реализована без микропроцессора, что делает ее простой и недорогой. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes NE555](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics BTA25-600BW](#)
3. [Datasheet onsemi MOC3033](#)

Усложненный измеритель уровня звука с логарифмической шкалой

Nick Cornford

EDN

В конце статьи «Простой измеритель уровня звука с логарифмической шкалой» [1] я обещал показать, как его модернизировать, чтобы он работал лучше. Благодаря этим дополнениям теперь его характеристики стали близкими к цифровым, с более быстрым откликом и более плавной работой. Даже эта усложненная версия представлена в двух вариантах, один из которых сравнительно простой, а другой – максимально расширенный. Теперь он может превзойти характеристики стандартного пикового измерителя уровня (см. [2]) и имеет диапазон измерений более 60 дБ с легкой установкой желаемых значений минимального и максимального уровней.

В то время как целью первоначальной версии было создание чего-то простого и функционального, цель этой конструкции – увидеть, насколько близко можно приблизиться к характеристикам измерителя, полученного с помощью нескольких строк кода DSP, независимо от того, сколько оборудования для этого потребуется. В оригинале использовался всего один сдвоенный операционный усилитель; предлагаемый здесь подход увеличивает количество микросхем до двух счетверенных усилителей.

Основной принцип работы остался прежним: пропустить ток через диод, измерить результирующее напряжение, которое пропорционально логарифму входного сигнала,

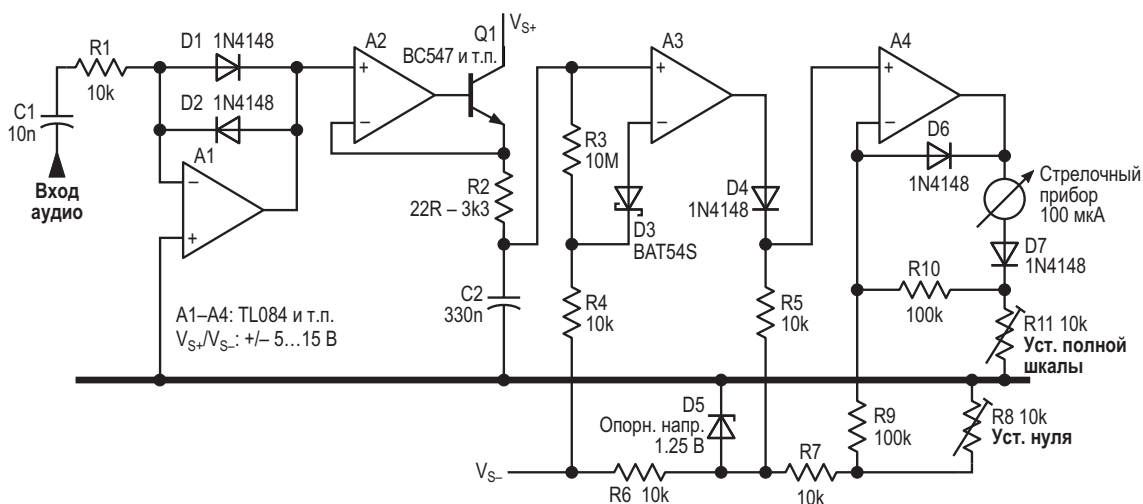


Рисунок 1. Мы берем логарифм входного сигнала; его пиковый уровень фиксируется на конденсаторе C2, который медленно и линейно разряжается; коррекции по температуре и уровню вводятся в источник тока, который управляет стрелочным прибором.

и зафиксировать пиковое значение – но реализация теперь другая. На Рисунке 1 показана основная схема.

Измеряемый входной аудиосигнал теперь подается через 10-килоомный постоянный резистор R1, а не через термистор. Термистор компенсировал температурный коэффициент диодов путем масштабирования (линейного) входного сигнала; чтобы достичь того же результата с постоянным резистором, мы подадим смещение к (логарифмированному) сигналу позже в схеме. Выходной сигнал усилителя A1 представляет собой логарифмически сжатую версию входного сигнала. Пока нам нужны только его положительные пики.

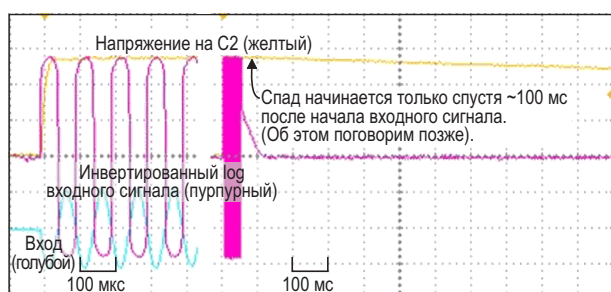


Рисунок 2. Время нарастания или интегрирования очень небольшое; затухание или возврат происходят линейно и намного быстрее.

Усилитель A2 и транзистор Q1 образуют простой пиковый детектор. Всякий раз, когда напряжение на выходе A1 превышает напряжение на конденсаторе C2, детектор A2/Q1 отдает ток в C2 до тех пор, пока напряжения не совпадут. Использование транзистора вместо диода значительно повышает скорость. При R2 = 22 Ом детектор будет захватывать один полупериод с частотой 20 кГц, как показано на Рисунке 2, что намного быстрее, чем требует спецификация пикового измерителя. (Для более медленного и реалистичного отклика увеличьте сопротивление резистора R2. Сопротивление 1.5 кОм дает время отклика примерно 5 мс при отклонении от конечного показания в пределах 1 дБ). Может показаться, что до «правильного» этому пиковому детектору не хватает нескольких операционных усилителей, однако он отлично справляется со своей задачей. Подача напряжения на инвертирующий вход A2 непосредственно с

конденсатора C2, что может показаться более обычным, приводит, в зависимости от номинала последовательного резистора, к выбросам или замедлению реакции.

Теперь, когда мы быстро зарядили C2, его нужно медленно разряжать. Усилитель A3 буферизует напряжение конденсатора, а цепь D3/R4 подает на R3 добавочное напряжение, обеспечивая линейный спад напряжения, эквивалентный 20 дБ за 1.7 с, что, скорее по счастливой случайности, чем по замыслу, является именно тем, что нам нужно.

Теперь мы пропускаем сигнал через диод D4, температурный коэффициент которого, составляющий примерно $-2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$, компенсирует температурный коэффициент диодов D1 и D2. Он также снижает уровень сигнала на величину своего прямого падения напряжения порядка 600 мВ, который необходимо восстановить. D5 показан как условный шунтовой стабилизатор напряжения 1.25 В; его точный тип или напряжение стабилизации не имеют большого значения. (Я использовал оказавшийся под рукой LM385; при наличии чистого, стабильного напряжения отрицательной шины его можно не использовать). Он обеспечивает точное смещение не только для компенсации падения напряжения на D4, но и для сигнала в целом, позволяя установить нулевое положение стрелки измерительного прибора. R8 позволяет регулировать это значение примерно от -62 дБн ($R8 = 10 \text{ кОм}$) до $+1 \text{ дБн}$ ($R8 = 0$).

Усилитель A4 управляет стрелочным прибором, буферизуя напряжение с диода D4, при этом компенсирующее напряжения смещения подается через резистор R9. Выходной ток A4 проходит через стрелочный прибор в резистор R11, падение напряжения с которого через R10 подается обратно на вход, чтобы замкнуть петлю обратной связи. Для ограничения отрицательных выбросов последовательно с прибором включен диод D7, а диод D6 защищает от отрицательных напряжений вход усилителя A4. (Жаль, что то же самое мы не можем сделать для A2).

Калибровка проста. Подайте на вход сигнал минимального уровня или постоянное напряжение, соответствующее минимальному отрицательному пиковому значению, на левый по схеме вывод резистора R1 и регулировкой потенциометра R8 установите нуле-

вое положение стрелки измерительного прибора. Теперь подайте сигнал максимального уровня – я выбрал +10 дБ – и потенциометром R11 установите полное отклонение стрелки. Сначала должен регулироваться потенциометр R8, а затем R11.

Температурная стабильность схемы хорошая. Согласно моделированию в LTspice, температурный коэффициент равен нулю при входном уровне около +1 дБн и остается приемлемым при других уровнях, давая правильные показания в пределах 1 дБ до уровня –50 дБ или около того в диапазоне температур от 15 до 35 °С. К сожалению, добиться лучшей компенсации я смог только, добавив дополнительные резисторы и термистор в цепь, окружающую R10, номиналы которых менялись в зависимости от желаемого диапазона: слишком много взаимных влияний. Дополнительный каскад мог бы это исправить, но... На Рисунке 3 показан отклик измерителя уровня – как смоделированный, так и реальный.

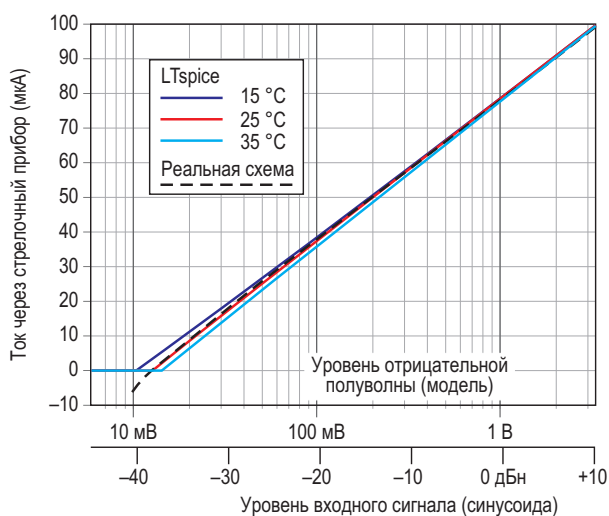


Рисунок 3. Смоделированный и измеренные отклики при настройке на диапазон 50 дБ с максимальным значением шкалы +10 дБн демонстрируют влияние температуры и смещения операционного усилителя.

Теперь у нас есть высококачественный измеритель с почти цифровой точностью и даже с прецизионностью. Но это все еще лишь однополупериодный измеритель, содержащий пару источников остаточных ошибок. Чтобы добавить вклад от положительных полупериодов входного сигнала для

работы в двухполупериодном режиме, выход A1 можно дополнить инвертором A5 вместе со вторым каскадом пикового детектора на элементах A6 и Q2, как показано на Рисунке 4. Если усилители A1 и A5 имеют нулевое напряжение смещения, или если на неинвертирующие входы A2 и A5 подается несколько милливольт с подстроечного резистора, конденсатор C3 можно исключить. Входные смещения, присущие реальным (и дешевым) операционным усилителям, ограничивают диапазон измерений, поскольку приводят к неточностям на низких уровнях, где измеряемый сигнал сравним со смещениями.

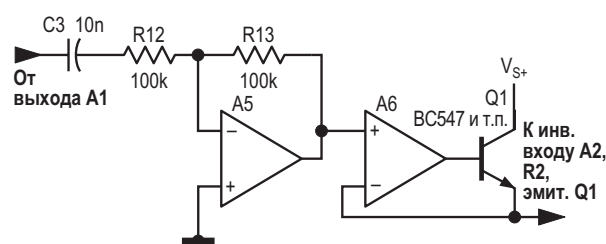


Рисунок 4. Можно добавить дополнительные компоненты для двухполупериодного детектирования.

Другим способом добавления двухполупериодного детектирования было бы использование двухполупериодного выпрямителя на входе, но дополнительные смещения операционного усилителя делали этот подход слишком неточным без сложной подстройки.

Эта схема реагирует быстрее, чем может отследить стрелка измерительного прибора. Бросок напряжения может зарядить конденсатор C2 почти мгновенно, но его напряжение будет спадать с указанной скоростью 11.8 дБ/с (или 20 дБ за 1.7 с). Вследствие этого, если измерительному прибору для отклика требуется 85 мс, он занизит эти показания на 1 дБ. На Рисунке 5 показано, как это исправить.

A7 и A8 образуют ждущий мультивибратор, который запускается при резком увеличении напряжения на C2 и вырабатывает положительный импульс на выходе усилителя A7. Подача его через диод на резистор R4, который больше не подключен к шине V_{S-}, решает проблему: пока уровень напряжения на выходе A7 низкий, C2 будет разряжаться обычным способом, но когда он высокий, путь разряда конденсатора фактически будет

Сопряжение поворотного энкодера с цифровым потенциометром

Peter Khairolomour

EDN

При разработке электронных систем конструкторы ищут продукты или идеи, которые могут обеспечить выигрыш в характеристиках, размерах, стоимости и надежности по сравнению с тем, что дает использование микросхем. В связи с этим цифровой потенциометр стал альтернативой своему механическому аналогу – механическому потенциометру. Цифровой потенциометр обладает большинством перечисленных преимуществ, но не устраивает тех пользователей механических потенциометров, которым тре-

буется простой поворотный интерфейс на передней панели для настройки или калибровки без внешних контроллеров. Схема на Рисунке 1 представляет собой попытку объединить лучшее из обоих миров: простоту поворотного интерфейса и характеристики цифрового потенциометра. В этой схеме использован поворотный энкодер RE11CT-V1Y12-EF2CS компании Switch Channel. Поворотный энкодер этого типа имеет один вывод земли С и два выхода квадратурных сигналов А и В (Рисунок 2). Когда поворотный

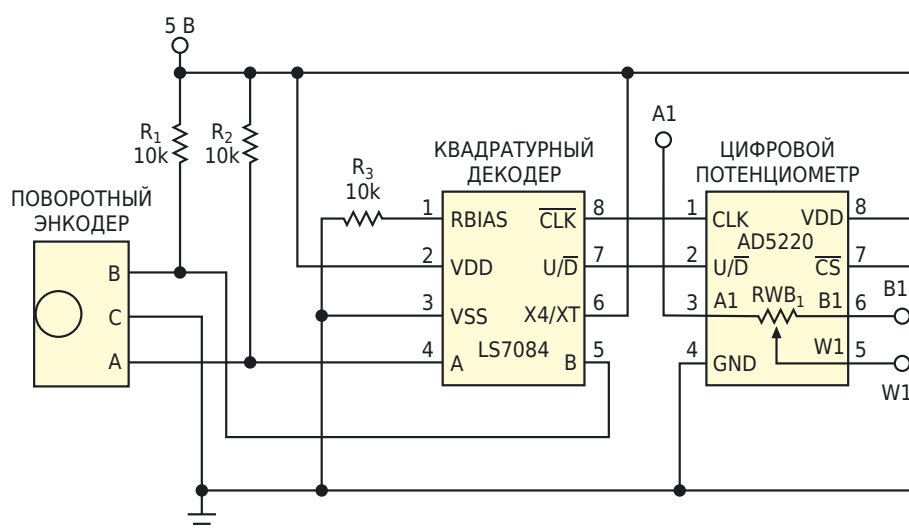


Рисунок 1. Квадратурный декодер и цифровой потенциометр образуют простой интерфейс поворотного энкодера.

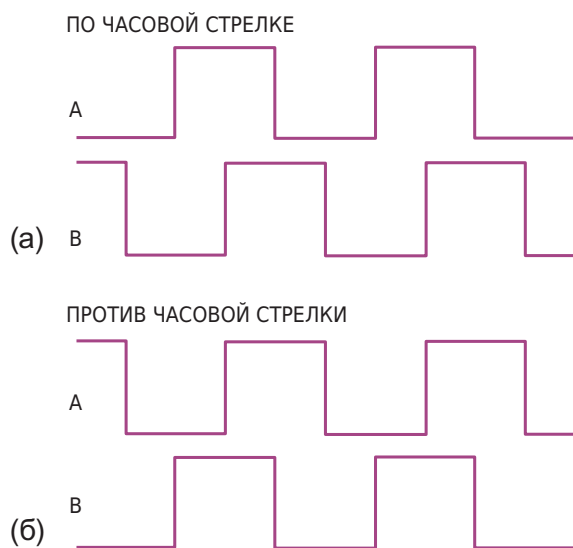


Рисунок 2. При вращении по часовой стрелке сигнал В опережает А (а); при вращении против часовой стрелки А опережает В (б).

энкодер вращается по часовой стрелке, В опережает А (Рисунок 2а), а когда против часовой стрелки, А опережает В (Рисунок 2б).

Сигналы А и В поворотного энкодера проходят через квадратурный декодер (LS7084 компании LSI Computer Systems), преобразующий разность фаз между сигналами А и В поворотного энкодера в совместимые выходные сигналы \overline{CLK} и U/\overline{D} , которые может принять микросхема AD5220. AD5220 представляет собой цифровой потенциометр со 128 положениями движка, предназначенный для кнопочного управления. Он управляется отрицательным фронтом тактового импульса по входу CLK и сигналом инкремента/декремента U/\overline{D} . Когда В опережает А (вращение по часовой стрелке), квадратурный декодер вырабатывает и подает на вход AD5220 логический сигнал U/\overline{D} высокого уровня. Когда А опережает В (вращение против часовой стрелки), квадратурный декодер подает на вход AD5220 сигнал U/\overline{D} низкого уровня. Кроме того, квадратурный декодер вырабатывает тактовый сигнал, синхронный с его выходным сигналом, который также подается непосредственно на вход AD5220. Изменяя сопротивление резистора, подключенного к входу RBIAS, можно линейно управлять длительностью импульса тактового генератора.

Помимо декодирования квадратурных выходных сигналов поворотного энкодера и формирования тактовых импульсов, LS7084 также фильтрует шумы, джиттер и другие переходные эффекты. Эта функция важна для подобных приложений. В отличие от оптических энкодеров, RE11CT-V1Y12-EF2CS представляет собой недорогой электрический энкодер, в котором при каждом повороте могут создаваться проблемы с дребезгом или шумом, обусловленные несовершенством внутренних металлических контактов переключателя. LS7084 предотвращает попадание таких неправильных сигналов в микросхему AD5220. Принцип работы схемы на Рисунке 1 прост. Когда поворотный энкодер вращается по часовой стрелке, сопротивление RWB_1 между движком и клеммой В1 цифрового потенциометра увеличивается до тех пор, пока не достигнет максимального значения. Дальнейшее вращение ручки в том же направлении не влияет на сопротивление.

Аналогично, вращение ручки против часовой стрелки уменьшает RWB_1 до тех пор, пока оно не достигнет нуля, и любое дальнейшее вращение ручки в том же направлении не оказывает никакого влияния. Одним из очевидных примеров гибкости и удобства этой схемы является система с поворотным регулятором на передней панели. Компактный цифровой потенциометр и квадратурный декодер можно разместить в любом месте системы. Все, что нужно микросхемам, – это два цифровых управляющих сигнала, выведенных на переднюю панель, где расположен поворотный энкодер. Такая система невосприимчива к помехам, шумам и другим эффектам в линии передачи, возникающим в традиционных конструкциях с механическими потенциометрами. В этих конструкциях чувствительному аналоговому сигналу приходится проходить весь путь до передней панели для обработки, а затем возвращаться месту назначения. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Switch Channel RE11](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD5220](#)
3. [Datasheet LSI Computer Systems LS7084](#)

Зарядовый насос уменьшает напряжение вдвое, чтобы удвоить «эффективность» по току

Stephen Woodward

EDN

Емкостные зарядовые насосы – это хорошо известный, простой, эффективный, экономичный (и поэтому популярный) метод инвертирования и умножения напряжения шин питания. Однако, возможно, менее известно, что они также хорошо работают для деления напряжения (при умножении тока). На Рисунке 1 показан пример насоса, построенного на основе почтенного строенного двухпозиционного КМОП переключателя xx4053, у которого $V_{OUT} = V_{IN}/2$, $I_{OUT} = I_{IN} \cdot 2$.

Вот как это работает.

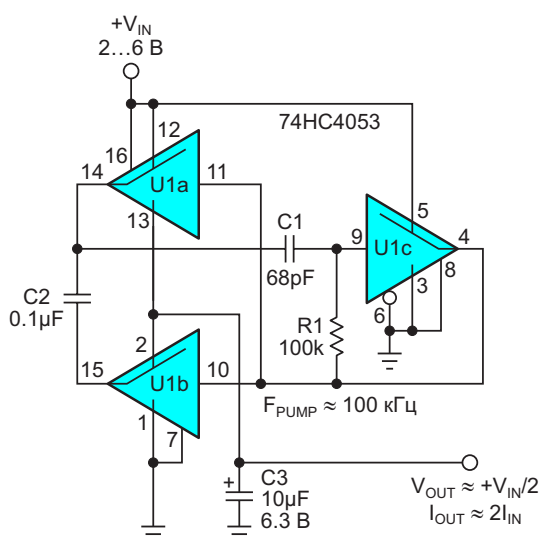


Рисунок 1. 100-килогерцовый зарядовый насос на основе xx4053 с делением напряжения пополам и удвоением тока.

Постоянная времени цепочки R1C1, соединяющей выводы 14 и 9 элемента U1, определяет частоту F_{PUMP} генерируемых прямоугольных импульсов с размахом V_{IN} , приблизительно равную

$$F_{PUMP} = \frac{1}{2 \cdot 100 \text{ кОм} \cdot 68 \text{ пФ} \cdot \ln 2} = 100 \text{ кГц.}$$

Во время отрицательного полупериода импульсов (ноль на выводе 4 элемента U1) верхний по схеме вывод конденсатора C2 подключается к шине V_{IN} , а нижний (вывод 15 элемента U1) – к V_{OUT} , и, таким образом, конденсатор C2 заряжается до

$$V_{C2} = V_{IN} - V_{OUT}.$$

Затем, в течение следующего положительного полупериода F_{PUMP} , (на выводе 4 элемента U1 напряжение V_{IN}) верхний вывод C2 подключается к V_{OUT} , а нижний – к земле, и

$$V_{C2} = V_{OUT}.$$

Это перенесет в конденсатор C3 некоторое количество заряда

$$Q_+ = C2[(V_{IN} - V_{OUT}) - V_{OUT}] = C2(V_{IN} - 2V_{OUT}).$$

Во время следующего отрицательного полупериода снова

$$V_{C2} = V_{IN} - V_{OUT}.$$

И в конденсатор C3 переносится следующая порция заряда

$$Q_- = C2[(V_{IN} - V_{OUT}) - V_{OUT}] = C2(V_{IN} - 2V_{OUT}).$$

Таким образом, в каждом полном периоде F_{PUMP} в C3 переносится суммарный заряд, равный

$$Q = Q_+ + Q_- = 2 \cdot C2(V_{IN} - 2V_{OUT}).$$

Что в случае, если $I_{OUT} = 0$, приводит к тому, что $Q = 0$ и, следовательно

$$(V_{IN} - 2V_{OUT}) = 0,$$

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{2}.$$

Однако (что гораздо более интересно) для случая $I_{OUT} > 0$

$$Q = \frac{I_{OUT}}{1 \text{ кГц}},$$

$$2 \cdot C2(V_{IN} - 2V_{OUT}) = \frac{I_{OUT}}{1 \text{ кГц}},$$

$$V_{IN} - 2V_{OUT} = \frac{I_{OUT}}{100 \text{ кГц} \cdot 2 \cdot C2},$$

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{I_{OUT}/100 \text{ кГц} \cdot 2 \cdot C2}{2}.$$

Другими словами, напряжение V_{OUT} немного падает по мере увеличения выходной нагрузки. Это связано с тем, что для конечного значения емкости C2 величина

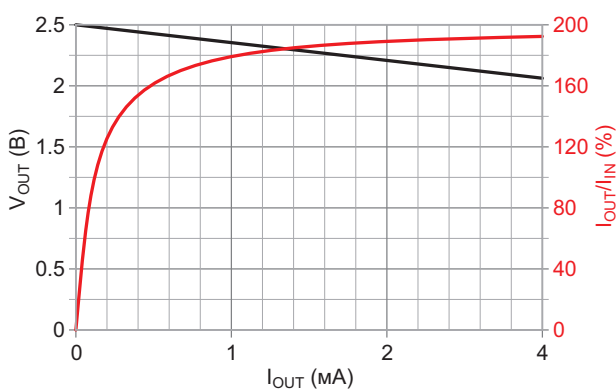


Рисунок 2. Зависимость напряжения V_{OUT} и «эффективности» по току I_{OUT}/I_{IN} от выходного тока для зарядового насоса с умножением тока.

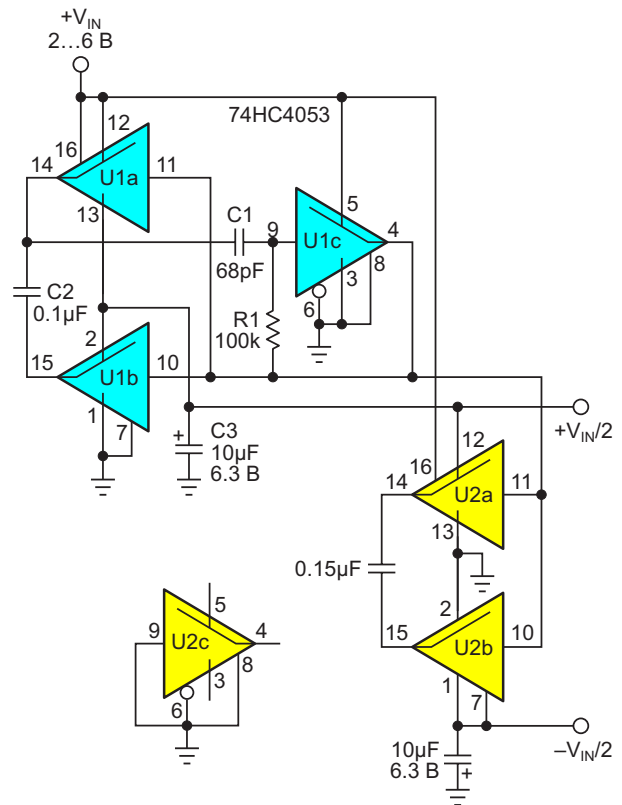


Рисунок 3. Зарядовый насос с удвоением тока и инвертор напряжения образуют эффективный разветвитель шины.

заряда Q также является конечной, а также с тем фактом, что внутренние ключи элементов U1a и U1b имеют ненулевые сопротивления в замкнутом состоянии.

Совокупная зависимость V_{OUT} от I_{OUT} дает эффективное выходное сопротивление 150 Ом при $V_{IN} = 5$ В и показана на Рисунке 2 вместе с «эффективностью» умножения тока. Обратите внимание, что последняя превышает единицу из-за того, что только половина заряда конденсатора C2 (Q_+) берется из шины V_{IN} , в то время как часть заряда Q_- образуется за счет остаточного напряжения на C2, из-за чего дополнительного стока из шины не происходит.

Так чем же это полезно?

На Рисунке 3 показано одно полезное применение – получение номинально симметричных биполярных напряжений $\pm V_{IN}/2$ из напряжения одного положительного источника с минимальным потреблением тока от него. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet NXP 74HC4053](#)

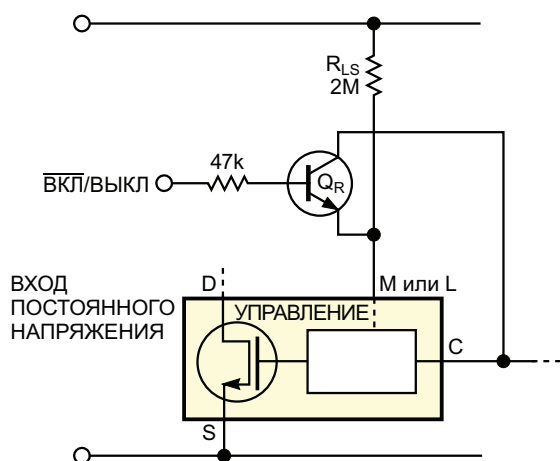
Расширение функций управления включением/выключением TOPSwitch

Robert Buono

EDN

Семейство интегральных микросхем обратноходовых регуляторов TOPSwitch компании Power Integrations обеспечивает исключительные характеристики при небольших размерах корпусов с малым количеством выводов. В корпусах с наименьшим количеством выводов многофункциональный вход М служит нескольким целям, включая управление включением/выключением и обнаружение пониженного и повышенного входного напряжения. У микросхем в корпусах других типов имеется вывод L, который

также обеспечивает эту функцию. В указаниях по применению и технических описаниях показано, как реализовать различные функции, доступные на этих выводах. Например, чтобы обеспечить дистанционное управление включением/выключением и при этом сохранить функции контроля пониженного и повышенного напряжения, на рисунках в указаниях по применению показан n-p-n транзистор Q_R , который подключается между выводом М или L и входом управления С (Рисунок 1). Чтобы выключить регулятор, Q_R должен быть открыт. Для этого на базу транзистора требуется подать постоянное напряжение 2.6 В или больше.



ПРИМЕЧАНИЕ:
 Q_R МОЖЕТ БЫТЬ ВЫХОДОМ ОПТОИЗОЛЯТОРА ИЛИ МЕХАНИЧЕСКИМ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕМ

Рисунок 1. Добавление транзистора Q_R к выводу L контроллера импульсного преобразователя TOPSwitch обеспечивает функцию управления включением/выключением.

Схема на Рисунке 2 предоставляет новую функцию, которая позволяет включать и выключать регулятор с помощью переключателя, соединенного с землей, что иногда удобнее в реализации, чем переключатель, привязанный к входу управления С. В случае использования механического переключателя схеме не потребуется внешнее питание для реализации этой функции. Эта особенность важна для приложений, в которых TOPSwitch является единственным источником питания. Эта схема не нарушает функций контроля пониженного и повышенного напряжения на выводах М или L. Чтобы понять принцип работы схемы на Рисунке 2, необходимо объяснить внутреннюю работу вывода М или L. Этот вывод действует как источник постоянного напряжения порядка 2 В и

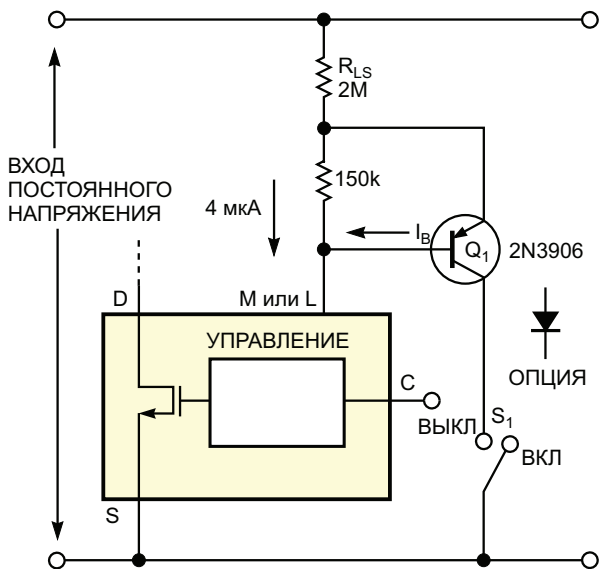


Рисунок 2. Включением/выключением TOPSwitch может управлять простой механический переключатель, не требуя использования внешнего транзистора.

потребляет ток от внешней цепи, которую питает резистор R_{LS} . Внутренние пороги измерения тока для обнаружения пониженного и повышенного напряжения составляют примерно 50 мкА с гистерезисом 30 мкА для пониженного напряжения и 225 мкА для повышенного напряжения. То есть, когда ток, идущий в вывод М или L меньше 20 мкА или 50–30 мкА, выход регулятора отключается из-за пониженного напряжения. При токе вывода М или L, превышающем 225 мкА, выход регулятора отключается из-за повышенного напряжения. Когда ток вывода М или L составляет от 50 до 225 мкА, выход активируется.

Схема на Рисунке 2 работает следующим образом. Когда переключатель в коллекторе транзистора Q_1 разомкнут, транзистор работает как простой диод с падением напряже-

ния 0.6 В между эмиттером и базой. Весь ток резистора R_{LS} течет в вывод М или L через переход база-эмиттер Q_1 и резистор 150 кОм. В этом режиме микросхема TOPSwitch определяет пороги пониженного и повышенного напряжения. Однако когда переключатель замыкается на землю, Q_1 работает как ненасыщенный транзистор с высоким коэффициентом усиления. Схема отводит на землю большую часть тока через резистор R_{LS} и коллектор транзистора Q_1 . На вывод М или L поступает только небольшой базовый ток от Q_1 плюс 4 мкА через резистор 150 кОм. Для номиналов компонентов, показанных на Рисунке 2, этот базовый ток составляет менее 3.8 мкА, даже если Q_1 имеет минимальное усиление и входное напряжение равно максимальному значению 450 В. Поэтому в вывод М или L течет ток 3.8 + 4 мкА, или 7.8 мкА. Этот слабый ток, протекающий через вывод, «обманывает» регулятор, заставляя его «думать», что входное напряжение понижено, и выход регулятора отключается.

Если имеется другой источник напряжения или тока, можно заменить S_1 ключом с открытым коллектором, который только поглощает ток. Если драйвер дистанционного управления включением/ выключением может обеспечивать как втекающий, так и вытекающий ток, как это может делать выход логического элемента, то к коллекторному выводу Q_1 следует подключить диод, и для выключения регулятора драйвер должен подать на катод этого диода постоянное напряжение более 2 В (опция на Рисунке 2). Вывод М также позволяет устанавливать порог ограничения тока. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Power Integrations TOPSwitch-GX](#)

Схема виртуального стабилизатора упрощает подключение высоковольтных цепей

Philip Lane

EDN

Этой конструкции оптического коммутатора требуется напряжения более 70 В на катоде двустороннего оптического датчика положения. В схеме используются быстродей-

ствующие трансимпедансные усилители, «плавающие» относительно напряжения 70 В. Две схемы «виртуального стабилизатора» понижают уровень высоковольтных сиг-

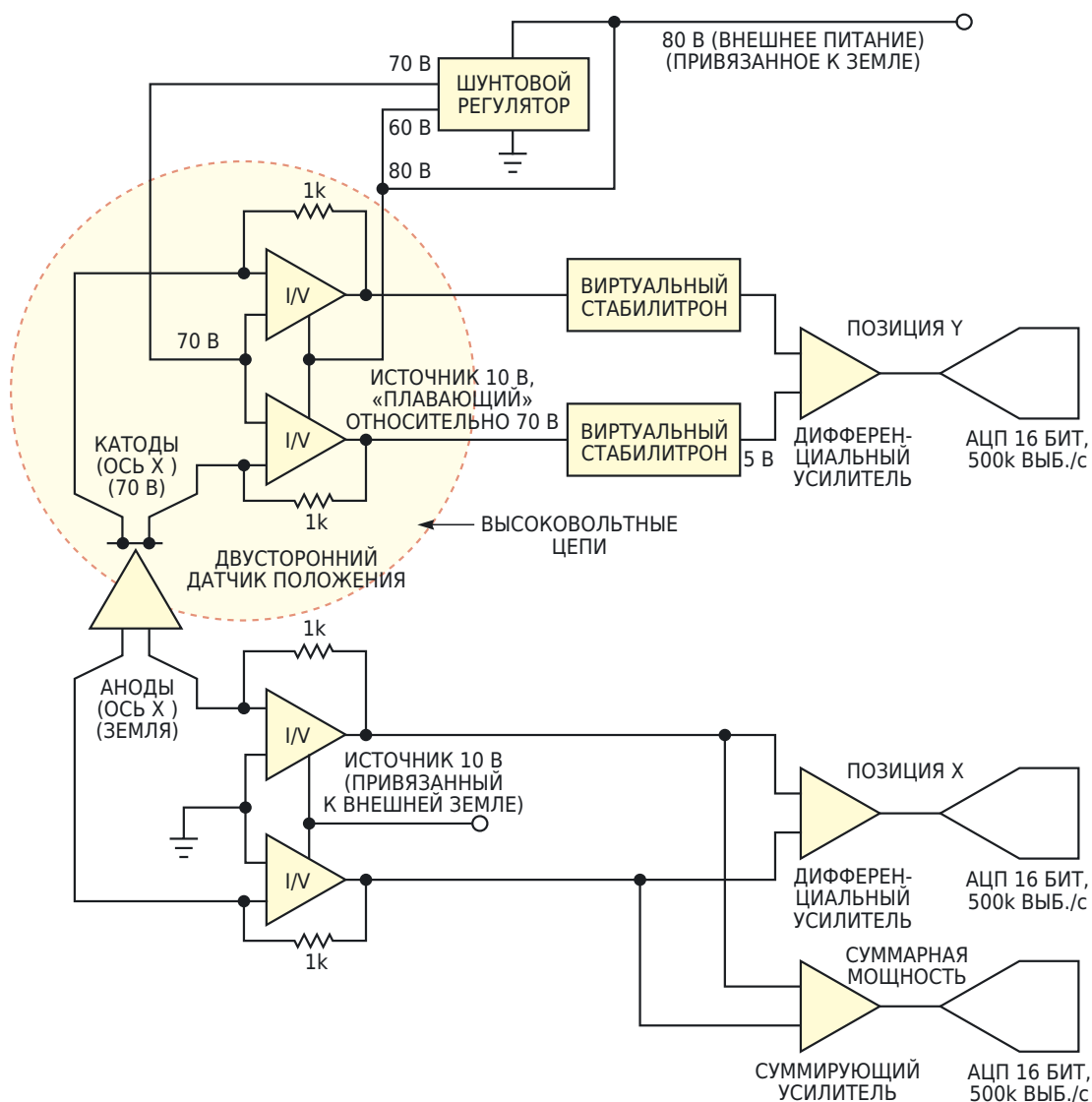


Рисунок 1. Схемы «виртуального стабилизатора» упрощают высоковольтный интерфейс в этой системе определения положения. (I/U – преобразователь ток/напряжение).

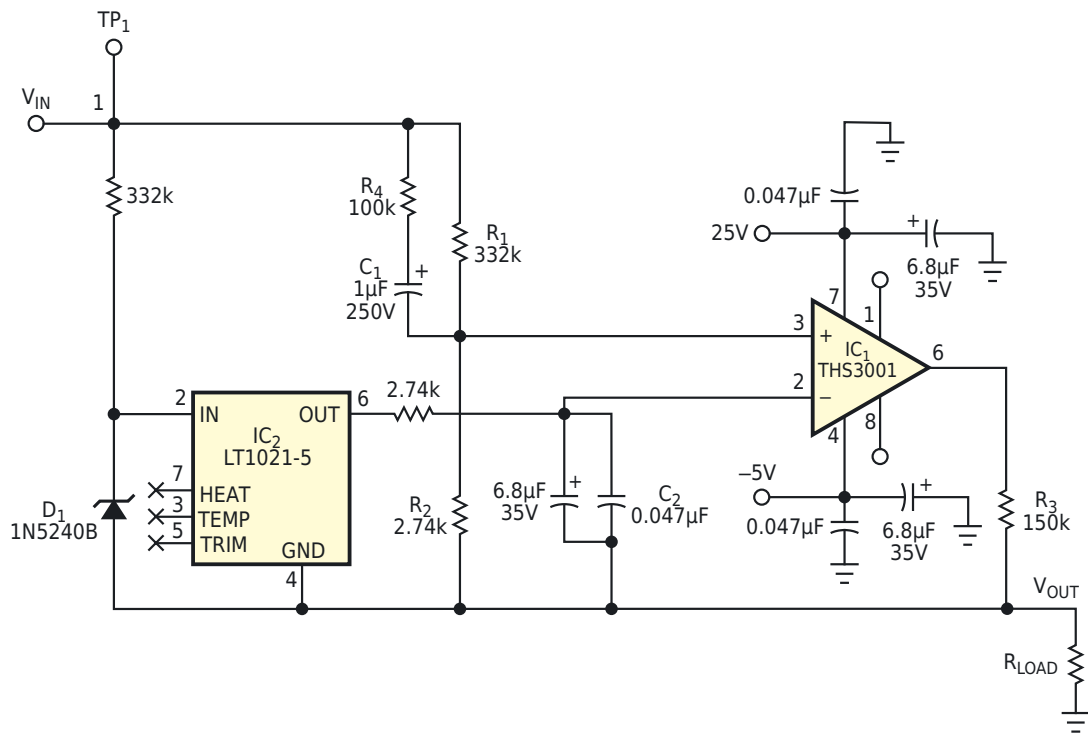


Рисунок 2. Схема виртуального стабилизатора обеспечивает регулируемое плавающее напряжение между входом и выходом.

налов для последующей обработки в каскаде привязанного к земле дифференциального усилителя (Рисунок 1). При указанных номиналах компонентов на схеме падает ровно 65.58 В, независимо от ошибок, обусловленных напряжениями смещения операционного усилителя и допусков резисторов (Рисунок 2). Функция схемы виртуального стабилизатора заключается в обеспечении регулируемого плавающего падения постоянного напряжения между входом и выходом. Величина падения зависит от соотношения сопротивлений резисторов R_1 и R_2 и значения опорного напряжения. При номинальном напряжении 70 В схема потребляет по входу постоянный ток 3.65 мА. Усилитель THS3001 обеспечивает втекающий или вытекающий ток плюс, по мере необходимости, любой дополнительный ток, регулируя выходное напряжение до тех пор, пока напряжения на двух его входах не станут равными. Это равенство наступает, когда

$$V_Z = V_{IN} - V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right).$$

где V_{REF} – выходное напряжение микросхемы IC_2 . Диапазон регулирования выходного напряжения ограничивается напряжениями шин питания и максимальным размахом выходных напряжений операционного усилителя, а также падением напряжения на резисторе R_3 . Конденсатор C_1 шунтирует резис-

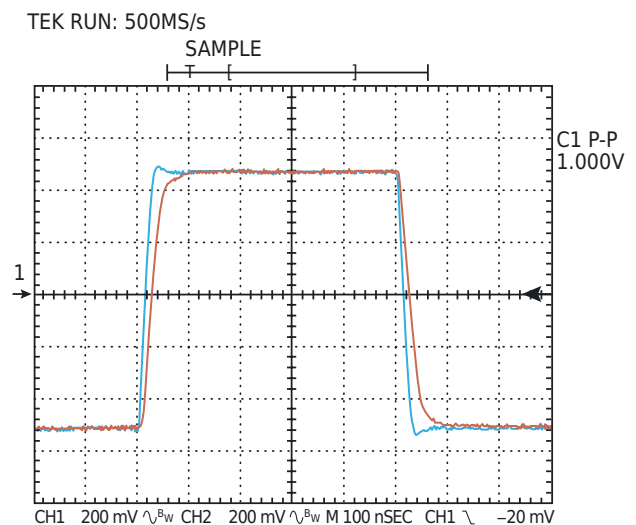


Рисунок 3. Переходная характеристика схемы на Рисунке 2 очень быстрая.

тор R_1 . Это шунтирование нейтрализует влияние емкости на неинвертирующем входе на сужение полосы пропускания и значительно снижает выходной шум. Без C_1 собственный шум операционного усилителя увеличивался бы в $(1+R_1/R_2)$ раз. Резистор R_4 защищает неинвертирующий вход усилителя IC_1 , ограничивая броски тока, создаваемые C_1 при включении и выключении питания. Аналогично R_3 и сопротивление нагрузки выхода R_{LOAD} защищают инвертирующий вход, ограничивая любые броски тока в конденсаторе C_2 . Резистор R_3 необходим для обеспечения устойчивости петли обратной связи операционного усилителя. Включение этого резистора является стан-

дартной процедурой для операционных усилителей с обратной связью по току, таких как THS3001. При использовании операционного усилителя с обратной связью по напряжению R_3 можно исключить. Полоса пропускания чрезвычайно высока. На Рисунке 3 показан импульсный отклик схемы виртуального стабилитрона в масштабе 100 нс на деление. (Синий цвет – это вход, а красный – выход). **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1021](#)
2. [Datasheet Texas Instruments THS3001](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor 1N5240B](#)

15-битный АЦП на основе преобразователя напряжение-время для линеаризации анемометра

Stephen Woodward

EDN

Некоторое время назад я опубликовал описание простой конструкции теплового датчика скорости воздушного потока на основе самоподогревающейся транзисторной пары Дарлингтона [1]. Датчик получился простым, чувствительным и твердотельным, но имеет радикально нелинейную реакцию на скорость потока, как показано на Рисунке 1.

Ветеран конструкторских идей Джордан Димитров предложил элегантное численное решение проблемы, которое делает конечный результат почти идеально линейным. Он подробно описывает это в статье «Правильный подбор функции линеаризует анемометр на самоподогревающемся транзисторе с погрешностью менее 0.2%» [2].

Однако следствием выполнения линеаризации в цифровой области после аналого-цифрового преобразования является значительное увеличение требуемого разрешения АЦП, например, с 11 до 15 бит, и вот почему...

Для получения линейного сигнала скорости воздушного потока от 0 до 2000 fpm (футов в минуту), с точностью до 1 fpm потребуются разрешение АЦП 1 к 2000, то есть 11 бит. Но рассмотрение кривой на Рисунке 1 показывает, что, хотя полный диапазон сигнала воздушной скорости составляет 5 В, изменение сигнала, связанное с увеличением воздушной скорости с 1999 fpm до 2000 fpm, составляет всего 0.2 мВ. Таким образом, чтобы сохранить масштаб первого при разрешении второго, необходимо минимальное разрешение АЦП:

$$1 \text{ к } 5/0.0002 = 1 \text{ к } 25,000 = 14.6 \text{ бит.}$$

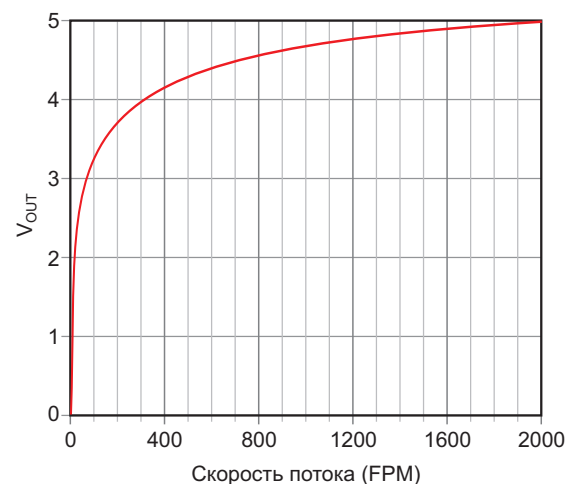


Рисунок 1. Зависимость V_{out} теплового датчика от скорости воздушного потока очень нелинейна.

15-битные АЦП (и более высокого разрешения) не являются ни редкими, ни особенно дорогими, но обычно они не входят в состав внутренней периферии микроконтроллеров, как это упоминалось в статье г-на Димитрова. Таким образом, кажется правдоподобным, что создание АЦП с разрешением, адекватным его конструкции, может быть связано со значительными затратами. Я задался вопросом, какие могут существовать альтернативы.

Далее описана конструкция простого и дешевого АЦП высокого разрешения, построенного на основе старого, недорогого и широко доступного друга – микросхемы аналогового таймера 555.

Схема изображена на Рисунке 2.

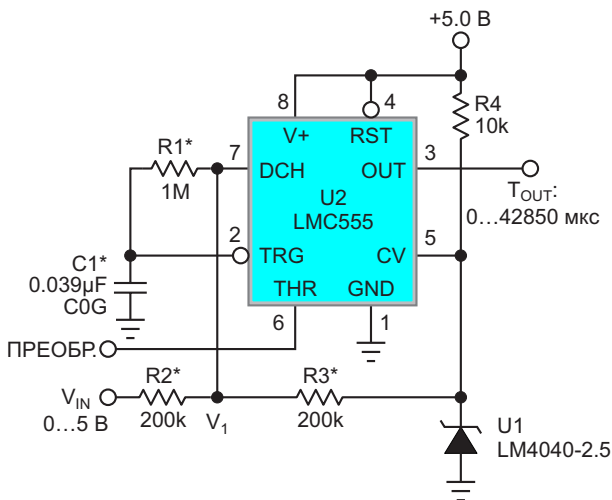


Рисунок 2. АЦП высокого разрешения на основе преобразователя напряжение-время, подходящий для линеаризации анемометра на самоподогревающихся транзисторах. Звездочкой отмечены прецизионные компоненты (допуск 1%).

Обработка сигнала начинается с того, что суммирующая цепь R2, R3, U1 объединяет входной сигнал от 0 до 5 В с прецизионным опорным сигналом 2.5 В микросхемы U1 для получения напряжения:

$$V_1 = \frac{V_{IN} + 2.5 \text{ В}}{2} = 1.25 \dots 3.75 \text{ В} = (0 \dots 3) \cdot 1.25 \text{ В}.$$

Напряжение V_1 накапливается на конденсаторе C1 между циклами преобразования с постоянной времени:

$$\left(\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} + R_1 \right) C_1 = 1.1 \text{ МОм} \cdot 0.039 \text{ мкФ} = 42.9 \text{ мс}.$$

Таким образом, для 16-битной точности требуется минимальное время установления:

$$42.9 \text{ мс} \cdot \ln(2^{16}) = 480 \text{ мс}.$$

Затем можно запустить фактический цикл преобразования, подав импульс команды ПРЕОБРАЗОВАНИЕ (амплитудой более 2.5 В и длительностью более 1 микросекунды) на вывод 6 THR (порог) микросхемы 555, как показано на Рисунке 3.

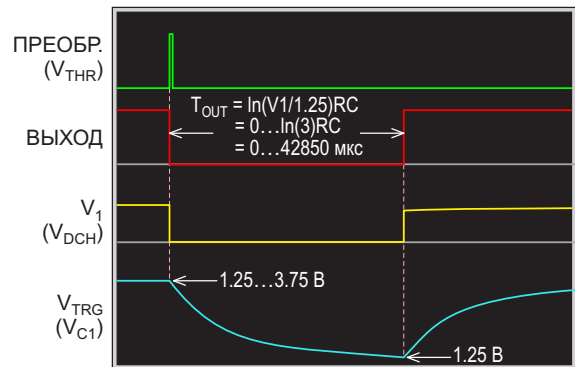


Рисунок 3. Цикл аналого-цифрового преобразования начинается с подачи на вход THR импульса ПРЕОБРАЗОВАНИЕ, который запускает на выходе OUT импульс длительностью $T_{OUT} = \ln(V_1/1.25 \text{ В})R_1C_1$.

Импульс на выходе OUT (низкий уровень) начинается с нарастающего фронта импульса ПРЕОБРАЗОВАНИЕ и совпадает с появлением на выводе 7 DCH (разряд) микросхемы 555 нулевого напряжения, инициирующего разряд конденсатора C1 от напряжения V_1 до напряжения срабатывания таймера ($V_{TRG} = V_{U1}/2 = 1.25 \text{ В}$) на выводе 7. (V_{TRG} – напряжение на выводе 2 таймера, V_{U1} – опорное напряжение на катод микросхемы U1). Длительность разряда конденсатора C1 и время T_{OUT} , накапливаемые в цифровом виде (достаточно 16-разрядного счетчика с разрешением 1 мкс) подходящим микроконтроллером, определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} T_{OUT} &= \ln\left(\frac{V_1}{1.25 \text{ В}}\right) R_1 C_1 = \\ &= \ln\left(\frac{V_1}{1.25 \text{ В}}\right) \cdot 1 \text{ МОм} \cdot 0.039 \text{ мкФ} \\ &= \ln\left(\frac{V_{IN} + 2.5 \text{ В}}{2.5 \text{ В}}\right) \cdot 39 \text{ мс}, \\ &= \ln(1) \cdot 39 \text{ мс} = 0 \text{ при } V_{IN} = 0, \\ &= \ln(3) \cdot 39 \text{ мс} = 42.85 \text{ мс при } V_{IN} = 5 \text{ В}. \end{aligned}$$

По окончании импульса T_{OUT} вывод DCH «отпускает» конденсатор, позволяя ему начать перезарядку, и результат преобразования

$$N = 1 \text{ МГц} \cdot T_{OUT}$$

становится доступен для расчета линеаризации. Математика для декодирования и восстановления V_{IN} выглядит следующим образом:

$$V_{IN} = 2.5 \text{ В} \cdot \left(e^{\frac{N}{39000}} - 1 \right).$$

Последнее слово. Возможно, вы задае-тесь вопросом. Ранее я говорил, что для количественного определения дельты V_{IN} между 1999 и 2000 fpm потребуется разрешение 1 часть к 25000 или 14.6 бит. Так что же это за штука такая – 42850 = 15.4 бита?

Вопрос о числе 42850 возникает из-за того, что мгновенный наклон (скорость изменения dV/dT) кривой разряда конденсатора C1 пропорционален падению напряжения на резисторе R1 и, следовательно, току через него. Для максимального входного сигнала $V_{IN} = 5 \text{ В}$ этот параметр изменяется в 3 раза с $V_1 = 3.75 \text{ В}$ и 3.75 мкА в начале цикла преобразования до всего лишь 1.25 В и 1.25 мкА в

конце. Это увеличение dV/dT вызывает пропорциональное, но противоположное изменение разрешения. Следовательно, для достижения желаемого разрешения 25000:1 при $V_{IN} = 5 \text{ В}$ необходимо более высокое среднее разрешение.

Необходимое повышение коэффициента разрешения равно квадратному корню из 3, т.е. 1.732... Число $42850/25000 = 1.714$ является грубым, но адекватным приближением к этому значению. **PL**

Ссылки

1. Stephen Woodward. [Нелинейности измерителя скорости воздушного потока и ПНЧ компенсируют друг друга](#)
2. Jordan Dimitrov. [Правильный подбор функции линеаризует анемометр на самоподогреваемом транзисторе с погрешностью менее 0.2%](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LMC555](#)
2. [Datasheet Microchip LM4040](#)

Универсальный блок защиты акустических систем

Игорь Кацай

Показанное на Рисунке 1 простое устройство должно быть неотъемлемой частью любого более-менее качественного усилителя, и служит для защиты акустических систем (АС) при возникновении любых нештатных ситуаций, перегрузок и т. д. Оно подходит для любых усилителей и работает в широком диапазоне питающих напряжений.

Узел защиты:

- обеспечивает задержку подключения АС при подаче питания на усилитель (R8, C3);
- отключает АС при перегреве УНЧ (на радиаторах установлен термодатчик с замыкающимся при 60 °С контактом «Термо1»);
- отключает АС при появлении на выходе

усилителя постоянного напряжения более 2.5 В любой полярности;

- отключает АС при просадке питания на 5...10 В (питание станет ниже напряжения удержания выбранных реле);
- обеспечивает режим «MUTE»;
- отключает АС при перегрузке усилителя по мощности;
- моментально отключает АС до появления переходных процессов при выключении питания усилителя (S2.3).

Для быстрого отключения АС (при выключении питания) надо использовать сетевой выключатель с независимым нормально

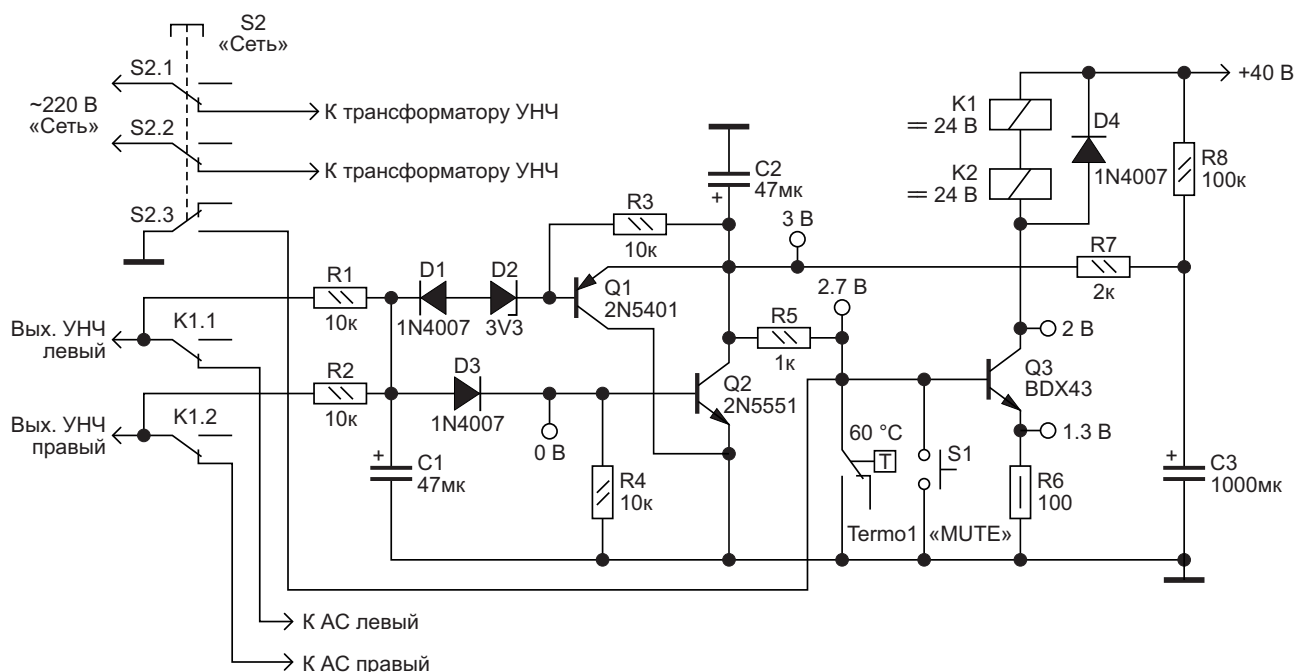


Рисунок 1. Схема блока защиты акустических систем.

замкнутым контактом (ПКН-41 или его более качественные иностранные аналоги), т. к. другие варианты малоэффективны. Например, при питании катушек реле от отдельного выпрямителя с маленькой фильтрующей ёмкостью появляется необходимость подгонять номинал этой ёмкости под каждый конкретный тип реле, но некоторая задержка отключения всё равно останется. При отсутствии такого выключателя можно использовать, например, один из контактов двухполюсного выключателя для подачи на усилитель сетевого питания, а второй использовать в качестве S2.3. А можно в качестве S2.3 использовать нормально закрытый контакт дополнительного малогабаритного реле с катушкой, рассчитанный на переменное напряжение соответствующего номинала, подключив его прямо к вторичной обмотке сетевого трансформатора усилителя.

Положение всех контактов в схеме, а также контрольные напряжения (при питании +40 В) указаны в рабочем положении (при работе усилителя). При питании 20...30 В надо использовать реле с катушками на 12 В. При питании 50...60 В следует увеличить номинал резистора R6 до 330...510 Ом.

В схеме применены широко используемые малогабаритные герметичные реле с катушками на 24 В постоянного тока и контактной системой, рассчитанной на ток 16 А с сопротивлением катушек 1...1.5 кОм, показанные на Рисунке 2. Желательно выбирать реле с посеребренными контактами (Ag-Ni или подобными).

Все резисторы с неуказанной мощностью – по 0.25 Вт. А конденсаторы – на напряжение не ниже питающего. Кнопка отключения

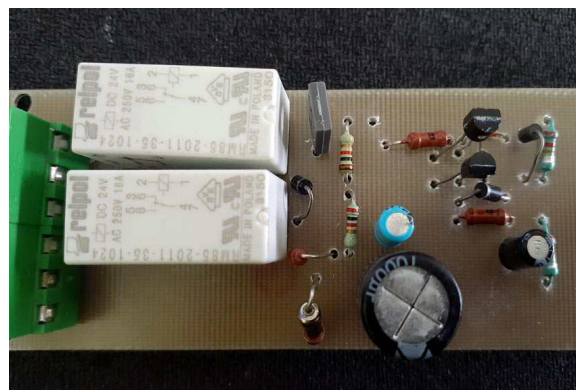


Рисунок 2. Фотография макета блока защиты.

акустики («MUTE») – с фиксацией. В качестве Q3, кроме указанного в схеме, можно также использовать KT972, BDX53 и другие составные транзисторы. Радиатор ему не нужен.

Если ваш усилитель достаточно мощный и перегрузки по мощности ещё нет, а защита уже срабатывает, значит надо увеличить ёмкость C1.

Если ваш усилитель использует однополярное питание, то можно исключить из схемы элементы D1, D2, Q1, R3.

Если выход вашего усилителя подключается к АС через развязывающую проходную ёмкость, и защита от постоянного напряжения на выходе (и от перегрузок по мощности) вообще не нужна, то из схемы можно исключить ещё и R1, R2, D3, C1, R4 и Q2. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor 2N5401](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor 2N5551](#)
3. [Datasheet Philips BDX43](#)

Как сделать помехозащищенный инфракрасный модуль обнаружения препятствий

Hesam Moshiri

EEWeb

Устройство обнаружения препятствий является неотъемлемой частью различных проектов в таких приложениях, как робототехника и системы безопасности. В подобных приложениях широко используются инфракрасные датчики. Основным недостатком некоторых схем является то, что устройства обнаружения чувствительны к внешнему освещению и реагируют на препятствия нестабильно.

В этом проекте мы выбрали подходящий компонент для приема ИК излучения и спроектировали схему таким образом, чтобы она работала как можно стабильнее (Рисунок 1). Также имеется возможность настроить чувствительность датчика для обнаружения

препятствий, расположенных вблизи или на удалении от датчика.

В техническом описании датчика TSOP1738 сказано: «TSOP17XX – это серия миниатюрных приемников для инфракрасных систем дистанционного управления. PIN-диод и предусилитель собраны на выводной рамке, эпоксидный корпус выполнен в виде ИК фильтра. Демодулированный выходной сигнал может быть непосредственно декодирован микропроцессором. Стандартная серия ИК приемников дистанционного управления TSOP17XX поддерживает все основные коды передачи».

Таким образом, эти характеристики, особенно встроенный ИК фильтр, делают прием-

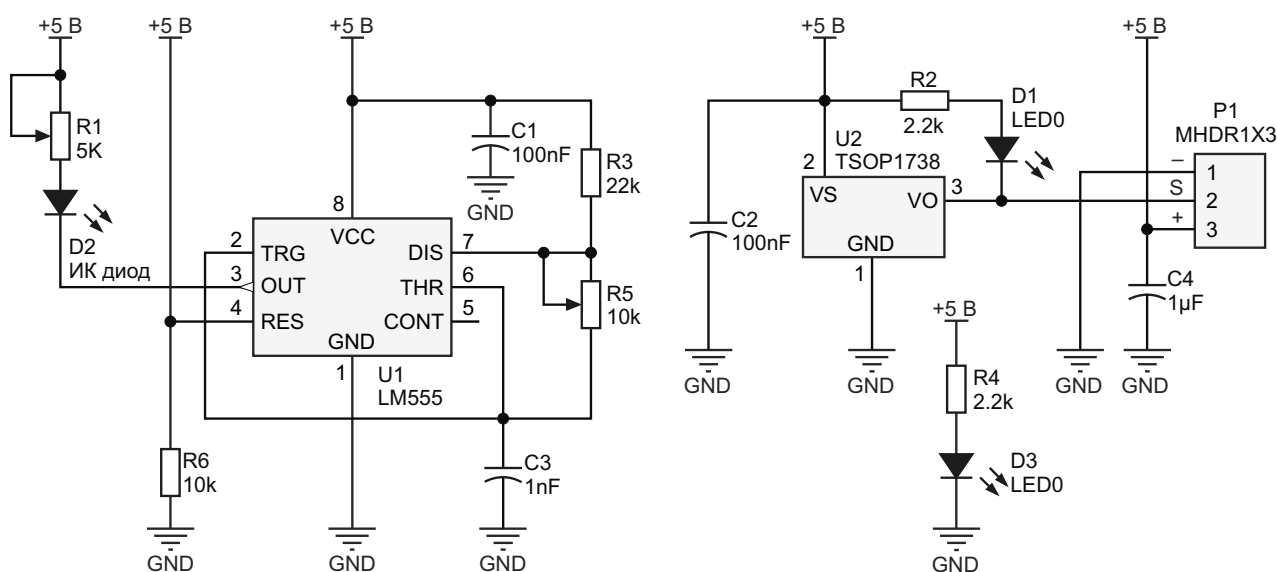


Рисунок 1. Принципиальная схема ИК детектора препятствий.

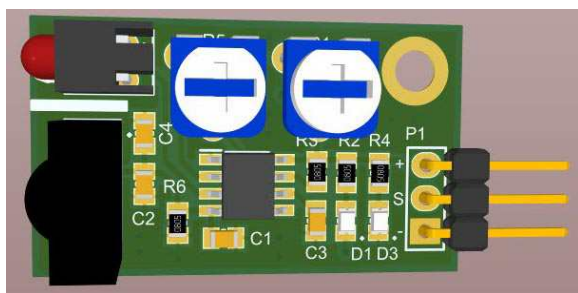


Рисунок 2. Конструкция печатной платы ИК детектора препятствий.

ник подходящим для нашей задачи. На Рисунке 2 показана спроектированная для схемы печатная плата. На печатной плате, размер которой составляет всего 3.2 см × 1.8 см, используются в основном SMD компоненты.

Как видно на шелкографии печатной платы, между ИК диодом и приемником необходимо установить изолирующий барьер. Эти два компонента установлены рядом друг с другом, поэтому необходимо убедиться, что приемник реагирует только на отраженный инфракрасный свет.

Если вы не смогли найти, что поместить между датчиком и излучателем, просто наденьте на 5-миллиметровый ИК светодиод отрезок черной термоусадки, чтобы свет выходил только спереди.

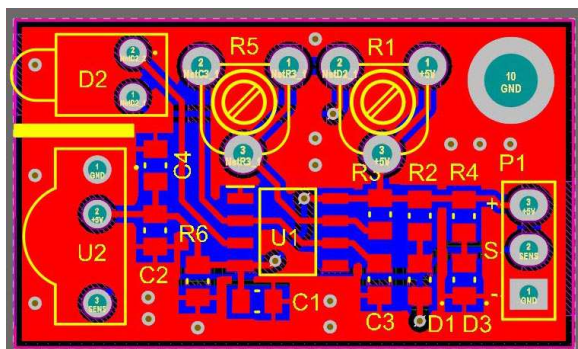


Рисунок 3. Трехмерный вид печатной платы.

На Рисунке 3 показан трехмерный вид собранной платы, на котором можно увидеть установленные компоненты.

Загрузки

[Gerber-файлы проекта](#)

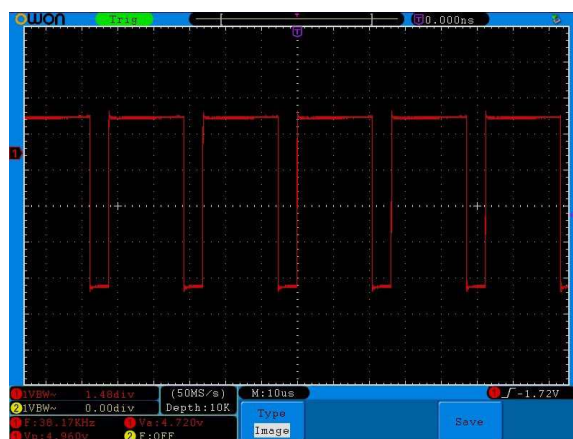


Рисунок 4. Сигнал 38 кГц на выводе 3 таймера 555.

Светодиод D3 показывает правильность подключения питания, а светодиод D1 загорается, когда в зоне обнаружения датчика находится препятствие.

Потенциометром R1 устанавливается излучаемая мощность, которая, конечно же, влияет на дальность обнаружения. Потенциометром R5 регулируется частота. Если у вас есть осциллограф, то на выводе 3 (выход) таймера U1 вы должны увидеть такой же сигнал, как на Рисунке 4. Регулировкой R5 установите частоту 38 кГц. В принципе, R5 позволяет использовать несколько аналогичных ИК приемников, которые могут работать на разных частотах.

С внешней схемой плата соединяется 3-контактным штыревым разъемом P1. К контакту «+» этого разъема необходимо подключить питание +5 В, а к контакту «-» – землю. Выход «S» действует как запускающий сигнал с активным низким уровнем. Это означает, что когда датчик обнаруживает объект, выход «S» будет притянут к земле (при этом загорается светодиод D1). В схеме использованы пассивные компоненты типоразмера 0805. [PL](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Vishay TSOP1738KA1](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM555](#)

Драйверы мощных светодиодов без внешних силовых ключей

Alfredo H Saab, Steve Logan

EDN

Поскольку последние поколения светодиодов достигли высоких уровней мощности и эффективности, сфера использования этих устройств расширилась и включает фонари, автомобильные приложения и окружающее освещение, долгое время являвшееся исключительной областью применения ламп накаливания и люминесцентных ламп. Лучшим способом питания светодиодов является источник тока. Поскольку большинство источников энергии, включая аккумуляторы, генераторы и промышленные сети, являются источниками напряжения, а не тока, светодиоды требуют установки электронной схемы между ними и источником питания. Эта схема может быть совсем простой и состоять из

единственного последовательного резистора, но лучшим выбором, учитывая КПД и другие факторы, является высокоэффективный источник тока, питаемый напряжением. Для светодиодов с током более 0.35 А лучшим выбором обычно является индуктивный импульсный регулятор.

В этой статье представлено несколько схем на основе микросхем импульсных стабилизаторов, основными целевыми характеристиками которых являются высокий КПД и миниатюрность. Разработчики схем достигают этих целей, минимизируя использование крупных компонентов, таких как внешние силовые транзисторы, коммутаторы, конденсаторы большой емкости и токоизмеритель-

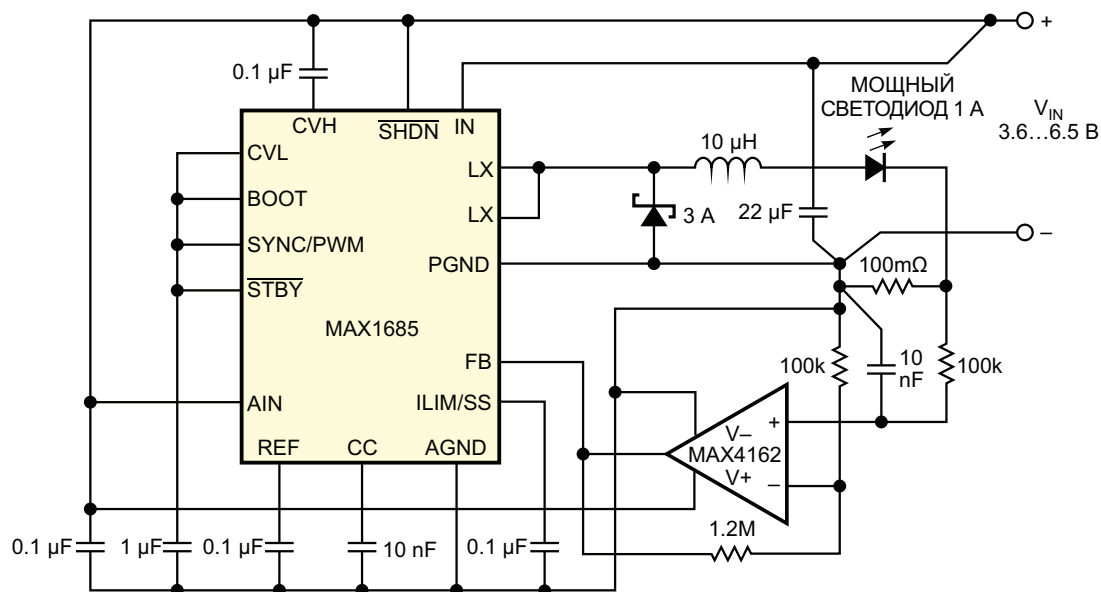


Рисунок 1. Этот миниатюрный 1-амперный драйвер мощных светодиодов рассчитан на входные напряжения от 3.6 до 6.5 В.

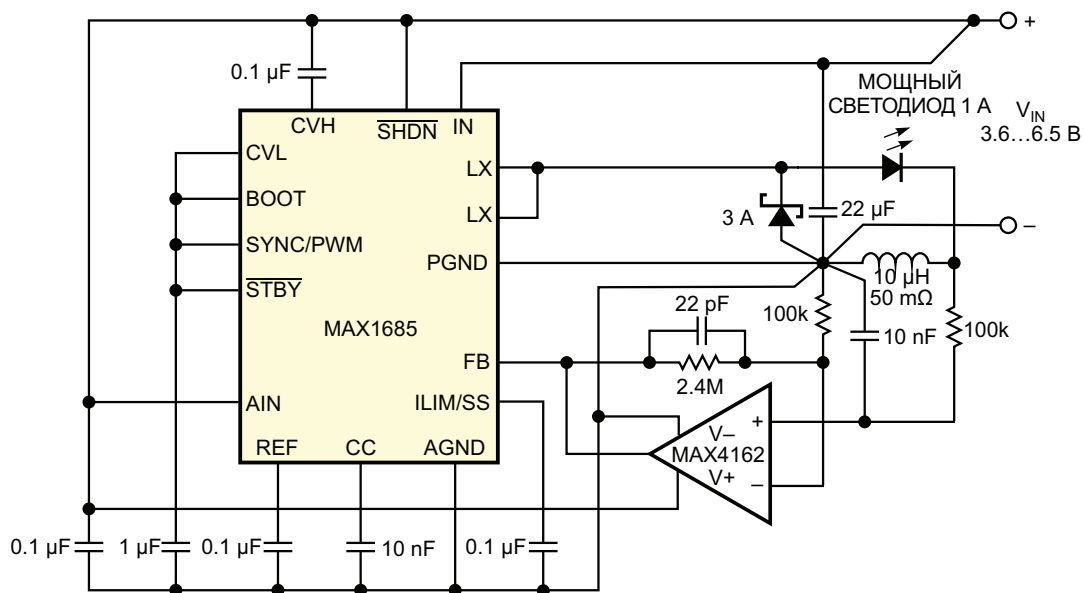


Рисунок 2. Подобно схеме на Рисунке 1, этот миниатюрный 1-амперный светодиодный драйвер работает при напряжениях от 3.6 до 6.5 В, но не требует токоизмерительного резистора.

ные резисторы, обеспечивая при этом высокую и постоянную интенсивность света в максимально широком диапазоне напряжений.

Схемы на Рисунках 1, 2 и 3 подходят для приложений, в которых источник питания состоит из трех или четырех щелочных, NiMH (никель-металлогидридных) или NiCd (никель-кадмиевых) элементов. Схемы на Рисунках 4 и 5 предназначены для транспор-

тных приложений, в которых номинальное напряжение системы распределения питания составляет 12, 24 или 42 В. Схемы на Рисунках 4 и 5 также полезны в промышленных системах, включающих распределительную линию 24 В для управляющих и аварийных подсистем, а также в телекоммуникационных приложениях, в которых питание системы распределяется по линии –48 В.

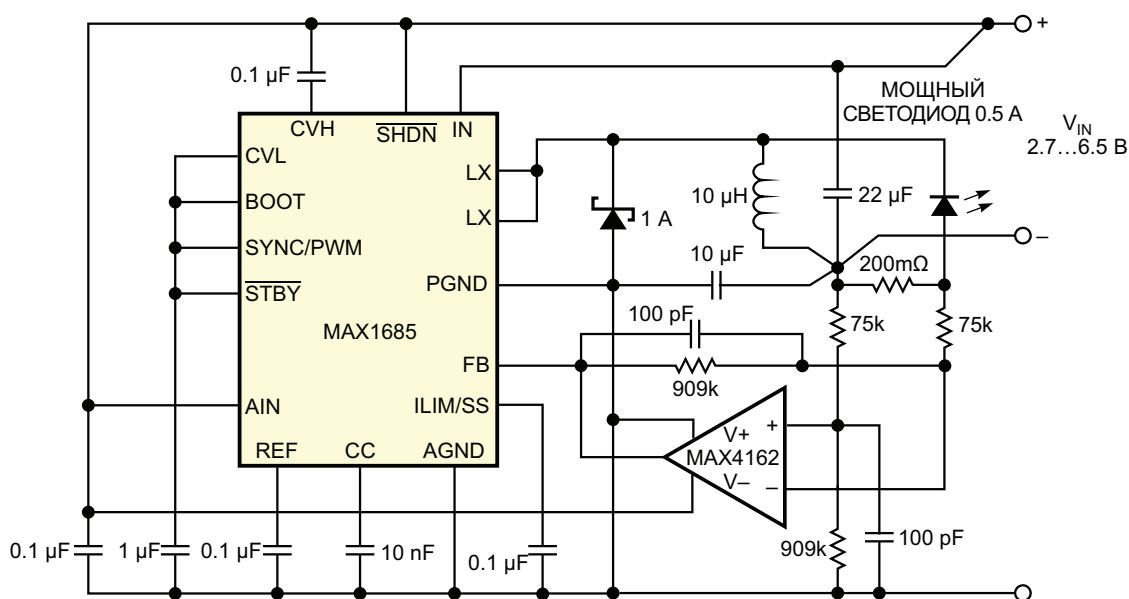


Рисунок 3. Еще один миниатюрный драйвер мощных светодиодов отдает ток 0.5 А и работает при напряжениях от 2.7 до 6.5 В.

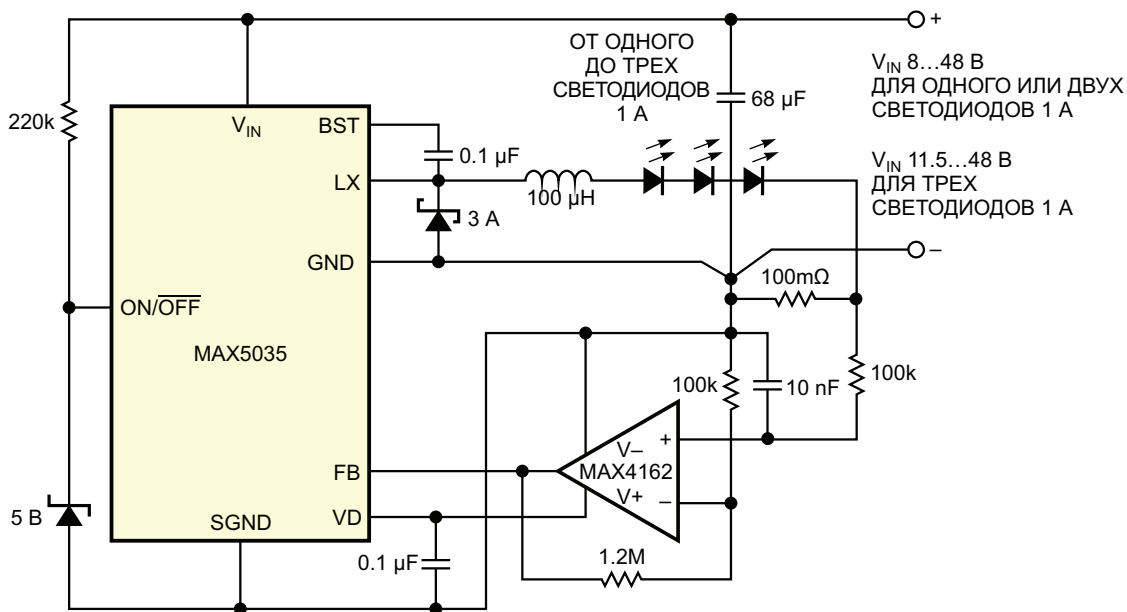


Рисунок 4. Эта миниатюрная схема драйвера светодиодов, выдающая ток 1 А, работает при напряжениях от 8 до 50 В и управляет тремя последовательно соединенными светодиодами.

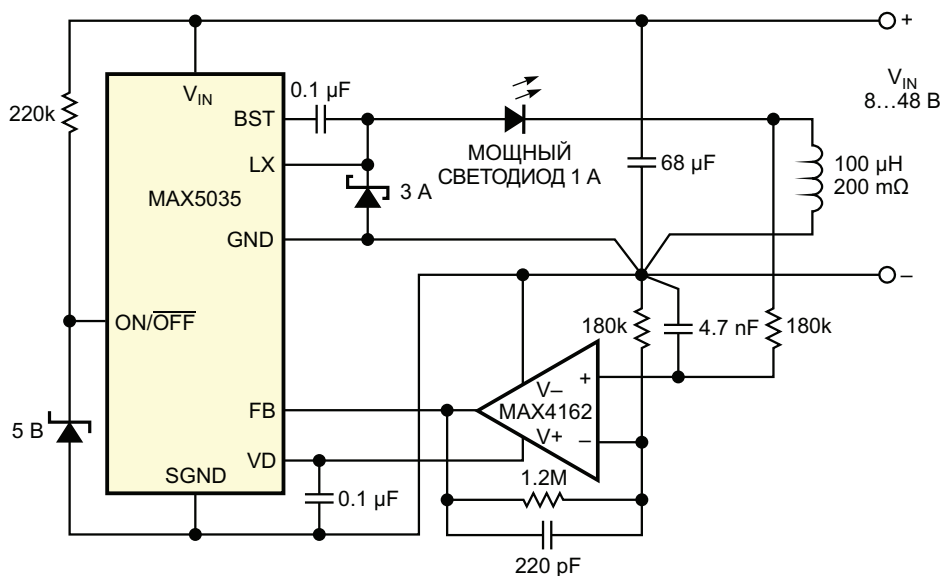


Рисунок 5. В остальном эта схема похожа на схему на Рисунке 4, но не требует токоизмерительного резистора.

Разработчики этих схем основывали их на общей для всех концепции: интегральный импульсный стабилизатор и микромощный операционный усилитель. Операционный усилитель управляет входом обратной связи FB микросхемы, поддерживая на нем напряжение 1.25 В. Хотя этот вход ориентирован на стандартную топологию стабилизатора напряжения, операционный усилитель

управляет им, используя гораздо меньшее напряжение токоизмерительного резистора, при немного другой топологии стабилизатора тока. Ни одна из схем не требует использования внешних силовых ключей. Конструкция позволяет отказаться от применения конденсаторов фильтра большой емкости, которые обычно используются в импульсных стабилизаторах, поскольку отсутствует необходи-

мость сглаживания высокочастотных пульсаций тока светодиода. Общей для всех схем является возможность добавления регулировки яркости путем подачи регулируемого смещения на вход операционного усилителя через резистор и потенциометр, питающийся от внутреннего регулятора – вывода VD или CVL, в зависимости от типа микросхемы.

Высокочастотный импульсный преобразователь питает основную схему регулятора тока светодиодов (Рисунок 1). Он работает с входным напряжением от 3.6 до 6.5 В, стабилизирует ток одного светодиода до 1 А и использует токоизмерительный резистор для управления контуром стабилизации тока. Схема на Рисунке 2 аналогична, но вместо токоизмерительного резистора в ней в качестве датчика тока используется паразитное сопротивление дросселя. Как и схема на Рисунке 1, она работает с входным напряжением от 3.6 до 6.5 В и питает один светодиод током до 1 А.

Для схемы с одним светодиодом на Рисунке 3 входной диапазон определяется пусковым напряжением MAX1685, которое составляет всего 2.7 В. Ее максимальный ток составляет 0.5 А, в отличие от 1 А для схем на Рисунках 1 и 2. Верхний рабочий предел остается равным 6.5 В. Когда эта схема работает, она поддерживает питание светодиода даже при входном напряжении всего 1.7 В. Области применения схем на Рисунках 1-3 включают автомобильные фары, фонари и любые другие портативные источники света, питающиеся от трех или четырех щелочных бата-

рей, трех или четырех NiMH/NiCd аккумуляторов или одного литиевого аккумулятора.

Схемы на Рисунках 4 и 5 работают в диапазоне напряжений от 8 до 50 В. Если предположить, что система работает от 12 В, и номиналы всех ее компонентов определены правильно, эти схемы могут выдерживать сбросы нагрузки, благодаря тому, что значение максимально допустимого напряжения на выводе питания VIN микросхемы составляет 76 В. Максимально доступный ток составляет 1 А; схемы могут обеспечивать питание до трех последовательно включенных светодиодов, при условии увеличения нижней границы рабочего диапазона напряжений до 11.5 В. Эти две схемы аналогичны, за исключением того, что на Рисунке 5 в качестве датчика тока используется сопротивление дросселя. Недостатком такого использования сопротивления дросселя является значительная зависимость выходного тока от температуры, обусловленная большим температурным коэффициентом удельного сопротивления меди. Обмотка дросселя изготовлена из меди, и ее сопротивление постоянному току в приближении первого порядка имеет температурный коэффициент 0.39 %/°C. В результате регулируемый ток уменьшается примерно на 4% на каждые 10 °C повышения рабочей температуры. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX1685](#)
2. [Datasheet Maxim MAX4162](#)
3. [Datasheet Maxim MAX5035](#)

Резистор изгиба как альтернатива геркону

Александр Корнев

Для сигнализации открытия дверей и окон обычно используют герконы. Такое решение недорого, но не совсем технологично. Для крепления геркона и магнита потребуются какие-то кронштейны, клей или иной крепёж, что приведёт к нарушению целостности окон и дверей. Исходя из этого, в предлагаемой конструкции сигнализации вместо герконов применяются резисторы изгиба (Flex Sensor), в частности FS-L-0095-103-ST (RFS1), которые не надо крепить к дверям и к раме окон. Резисторы изгиба используются во многих приложениях электроники, где надо измерить или зафиксировать какой либо параметр объекта, зависящий от его деформации. Резисторы изгиба меняют своё сопротивление в зависимости от уровня изгиба металлических секций внутри него (см. Рисунок 1). Пока резистор не изогнут, его сопротивление находится у минимума порядка 10 кОм. По мере изгиба резистора его сопротивление растёт вплоть до 110 кОм.

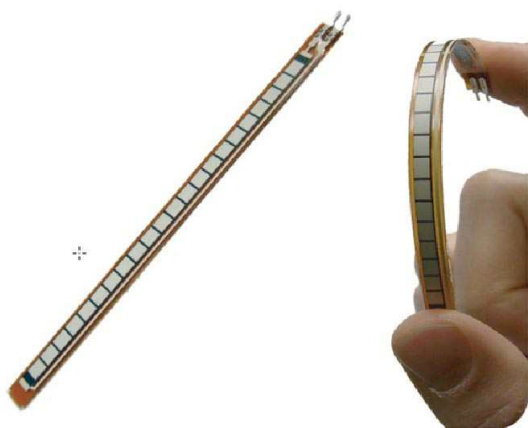


Рисунок 1. Внешний вид резистора изгиба.

Пример использования FS сенсора в качестве сигнализатора открытия дверей и окон изображён на Рисунке 2.

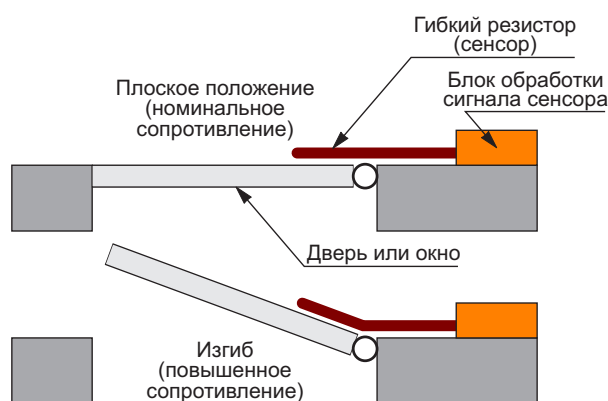


Рисунок 2. Использование гибкого резистора в датчике сигнализации открывания дверей и окон.

Для фиксации изгиба используется простая схема, которая изображена на Рисунке 3. Схема работает следующим образом. Резистор изгиба RFS и резистор R1 образуют элементарный делитель напряжения. С увеличением изгиба выходное напряжение делителя увеличивается. Исходя из этого, выбирается порог срабатывания компаратора DA1.2, на выходе которого появляется импульс фиксации изгиба. Например, для источника питания датчика +3.3 В, когда резистор RFS не изогнут, выходное напряжение делителя составляет примерно 0.3 В. По мере изгиба и достижения величины сопротивления резистора RFS 100 кОм выходное напряжение делителя

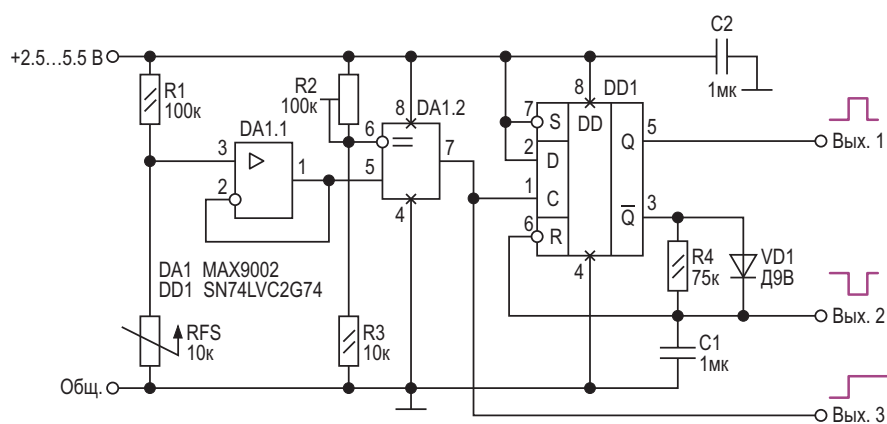


Рисунок 3. Схема обработки сигнала датчика изгиба.

увеличивается примерно до 1.65 В. То есть, чтобы зафиксировать изгиб, порог срабатывания компаратора следует установить немного больше чем 0.3 В. Выходной импульс компаратора – импульс срабатывания сигнализации (выход 3), имеет положительную полярность, а его длительность равна времени открытия двери или окна. Одновибратор на триггере DD1 формирует импульсы срабатывания положительной и отрицательной полярности заданной длительности. Длительность импульса на выходе одновибратора определяется эмпирической формулой $T_{\text{имп}} = (1...2) \cdot C1 \cdot R4$.

Настройка прибора сводится к установке порога срабатывания компаратора DA1.2 в зависимости от величины напряжения питания датчика. В датчике применяются керамические конденсаторы. Резисторы обычные с допуском по номиналу $\pm 5\%$. Подстроечный резистор R2 многооборотный. Для корректной работы одновибратора на D-триггере диод VD1 должен быть германиевым. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Spectra Symbol FS-L](#)
2. [Datasheet Analog Devices MAX9002](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN74LVC2G74](#)

Классическая (правильная) ЦМУ с компрессором

Игорь Кацай

В последнее время, особенно с развитием светодиодной техники, появилось множество схем, которые дружно называются цветомузыкой (ЦМУ – цветомузыкальное устройство или установка), но на самом деле

таковой не являются. В лучшем случае это просто бегущие огни с множеством всевозможных комбинаций, работа которых с музыкой вообще никак не связана. А очень редко – то же самое, только скорость переключе-

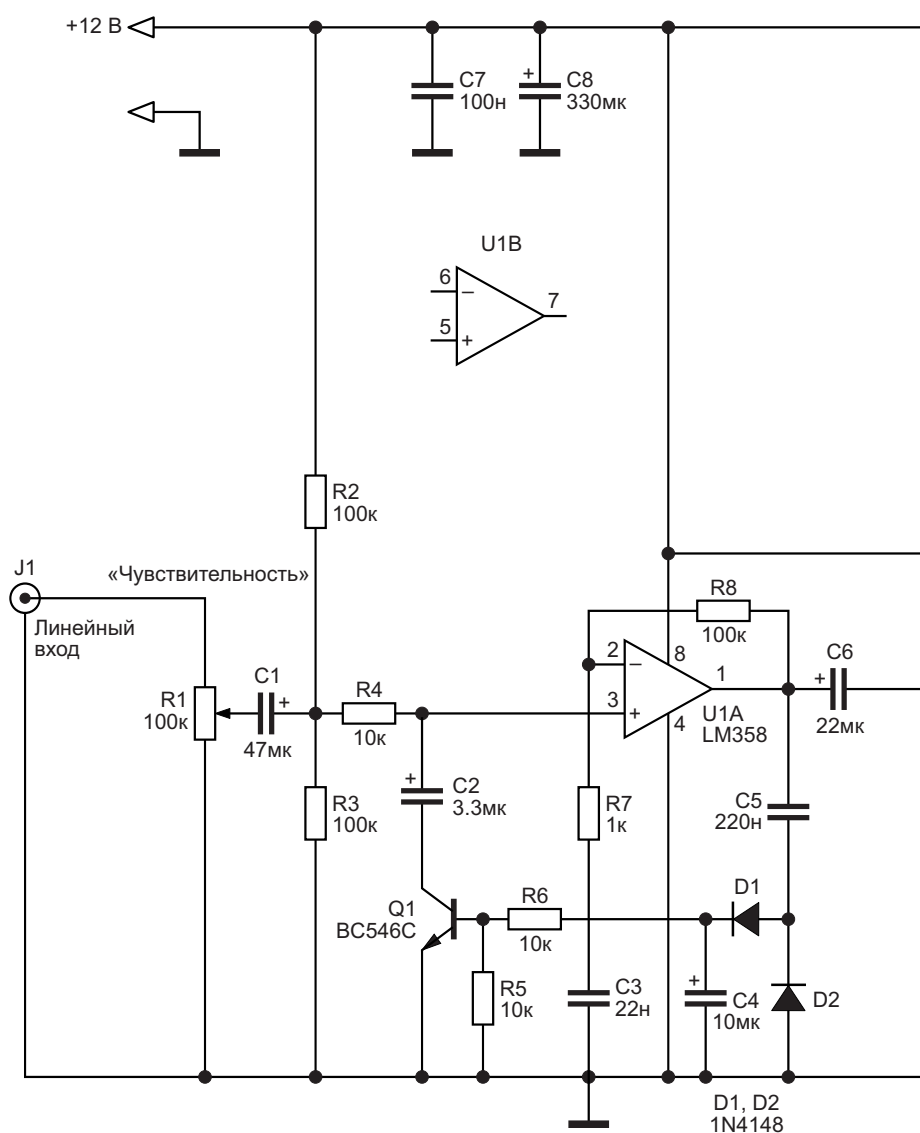


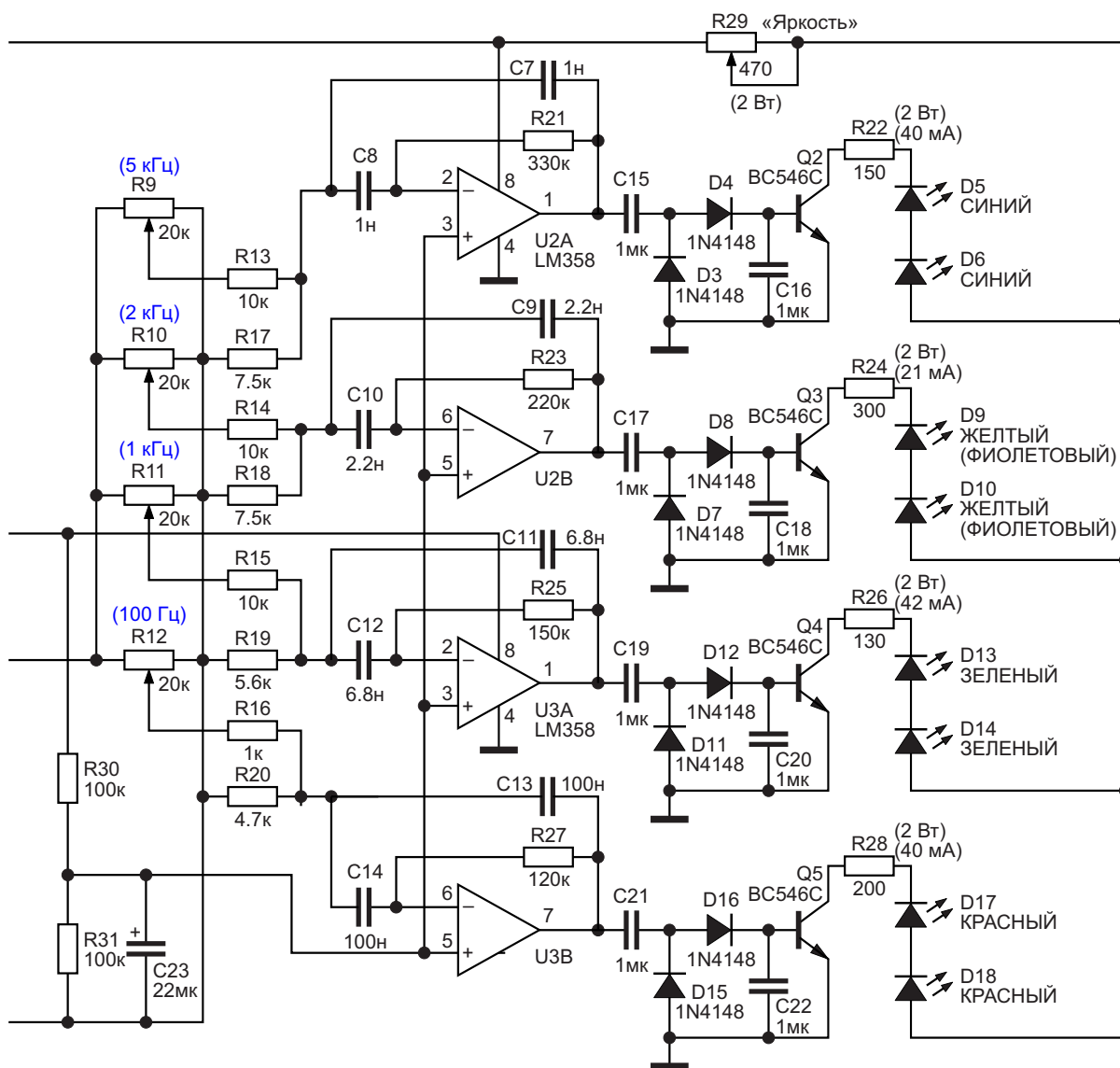
Рисунок 1. Схема ЦМУ.

ния этих бегущих огней зависит от музыки, но это всё равно лишь бегущие огни со своим более или менее разнообразным набором комбинаций.

Настоящая же ЦМУ задумывалась гораздо раньше (ещё Скрябиным) как некое устройство, способное сопоставить звуковой тон (частоту звука, ведь каждому инструменту или голосу соответствует своя звуковая частота) со своим определённым цветом. Такое цветовое сопровождение музыки интуитивно воспринимается гораздо лучше; здесь исключён вариант повторяемости и привыкания. И выглядит это гораздо красочнее. Это так называемая классическая ЦМУ с частотным разделением каналов. Собственно, с этого в 70-80-е годы и началось массовое применение различных ЦМУ.

На Рисунке 1 представлена одна из подобных схем, выполненная на современной элементной базе.

Предлагаемая схема снабжена компрессором (U1A и Q1), работающим в очень широком диапазоне входных сигналов. И практически нет необходимости пользоваться регулятором «Чувствительность» (R1) в пределах 80...90 % всего диапазона уровня входного сигнала. Достаточно просто один раз выставить регулятор в среднее положение. На вход при этом можно подавать сигнал с «линейного» выхода звуковой аппаратуры или, например, с выхода звуковой карты для наушников и других источников, что сейчас распространено гораздо больше. Как видно на схеме, из трех сдвоенных ОУ половина одного (U1B) не используется. Её,



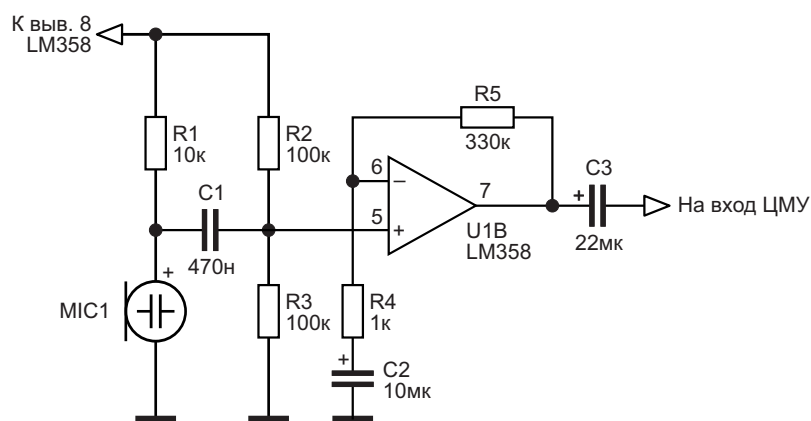


Рисунок 2. Микрофонный усилитель.

конечно, можно использовать для усиления сигнала микрофона, как показано на Рисунке 2, и тем самым избавиться от необходимости соединительных проводов.

Но делать этого не советую, так как обычные (телефонные) электретные микрофоны, которые используются для этого чаще всего, почти не усиливают низкие частоты, и мы лишимся части «динамики» в цветовой палитре. А использование хорошего динамического микрофона вызывает некоторые конструктивные сложности и ведёт к удорожанию устройства во много раз.

Лично я считаю, что оптимальным количеством цветов для классической ЦМУ является четыре: красный – для НЧ, зелёный – для нижнего регистра СЧ, жёлтый (или фиолетовый) – для верхнего регистра СЧ, синий – для ВЧ. Поэтому после усилителя-компрессора сигнал поступает на 4-полосный полосовой фильтр второго порядка на ОУ U2 и U3, который хорошо разделяет частоты. Элементы частото задающих цепочек выбраны так, чтобы полосы не перекрывались. Визуально это красивее. Средние частоты разделения – 100 Гц, 1 кГц, 2 кГц и 5 кГц. А полосы выглядят так: 50...125 Гц, 0.5...1.5 кГц, 1.5...2.5 кГц, 3...7 кГц. Для настройки и проверки использовался генератор звуковых частот. Такое разделение, на мой взгляд, визуально наиболее привлекательно для любой музыки. Те, кто захочет добавить дополнительные каналы или перестроить фильтры на другие частоты, могут воспользоваться ссылкой на онлайн-калькулятор расчёта данных фильтров [1], так как это гораздо быстрее, чем делать вруч-

ную. И ищем там «Калькулятор расчёта активного полосового фильтра 2-го порядка».

Если вы всё же решили добавить в схему электретный микрофон согласно Рисунку 2, то надо поднять среднюю частоту полосы НЧ хотя бы до 350...500 Гц. Для этого необходимо уменьшить ёмкости C13 и C14 в 4...5 раз и так же увеличить сопротивление R16.

Потенциометрами R9...R12 устанавливается желаемая цветовая «палитра». Их можно вывести на лицевую панель, но можно и оставить на плате, так как лично я только один раз их настроил и больше не трогал. А R1 лучше всё же установить на лицевой панели. Кроме того, в качестве R1 я использовал потенциометр с выключателем, подающим питание на схему (в схеме не отражено).

После фильтров установлены детекторы и усилители на транзисторах.

Я делал эту ЦМУ для скромного домашнего использования, с яркостью свечения вполне достаточной, по моему мнению, для комнаты, поэтому использовал всего четыре пары одноваттных китайских светодиодов (красного, зелёного, жёлтого и синего цветов), к тому же работающих далеко не в полную силу. Но, несмотря на это, в последствии пришлось даже немного уменьшить яркость, для чего в схему был введён регулятор общей яркости R29. Он обязательно должен быть мощностью не менее 1 Вт. (Лучше – 2 Вт).

Так как яркость свечения светодиодов разного цвета при протекании одинакового тока тоже разная, ограничительные резисторы R22, R24, R26 и R28 были подобраны так, чтобы обеспечить одинаковую яркость свече-

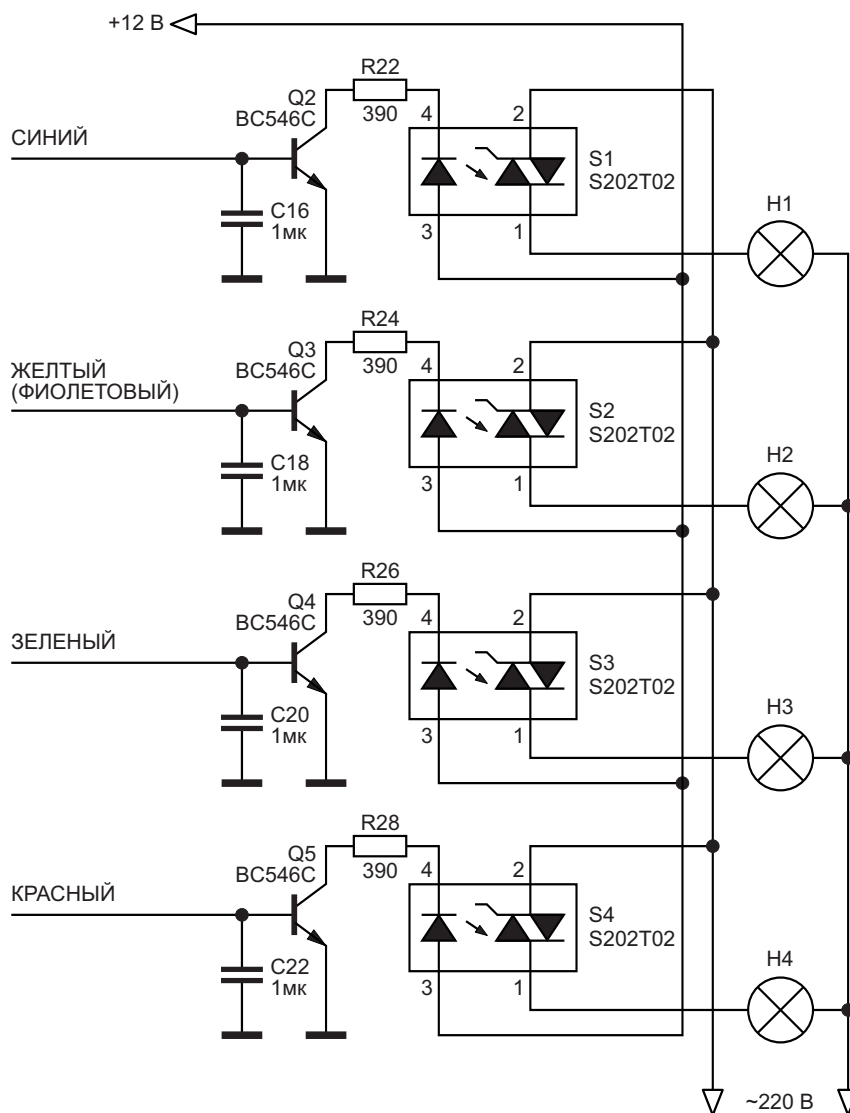


Рисунок 3. Мощная выходная часть.

ния всех цветов. Поэтому их номиналы отличаются. Эти резисторы тоже должны быть мощностью 2 Вт.

Все остальные резисторы могут быть по 0.25 или по 0.125 Вт. А конденсаторы надо использовать на напряжение не менее 16 В. В качестве ОУ можно использовать любые подходящие операционные усилители, имеющиеся в наличии, например NJM4558, 4565, 4580, NE5532 и др. Я использовал LM358, так как они дешевы, надёжны и их запас у меня велик. Транзисторы желательно использовать указанные в схеме (BC546C, именно с суффиксом «С», поскольку только они имеют высокий коэффициент усиления по току и достаточную мощность, чтобы почти не греться при таком включении). Но

при желании их можно заменить другими с аналогичными параметрами. Хотя светодиоды при токах, указанных в схеме, практически не нагреваются, я посадил их тепловые подложки через термопасту на фольгу печатной платы. Яркость светодиодов можно при желании ещё повысить, уменьшив (пересчитав) сопротивления токоограничительных резисторов согласно допустимым токам светодиодов. В этом случае необходимо будет также заменить транзисторы Q2...Q5 более мощными, например, составными BDX43, BDX53 или KT972, установив их на радиаторы.

Для тех, кому нужна ещё более высокая мощность (яркость) света, предлагаю доработать схему согласно Рисунок 3.

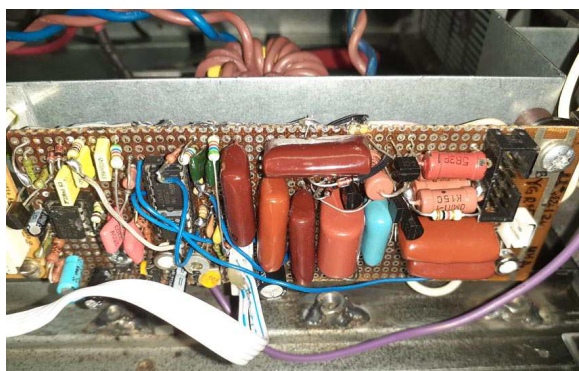


Рисунок 4. Фото макета ЦМУ.

Двухваттные резисторы R22, R24, R26 и R28 заменяются маломощными номиналом по 390...510 Ом, а вместо светодиодов подключаются мощные оптосимисторы («твердотельные реле» с оптической развязкой),

которые могут управлять нагрузкой до нескольких киловатт.

Монтаж я выполнил на макетной плате, используя те детали, которые попались под руку, в чём вы можете убедиться, взглянув на Рисунок 4.

Однако даже в таком исполнении эта ЦМУ радуется своей работой уже много лет. **PL**

Ссылки

1. [Онлайн расчёт активных фильтров на ОУ и транзисторах](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics LM358](#)
2. [Datasheet Fairchild BC546C](#)
3. [Datasheet Sharp S202T02](#)

Генераторы биполярных импульсов на ОУ

Михаил Шустов, г. Томск

Представлены схемы генераторов биполярных импульсов с использованием распространённых операционных усилителей. Генераторы позволяют получить биполярные сигналы прямоугольной, синусоидальной, треугольной и трапециообразной формы.

Генераторы биполярных импульсов зачастую используют в преобразователях напряжения, технике управления исполнительными механизмами и т.д.

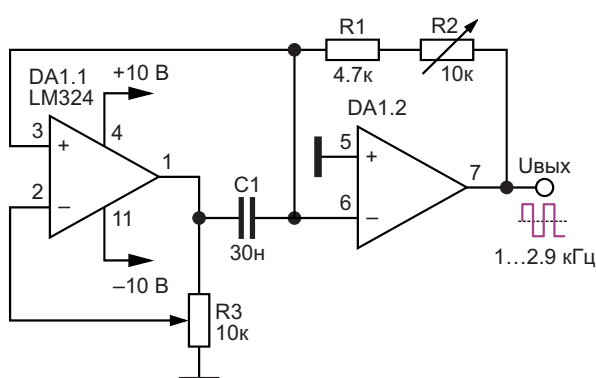


Рисунок 1. Генератор биполярных прямоугольных импульсов регулируемой частоты.

На Рисунке 1 показана схема несложного генератора биполярных импульсов, работающего в диапазоне частот от 1 до 2.9 кГц. Генератор выполнен на двух операционных усилителях (ОУ) микросхемы LM324. Частоту работы генератора регулируют потенциометром R3; симметрию выходных импульсов корректируют подстроечным резистором R2. Питание этого и всех последующих генераторов осуществляется от биполярных источников постоянного напряжения ± 10 В.

На Рисунке 2 показан вариант выполнения генератора аналогичного построения, работающего в диапазоне частот от 50 до 165 Гц.

Генератор, Рисунок 3, отличается тем, что имеет два выхода, на первом из которых формируются биполярные прямоугольные импульсы частотой от 50 до 500 Гц, а на втором выходе ширину положительной или отрицательной составляющих биполярных импульсов можно плавно регулировать потенциометром R4 в ту или иную сторону.

Вариант генератора на Рисунке 4 позволяет регулировкой потенциометра R3 менять частоту выходных сигналов от 50 до 530 Гц.

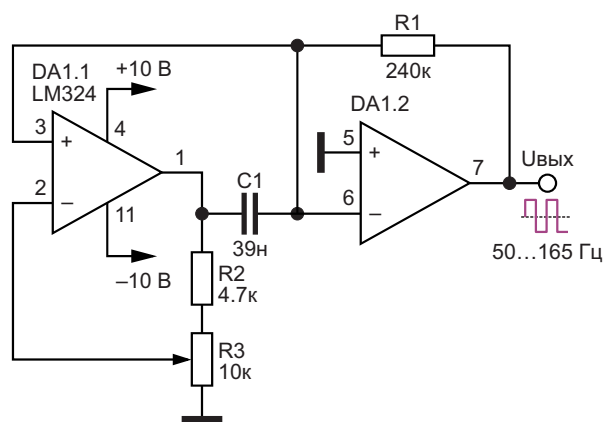


Рисунок 2. Генератор биполярных прямоугольных импульсов регулируемой частоты (вариант).

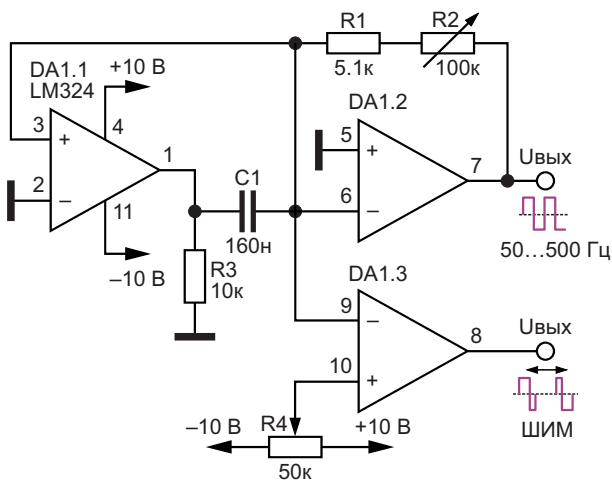


Рисунок 3. Генератор биполярных прямоугольных импульсов регулируемой частоты с дополнительным выходом и автономной регулировкой ширины положительной или отрицательной составляющих биполярных импульсов.

Генератор на Рисунке 5 имеет два выходных сигнала. Первый из них позволяет получать биполярные сигналы прямоугольной

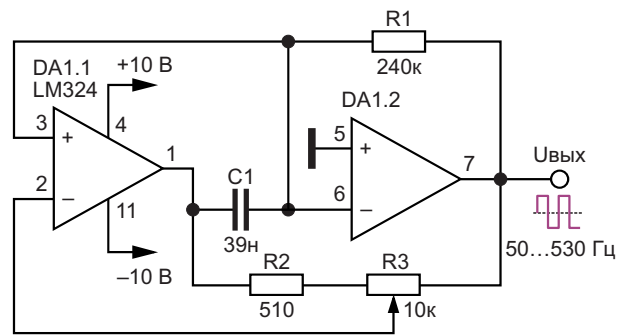


Рисунок 4. Генератор биполярных прямоугольных импульсов регулируемой частоты.

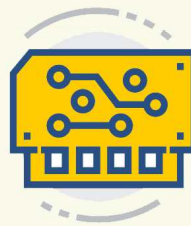
формы; на втором выходе формируются сигналы, близкие по форме к синусоидальным. Частота сигналов регулируется потенциометром R3 в пределах от 2 до 3.6 кГц.

Генератор, Рисунок 6, позволяет получить на первом из выходов биполярные прямоугольные импульсы, а на втором – импульсы треугольной формы, частота которых регулируется от 250 до 1000 Гц.

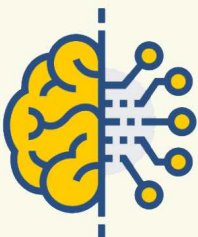
ElectroFind.ru



Радиодетали



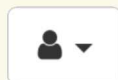
Приборы, платы



Работа



Услуги



+ Добавить объявление

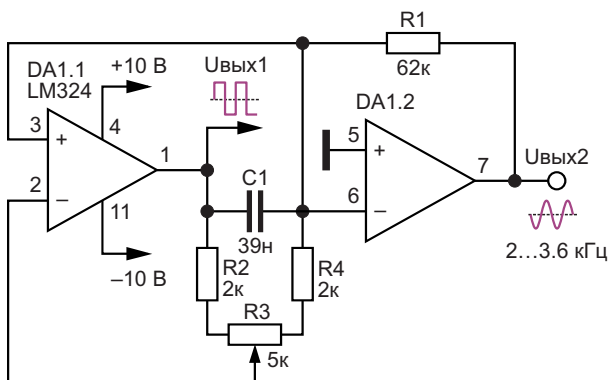


Рисунок 5. Генератор биполярных прямоугольных и псевдосинусоидальных импульсов регулируемой частоты.

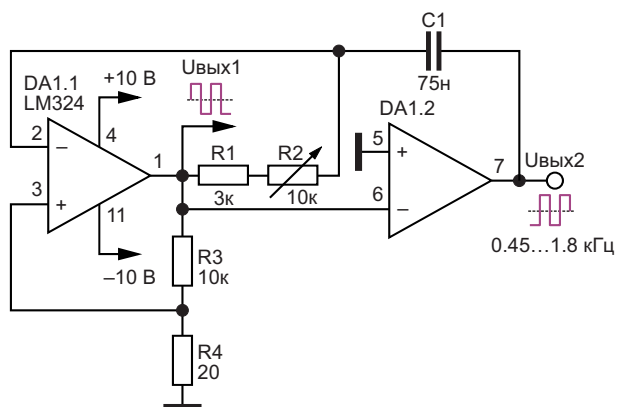


Рисунок 7. Генератор биполярных противофазных прямоугольных импульсов регулируемой частоты.

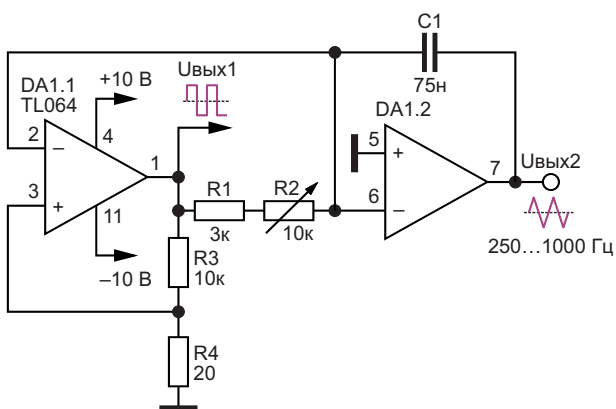


Рисунок 6. Генератор биполярных прямоугольных и треугольных импульсов регулируемой частоты.

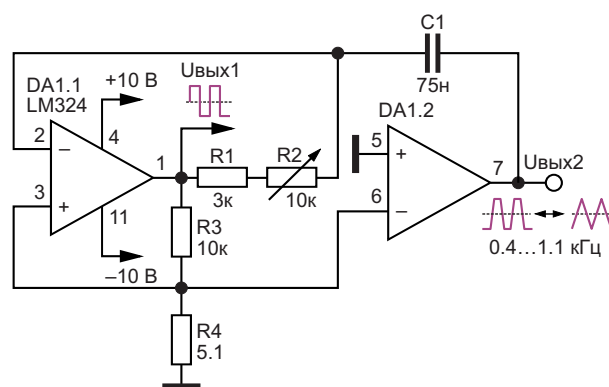


Рисунок 8. Генератор биполярных прямоугольных импульсов регулируемой частоты и импульсов с регулировкой формы биполярных сигналов от трапеции до треугольника.

На Рисунке 7 показана схема генератора, имеющего также два выхода, на которых формируются противофазные биполярные сигналы, регулируемые по частоте потенциометром R2 в пределах от 0.46 до 1.8 кГц.

И, наконец, на Рисунке 8 показан генератор, позволяющий получить на первом из выходов биполярные сигналы прямоуголь-

ной формы, а на втором выходе сигналы, форма которых при регулировке частоты следования импульсов от 0.4 до 1.1 кГц меняется от трапецеидальной до треугольной. [РЛ](#)

Материалы по теме

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

Как с помощью Arduino сделать изолированный цифровой регулятор нагрузки переменного тока

Hesam Moshiri

EEWeb

Нагрузки переменного тока окружают нас повсюду, потому что, по крайней мере, бытовая техника питается от сети. Поэтому мы часто сталкиваемся с ситуациями, когда нам хочется полностью контролировать (регулировать мощность) нагрузку переменного тока, такую как лампа, двигатель, пылесос... и т.д.

Мы должны знать, что управление нагрузкой переменного тока отличается от управления нагрузкой постоянного тока. Поэтому для этой цели следует использовать разные электронные схемы.

Предупреждение:

Эта схема подключается непосредственно к сети. Перед использованием устройства необходимо выполнить все меры предосторожности.

На Рисунке 1 показана форма синусоидального напряжения в сети 50 Гц (иногда 60 Гц). Для работы регулятора (диммера) важны точки перехода сетевого напряжения через ноль (точки, в которых синусоида меняет свою полярность). Чтобы определить эти точки, необходимо использовать детектор перехода через ноль. На Рисунке 2 представлена полная принципиальная схема всего устройства.

Элементы R1, R2, IC1, D1 и C3 образуют схему детектора перехода через ноль. Его конструкция обеспечивает надежную изоля-

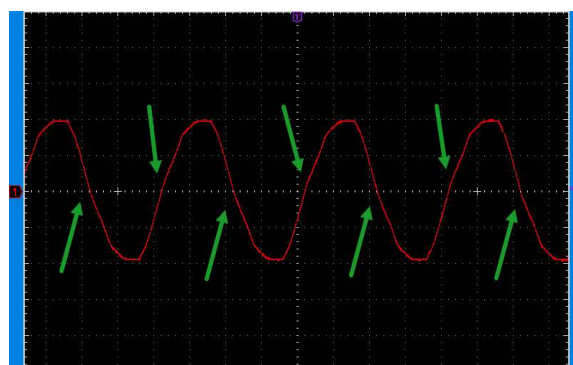


Рисунок 1. Синусоидальное напряжение сети (зеленые стрелки показывают точки пересечения нуля).

цию (оптическую) от сетевого напряжения. Таким образом, мы можем рассчитывать на получение незашумленного сигнала, который можно смело подключать к входам/выходам Arduino. На Рисунке 3 показан выходной сигнал детектора перехода через ноль (вывод 4 оптоизолятора IC1). Конечно, можно использовать не только эту оптопару, но этот компонент я использую и в других конструкциях, где он неплохо справляется со своей задачей.

Итак, как уже понятно, мы будем использовать импульс перехода через ноль для основной управляющей схемы. Проще говоря, именно после запуска (перехода через ноль) мы должны решить, сколько мощности мы

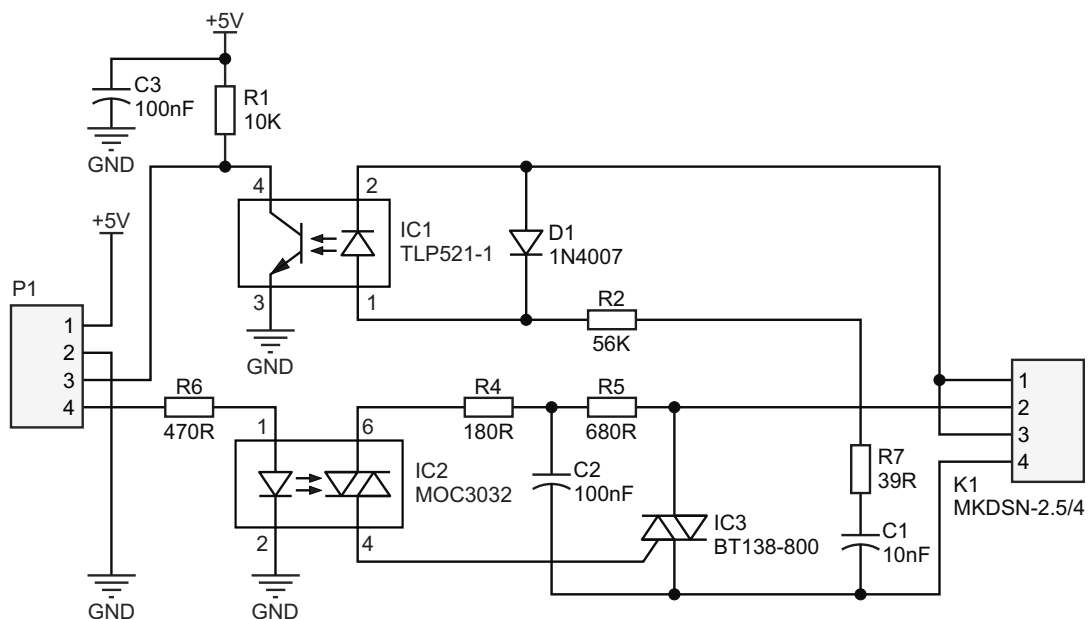


Рисунок 2. Принципиальная схема цифрового диммера переменного тока.

хотим передать в нагрузку. Это будет легче понять позже, после демонстрации кода Arduino и формы выходного напряжения.

IC3 – это симистор BT138. Нагрузка включена последовательно с симистором и сетью переменного тока, поэтому симистор определяет количество энергии, которое должно быть подано в нагрузку.

Внимание:

Монтажное основание симистора BT138 (по умолчанию оно используется для крепления радиатора) соединено с выводом 2. Это означает, что никогда не следует прикасаться к радиатору или прикручивать его к металлическому корпусу!

На элементах R4, R5 и C2 реализована снабберная цепь для оптоизолятора IC2, а на

C1 и R7 – снабберная цепь для IC3 [1]. Эти компоненты упрощают совместимость устройства с различными нагрузками, например, индуктивными.

IC2 представляет собой оптосимистор, который обеспечивает надлежащую гальваническую развязку между стороной цифрового управления и линией переменного тока. Выбран оптосимистор типа MOC3021. Опять же, можно использовать другие оптосимисторы, но будьте осторожны и не используйте компоненты со встроенным детектором перехода через ноль. Эти компоненты предназначены для коммутации нагрузки переменного тока (ВКЛ/ВЫКЛ), а не для регулировки яркости.

На Рисунке 4 показана спроектированная разводка печатной платы. Дорожки, которые должны пропускать большие переменные

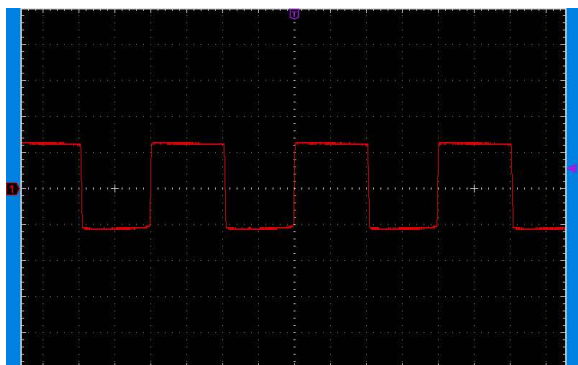


Рисунок 3. Выходной сигнал схемы детектора перехода через ноль.

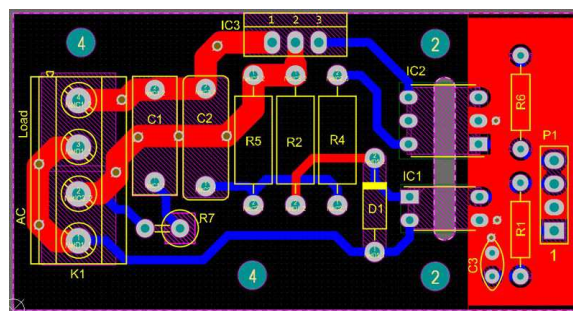


Рисунок 4. Разводка печатной платы диммера переменного тока.

токи, сделаны широкими и двусторонними. Кроме того, дорожки противоположных сторон соединены некоторым количеством переходных отверстий, чтобы уменьшить сопротивление и увеличить способность дорожки пропускать ток.

Все компоненты в корпусах DIP. Поэтому каждый может их быстро припаять и использовать схему в качестве модуля. Резисторы R2, R4, R5 и R7 рассчитаны на мощность 1 Вт. Резисторы R1 и R6 – четвертьваттные. В качестве C1 и C2 можно выбрать конденсаторы с диэлектриком из полиэфирной пленки, но убедитесь, что они рассчитаны на напряжение не менее 400 В. Конденсаторы на напряжение 250 В вроде бы подходят, но 250 В – это немного близко к границам входного напряжения. Поэтому 400 В – разумный выбор для напряжения конденсаторов. Расстояние между выводами конденсатора C1 составляет 10 мм. Для C2 это расстояние равно 10.5 мм. K1 – это разъем МКДСН с шагом контактов 5,08 мм (МКДСН-2.5/4-5.08). P1 – традиционная группа из 4-х штыревых контактов.

Под элементами IC1 и IC2 на печатной плате имеется вырез. Он обеспечивает лучшую гальваническую развязку между двумя участками платы.

На Рисунке 5 показан первый прототип печатной платы. Файлы Gerber проекта можно скачать по ссылке в конце статьи.

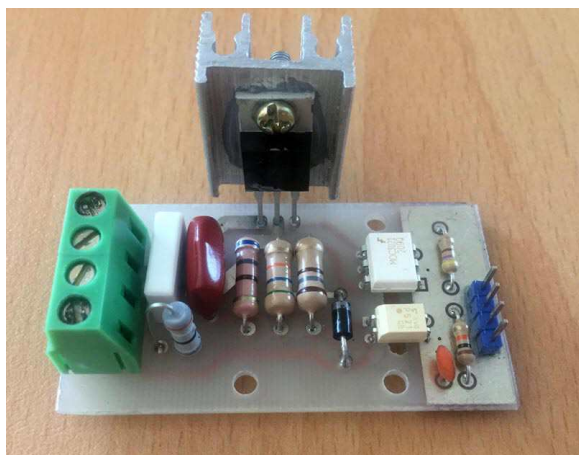


Рисунок 5. Первый прототип схемы.

Прикрепленный радиатор рассчитан только на непродолжительные тесты. Для реального длительного использования необходимо использовать радиатор большего разме-

ра. Расположение симистора IC3 у края печатной платы значительно упрощает задачу установки радиатора.

Теперь пришло время подключить схему к плате Arduino и управлять нагрузкой переменного тока. Я выбрал Arduino Nano, которая имеет достаточно ресурсов для этого проекта, но вы можете использовать и другие платы. Пример кода Arduino для диммера переменного тока приведен ниже:

```
1.  const byte ZCP = 2;
2.  const unsigned int dim = 5000;
3.  void setup() {
4.      pinMode(ZCP, INPUT);
5.      pinMode(10, OUTPUT);
6.      digitalWrite(10, LOW);
7.  }
8.  void loop() {
9.      if (digitalRead(ZCP) == HIGH)
10.         Zero_Cross();
11. }
12. void Zero_Cross() {
13.     digitalWrite(10, LOW);
14.     delayMicroseconds(dim);
15.     digitalWrite(10, HIGH);
16. }
```

Для проверки нашего диммера не обязательно писать сложный код. Существует два метода обнаружения импульсов детектора перехода через нуль: опрос и прерывание. В первой попытке я использовал прерывания, но столкнулся с мерцанием нагрузки в некоторых ситуациях. Мерцание – это раздражающая ситуация, которая случается с некоторыми диммерами. Причина в неправильной временной привязке. Как я уже говорил, точки пересечения нуля очень важны, и любой случайный сдвиг по времени приведет к нестабильности. Использование прерываний приводило к некоторому дрожанию, которое вызывало мерцание при определенных настройках диммера. Поэтому я остановился на методе опроса (строки с 8 по 11).

Все, что нам нужно сделать, это изменить время выключения симистора в обоих полупериодах, чтобы переменная «dim» определяла мощность, передаваемую в нагрузку. Для начала я установил диммер в среднее положение. Это означает, что симистор находится в выключенном состоянии в течение 5 мс. Итак, давайте подтвердим нашу теорию практикой, изучив форму напряжения на нагрузке.

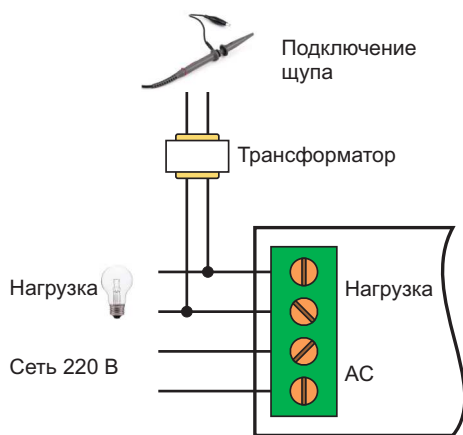


Рисунок 6. Подключение щупов и нагрузки.

Будьте осторожны: никогда не подключайте щупы осциллографа непосредственно к электрической сети. Земляной вывод щупа может образовать замкнутый контур с сетевой клеммой и взорвать все на своем пути, включая вашу схему, щуп, осциллограф или даже вас самих!

Существует несколько решений этой проблемы, например, использование изолятора или дифференциального щупа... и т. д. Я проверял выходное напряжение, используя обычный трансформатор (220 В/12 В). Подключения выполняйте в соответствии с Рисунком 6. Следует отметить, что нагрузка должна быть подключена, иначе вы не увидите истинной формы напряжения.

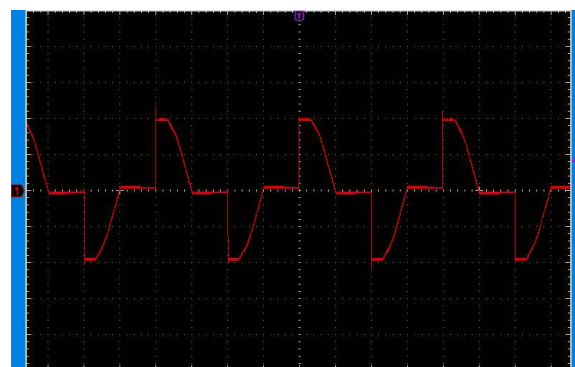


Рисунок 7. Форма выходного напряжения при диммировании 50% (dim = 5000).

На Рисунке 7 показана форма выходного напряжения при диммировании 50%. Можно расширить код и добавить две кнопки для увеличения и уменьшения выходной мощности. Вы можете разработать код и изменить его в соответствии с вашей собственной платой Arduino и вашими конкретными потребностями. [РЛ](#)

Ссылки

1. [RC snubber circuit design for TRIACs](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet NXP BT138-800](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor MOC3032](#)
3. [Datasheet Toshiba TLP521-1](#)

Загрузки

[Файлы Gerber](#)



Эффективная биполярная схема вольтдобавки с цифровым управлением

Stephen Woodward

EDN

Проблема повышения точности аналоговых/ цифровых сигналов за счет предотвращения насыщения усилителей в системах, подключенных только к одной шине питания логических устройств, в последнее время обсуждается более активно и требует творческого подхода к проектированию. Наибольшее внимание уделяют инверторам, формирующим напряжения отрицательной шины для поддержания выходной схемы rail-to-rail

усилителя в «живом» состоянии при нулевом напряжении. Но постоянный и изобретательный автор EDN Кристофер Пол указывает, что точные rail-to-rail аналоговые сигналы нуждаются в таком же расширении напряжения положительной шины по той же самой причине. Он представил несколько интересных и инновационных схем для достижения этой цели в своей статье «Анализ характеристик ШИМ (ЦАП). Часть 2 – Rail-to-rail выходы». [1].

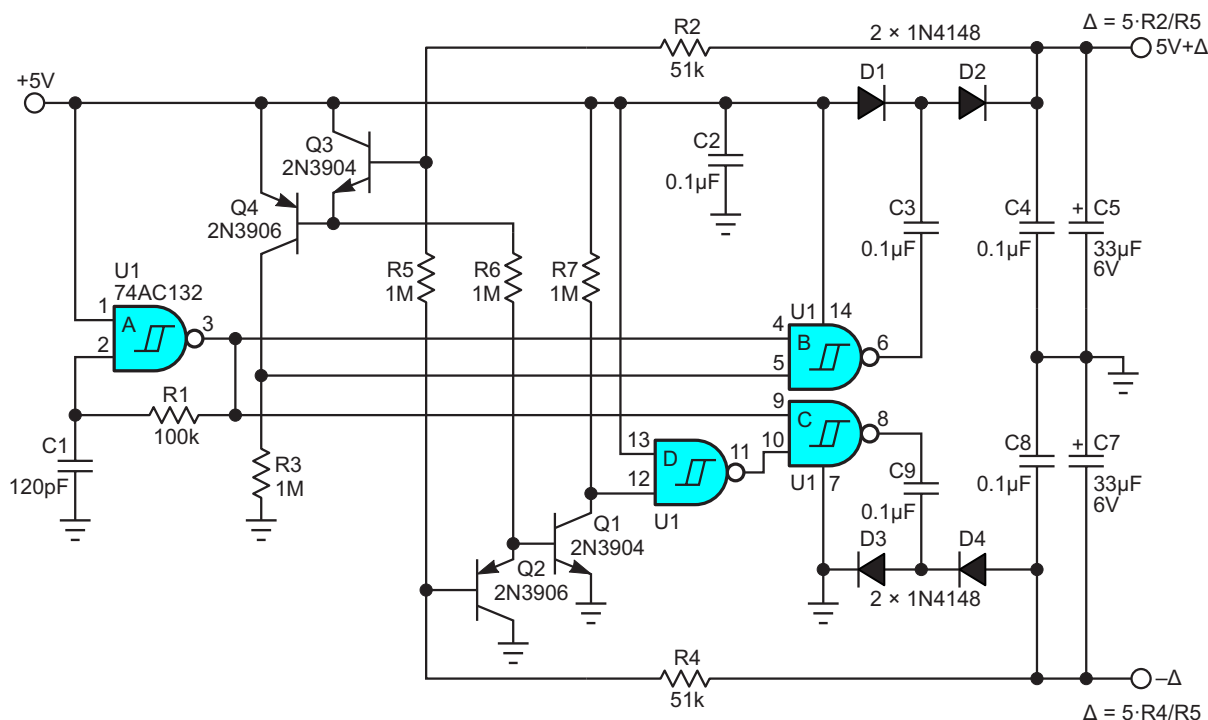


Рисунок 1. Прямое управление зарядовым насосом обеспечивает эффективное формирование и стабилизацию биполярных напряжений за пределами напряжений шин питания.

В представленной здесь схеме затрагивается та же тема, но предлагается иной вариант ее воплощения. Выходное напряжение инвертора регулируется путем кратковременного (порядка десятков микросекунд) цифрового отключения емкостных зарядовых насосов вместо линейного регулирования напряжений после выходов зарядовых насосов. Это обеспечивает очень низкий ток покоя (менее 50 мкА) и хороший КПД по току (примерно 95% при токе нагрузки 1 мА и 99% при токе нагрузки 5 мА).

На Рисунке 1 показано, как это работает.

Генератор на триггере Шмитта U1a формирует непрерывный тактовый сигнал порядка 100 кГц для драйверов зарядового насоса U1b (насос для положительной шины питания) и U1c (для отрицательной шины). Когда работа драйверов разрешена, они могут отдавать выходной ток до 24 мА через соответствующие диодно-конденсаторные зарядовые насосы и связанные с ними фильтры: C4+C5 для положительной шины, C7+C8 для отрицательной. Пиковый размах выходных пульсаций составляет примерно 10 мВ.

Стабилизация выходного напряжения обеспечивается за счет управления накачкой заряда термокомпенсированными компараторами на дискретных транзисторах: Q1-Q2 для U1c на отрицательной шине и Q3-Q4 для U1b на положительной. Средний ток, потребляемый каждым компаратором, составляет примерно 4 мкА, что позволяет достичь упо-

мянутых ранее показателей низкого энергопотребления. Коэффициент усиления напряжения компаратора составляет приблизительно 40 дБ, то есть 100:1.

Значения Δ , на которые напряжения схемы выходят за пределы шин питания, по отношению к +5 В устанавливаются следующим соотношениями:

$$-\Delta = 5V \cdot \frac{R4}{R5},$$

что при указанных на схеме номиналах компонентов для отрицательной шины дает -250 мВ, и

$$+\Delta = 5V \cdot \frac{R2}{R5},$$

что для положительной шины дает +250 мВ.

Обратите внимание, что полярность выходного сигнала компаратора Q1-Q2 противоположна логическому уровню, необходимо для правильного управления насосом U1c. Указанная проблема решается с помощью оказавшегося под рукой инвертора U1d. [РЛ](#)

Ссылки

1. Paul, Christopher. "[Parsing PWM \(DAC\) performance: Part 2 – Rail-to-rail outputs.](#)"

Материалы по теме

1. [Datasheet onsemi MC74AC132](#)

Отличное устройство для калибровки миниатюрных высокочувствительных анемометров

Stephen Woodward

EDN

Анемометры являются важной категорией датчиков окружающей среды. Статьи об их проектировании, сборе данных и линейариза-

ции публиковались в EDN в разделе конструкторских идей, некоторые из которых появились совсем недавно.

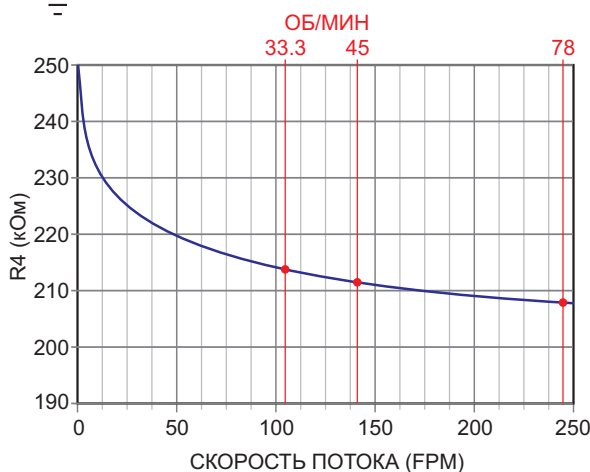
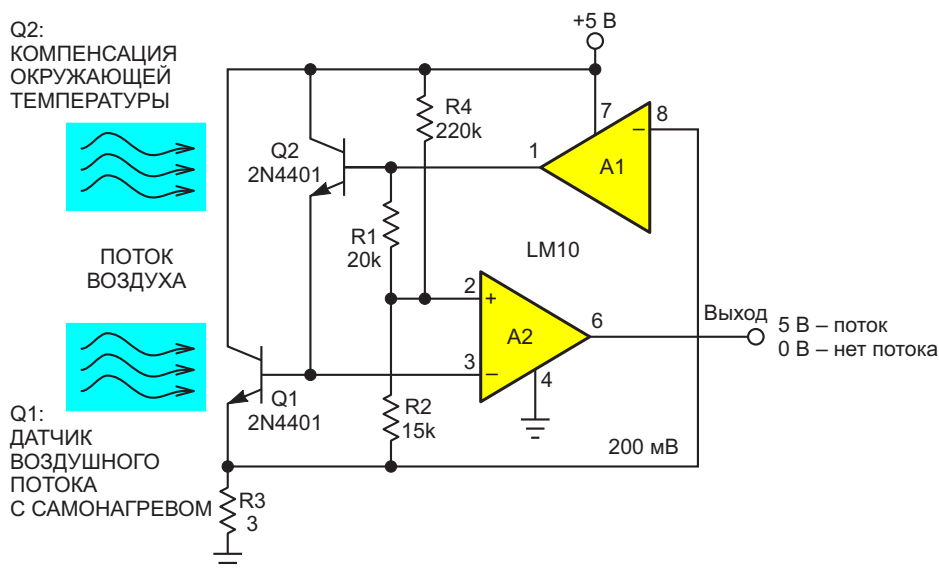
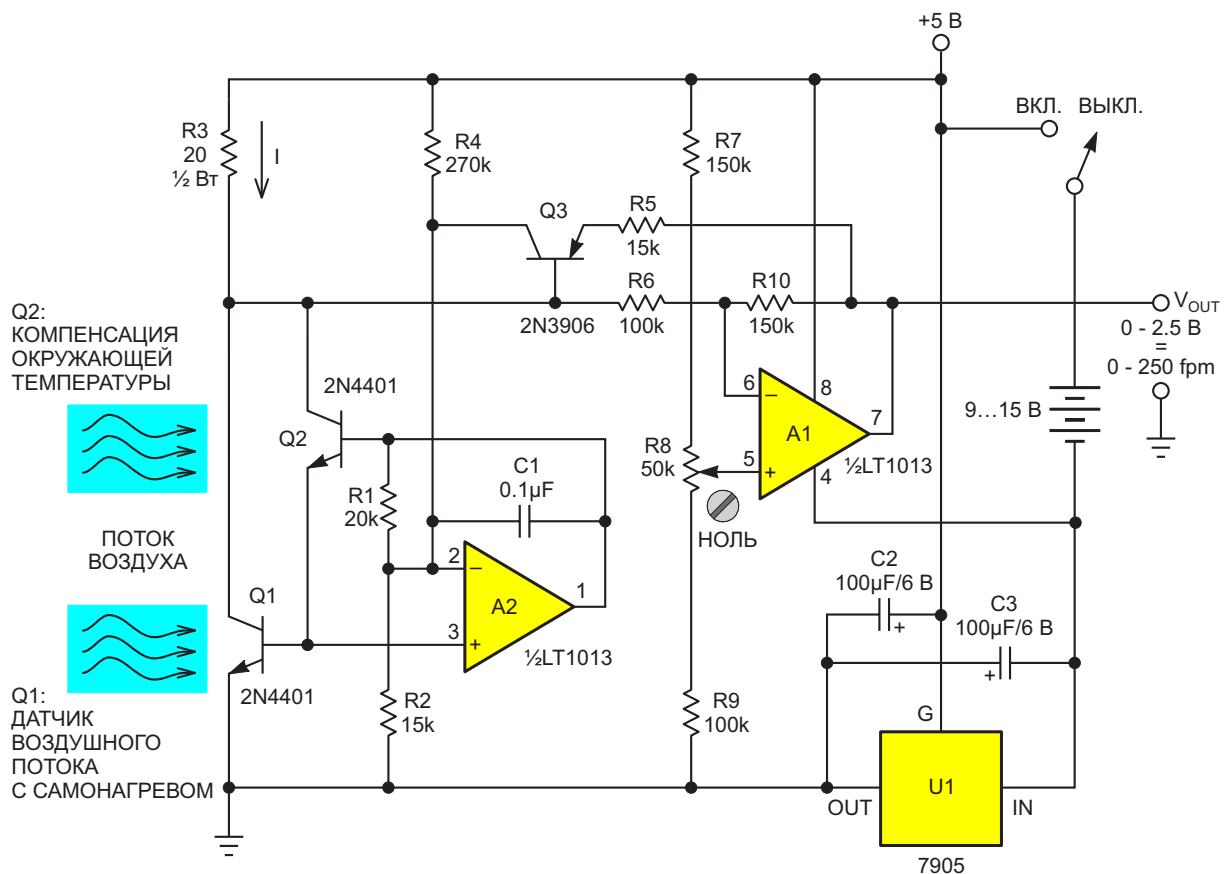


Рисунок 1. Тепловой датчик низкоскоростного воздушного потока, пороговое значение скорости которого устанавливается резистором R4.



Q2: КОМПЕНСАЦИЯ ОКРУЖАЮЩЕЙ ТЕМПЕРАТУРЫ

ПОТОК ВОЗДУХА

Q1: ДАТЧИК ВОЗДУШНОГО ПОТОКА С САМОНАГРЕВОМ

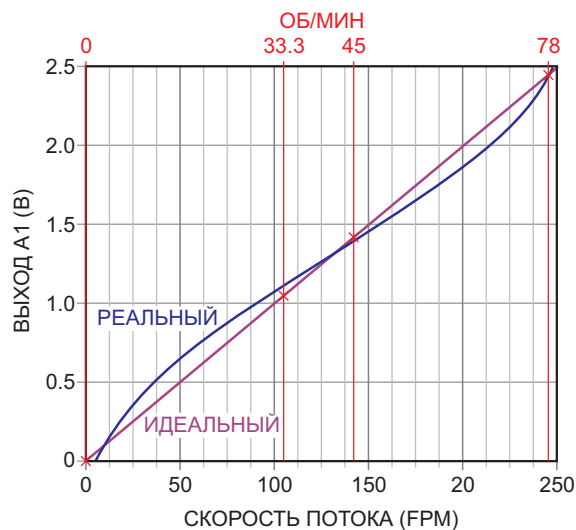


Рисунок 2. Линеаризованный тепловой анемометр низких скоростей с батарейным питанием.

Однако менее освещена тема точных, недорогих (даже импровизационных) методов их тестирования и калибровки.

Показанный здесь метод калибровки подходит для чувствительных миниатюрных полупроводниковых тепловых датчиков расхода воздуха при скорости потока до 250 fpm (футов в минуту), два из которых проиллюстрированы Рисунками 1 и 2. Этот тип особен-

но полезен в таких приложениях, как контроль систем отопления, вентиляции и кондиционирования воздуха, а также измерение и мониторинг распределения воздушного потока при принудительном конвективном охлаждении.

Скорость воздуха, измеряемая любым анемометром, является относительной по отношению к прибору. Двигается ли на самом

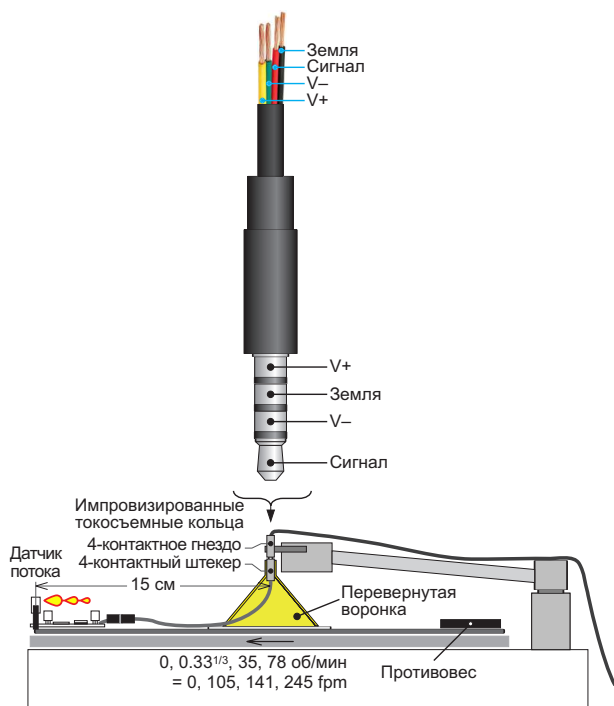


Рисунок 3. «Классный» калибратор анемометра, сделанный из сохраненного проигрывателя грампластинок.

деле воздух или анемометр (или и то, и другое), не имеет значения. Этот простой калибратор состоит из перепрофилированного проигрывателя грампластинок, способного точно работать на традиционных скоростях вращения 33.3, 45, 78 об/мин и, конечно же, на нулевой. См. Рисунок 3.

Удобно, что диаметр стандартной грампластинки составляет один фут. Значит датчик воздушной скорости, установленный на краю обычной выброшенной виниловой пластинки, будет перемещаться по воздуху со скоростью:

Скорость воздушного потока (в футах в минуту) равна $\pi \times \text{об/мин}$:

$$33.3 \text{ об/мин} = 105 \text{ fpm},$$

$$45 \text{ об/мин} = 141 \text{ fpm},$$

$$78 \text{ об/мин} = 245 \text{ fpm}.$$

Соединения между вращающимся датчиком анемометра, внешним (стационарным) источником питания и приборами легко обеспечиваются с помощью простого коммутатора с токосъемными кольцами, изготовленного из стандартного 3.5-мм 4-контактного аудиоразъема и штекера. Первый поддерживается перевернутой пластиковой воронкой, приклеенной к пластинке, а второй прикреплен к тонарму. Небольшое количество смазки на штекере может быть полезно для минимизации потенциально проблемного сопротивления двигателя проигрывателя.

Подходящий противовес, расположенный диаметрально противоположно тестируемому датчику, поможет сбалансировать диск проигрывателя против статических (весовых) и динамических (центростремительных) сил, действующих на вращающуюся схему. **РЛ**

Обратноходовой источник питания 5 В с входным напряжением 85-260 В AC

Hesam Moshiri

hackster.io

Ключевой частью любого электронного устройства является блок питания. Любая нестабильность или неисправность блока питания приводит к тому, что устройство перестает работать или демонстрирует странное поведение. В этой статье я представил импульсный AC/DC обратноходовой источник питания, преобразующий переменное напряжение 85-260 В в постоянное напряжение 5 В при токе нагрузки до 2.5 А, который можно использовать в различных приложениях. Выбор выходного напряжения 5 В удобен для линейных регуляторов, преобразующих 5 В в более низкие напряжения.

Максимальная выходная мощность этого блока питания составляет около 12 Вт, что означает, что он способен обеспечить ток 2.5 А при выходном напряжении 5 В. Микросхема контроллера DK1203 не нуждается ни во внешнем питании, ни в пусковом резисторе, ни во вспомогательной обмотке трансформатора. Ферритовый сердечник трансформатора – EE20. Потенциометр позволяет регулировать выходное напряжение и устанавливать его точно на уровне 5.0 В.

Я проверил плату на предмет падения напряжения, отдаваемого тока и выходных пульсаций. Для выполнения всех тестов я использовал нагрузку постоянного тока Siglent SDL1020X-E и осциллограф Siglent SDS2102X Plus. Я уверен, что создание этой

схемы расширит ваши знания в области проектирования импульсных источников питания, за исключением случаев их использования в реальных приложениях.

Технические характеристики

- Входное напряжение: 85-265 В AC;
- Выходное напряжение: 5 В DC;
- Максимальный выходной ток: 2.5 А;
- Максимальный выходной ток (непрерывный): 2 А;
- Пульсации выходного напряжения (без нагрузки): 1.5 мВ (с.к.з.), 4 мВ (пик-пик);
- Пульсации выходного напряжения (при нагрузке 2 А): 3 мВ (с.к.з.), 25 мВ (пик-пик);
- Максимальное падение напряжения (при нагрузке 2 А): 50 мВ;
- Тип трансформатора: EE20.

Описание схемы

На Рисунке 1 показана принципиальная схема импульсного источника питания. Как видно, микросхема контроллера – это DK1203.

P1 – это входная клемма для входа переменного напряжения. F1 – небольшой предохранитель на 500 мА, а R1 – варистор 7D741 для поглощения высоковольтных бросков напряжения. Конденсатор C2 емкостью 100 нФ, предназначенный для снижения высокочас-

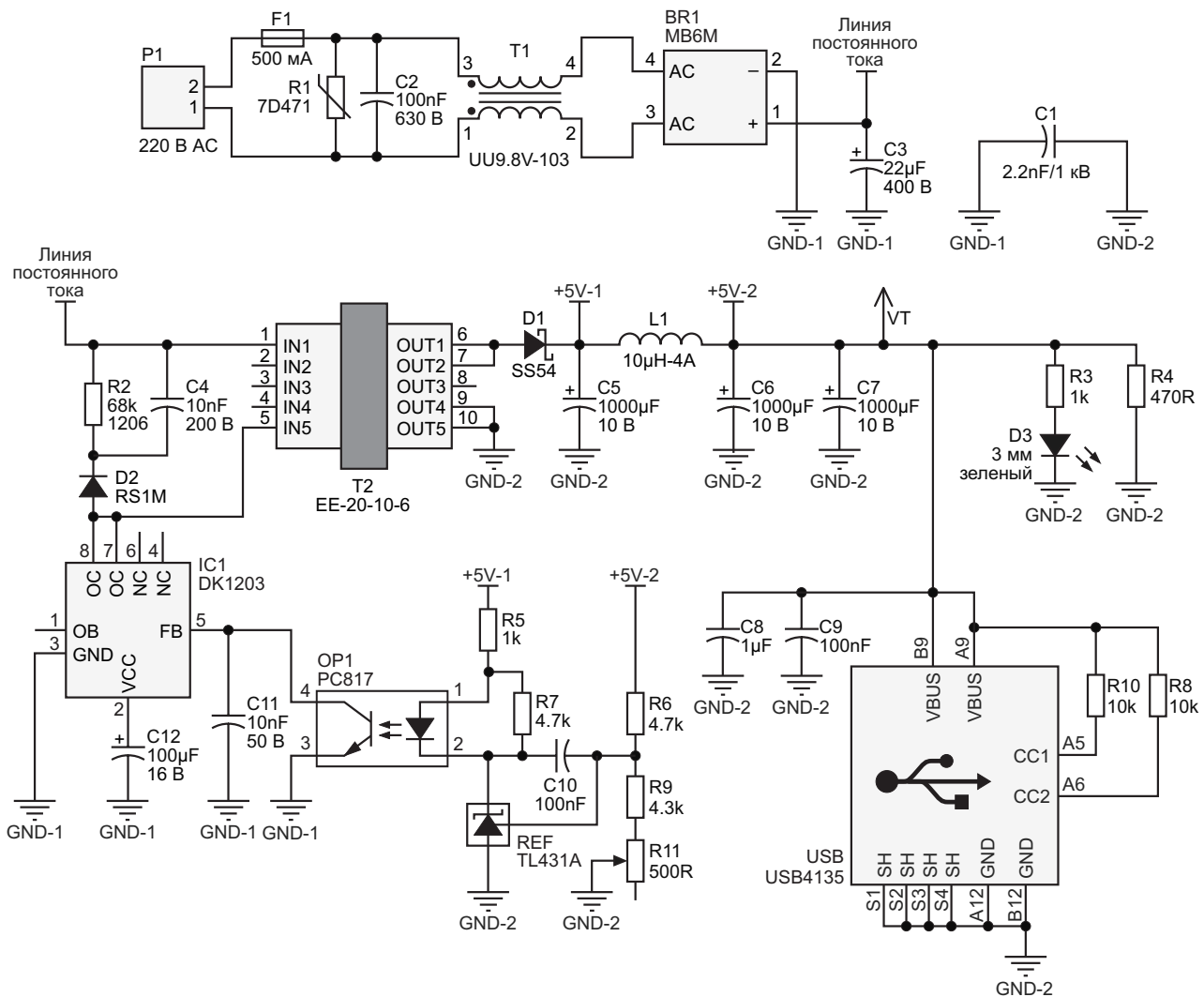


Рисунок 1. Принципиальная схема обратного импульсного источника питания.

тотных помех, должен быть класса X2. T1 – это синфазный дроссель. Сетевое напряжение выпрямляется мостовым выпрямителем MB6M компании Vishay (BR1) и сглаживается конденсатором C3 емкостью 22 мкФ/400 В.

Элементы R2, C4 и D2 относятся к снабберной цепи, предназначенной для гашения помех переключения. D2 – диод с быстрым восстановлением RS1M в корпусе SMA. Контроллер импульсного преобразователя типа DK1203. Оптопара OP1 типа PC817 обеспечивает интерфейс с контроллером IC1 для измерения выходного напряжения и его стабилизации. REF – шунтовой регулятор TL431 для стабилизации выходного напряжения и передачи любых флуктуаций на оптопару.

Выходное напряжение выпрямляется диодом Шоттки D1 типа SS54 в корпусе

SMC. Элементы C5, C5, C7 и L1 используются для снижения выходных пульсаций. Резистор R4 сопротивлением 470 Ом, обеспечивающий предварительную нагрузку для стабилизации выходного напряжения, должен быть типоразмера 1206. 3-миллиметровый зеленый светодиод D3 индицирует правильную работу источника питания. Конденсаторы C8 и C9 снижают уровень высокочастотных помех. Контрольная точка VT (один штыревой контакт) позволяет использовать мультиметр для измерения выходного напряжения, чтобы с помощью потенциометра R11 установить точное значение 5.0 В.

USB – это разъем USB Type-C USB4135 для подключения кабеля USB Type-C, питающего внешние устройства.

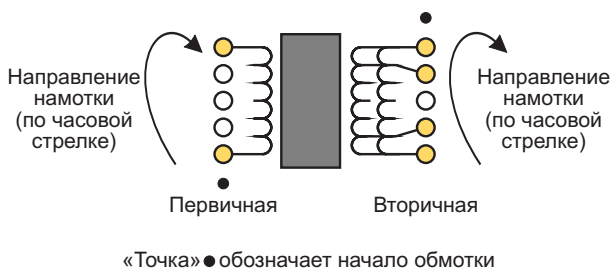


Рисунок 5. Намотка трансформатора.

ритовый сердечник и каркас EF20, а на Рисунке 5 – способ намотки трансформатора.

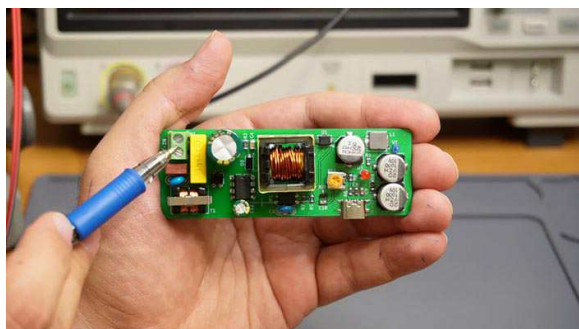


Рисунок 6. Собранная печатная плата обратного импульсного источника питания.

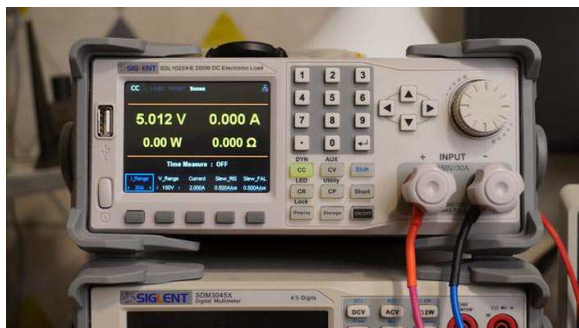


Рисунок 7. Выходное напряжение источника питания (без нагрузки).

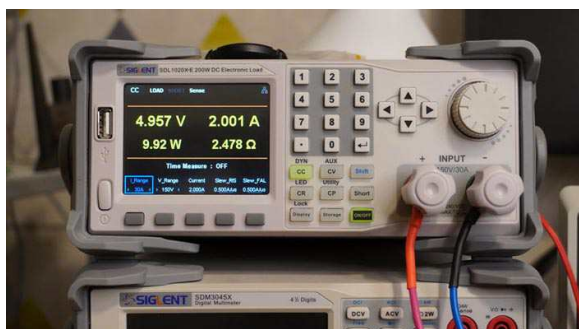


Рисунок 8. Выходное напряжение источника питания (нагрузка 2 А).

Сборка и испытание

Собранная печатная плата показана на Рисунке 6.

Я провел три теста для этого блока питания: измерение падения выходного напряжения, нагрузочной способности и выходных пульсаций.

На Рисунках 7 и 8 показано поведение блока питания, сначала без нагрузки, а затем под максимальной непрерывной нагрузкой 2 А. Как подтверждает нагрузка постоянного тока, падение напряжения составляет всего около 50 мВ.

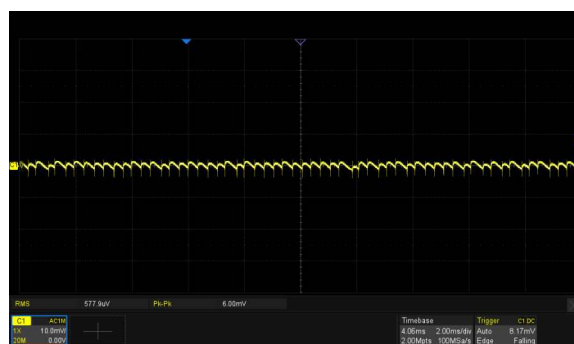


Рисунок 9. Выходные пульсации источника питания (без нагрузки).

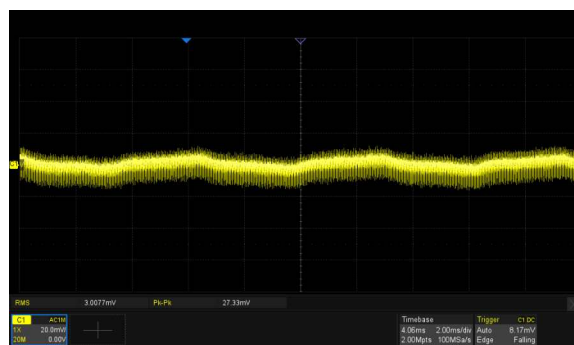


Рисунок 10. Выходные пульсации источника питания (нагрузка 2 А).

Аналогичным образом я протестировал выходные пульсации источника питания сначала без нагрузки (Рисунок 9), а затем под максимальной непрерывной нагрузкой 2 А (Рисунок 10). Если выходной диод и дроссель будут сильно нагреваться, с помощью термоклея установите на каждый из них неболь-

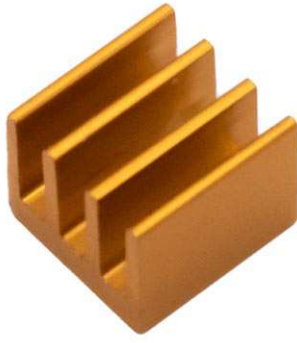


Рисунок 11. Рекомендуемый радиатор 7×7×6 мм для диода D1 и дросселя L1 (при необходимости).

шой радиатор. Такой радиатор показан на Рисунке 11. VT – это контрольная точка для подключения мультиметра и регулировки выходного напряжения до 5 В. Такое подключение показано на Рисунке 12. [РЛ](#)

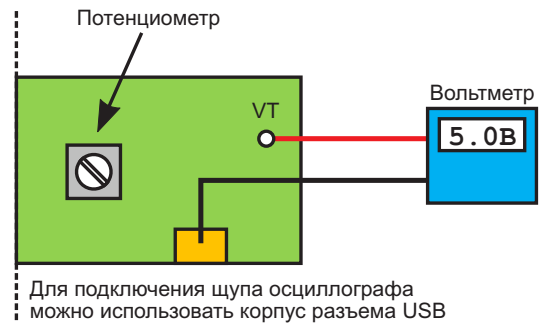


Рисунок 12. Регулировка выходного напряжения.

Материалы по теме

1. [Datasheet Linkage Goston Electronics DK1203](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TL431A](#)
3. [Datasheet First Silicon PC817](#)
4. [Datasheet Nanjing International Group SS54](#)
5. [Datasheet Unisonic Technologies RS1M](#)
6. [Datasheet Vishay MB6M](#)

Загрузки

[Файлы Gerber](#)



Высококачественный источник питания для любительской лаборатории



Максим Соловьев

Этот лабораторный источник питания создавался в первую очередь для испытаний аналоговых схем, чувствительных к пульсациям питающего напряжения. Ставилась задача создать в любительских условиях прибор, не уступающий по своим характеристикам и функционалу промышленным образцам.

В своей основе лабораторный источник питания (далее ИП) представляет собой два независимых линейных стабилизатора напряжения (далее ЛСН) с последовательным включением регулирующего элемента между выпрямителем и нагрузкой. Такой тип линейных стабилизаторов характеризуется низким уровнем пульсаций и шумов, высоким коэффициентом стабилизации, быстрой реакцией на изменения входного напряже-

ния и сопротивления нагрузки, относительной простотой реализации.

Лабораторный источник питания может работать в режиме стабилизации напряжения и в режиме стабилизации тока. Дополнительно предусмотрен параллельный режим работы двух каналов ИП, при котором ток нагрузки распределяется в равной степени между каналами. Имеется быстродействующая защита от коротких замыканий на выходе. Для отвода тепла применена активная система воздушного охлаждения с автоматической регулировкой оборотов вентилятора.

Лабораторный источник питания обладает следующими характеристиками:

- Напряжение питания – $230\text{ В} \pm 10\%$, 50 Гц;
- Максимальная потребляемая мощность – не менее 200 Вт;
- Диапазон регулировки выходного напряжения – $0 \dots 30\text{ В}$;
- Диапазон регулировки выходного тока – $0 \dots 3\text{ А}$;
- Количество каналов питания – 2;
- Амплитудное значение напряжения пульсаций – не более 3 мВ.

При создании конструкции за основу были взяты схемотехнические решения фирмы Agilent Technologies, которые довольно подробно описаны в книге [1]. Рассмотрим упрощенную схему ЛСН одного канала, показанную на Рисунке 1.

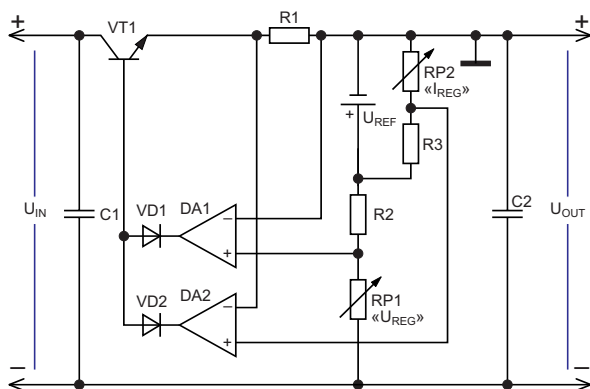


Рисунок 1. Упрощенная схема ЛСН одного из каналов ИП.

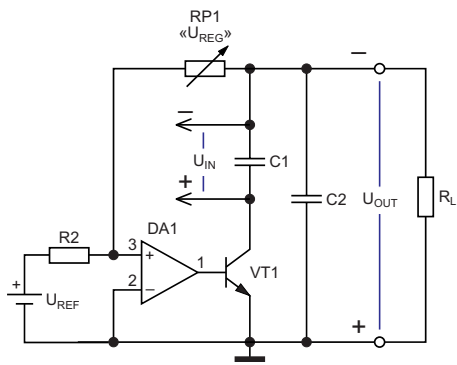


Рисунок 2. Упрощенная схема канала регулировки напряжения.

Канал регулирования напряжения построен на ОУ DA1, который совместно с резисторами RP1, R2 и транзистором VT1 представляет собой усилитель, на вход которого подается опорное напряжение. Схема на Рисунке 2 иллюстрирует трансформацию схемы на Рисунке 1. На ней показан принцип работы канала регулирования напряжения.

Величина выходного напряжения U_{OUT} определяется по формуле:

$$U_{OUT} = -U_{REF} \frac{RP1}{R2}.$$

Канал регулировки тока построен на ОУ DA2. На инвертирующий вход ОУ DA2 подается сигнал от датчика тока, роль которого выполняет резистор R1. На неинвертирующий вход подается опорное напряжение. Величина опорного напряжения регулируется при помощи делителя на резисторах RP2 и R3, что позволяет задавать порог ограничения по току. При появлении разницы напряжений на входах ОУ на выходе ОУ формируется сигнал ошибки, который управляет регулирующим элементом в виде транзистора VT1. В свою очередь регулирующий элемент меняет свою проводимость так, чтобы компенсировать сигнал ошибки и обеспечить поддержание тока на выходе ИП постоянным за счет изменения напряжения на нагрузке.

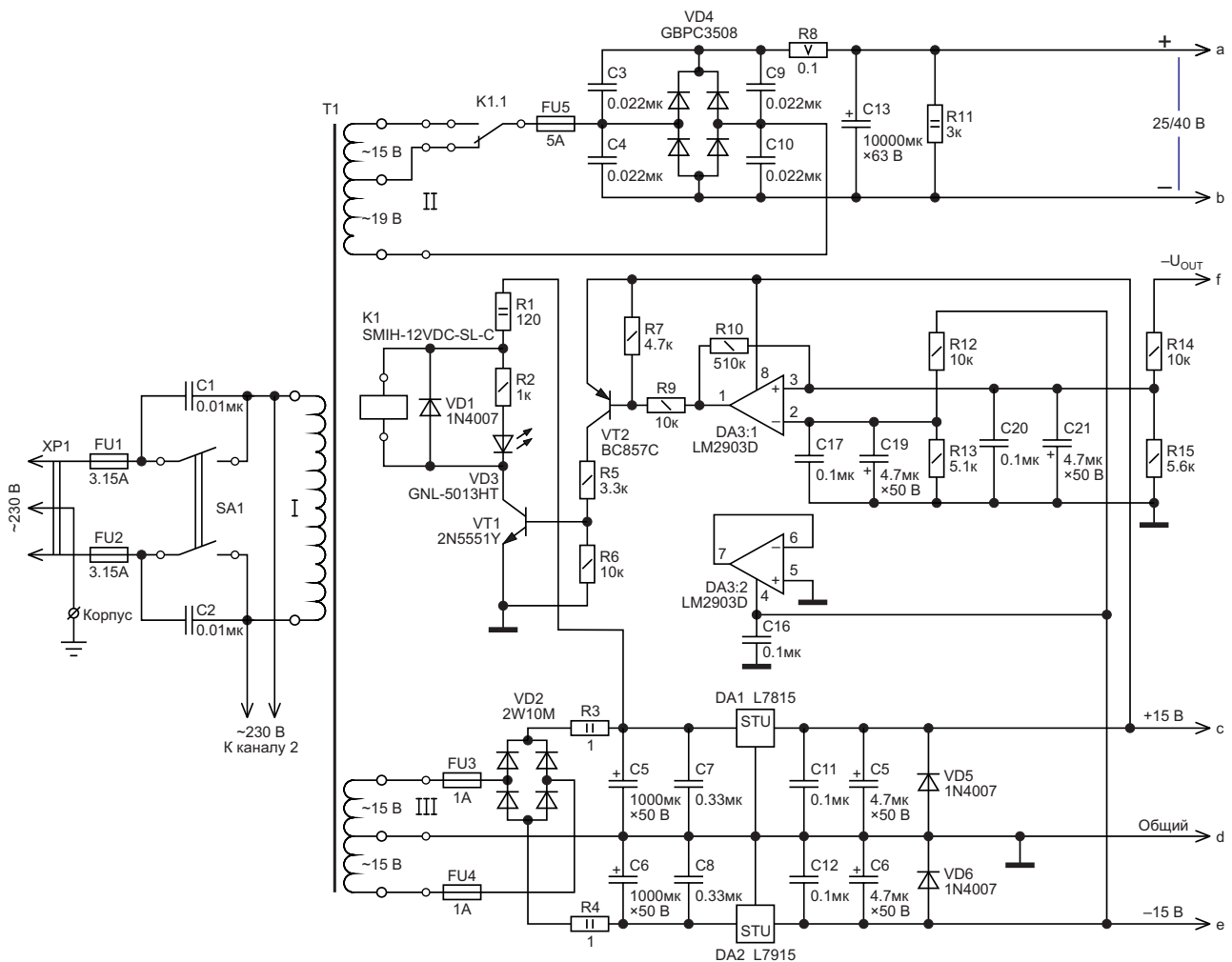


Рисунок 3. Принципиальная схема лабораторного ИП (часть 1).

На Рисунках 3 и 4 показана принципиальная схема одного канала лабораторного источника питания.

На вторичной обмотке сетевого трансформатора Т1 формируется основное напряжение питания, которое подается на вход ЛСН через выпрямительный мост VD4, резистор R8, и сглаживающий конденсатор C13. Вторичная обмотка имеет отвод, который коммутируется реле К1. Резистор R8 снижает броски тока через конденсатор C13 в момент включения ИП и при коммутации выводов вторичной обмотки. Конденсаторы C3, C4, C9, C10 способствуют уменьшению импульсных помех, возникающих при переходных процессах в диодах во время работы выпрямителя. Если напряжение на выходе ИП меньше 15 В, то реле К1 выключено, и на вход ЛСН подает-

ся напряжение величиной около 25 В. Если напряжение на выходе ИП больше 15 В, то реле К1 включается, и на вход ЛСН подается напряжение величиной порядка 40 В. Работой реле К1 управляет компаратор, построенный на микросхеме DA3. Такая схема коммутации позволяет снизить падение напряжения на регулирующем элементе ЛСН и рассеиваемую на нем мощность.

Переменное напряжение с третичной обмотки сетевого трансформатора Т1 поступает на выпрямительный мост VD2 и на интегральные стабилизаторы напряжения DA1 и DA2, формирующие двуполярное напряжение питания каналов регулировки тока и напряжения, источника опорного напряжения, и компараторов. Питание узлов управления ЛСН от отдельной обмотки

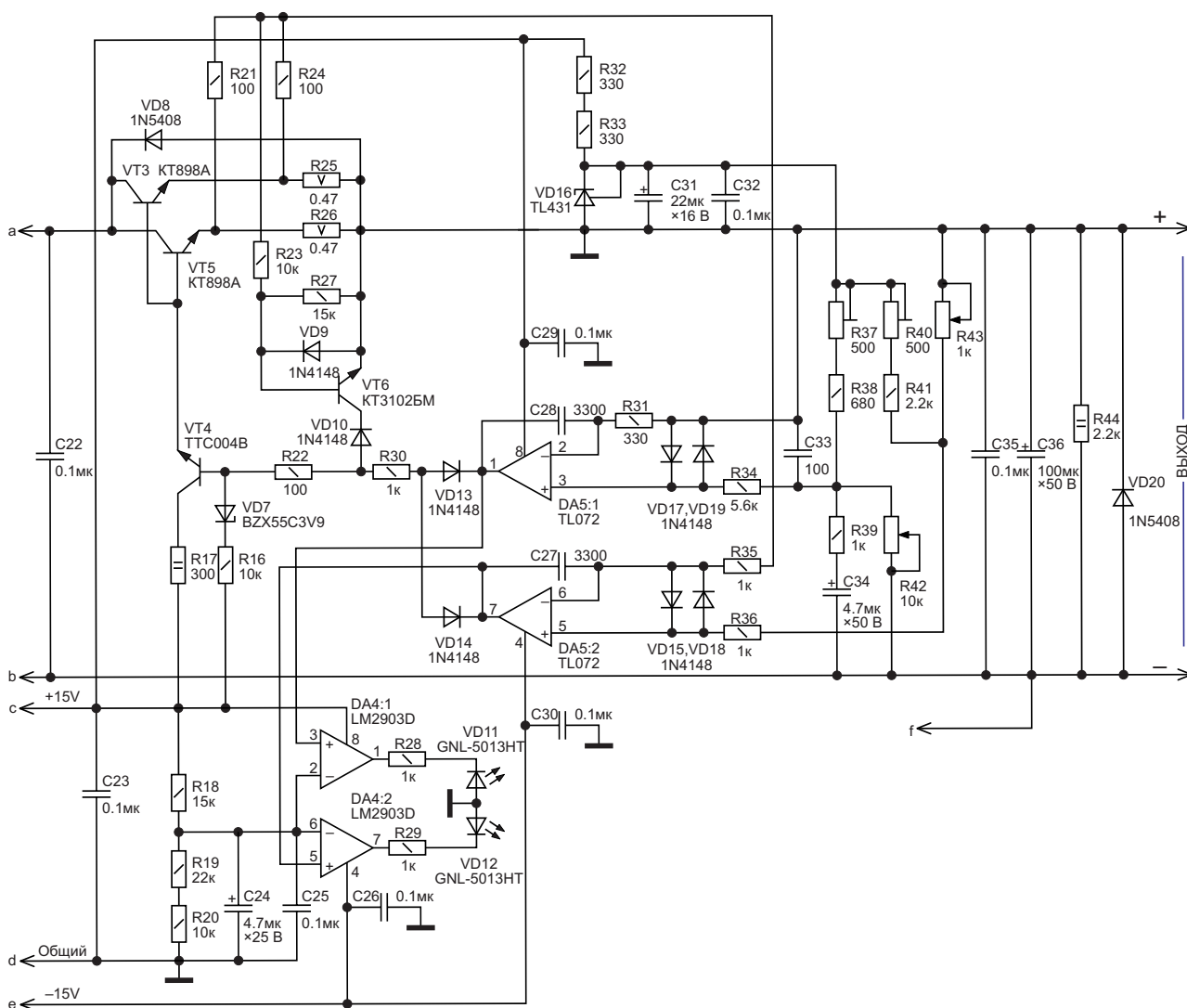


Рисунок 4. Принципиальная схема лабораторного ИП (часть 2).

трансформатора позволяет сохранять способность источника питания контролировать напряжение и ток при любом характере нагрузки и выдерживать режим короткого замыкания в течении длительного времени.

На сдвоенном ОУ DA5 построены каналы регулировки тока и напряжения. Диоды VD15, VD17, VD18, VD19 защищают входы ОУ от превышения дифференциального напряжения. Компоненты C27, C28, C33, R39, C34, C35, C36 обеспечивают устойчивость каналов регулирования при любых режимах работы. Переменным резистором R42 регулируется напряжение на выходе ИП. Переменным резистором R43 задается ограничение по току. Подстроечные резисторы R37 и R40 служат для настройки диапазонов регулировки напряжения и тока. Источник опорного напряжения выполнен на микросхеме TL431 (VD16).

На транзисторе VT6 выполнен быстродействующий узел защиты от перегрузки по току. Он предохраняет регулирующий элемент ЛСН, построенный на транзисторах VT3-VT5, от выхода из строя в случае неисправности канала регулировки тока и при высокой скорости изменения тока нагрузки. Порог срабатывания этого узла защиты выбран немного большим максимального тока, который можно установить при помощи R43, и составляет порядка 4.5 А. Диоды VD10, VD13, VD14 исключают взаимовлияние каналов управления и защиты друг на друга. На резисторах R16, R22, R30 и стабилитроне VD7 выполнен узел согласования выходов ОУ DA5 с входом регулирующего элемента. Стабилитрон VD7 уменьшает падение напряжения на резисторе R16 и обеспечивает небольшой сдвиг выходных уровней ОУ DA5 для компенсации падений напряжения на диодах VD13 и VD14. Диоды VD8 и VD20 защищают компоненты ИП от обратного напряжения, которое может возникнуть при индуктивном характере нагрузки.

На микросхеме DA4 построены два компаратора, которые управляют светодиодами индикации режимов работы ИП. Светодиод VD11 включается, когда ИП находится в режиме стабилизации напряжения. В свою очередь, VD12 включается, когда ИП находится в режиме стабилизации тока.

Схема регулятора оборотов вентилятора

Схема регулятора оборотов вентилятора показана на Рисунке 5. Транзисторы VT1 и VT2 являются датчиками температуры, которые устанавливаются на радиаторы каждого из каналов ИП. Напряжение УБЭ транзисторов VT1 и VT2 зависит от температуры и с ее ростом уменьшается на 2.1 мВ/°С. Это ведет к тому, что при фиксированном значении УБЭ ток через коллекторы этих транзисторов будет значительно возрастать, увеличивая падение напряжение на резисторе R6. Вследствие этого увеличится напряжение U_{GS} транзистора VT3, что приводит к его открытию и росту тока через вентилятор. Делитель напряжения R1 – R3 задает фиксированное значение напряжения УБЭ транзисторов VT1 и VT2.

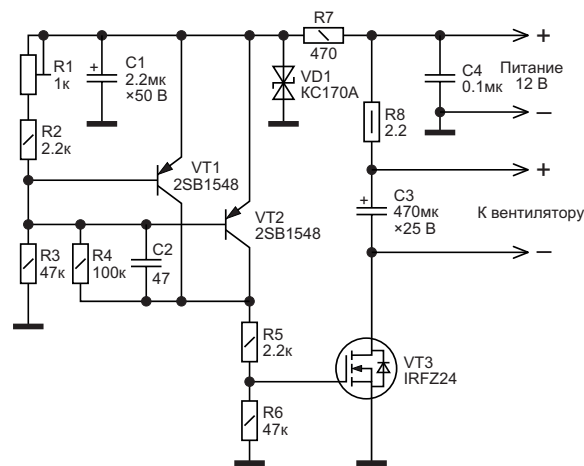


Рисунок 5. Принципиальная схема регулятора оборотов вентилятора.

Подстроечным резистором R1 можно менять это значение, изменяя, соответственно, температуру, при которой вентилятор начнет вращаться. При помощи резистора R4 и конденсатора C2 в схему введена небольшая ОС, снижающая ее чувствительность к помехам и повышающая устойчивость. Параметрический стабилизатор напряжения на стабилитроне VD1 и резисторе R7 исключает зависимость напряжения УБЭ транзисторов VT1 и VT2 от колебаний напряжения питания.

Параллельный режим работы

Параллельный режим работы обеспечивает равное распределение токов между

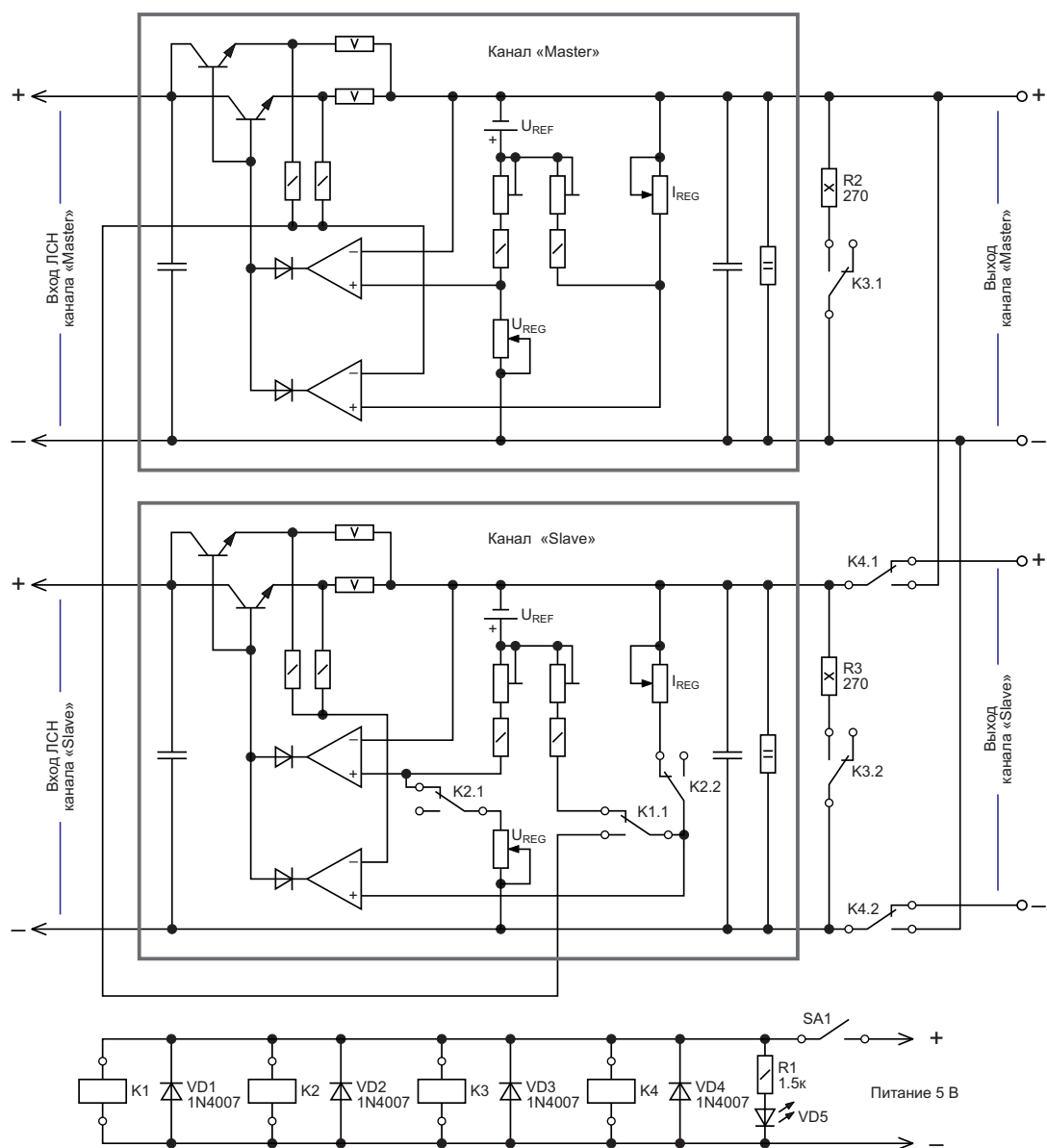


Рисунок 6. Упрощенная схема реализации параллельного режима работы.

каналами ИП при любой нагрузке и позволяет управлять двумя каналами ИП, используя только элементы настройки одного из каналов, именуемого «Master». Упрощенная схема, демонстрирующая реализацию параллельного режима работы, показана на Рисунке 6.

Канал «Master» функционирует без изменений, и может работать как в режиме стабилизации тока, так и в режиме стабилизации напряжения. При нажатии на кнопку SA1 выходы каналов ИП соединяются параллельно. Канал «Slave» использует свою схему регулирования для нивелирования разницы между падениями напряжений на

токоизмерительных резисторах обоих каналов, что приводит к полному равенству токов, протекающих через них. Соответственно, между каналами «Master» и «Slave» ток нагрузки всегда будет распределяться в равной степени. Для корректной работы каналов ИП в параллельном режиме требуется создать небольшой начальный ток нагрузки. С этой целью в схему добавлены резисторы R2 и R3.

Особенности конструкции

В авторском варианте конструкции лабораторный источник питания выполнен в корпусе от бесперебойного источника питания

фирмы APC. Схема ИП, которая приведена на Рисунках 4 и 5, выполнена на двух печатных платах. На одной расположено реле К1 коммутации обмоток, компаратор на DA3, и стабилизаторы напряжения на микросхемах DA1 и DA2, на другой – элементы ЛСН. Микросхемы DA1 и DA2 устанавливаются на радиаторы площадью 30 см². Платы общие для двух каналов. В качестве силовых трансформаторов использовались трансформаторы ТПП245-220-50 (2 шт.) и трансформатор от усилителя «Корвет 100У-068С».

Транзисторы VT3 и VT5 (Рисунок 4) необходимо установить на радиатор площадью 1500 см², обязательно с применением теплопроводящей пасты КПТ-8 без использования изолирующих прокладок. Транзистор VT4 (ТТС004В) имеет изолированный корпус и устанавливается на один радиатор с транзисторами VT3 и VT5. Его можно заменить на КТ815Г, или ВД139, однако в этом случае необходимо использовать изолирующую прокладку при его установке на радиатор. Резисторы R8, R25, R26 (Рисунки 3 и 4) – С5-16М, конденсатор С31 – танталовый, остальные электролитические конденсаторы – оксидные. Конденсаторы С1 и С2 – пленочные класса Х2, рассчитанные на переменное напряжение не менее 300 В. Конденсаторы С3, С4, С9, С10, С22, С35 – пленочные, на напряжение 100 В, остальные конденсаторы – керамические Х7R, NP0, на напряжение не менее 50 В. Резисторы R1, R3, R4, R11, R17, R44 – МЛТ-2, остальные резисторы мощностью 0.25 Вт – SMD типоразмера 1206. Диодный мост VD4 каждого из каналов ИП должен быть установлен на радиатор площадью не менее 200 см². В авторской конструкции для этой цели служил сам корпус ИП. Конденсаторы С16, С18, С23, С26, С29, С30 должны располагаться как можно ближе к выводам 4 и 8 микросхем DA3, DA4, DA5.

Радиаторы обоих каналов ИП, на которых установлены транзисторы VT3 – VT5, должны обдуваться вентилятором. Рекомендуется использовать вентилятор Jamicon JF0925B1H-R, или аналогичный. Транзистор VT1 регулятора оборотов вентилятора (Рисунок 5) крепится на радиатор канала «Master» ИП, а VT2 – канала «Slave». В этой схеме применены транзисторы 2SB1548, так как они имеют изолированный корпус, удобный для

крепления на радиаторе. Их можно заменить другими аналогичными транзисторами, а также рядом транзисторов более низкой мощности, однако при этом нужно позаботиться о том, чтобы выводы этих транзисторов не имели электрического контакта с радиаторами. При замене транзисторов VT1 и VT2 другими типами может понадобиться подбор резистора R2. Транзистор VT3 необходимо установить на радиатор площадью 30 см².

Индикация выходного напряжения и тока, а также управление каналами ИП при параллельном режиме работы были реализованы с помощью готовых модулей индикации и релейных модулей, приобретенных на AliExpress. Реле К4 (Рисунок 6) должно быть рассчитано на коммутацию постоянного тока величиной не менее 5 А. Модули индикации выходного напряжения и тока подключаются непосредственно на выходе каждого канала ИП в соответствии со штатной схемой включения. Для их питания желательно использовать отдельные обмотки силовых трансформаторов, подключенные к выпрямителям, и стабилизаторы напряжения на L7815.

Настройка ИП

Настройка ИП заключается в установке пределов регулировки тока и напряжения подстроечными резисторами R37 и R40 (Рисунок 4), и настройке температуры включения вентилятора охлаждения с помощью подстроечного резистора R1 (Рисунок 5). Далее необходимо проверить работу ИП в режимах стабилизации тока и напряжения под нагрузкой, убедившись при помощи осциллографа в отсутствии пульсаций на выходе. **РЛ**

Литература

1. [DC Power Supply Handbook \(Agilent AN90B\)](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM2903](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics TL072](#)
3. [Datasheet Diodes TL431](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor 1N5408](#)
5. [Datasheet Panasonic 2SB1548](#)
6. [Datasheet Vishay IRFZ24](#)
7. [Datasheet Vishay BZX55](#)
8. [Datasheet MCC GBPC3508](#)
9. [Datasheet Taiwan Semiconductor 2W10M](#)

источник тока. Замыкание кнопки обнаруживается транзистором Q_3 в приемном тракте. При появлении высокого уровня на выводе TX микроконтроллера транзистор Q_2 зажигает светодиод LED_2 и открывает транзистор Q_1 . Транзистор Q_1 выдает постоянный ток в светодиод LED_1 через резистор R_2 и диод D_1 .

Светодиод LED_2 является недорогим, но эффективным источником опорного напряжения, поддерживающим постоянное напряжение на токозадающем резисторе R_1 . Если сопротивление резистора R_3 выбрано в соответствии с требуемым базовым током транзистора Q_2 , значения тока светодиода LED_2 и напряжения на нем могут быть установлены достаточно точными и постоянными. Например, при $R_3 = 430 \text{ Ом}$ ток светодиода LED_2 составляет примерно 10 мА при напряжении 5 В на базе транзистора Q_2 (высокий уровень на выводе TX). Если в качестве LED_2 , используется такое устройство, как HLMP-1000, его прямое напряжение остается постоянным и составляет порядка 1.6 В, поддерживая примерно 0.9 В на резисторе R_1 . Результирующий ток 20 мА или около того, протекающий через транзистор Q_1 , обеспечивает достаточную яркость свечения светодиода LED_1 и остается приемлемо постоянным при изменении напряжения V_B или температуры.

Пока кнопка S_1 разомкнута, транзистор Q_3 остается в открытом состоянии за счет подтягивающего резистора R_6 , поддерживая низкий уровень на выводе приемника RX. Уровень на выводе RX остается низким, независимо от того, включен ли светодиод LED_1 . Когда кнопка замыкается, значения сопротивлений резисторов R_4 и R_6 гарантируют, что напряжение базы транзистора Q_3 понизится примерно до 150 мВ (при $V_S = 5 \text{ В}$), и транзистор Q_3 закроется, позволяя установиться высокому уровню на выводе RX. Пока кнопка остается замкнутой, уровень напряжения на выводе RX остается высоким, независимо от состояния вывода TX. Питание источника тока непосредственно от напряжения аккумуляторной батареи автомобиля V_B , а не от напряжения питания микроконтроллера, не только снимает нагрузку с низковольтного регулятора, но и обеспечивает правильное смещение светодиода LED_1 , даже при очень низком зна-

чении V_S . Таким образом, при правильно выбранных номиналах резисторов R_3 , R_4 и R_6 , схема может работать при напряжении V_S всего 3 В, или даже ниже. Еще одно преимущество схемы заключается в том, что светодиод LED_1 можно заменить несколькими светодиодами, соединенными последовательно. При $V_B = 12 \text{ В}$ источник тока способен управлять четырьмя или пятью светодиодами.

Резистор R_2 является несущественный компонентом, но он снижает рассеяние энергии транзистором Q_1 . Диод D_1 обеспечивает защиту источника тока от положительного перенапряжения, а супрессор D_2 может защитить от опасных бросков напряжения, часто возникающих в автомобильных системах. Элементы C_2 и R_4 обеспечивают определенную фильтрацию помех и практически не оказывают влияния на переключение транзистора Q_3 . Элементы C_1 и R_5 могут понадобиться для коррекции частотной характеристики транзистора Q_2 , чтобы избежать возможности высокочастотной генерации. Типы транзисторов не имеют решающего значения; подойдет большинство устройств с приличным коэффициентом усиления тока и достаточной номинальной мощностью. Светодиод LED_2 выполняет тройную функцию. Помимо того, что он вырабатывает эталонное напряжение для источника тока, он также обеспечивает местную индикацию статуса внешнего светодиода, загораясь синхронно со светодиодом LED_1 . Кроме того, он обеспечивает индикацию обрыва (обрыва провода), полностью отключаясь (даже при высоком уровне TX) в случае разрыва соединения между D_1 и внешним светодиодом, – функция, которая может быть полезна для поиска и устранения неисправностей. В случае обрыва провода через транзистор Q_1 течет небольшой коллекторный ток, и его переход база-эмиттер шунтирует LED_2 ; при условии, что сопротивлению резистора R_1 намного меньше, чем R_3 , шунт забирает ток смещения LED_2 , тем самым выключая его. Хотя схема была разработана для автомобильной продукции, ее можно легко адаптировать для использования в других приложениях, в которых простой пользовательский интерфейс должен работать по одной линии. **ПЛ**

Питание синего светодиода от 3-вольтовой батареи

Sergi Sánchez, Federal Signal Vama SA, Vilassar De Dalt

EDN

При использовании синего светодиода могут возникнуть проблемы, если доступное напряжение питания не превышает прямого падения напряжения светодиода в 3 В. В этой статье показано, как управлять синим светодиодом при питании от батареи 3 В или от другого источника. Для получения напряжения, достаточного для питания синего светодиода D_1 , в схеме на Рисунке 1 используется инвертор напряжения IC_1 – микросхема

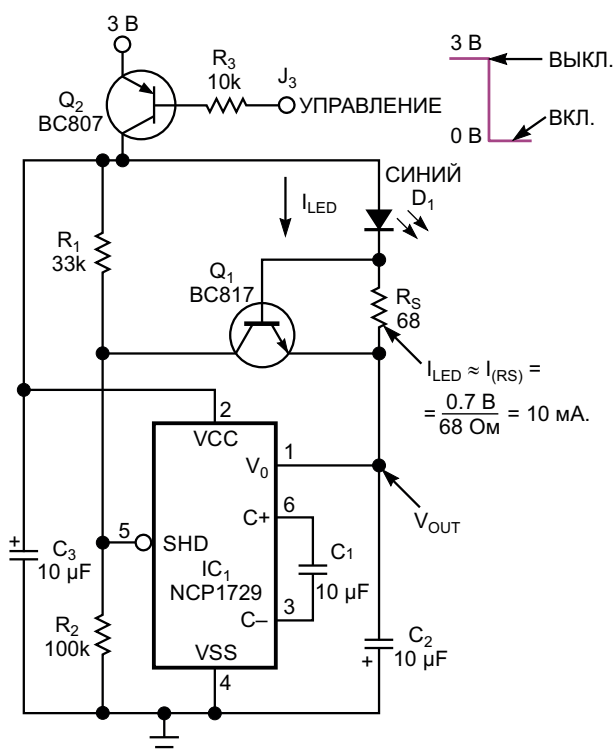


Рисунок 1. Для получения напряжения, достаточного для управления синим светодиодом D_1 , в этой схеме используется инвертор напряжения NCP1729 (IC_1).

NCP1729. Транзистор Q_1 служит ограничителем постоянного прямого тока светодиода. Когда ток через светодиод и резистор R_S увеличивается до уровня, обеспечивающего напряжение база-эмиттер, достаточное для включения транзистора Q_1 , коллектор Q_1 забирает ток от делителя напряжения R_1 - R_2 , и заставляет инвертор IC_1 отключиться. Инвертор напряжения перезапускается, когда падение напряжения на резисторе R_S становится ниже порогового напряжения база-эмиттер, и транзистор Q_1 закрывается. Притягивание базы транзистора Q_2 к земле через резистор R_3 включает схему.

Таблица 1. Напряжение, подаваемое на светодиод

| V_{BAT} (В) | V_{OUT} (В) | $V_{BE(Q1)}$ (В) |
|---------------|---------------|------------------|
| 1.8 | 11.5 | 0.41 |
| 2 | 11.37 | 0.46 |
| 2.5 | 10.79 | 0.42 |
| 3 | 10.27 | 0.4 |
| 3.5 | 0.23 | 0.41 |

В данном случае на светодиоде падает примерно 3.3 В при прямом токе 10 мА. В Таблице 1 показано напряжение, подаваемое на светодиод – $V_{BAT} + |V_{OUT}|$, – и напряжение база-эмиттер транзистора Q_1 ($V_{BE(Q1)}$) для различных значений напряжения батареи V_{BAT} . **ПЛ**

Материалы по теме

- [Datasheet ON Semiconductor NCP1729](#)
- [Datasheet Nexperia BC807](#)
- [Datasheet Nexperia BC817](#)

Адаптивная подтяжка

Peter Demchenko

EDN

В системах I²C обычно на одной шине работают как стандартные, так и быстрые устройства.

Скорость и энергопотребление систем I²C зависят от сопротивлений подтягивающих резисторов: их значения должны быть достаточно низкими, чтобы обеспечить быстрый заряд емкости шины.

Однако низкие значения увеличивают энергопотребление, а также могут представлять чрезмерно большую нагрузку для передатчика.

Изменяемая топология шины может несколько усложнить ситуацию.

Следовательно, когда мощность системы ограничена, и нужно использовать несколько микросхем I²C в разных режимах шины, придется искать компромисс между этими микросхемами. Или можно использовать адаптивную подтяжку, которая показана на Рисунке 1.

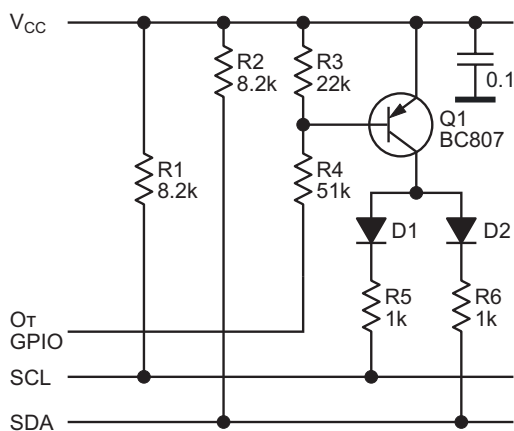


Рисунок 1. Адаптивная подтяжка, где закрытый транзистор подключает дополнительные резисторы R5 и R6 параллельно основному подтягивающему резисторам R1 и R2.

Схема довольно проста: закрытый транзистор подключает дополнительные резисторы R5 и R6 параллельно основному подтягивающему резисторам R1 и R2.

Подключением можно управлять, например, с помощью входа/выхода общего назначения (GPIO), как показано на Рисунке 1, и его следует выполнять до начала быстрого обмена данными.

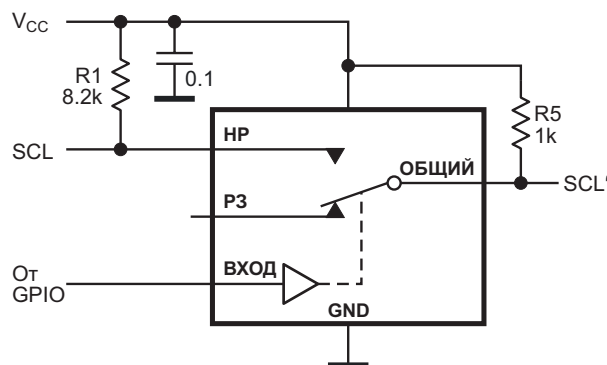


Рисунок 2. Альтернативное решение, использующее аналоговый переключатель для отключения «быстрой» части шины.

Другое решение показано на Рисунке 2, где представлена одна половина всей схемы (вторая половина для SDA для краткости опущена). Для отключения «быстрой» части шины в схеме используется аналоговый переключатель (например, TS5A3159 от TI). Когда она отключена, резистор R5 обеспечивает высокий уровень напряжения на незанятой шине. Следует учитывать емкость переключателя, которая может быть достаточно большой (от 20 до 100 пФ). [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TS5A3159](#)



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!