

ЖУРНАЛ ДЛЯ ТЕХ, КТО ИНТЕРЕСУЕТСЯ ЭЛЕКТРОНИКОЙ

WWW.RLOCMAN.RU



РАДИОЛОЦМАН



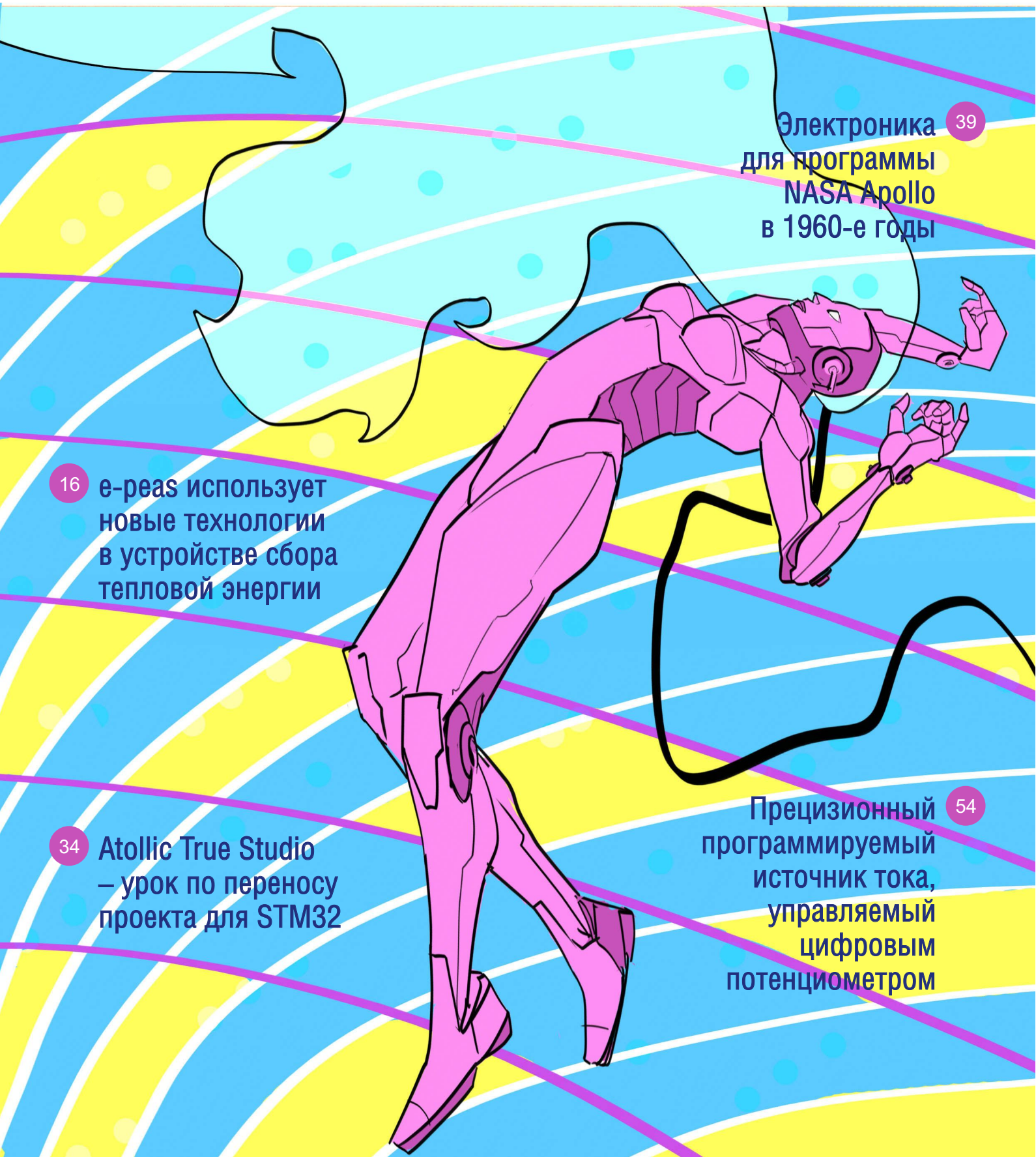
ФЕВРАЛЬ 2019 (93)

Электроника 39
для программы
NASA Apollo
в 1960-е годы

16 e-peas использует
новые технологии
в устройстве сбора
тепловой энергии

34 Atollic True Studio
– урок по переносу
проекта для STM32

Прецизионный 54
программируемый
источник тока,
управляемый
цифровым
потенциометром





РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

www.rlocman.ru/magazine

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

РАДИОЛОЦМАН.ФОРУМ

www.rlocman.ru/forum

Обсуждайте статьи и новости, общайтесь!
Приглашаем профессионалов.

РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

www.rlocman.ru/price

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

РАДИОЛОЦМАН.СОЦ.СЕТИ

Обновления в привычном формате.



vk.com/rlocman



facebook.com/rlocman



ok.ru/rlocman



twitter.com/rlocman

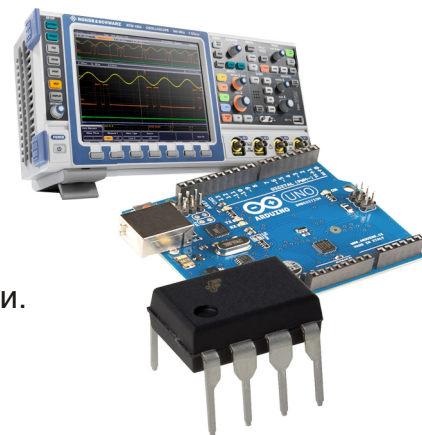


google.com/+RlocmanRuPlus

И еще многое другое на портале:

РАДИОЛОЦМАН. ...

www.rlocman.ru



Главный редактор:

А. Николаев

Над номером
работали:

Д. Леканов
В. Колесник
С. Муратчаев
А. Николаев
М. Русских
А. Русу

Обложка:

А. Кравчук

Директор:

С. Муратчаев

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (903) 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 Новое семейство высокоэффективных понижающих преобразователей STMicroelectronics сократит энергопотребление устройств IoT
- 5 Diodes анонсировала новую серию высоконадежных омниполярных переключателей на основе эффекта Холла
- 6 Vishay Intertechnology выпускает новый УФ светодиод средней мощности со сверхбольшим сроком службы
- 6 Littelfuse представила новые 650-вольтовые SiC диоды Шоттки для схем автоэлектроники
- 7 STMicroelectronics расширяет ассортимент 8-разрядных микроконтроллеров новым прибором в недорогом корпусе SO-8
- 8 Microchip выпускает новый 45-вольтовый прецизионный операционный усилитель с нулевым дрейфом и фильтрацией ЭМП
- 9 Alpha and Omega Semiconductor продолжает расширять семейство преобразователей EZBuck пятого поколения
- 10 Maxim выпустила понижающие преобразователи и контроллеры для высокоэффективных высоковольтных силовых приложений автомобильной электроники
- 12 Toshiba выпускает двоярный MOSFET с высоким уровнем защиты от электростатических разрядов
- 12 Nexperia начала производство новых миниатюрных 40-вольтовых автомобильных MOSFET со сверхнизкими сопротивлениями каналов
- 13 Двухнаправленные матрицы TVS диодов Littelfuse продлевают срок службы чувствительной потребительской электроники
- 14 Миниатюрные транзисторы Diodes позволяют увеличить плотность мощности силовых схем
- 15 Analog Devices представляет аудио модуль SHARC для быстрой разработки аудио проектов с цифровой обработкой сигналов
- 16 e-peas использует новые технологии в устройстве сбора тепловой энергии
- 17 Diodes анонсирует новую серию быстродействующих драйверов затворов в корпусах SO-8
- 18 Vishay выпускает новую серию коммерческих дросселей с высокой индукцией насыщения
- 19 IDT выпускает первые в отрасли программно конфигурируемые цифровые датчики газа для умных холодильников
- 19 Nexperia анонсирует самые миниатюрные в отрасли логические микросхемы для схем автоэлектроники
- 20 Toshiba начинает пробные поставки автомобильных драйверов двигателей постоянного тока с интерфейсом LIN

Статьи

- 22 Чем отличается понижающий преобразователь от повышающего? Часть 2
- 26 Как увеличить время автономной работы носимых устройств. Часть 1
- 30 Развитие навигационной спутниковой системы ГЛОНАСС. Глобальные и региональные навигационные спутниковые системы. Часть 2
- 34 Atollic True Studio – урок по переносу проекта для STM32
- 39 ИСТОРИЯ ЭЛЕКТРОНИКИ. Электроника для программы NASA Apollo в 1960-е годы

Схемы

- 44 Реверсивный УНЧ
- 48 Использование эффекта Миллера для внутрисхемного синтеза переменных R, L и C
- 52 Трехцветный светодиод излучает свет любого цвета или оттенка
- 54 Прецизионный программируемый источник тока, управляемый цифровым потенциометром
- 58 MOSFET в низковольтных схемах защиты от обратного напряжения
- 60 Схема для одновременного использования интерфейсов I²C и SPI в микроконтроллерах PIC
- 62 Коммутатор упрощает внутрисхемное программирование
- 64 Ограничитель постоянного тока, управляемый обратной связью
- 66 Управляемый импульсами программный переключатель без активных электронных компонентов

Новое семейство высокоэффективных понижающих преобразователей STMicroelectronics сократит энергопотребление устройств IoT

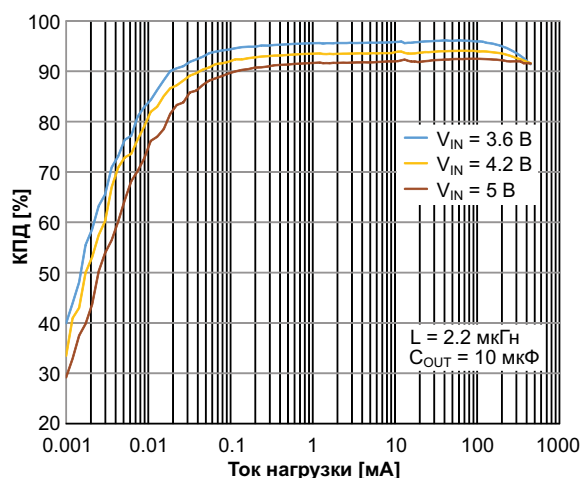
Разработанные STMicroelectronics понижающие преобразователи ST1PS01 имеют небольшие размеры, низкий ток потребления и высокий КПД при всех значениях токов нагрузки, чтобы снизить энергопотребление и стоимость постоянно включенных трекеров активности, носимых устройств, умных датчиков, интеллектуальных счетчиков и других приложений IoT.

Miniaturized step-down regulator for energy-conscious IoT devices



Благодаря синхронному выпрямлению, КПД устройства при полной нагрузке 400 мА составляет 92%, и 95% при токе всего 1 мА. Энергосберегающая конструкция преобразователей, включающая источник опорного напряжения с низким энергопотреблением, позволяет поддерживать собственный ток микросхемы на ничтожном уровне 500 нА. Для управления током преобразователя при легких нагрузках имеется измеритель частоты импульсов с двумя высокоскоростными компараторами, помогающий минимизировать пульсации выходного сигнала.

Интегрированные цепи частотной компенсации петли ОС, схема мягкого запуска и



Зависимость КПД от тока нагрузки при выходном напряжении 3.3 В.

силовые коммутаторы позволяют создавать компактные законченные конструкции, для которых требуется всего несколько дополнительных пассивных компонентов. Типичное значение индуктивности дросселя составляет 2.2 мкГн. Кроме того, логика выбора выходного напряжения не только дает возможность исключить из схемы внешние компоненты, необходимые для установки напряжения, но также предоставляет гибкость цифрового конфигурирования модулей в процессе производства или изменения выходного напряжения на лету с помощью хост-контроллера. Восемь вариантов преобразователей, каждый из которых допускает установку четырех выходных напряжений, охватывают диапазон стабилизированных выходных напряжений от 3.3 В до 0.625 В. Во всех моделях имеется индикатор «Питание в норме».

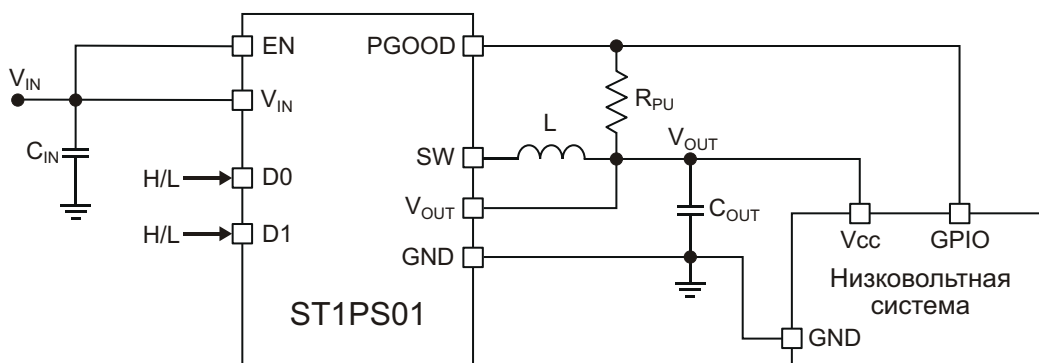


Схема включения ST1PS01.



Оценочная плата STEVAL-1PS01EJR на основе 400-миллиамперного синхронного понижающего преобразователя ST1PS01EJR.

Широкий диапазон входных напряжений от 1.8 В до 5.5 В дает разработчикам дополнительную гибкость, позволяя работать с батареями различного химического состава

также просто, как с одиночными литиевыми элементами, и увеличивать время работы до разряда батареи. Регуляторы ST1PS01 также идеально подходят для устройств, работающих от систем сбора энергии, и имеют архитектуру, снижающую уровень создаваемых помех, что позволяет использовать их в чувствительных к шумам приложениях.

Оценочная плата STEVAL-1PS01EJR поможет разработчикам быстро понять, как с максимальной эффективностью использовать преимущества высокой энергоэффективности и возможности интегрированных функций ST1PS01.

Регуляторы ST1PS01 выпускаются серийно в корпусах на основе перевернутого кристалла с размерами всего 1.11 мм × 1.41 мм и шагом контактов 400 мкм. Цена одного прибора при заказе 1000 штук начинается от \$0.686.

Diodes анонсировала новую серию высоконадежных омниполярных переключателей на основе эффекта Холла

Компания Diodes анонсировала серию AH356xQ омниполярных переключателей на основе эффекта Холла, полностью сертифицированных для применения в автомобильной промышленности и соответствующих требованиям стандарта AEC-Q100 Grade 0. Типичными сферами применения этих высоконадежных переключателей Холла будут приложения определения положения и приближения, обнаружения открывания и закрывания, измерения уровня и расхода. Переключатели работают в широком диапазоне напряжений от 3 В до 26 В и демонстрируют впечатляющую устойчивость к электростатическим разрядам – 8 кВ при воздействии модели человеческого тела.



Наряду с полной сертификацией на соответствие экологическим, качественным и нормативным требованиям, предъявляемым к устройствам автомобильной электроники, серия AH356xQ отвечает предписаниям Класа 0 стандарта AEC-Q100, что позволяет использовать ее в расширенном диапазоне температур окружающей среды от -40°C до $+150^{\circ}\text{C}$. Устройства защищены от переплюсовки и перенапряжения источника питания, а также от повышенного выходного напряжения и перегрузки по току.

В серии AH356xQ предлагаются три устройства с различными магнитными порогами переключения (AH3562Q, AH3563Q и AH3564Q), уровни которых отличаются высокой стабильностью и низким температурным дрейфом. Все переключатели, входящие в семейство AH356xQ, имеют выходы с открытым стоком и низким активным уровнем. Время готовности после включения питания составляет 10 мкс, а время отклика – всего 3.75 мкс, что делает эти устройства особенно подходящими для критичных ко времени устройств в приложениях защиты и обнаружения неисправностей.

Приборы серии AH356xQ поставляются в корпусах SOT23 (в блистерной упаковке) и SIP-3 (россыпью в пакетах).

Vishay Intertechnology выпускает новый УФ светодиод средней мощности со сверхбольшим сроком службы

Устройство в керамическом корпусе для поверхностного монтажа размером 3.5 мм × 3.5 мм × 1.2 мм излучает мощность до 18 мВт

Vishay Intertechnology представила ультрафиолетовый светодиод средней мощности для приложений стерилизации, дезинфекции и очистки, излучающий в коротковолновой части ультрафиолетового спектра (short wavelength ultraviolet – UVC). Светодиод VLMU35CM-280-120 выпускается подразделением Vishay Semiconductors в компактном керамическом корпусе для поверхностного монтажа с размерами 3.5 мм × 3.5 мм × 1.2 мм с крышкой из кварцевого стекла и отличается исключительно большим сроком службы.

Устройство, предназначенное для замены ртутных UVC ламп, при токе 100 мА излучает мощность до 18 мВт в угле ±60°. Изготавливаемый на основе AlGaN светодиод VLMU35CM-280-120, работающий при прямых токах до 150 мА и прямом напряжении от 4 В, имеет длину волны излучения от 270 нм до 290 нм.

Такие характеристики излучающих диодов делают их идеальными приборами для очистки воды и воздуха, физической стерилизации поверхности, медицинской дезинфекции



и переносных дезинфицирующих устройств. Светодиоды VLMU35CM-280-120 не содержат галогенов и соответствуют требованиям директивы RoHS и экологической инициативы Vishay Green. Чувствительность приборов к влажности соответствует Уровню 3 стандарта J-STD-020. Устройства допускают пайку инфракрасным оплавлением припоя.

Единичные образцы новых UVC светодиодов можно приобрести немедленно. Срок выполнения крупных заказов составляет четыре недели.

Littelfuse представила новые 650-вольтовые SiC диоды Шоттки для схем автоэлектроники

Незначительный обратный ток восстановления, высокая перегрузочная способность и максимальная рабочая температура перехода 175 °С

Littelfuse представила две новых серии 650-вольтовых карбидкремниевых (SiC) диодов Шоттки, сертифицированных на соответствие стандарту AEC-Q101. В зависимости от группы, SiC диоды серий LSIC2SD065CxxA и LSIC2SD065AxxA рассчитаны на номинальные токи 6 А, 8 А, 10 А, 16 А или 20 А. Приборы

предоставляют разработчикам систем силовой электроники множество технических преимуществ, в том числе незначительный обратный ток восстановления, высокую перегрузочную способность и максимальную рабочую температуру перехода 175 °С, поэтому они идеально подходят для приложений, требующих повышенного КПД, надежности и управления тепловыми режимами.

По сравнению со стандартными кремниевыми диодами с р-п переходом, 650-вольтовые SiC диоды Шоттки обеспечивают существенное снижение потерь переключения и значительное повышение КПД и надежности систем силовой электроники. Благодаря меньшему рассеянию энергии они могут работать при более высоких температурах



перехода, чем решения на основе кремния, а значит, позволяют использовать теплоотводы меньшего размера и занимают меньшую площадь на плате системы. Это дает конечным пользователям все преимущества более компактных, энергоэффективных систем и возможность снижения совокупных эксплуатационных издержек.

Перечень типичных приложений 650-вольтовых SiC диодов Шоттки включает:

- корректоры коэффициента мощности,
- понижающие и повышающие каскады DC/DC преобразователей,
- обратные диоды инверторных каскадов,
- высокочастотные выходные выпрямители,
- электрические транспортные средства.

Основными преимуществами 650-вольтовых SiC диодов Шоттки являются:

- Диоды, сертифицированные на соответствие стандарту AEC-Q101, демонстрируют исключительные характеристики в сложных условиях эксплуатации.
- Значительно меньшие, чем у кремниевых биполярных диодов, коммутационные потери и высокие скоростные характе-

ристики, не зависящие от температуры, делают эти устройства пригодными для использования в высокочастотных силовых переключателях.

- Положительный температурный коэффициент гарантирует безопасную эксплуатацию и простоту параллельного соединения.
- Максимальная рабочая температура перехода 175 °C обеспечивает большой конструктивный запас и снижает требования к управлению температурой.

Доступность

Диоды Шоттки серии LSIC2SD065CxxA поставляются в корпусах TO-252-2L (DPAK), упакованными в блистер ленту. Минимальная норма отгрузки составляет 2,500 приборов. Диоды Шоттки серии LSIC2SD065AxxA выпускаются в корпусах TO-220-2L и упаковываются по 50 штук в пластиковые пеналы. Минимальная норма отгрузки составляет 1,000 приборов. Запросы на образцы могут быть размещены через авторизованных дистрибьюторов Littelfuse во всех странах мира.

STMicroelectronics расширяет ассортимент 8-разрядных микроконтроллеров новым прибором в недорогом корпусе SO-8

STMicroelectronics повышает степень функциональной интеграции в новом бюджетном маломощном 8-битном микроконтроллере STM8L050. Этот последний прибор в энергоэффективной серии STM8L, содержащий богатый набор периферийных аналоговых устройств, контроллер прямого доступа к памяти (DMA) и отдельное EEPROM данных, выпускается в недорогом корпусе SO-8, в котором пользователю доступно до шести портов ввода/вывода.

STM8L ultra-low-power MCU
Advanced features on 8 pins



Используя возможности мощного эффективного 16-мегагерцового ядра STM8, STM8L050 обеспечивает экономию средств и высокую производительность продуктов с ограниченными ресурсами, таких как промышленные датчики, игрушки, карты доступа, контроллеры электровелосипедов, средства автоматизации жилых помещений и освещения, интеллектуальные картриджи для принтеров или зарядные устройства.

Встроенный контроллер DMA ускоряет работу приложений, оптимизируя процесс передачи данных между периферией и памятью или между устройствами памяти, что в конечном итоге сокращает потребление энергии. 256 бит выделенного EEPROM позволяют приложениям хранить важные программные данные при выключенном микроконтроллере, оставляя максимальный объем флеш-памяти для хранения кода.

Наряду с двумя компараторами, STM8L050 содержит 4-канальный 12-разрядный анало-

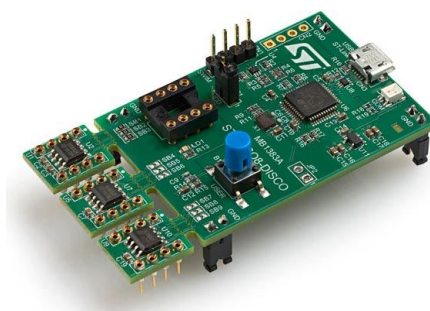
го-цифровой преобразователь (АЦП) и энергосберегающие часы реального времени с программируемым сигналом тревоги и периодической активацией, что позволяет разработчикам минимизировать количество внешних аналоговых компонентов. Кроме того, поддержка внешнего или внутреннего генератора с частотой до 16 МГц дополнительно повышает гибкость, позволяющую сбалансировать рабочие характеристики и затраты на материалы.

Прибор также содержит 8 Кбайт встроенной флэш-памяти, 1 Кбайт ОЗУ, два 16-битных таймера, один 8-битный таймер и популярные интерфейсы подключения и отладки, включая SPI, I²C, UART и SWIM.

Как и другие устройства семейства STM8L, в которых используются технологии сверхмалого энергопотребления компании ST, STM8L050 имеет энергосберегающие режимы, снижающие ток до 350 нА, и работает в широком диапазоне напряжений от 3.6 В до 1.8 В. Все параметры микроконтроллеров

гарантируются в диапазоне температур от -40 °С до 125 °С, обеспечивая устойчивость и надежность в сложных условиях, например в промышленных системах управления или осветительных приборах.

Микроконтроллеры STM8L050J3 уже выпускаются серийно в корпусах SO-8. Цена одного прибора в партиях из 10,000 штук составляет \$0.25.



Оценочный набор с микроконтроллерами STM8S001J3M3, STM8L001J3M3 и STM8L050J3M3.

Microchip выпускает новый 45-вольтовый прецизионный операционный усилитель с нулевым дрейфом и фильтрацией ЭМП

Широкий диапазон рабочих напряжений и интегрированные цепи фильтрации ЭМП минимизируют возрастающее влияние электромагнитных помех

Стремительное расширение сферы использования беспроводных технологий, таких как Wi-Fi и Bluetooth, увеличивает уровень высокочастотных помех в бытовой и рабочей среде. Чтобы дать разработчикам возможность повысить уровень рабочих параметров своих систем во все более ужесточающихся условиях окружающей среды, Microchip Technology анонсировала выпуск операционного усилителя с нулевым дрей-

фом MCP6V51. Благодаря широкому диапазону рабочих напряжений и встроенным фильтрам электромагнитных помех (ЭМП), новое устройство обеспечивает высочайшую точность измерений и минимизирует возрастающее влияние высокочастотных помех.

Развитие сферы промышленного контроля и автоматизации производства привело к росту количества датчиков, требующих контроля, и усилитель MCP6V51 был разработан для предоставления точных и стабильных данных со всего многообразия устройств. Самокорректирующаяся архитектура усилителя с нулевым дрейфом гарантирует высокую точность характеристик по постоянному току с максимальным напряжением смещения ± 15 мкВ и температурным дрейфом всего ± 36 нВ/°С. MCP6V51 поддерживает очень широкий диапазон рабочих напряжений от 4.5 В до 45 В и идеально подходит для приложений автоматизации производства, технологического контроля и автоматизации зданий.



С распространением беспроводных датчиков и технологий критическим фактором при проведении чувствительных аналоговых измерений становятся высокочастотные помехи. Защиту от этих нежелательных и непредсказуемых источников помех обеспечивают встроенные в MCP6V51 цепи дополнительной фильтрации ЭМП.

Программируемые логические контроллеры и распределенные системы управления, применяемые в сфере промышленной автоматизации, питаются от источников с различными напряжениями, например 12 В, 24 В и 36 В. Поддерживая рабочие напряжения до 45 В, MCP6V51 не только предоставляет необходимую гибкость использования, но и обеспечивает достаточный запас на случай коммутационных бросков напряжения.

Инструменты разработки

Для оценки характеристик устройств в 8-контактных корпусах SOIC/MSOP/TSSOP/DIP Microchip предлагает пустую печатную плату SOIC8EV. Каждый вывод устройства подключен к резисторам, подтягивающим его потенциал к шинам питания и земли, к последовательному резистору и к конденсатору



Оценочная плата SOIC8EV.

нагрузки. Для облегчения подключения к плате контактные площадки позволяют устанавливать разъемы как для сквозного, так и для поверхностного монтажа. Для реализации простых схем на плате предусмотрены посадочные места для дополнительных пассивных компонентов.

Цена и доступность

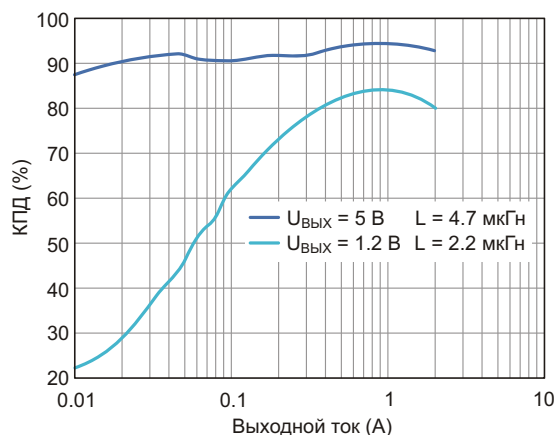
MCP6V51 поставляются в 5-выводных корпусах SOT-23 и 8-выводных корпусах MSOP. Доступны как единичные образцы, так и промышленные партии. При покупке 10,000 микросхем в корпусах SOT-23-5 цена одного устройства составит \$0.98.

Alpha and Omega Semiconductor продолжает расширять семейство преобразователей EZBuck пятого поколения

18-вольтовые синхронные понижающие DC/DC преобразователи с адаптивными режимами управления

Alpha and Omega Semiconductor (AOS) представила высокоэффективные и простые в использовании синхронные понижающие регуляторы AOZ6662DI-01 и AOZ6663DI-01. Обе микросхемы AOZ6662DI-01 и AOZ6663DI-01 впускаются в корпусе DFN размером 3 мм × 3 мм, теплоотводящее основание кото-

рого вскрыто для снижения теплового сопротивления, и могут отдавать в нагрузку токи до 2 А и 3 А, соответственно. Силовые каскады



Зависимость КПД преобразователя AOZ6662DI-01 от тока нагрузки при входном напряжении 12 В.

новых устройств имеют низкие сопротивления в открытом состоянии, что позволит снизить температуру преобразователей энергии в различных приложениях потребительской электроники, включая жидкокристаллические телевизоры и абонентские приставки, а также DVD плееры и рекордеры.

Низкие сопротивления открытых каналов внутренних MOSFET обеспечивают более высокий КПД и меньшее тепловыделение. КПД регуляторов при полной нагрузке превышает 90%, а при легкой нагрузке с током 10 мА поддерживается на уровне 87%. Для повышения КПД при низких выходных токах регулятор переключается в запатентованный AOS режим пропуска импульсов. При больших нагрузках устройство будет работать в режиме непрерывной проводимости с фиксированной частотой переключения.

Небольшой ток покоя в сочетании с корпусом со сниженным тепловым сопротивлением позволяют достичь более высоких значений КПД и тепловых характеристик по срав-

нению с решениями предыдущего поколения и лучшими приборами конкурентов.

Цены и доступность

АОZ6662DI-01 и АОZ6663DI-01 уже доступны в промышленных количествах. В партиях из 1000 приборов одна микросхема стоит \$0.42 и \$0.52, соответственно. Срок выполнения заказов составляет 12 недель.

Основные характеристики микросхемы АОZ6663DI-01

	АОZ6663DI-01	Основной конкурент
Диапазон входных напряжений	4.5 В ... 18 В	4.5 В ... 17 В
Точность напряжения обратной связи	±1.5%	±2%
Корпус	DFN 3 3	SOT23-6
КПД при легкой нагрузке 10 мА ($U_{ВХ} = 12 В$, $U_{ВЫХ} = 5 В$)	87.1%	84.7%
Тепловое сопротивление	50 °С/Вт	93 °С/Вт
Температура при токе 3 А и выходной мощности 15 Вт	84 °С	121 °С

Maxim выпустила понижающие преобразователи и контроллеры для высокоэффективных высоковольтных силовых приложений автомобильной электроники

MAX20004/6/8, MAX20034 и MAX20098 обеспечивают низкий ток потребления, улучшенные шумовые характеристики и сниженный уровень ЭМП в цифровых приборных панелях и головных гарнитурах

Maxim Integrated Products анонсировала выпуск микросхем управления питанием с наименьшими размерами и наивысшем КПД среди имеющихся в отрасли решений, которые помогут разработчикам автомобилей решить проблему экономии пространства и потребления энергии в автомобильных приложениях следующего поколения. Учитывая, что цифровые приборные панели, радиогарнитуры и электронные подсистемы требуют все более высоких уровней вычислительной мощности, эти новые мощные понижающие преобразователи и многофазные контроллеры помогут инженерам сбалансировать низкое энергопотребление, высокий КПД и уровень подавления электромагнитных помех (ЭМП).

По мере того как с ростом уровней электронных компонентов автомобильные системы становятся все сложнее, для управления и контроля их функциональных возможнос-



тей требуются более мощные микропроцессоры. По мнению аналитической компании IHS Markit, внедрение более мощных приборных панелей, USB-хабов, современных систем помощи водителю и информационно-развлекательных и навигационных систем обеспечит к 2026 году ежегодный 10-процентный прирост рынка микросхем управления питанием. Эта тенденция ставит перед разработчиками множество задач, связан-

ных с оптимизацией энергопотребления, КПД, подавлением ЭМП и уменьшением размеров систем, решение которых необходимо для достижения уровня характеристик, требуемого в жестких условиях эксплуатации в ограниченном внутреннем пространстве автомобилей.

Чтобы разработчики гарантированно могли решать эти задачи по мере того, как OEM-производители автомобильных систем переходят от процессоров, потребляющих 20 Вт, на платформы искусственного интеллекта, потребляющие до 500 Вт, новые интегральные схемы Maxim предоставляют множество вариантов управления питанием постоянного тока. Преобразователи Maxim с размерами корпуса 3.5 мм × 3.75 мм являются самым компактным техническим решением в отрасли. Безвыводные корпуса FCQFN на основе перевернутого кристалла снижают уровень помех, излучаемых высокочастотным коммутационным узлом, и устраняют необходимость во внутренних проволочных соединениях с кристаллом, что уменьшает сопротивление открытого MOSFET и повышает КПД.

Maxim предлагает единственные в отрасли совместимые по выводам компоненты для гибкого регулирования мощности при токах нагрузки четыре, шесть и восемь ампер. Все микросхемы имеют функцию модуляции для расширения спектра, высокую частоту переключения, принудительный режим ШИМ и режим пропуска импульсов, позволяющие достичь лучших в своем классе характеристик.

Выпущенная Maxim серия новейших микросхем управления питания для высоковольтных мощных автомобильных приложений включает в себя:

- **MAX20004, MAX20006 и MAX20008** – высоковольтные (предельно допустимое значение 40 В) синхронные понижающие преобразователи, рассчитанные на токи 4 А, 6 А и 8 А, с интегрированными MOSFET верхнего и нижнего плеча, обеспечивающими высокий КПД за счет самых низких в отрасли сопротивлений открытых каналов – 38 мОм и 18 мОм, соответственно. Ключевыми преимуществами этих совместимых по выводам устройств являются ток потребления 25 мкА, диапазон входных рабочих напряжений от 3.5 В до

36 В и пиковый КПД, достигающий 93%. Все приборы выпускаются в компактных 17-выводных корпусах QFN со смачиваемыми торцами контактов, имеющих размеры 3.5 мм × 3.75 мм, что позволяет уменьшить габариты высокочастотного коммутационного узла и повысить КПД.

- **MAX20098** – синхронный понижающий контроллер с частотой преобразования от 220 кГц до 2.2 МГц для приложений со средней и высокой выходной мощностью, работающих с входными напряжениями от 3.5 В до 36 В (предельно допустимое значение 42 В). Высокий КПД достигается благодаря низкому току 3.5 мкА, потребляемому в режиме пропуска импульсов при выходном напряжении 3.3 В, а также току неактивного режима, типовое значение которого составляет 1 мкА. Корпус QFN размером 3 мм × 3 мм со смачиваемыми торцами контактов уменьшает размеры конечного решения. Микросхеме требуется лишь несколько внешних компонентов, что позволяет реализовать конструкцию на двусторонней печатной плате.
- **MAX20034** – сдвоенный синхронный понижающий контроллер с частотой преобразования от 220 кГц до 2.2 МГц для высоковольтных приложений с входными напряжениями от 3.5 В до 36 В (предельно допустимое значение 42 В), где один из стабилизаторов будет поддерживать фиксированное выходное напряжение 5 В или 3.3 В, а напряжение на другом выходе сможет регулироваться от 1 до 10 В. Основными преимуществами прибора являются ток потребления 17 мкА в режиме пропуска импульсов и типовой ток неактивного режима 6.5 мкА. Прибор поставляется в корпусе QFN размером 5 мм × 5 мм со смачиваемыми торцами выводов и поддерживает частоту переключения до 2.2 МГц, что позволяет использовать внешние компоненты меньших габаритов и снизить размеры готового решения.

Доступность и цены

Для получения информации о наличии и ценах, необходимо посетить соответствующие страницы на сайте компании, чтобы узнать о конкретных продуктах и оценочных комплектах. Доступны также модели для симулятора EE-Sim.

Toshiba выпускает сдвоенный MOSFET с высоким уровнем защиты от электростатических разрядов

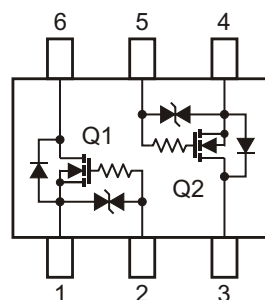
Эффективное сдвоенное устройство, идеально подходящее для использования в драйверах светодиодных фар автомобилей

Toshiba Electronics Europe выпустила сдвоенный MOSFET с высокими уровнями защиты от электростатических разрядов. Новый прибор SSM6N813R предназначен для использования в жестких условиях автомобильных приложений, включая драйверы светодиодных фар, которые должны выдерживать высокие напряжения и занимать небольшую площадь.



Высокая устойчивость устройства к электростатическим разрядам и равное 100 В максимальное напряжение сток-исток гарантируют надежность работы SSM6N813R в приложениях управления автомобильными фарами, требующих нескольких светодиодов. Тран-

зисторы, изготавливаемые с использованием новейшего технологического процесса, рассеивают мощность 1.5 Вт и обеспечивают высокую эффективность благодаря низкому сопротивлению открытого канала, составляющему всего 112 мОм. Устройства могут работать при токах стока до 3.5 А.



Расположение выводов и внутренняя схема SSM6N813R.

Сдвоенные MOSFET поставляются в миниатюрных корпусах TSOP6F с размерами 2.9 мм × 2.8 мм × 0.8 мм – такими же, как у корпуса SOT23, – занимая на плате площадь на 70% меньшую, чем корпус SOP8. Транзистор запущен в массовое производство.

Nexperia начала производство новых миниатюрных 40-вольтовых автомобильных MOSFET со сверхнизкими сопротивлениями каналов

Сниженное на 48% сопротивление открытого канала, увеличенная до 300 Вт мощность

Nexperia представила новые 40-вольтовые MOSFET с низкими сопротивлениями каналов, соответствующие требованиям стан-



дарты АЕС-Q101 и предназначенные для компактных силовых модулей, работающих в тяжелых условиях автомобильных приложений. В устройствах, поставляемых в миниатюрных корпусах LFPАК33 с посадочной площадью всего 10.9 мм² и шагом выводов 0.65 мм, использована разработанная Nexperia технология Trench 9. В результате сопротивление открытого канала по сравнению с устройствами, выпускаемыми на основе предыдущих технологий, было снижено на 48%, благодаря чему новые приборы могут использоваться в диапазоне приложений от

30 Вт до 300 Вт. Сопротивления открытых каналов транзисторов BUK7M3R3-40H и BUK9M3R3-40H (стандартный и логический уровень управления, соответственно) составляют всего 3.3 МОм.

Уменьшенное сопротивление открытого канала и увеличенная допустимая токовая нагрузка позволяют использовать транзисторы в корпусах LFPAK33 там, где раньше традиционно устанавливались устройства в корпусах DPAK, размеры которых на 80% превышают LFPAK33, снижая затраты при сопоставимых характеристиках конечного продукта. Высоконадежная технология суперперехода Trench 9 также повышает устойчивость к лавинному пробую и расширяет область безопасной работы, улучшая характеристики приборов в аварийных режимах.

Комментирует Ричард Огден (Richard Ogden), менеджер по продукции Nexperia: «Инженеры-проектировщики автомобилей продолжают внедрять новшества, особенно в таких областях, как водяные, топливные и масляные насосы, и фильтры для двигате-

лей, уделяя особое внимание уменьшению размеров модулей, но с требованиями повышенной мощности. Наши автомобильные MOSFET в корпусах LFPAK33, выполненные по технологии Trench 9, хорошо подходят для этих систем, работающих в условиях высоких температур, поскольку уникальная технология LFPAK поглощает термические напряжения. Другие автомобильные приложения включают в себя стояночные тормоза, системы подушек безопасности, светодиодное освещение, управление и обогрев сидений, стеклоподъемники и информационно-развлекательные системы».

Семейство 40-вольтовых MOSFET компании Nexperia в корпусах LFPAK33 представляет крупнейший в отрасли портфель устройств с габаритами 3 мм × 3 мм, дополнительно содержащий 16 транзисторов со стандартными и логическими уровнями управления. Устройства не только соответствуют требованиям автомобильного стандарта AEC-Q101, но и превосходят их более чем в два раза.

Двухнаправленные матрицы TVS диодов Littelfuse продлевают срок службы чувствительной потребительской электроники

Решение с низкой емкостью в корпусе 0201 расширяет диапазон напряжений пробоя от 3.3 В до 36 В

Littelfuse представила первый прибор из новой серии двухнаправленных матриц TVS диодов (супрессоров), предназначенных для защиты высокотехнологичной потребительской и носимой электроники от разрушительного воздействия разрядов статического электричества. Первая матрица в серии



SP1333 – SP1333-01UTG с пробивным напряжением 3.3 В содержит два встречно включенных диода, изготовленных с использованием запатентованной кремниевой лавинной технологии. Встречное включение диодов обеспечивает симметричную защиту линий данных от статических разрядов до ±30 кВ, безопасно поглощая повторяющиеся броски напряжения без деградации электрических характеристик. Низкое напряжение ограничения приборов серии SP1333 и способность выдерживать импульсы тока свыше 5 А продлевают срок службы защищаемой электроники.

Типичными сферами применения матриц TVS диодов серии SP1333 являются:

- Мобильные телефоны и смартфоны;
- Портативные медицинские устройства;
- Портативные медиаплееры;
- Портативные навигационные устройства;

- Малогабаритные пульты;
- Планшеты;
- Торговые терминалы.

«Серия SP1333 дополняет наше портфолио матриц TVS диодов в компактных корпусах 0201, которые теперь охватывают полный диапазон пробивных напряжений от 3.3 В до 36 В, – сказал Тим Микун (Tim Micun), менеджер по развитию бизнеса TVS в Littelfuse. – Это дополнение к линейке продуктов расширяет наше присутствие на рынке и привлекает к Littelfuse лидеров рынка электроники».

Ключевые преимущества матриц TVS диодов серии SP1333:

- Низкие емкости (всего 10 пФ на один вход/выход) помогают сохранять целос-

тность сигналов и минимизировать потери данных.

- Очень низкие (менее 50 нА) паразитные утечки, оптимизированные для увеличения срока службы защищаемых устройств.
- Сочетание высокой перегрузочной способности (свыше 5 А) и устойчивости к статическим разрядам до ± 30 кВ для более надежной защиты от электрических угроз.

Доступность

Матрицы TVS диодов серии SP1333 поставляются в корпусах для поверхностного монтажа 0201DFN, упакованные в блистерную ленту по 15,000 шт. Образцы приборов можно заказать у авторизованных дистрибьюторов Littelfuse во всех странах мира.

Миниатюрные транзисторы Diodes позволят увеличить плотность мощности силовых схем

Компания Diodes сообщила о выпуске семейства NPN и PNP мощных биполярных транзисторов с повышенной плотностью мощности в миниатюрных корпусах размером 3.3 мм × 3.3 мм, предназначенных для приложений с напряжениями до 100 В и токами до 3 А. NPN и PNP транзисторы уменьшенного размера обеспечивают увеличение плотности мощности в схемах драйверов силовых MOSFET и IGBT, в линейных понижающих DC/DC регуляторах, LDO стабилизаторах с PNP транзисторами и в коммутаторах нагрузки.

Транзисторы серий DXTN07xxxxFG (NPN) и DXTP07xxxxFG (PNP), предназначенные для рынков как промышленных, так и ком-

мерческих приложений, рассеивают мощность 2 Вт и имеют диапазон допустимых напряжений коллектор-эмиттер от 25 В до 100 В. Максимальная рабочая температура перехода транзисторов составляет +175 °С. Транзисторы выпускаются в компактных корпусах для поверхностного монтажа PowerDI3333 размером всего 3.3 мм × 3.3 мм, занимая на 70% меньше места на печатной плате, чем приборы в традиционных корпусах SOT223, и способны при этом рассеивать такую же мощность за счет лучшей термической эффективности.

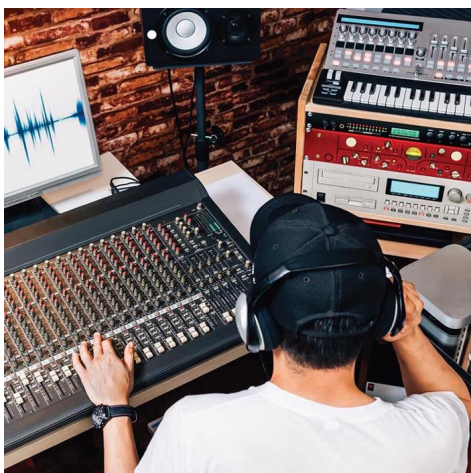
Наличие смачиваемых торцов выводов корпуса PowerDI3333 повышает пропускную способность линий производства печатных плат, устраняя необходимость в рентгеновском контроле и позволяя выполнять быстрый автоматический оптический контроль паяных соединений.

Вся линейка транзисторов DXTN07xxxxFG и DXTP07xxxxFG запущена в предсерийное производство. Сертификация новых приборов на соответствие требованиям автомобильных стандартов будет завершена к концу первого квартала 2019 года. Цена одного транзистора в партии из 5000 штук составляет \$0.19.



Analog Devices представляет аудио модуль SHARC для быстрой разработки аудио проектов с цифровой обработкой сигналов

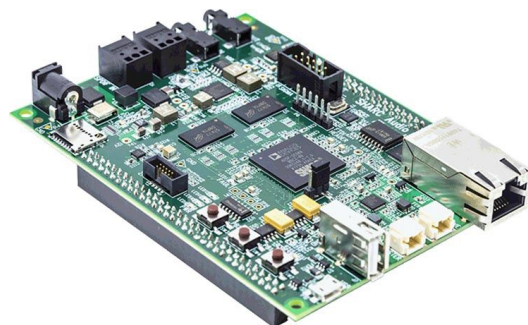
Analog Devices объявила о выпуске аудио модуля SHARC (ADZS-SC589-MINI) – аппаратно-программной платформы, облегчающей эффективное прототипирование, разработку и производство различных цифровых аудиопродуктов. Обеспечивая инновационную комбинацию высокопроизводительных компонентов обработки аудиосигналов и целостную среду разработки программ, SHARC Audio Module идеально подходит для процессоров эффектов, многоканальных аудиосистем, MIDI-синтезаторов и многих других аудио проектов на основе DSP.



Обычно, прежде чем разработчики смогут начать реализацию поставленных перед собою задач, требуются значительные затраты времени и сил для выбора компонентов, создания прототипа платы и разработки базовой структуры программного обеспечения. Аудио модуль SHARC значительно ускоряет этот процесс, предоставляя аудио платформу, интегрирующую широкий выбор аналоговых и цифровых входов/выходов с базовым набором программ и средой разработки. Аудио модуль SHARC может использоваться как автономная система, но также может быть расширен, что позволяет создавать пользовательские панели ввода/вывода и управления.

«Аудио модуль SHARC является идеальным выбором для разработки устройств обработки звука, – сказал Брюстер Ламаккиа (Brewster LaMacchia), генеральный директор Clockworks, Inc. – Это позволило мне создать

множество высокофункциональных пользовательских периферийных устройств ввода/вывода, потратив лишь небольшую часть времени, которое потребовалось бы при разработке всей системы с нуля».

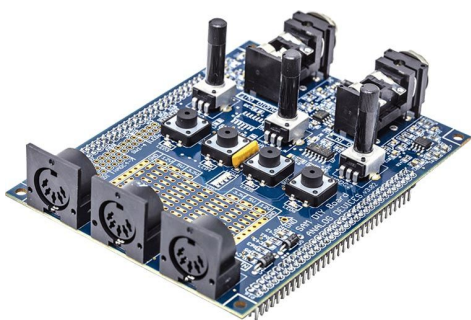


Аудио модуль SHARC.

Центральным элементом аудио модуля SHARC является процессор ADSP-SC589 компании Analog Devices, содержащий современный движок обработки звука с двумя 500-мегагерцовым DSP ядрами SHARC+ и ядром ARM Cortex-A5. К процессору подключен тщательно разработанный набор системных периферийных устройств, в том числе:

- Две микросхемы памяти DDR3 емкостью по 2 Гбит и флеш-память 512 Мбит с интерфейсом SPI;
- UART (для MIDI и других целей);
- 24-битный аудио кодек ADAU1761 с частотой выборки до 96 кГц;
- Интерфейсы Gigabit Ethernet, S/PDIF и стерео разъемы 1/8";
- Интерфейсы USB OTG и USB HS;
- AD2425W – многоканальный приемопередатчик аудио интерфейса A²B;
- Два 64-контактных разъема расширения.

В дополнение к основному аудио модулю SHARC Analog Devices предлагает также плату расширения под названием «Fin», обеспечивающую дополнительную функциональность. Audio Project Fin (ADZS-AUDIO-PROJECT) – это дочерняя плата для MIDI, музыкальных инструментов и спецэффектов, образующая панель управления с входными и выходными стерео разъемами 1/2",



Дочерняя плата Audio Project Fin для аудио модуля SHARC.

дополнительными возможностями подключения и расширенным доступом к сигналам аудио модуля SHARC.

«Платформа SHARC Audio Module и ее поддержка языка Faust audio DSP позволили нам быстро перенести наши алгоритмы синтеза и обработки аудио на мощную и производительную аппаратную платформу, – сказал Пэт Скандалис (Pat Scandalis), генеральный директор moForte. – У Audio Project Fin был идеальный для наших целей набор входов и выходов».

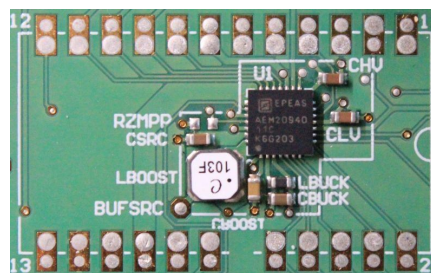
Аудио модуль SHARC позволяет разработчикам сосредоточиться на создании собственных алгоритмов и пользовательских интерфейсов, используя компактную, экономичную базовую платформу с высоко оптимизированной экосистемой программного обеспечения и технических средств.

е-peas использует новые технологии в устройстве сбора тепловой энергии

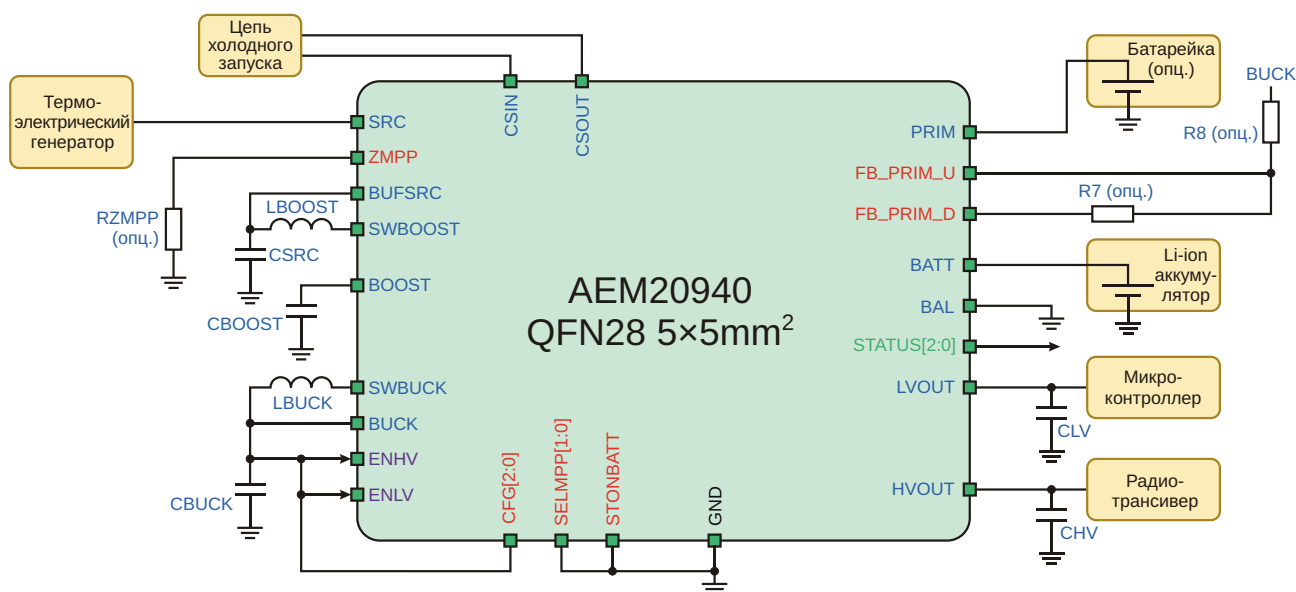
Новая микросхема запускается при входном напряжении 100 мВ

Немецкая компания e-peas анонсировала выпуск новой микросхемы управления питанием, специально оптимизированной для сбора энергии от источников тепла в приложениях беспроводных датчиков.

Выпускаемая в 28-контактном корпусе QFN микросхема AEM20940 – это основанное на запатентованной технологии высокотехнологичное устройство, способное извлекать энергию внешнего источника и отдавать в нагрузку ток до 110 мА. Получая энергию



постоянного тока от подключенного термоэлектрического генератора, оно может управ-



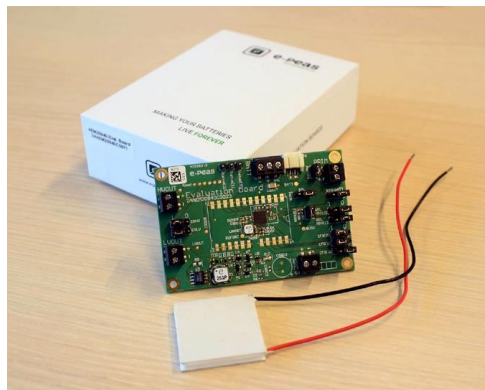
Типовая схема включения AEM20940.

лать накоплением энергии в перезаряжаемом элементе и одновременно обеспечивать систему двумя стабилизированными напряжениями. Это достигается с помощью встроенных малошумящих высокостабильных LDO регуляторов напряжения 1.2/1.8 В и 2.5/3.3 В. Более низкое напряжение может использоваться для питания системного микроконтроллера, в то время как более высокое предназначено для радиочастотного приемопередатчика.

Использование АЕМ20940 даст возможность продлить срок службы батареи системы или, во многих случаях, полностью исключить первичный источник питания. Таким образом, можно исключить любую зависимость от необходимости периодической замены батареи, что часто связано с серьезными логистическими проблемами, а также увеличивает общие расходы. Ключевой особенностью устройства является способность холодного запуска при ультранизкой мощности. Для этого (при отсутствии источника запасенной энергии и наличии внешнего модуля) достаточно входного напряжения всего

100 мВ и входной мощности 80 мкВт. Сложные функции управления энергией обеспечивают быструю зарядку суперконденсатора и предупреждают о том, что запасы хранимой энергии заканчиваются.

Основными целевыми приложениями, на которые ориентирована микросхема АЕМ20940, являются контроль технологических процессов, системы управления кондиционированием, отоплением и вентиляцией, а также диагностика неисправностей.



Оценочная плата АЕМ20940.

Diodes анонсирует новую серию быстродействующих драйверов затворов в корпусах SO-8

Компания Diodes анонсировала новое семейство высоковольтных быстродействующих драйверов затворов для преобразователей, инверторов, приводов двигателей и усилителей класса D. Устройства могут использоваться в схемах управления двигателями с напряжениями до 100 В, и в то же время поддерживают приложения преобразования энергии при напряжении 200 В. Благодаря этим особенностям они хорошо под-

ходят для широкого спектра потребительских и промышленных конструкций, включая электроинструменты, робототехнику и дроны, а также небольшие электромобили.

200-вольтовые драйверы затворов DGD2003S8, DGD2005S8 и DGD2012S8, рассчитанные на полумостовое или автономное включение внешних транзисторов, выпускаются в стандартных низкопрофильных корпусах SO-8. Для создания в выходных каскадах этих устройств плавающего канала верхнего плеча, позволяющего использовать бутстрепное управление при напряжениях до 200 В или управлять двумя N-канальными MOSFET в полумостовой топологии, применена технология изоляции перехода.

Все устройства серии имеют входы управления с триггерами Шмитта и стандартными ТТЛ/КМОП логическими уровнями и могут работать при напряжении питания от 3.3 В, что упрощает интерфейс драйверов со схемами управления. Выходные каскады микросхем выдерживают отрицательные выборо-



сы напряжения и содержат цепи блокировки при пониженных напряжениях в верхнем и нижнем плечах драйверов.

Вытекающий и втекающий токи равны 290 мА и 600 мА, соответственно, для DGD2003S8 и DGD2005S8 и 1.9 А и 2.3 А для DGD2012S8. Мертвое время прибора DGD2003S8 внутренне фиксировано на уровне

не 420 нс, в то время как максимальное время задержки распространения DGD2005S8 при переключении между верхним и нижним плечом равно 30 нс.

DGD2003S8, DGD2005S8 и DGD2012S8, рассчитанные на расширенный диапазон рабочих температур от $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$, поставляются в корпусах SO-8.

Vishay выпускает новую серию коммерческих дросселей с высокой индукцией насыщения

Устройство в компактном корпусе 1616 размером 4 мм × 4 мм × 1.2 мм, предназначенное для коммерческих приложений

Vishay Intertechnology расширила серию IHSR коммерческих дросселей с высокой индукцией насыщения новым устройством в компактном корпусе типоразмера 1616 (4 мм × 4 мм). В разработанном подразделением Vishay Dale дросселях IHSR-1616AB-01, предназначенных для многофазных силовых преобразователей и фильтров в компьютерных, промышленных и телекоммуникационных приложениях, сопротивление постоянному току (DCR) уменьшено на 50% по сравнению с обычными силовыми дросселями, представленными на рынке. Приборы выпускаются со стандартным допуском 5%, а для более точного измерения тока можно приобрести дроссели с допуском 3%.



Новое устройство оптимизировано для накопления энергии в DC/DC преобразователях на частотах до 5 МГц и для работы в силовых фильтрах на частотах вплоть до собственной резонансной частоты дросселя (см. таблицу ниже). Перечень приложений, в которых могут использоваться новые приборы, включает ноутбуки, планшеты и серверы, а также низкопрофильные силовоточные источники питания, фильтры и DC/DC преобразователи для систем распределенного питания.

Низкое значение DCR дросселя IHSR-1616AB-01 с типовым значением 1.15 мОм и индуктивность 0.068 мГн позволяют использовать устройство при более высоких токах по сравнению с конкурирующими технологиями, а высота 1.2 мм дает возможность сделать конечный продукт более тонким. Дроссель рассчитан на работу при температуре до $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ при номинальном токе 62 А и без насыщения переносит большие скачки тока.

Не содержащая свинца экранированная композитная конструкция корпуса снижает шум до ультранизких уровней и обеспечивает высокую устойчивость к термическим ударам, влажности и механическим нагрузкам. Дроссели IHSR-1616AB-01 не содержат галогенов и соответствуют требованиям директивы RoHS и экологической инициативы Vishay Green.

Технические характеристики

Типоразмер корпуса	1616
Высота (мм)	1.2
Высота (мм)	0.033 ... 0.068
Типовое DCR (мОм)	1.15 ... 3.20
Максимальное DCR (мОм)	1.21 ... 3.36
Ток насыщения (А)	30 ... 41 ⁽¹⁾ /41 ... 62 ⁽²⁾
Типовая частота резонанса (МГц)	418 ... 856
⁽¹⁾ Постоянный ток (А), при котором начальная индуктивность уменьшается примерно на 20%	
⁽²⁾ Постоянный ток (А), при котором начальная индуктивность уменьшается примерно на 30%	

В настоящее время доступны как единичные образцы, так и промышленные партии новых дросселей. Срок выполнения крупных заказов составляет 12 недель.

IDT выпускает первые в отрасли программно конфигурируемые цифровые датчики газа для умных холодильников

Датчики ZMOD4450 легко конфигурируются для использования в умных холодильниках и других приложениях контроля качества воздуха

Integrated Device Technology (IDT) представила новую платформу газового сенсора ZMOD4450 – первый интегральный цифровой датчик для приложений контроля качества воздуха, который позволит производителям умных холодильников добавить новые функции обнаружения и устранения запахов. ZMOD4450 может обнаруживать газы, выделяемые портящимися фруктами, овощами, мясом или молочными продуктами, а также позволяет умным холодильникам выводить предупреждающий сигнал на дверные дисплеи, оповещать пользователей сообщением на смартфоны, и даже включать активные системы дезодорирования.



ZMOD4450 программно конфигурируется на обнаружение широкого спектра газов, которые ответственны за образование дурных запахов, влияют на вкус продуктов или вызывают их преждевременную порчу. Ранее



выявление присутствия этих газов – этилена, сероводорода, диметилсульфида, триметиламина и других позволяет потребителям обнаруживать и выбрасывать испорченные продукты до того, как они повлияют на другую еду. К примеру, этилен, выделяемый переспелым фруктом, может ускорить созревание соседних фруктов.

Каждый датчик ZMOD4450 проходит калибровку по этилену, которая гарантирует неизменность параметров от партии к партии, что является важным преимуществом для изготовителей с длительным циклом производства. Приборы ZMOD4450 обеспечивают лучшую в своем классе надежность благодаря полной сертификации для жестких условий использования с такими газами, как, например, силоксаны, и беспрецедентному сроку службы датчика.

ZMOD4450 является новейшим членом семейства датчиков газа ZMOD компании IDT.

Nexperia анонсирует самые миниатюрные в отрасли логические микросхемы для схем автоэлектроники

Nexperia объявила, что более двадцати логических компонентов в миниатюрных корпусах MicroPak теперь соответствуют требованиям автомобильного стандарта AEC-Q100. Эти логические устройства имеют наименьшие размеры среди подобных микросхем, предназначенных для автомобильных приложений, а по уровню характеристик превосходят требования Совета по автомобильной электронике (АЕС).



В корпусах MicroPak размещаются те же кристаллы, что и в более крупных вариантах приборов, выпускаемых в корпусах PicoGate. Это гарантирует, что электрические характеристики остаются в точности такими же, как у выводных эквивалентов. По сравнению с выводными эквивалентами, корпуса MicroPak экономят до 64% площади печатной платы и обеспечивают более надежное соединение между микросхемой и платой благодаря более высокому соотношению площадей выводов и корпуса.

Полный ассортимент приборов Nexperia в корпусах MicroPak исключительно широк и включает в себя логические элементы, буферы/инверторы/драйверы, коммутаторы шин, шинные приемопередатчики, триггеры, декодеры/демультиплексоры, мультиплексоры, защелки, трансляторы уровней и триггеры Шмитта.

Двадцать устройств в корпусах XSON6 (SOT886 и SOT1202) и XSON8 (SOT833-1 и SOT1203) из автомобильного портфолио Nexperia уже доступны для немедленной поставки, включая одно- и двухвентильные

приборы серий AUP (от 0.8 В до 3.6 В), AVC (от 1.2 В до 3.6 В) и LVC (от 1.65 В до 5.5 В) – начиная от логических вентилях, и до трансляторов уровней. Кроме того, по запросу потребителей могут быть выпущены дополнительные устройства в корпусах MicroPak для автомобильных приложений.

Гислен Жилисен-Янссен (Ghislaine Jilisen-Janssen), менеджер по продукции Mini Logic, прокомментировал: «Это самые миниатюрные логические компоненты, сертифицированные для автомобильной промышленности. Перечень приложений включает автомобильные информационно-развлекательные системы и усовершенствованные системы помощи водителю, где миниатюризация имеет первостепенное значение».



Toshiba начинает пробные поставки автомобильных драйверов двигателей постоянного тока с интерфейсом LIN

Компактное и эффективное устройство с самыми низкими в отрасли сопротивлениями открытых ключей

Toshiba Electronics Europe начала пробные поставки микросхем автомобильного драйвера двигателей постоянного тока с функцией ведомого устройства интерфейса LIN, способных обмениваться информацией с ведущим устройством автомобильной шины LIN 2.0. Новая микросхема TB9058FNG подходит для многих приложений, требующих токов до 0.3 А и использующих шину LIN, в частности, для приводов управления задвижками систем климат-контроля.

Значительным преимуществом нового драйвера является то, что ему не требуется разработка программ, поскольку микросхема содержит всю необходимую логику одноканального драйвера H-моста и функцию обмена данными с LIN с расширенной контрольной суммой. Интеграция функции расширенной контрольной суммы позволяет драйверу TB9058FNG, совместимому с LIN 1.3, взаимодействовать с ведущей микросхемой,



совместимой с LIN 2.0. Через внешнюю шину LIN TB9058FNG получает данные о требуемом направлении вращения двигателя. Различные скорости передачи данных до 19,200бит/с легко выбираются аппаратно.

Энергосберегающее устройство имеет самое низкое в отрасли сопротивление открытых ключей (сумма сопротивлений в верхнем и нижнем плече – 2.2 Ом) среди драйверов приводов управления задвижками сис-

тем климат-контроля и потребляет в режиме ожидания всего 10 мкА.

Встроенные функции безопасности позволяют драйверу обнаруживать превышение напряжения, перегрузку по току и перегрев и уведомлять контроллер выводом флага.

ТВ9058FNG работает при напряжениях питания 7...16 В в диапазоне температур от

–40 °С до 125 °С, что идеально подходит для автомобильных приложений. В ближайшее время прибор будет сертифицирован на соответствие стандарту АЕС-Q100. Микросхема выпускается в компактном корпусе SSOP24 размером 7.8 мм × 7.7 мм.

Массовое производство начнется в декабре 2019 года.

Чем отличается понижающий преобразователь от повышающего?

Часть 2

Окончание. Начало в номере 01-2019

Александр Русу, Одесса, Украина

Силовые полупроводниковые приборы

Выбор используемых в схеме полупроводниковых приборов – транзисторов VT1 и диодов VD1 – осуществляется на основе максимальных значений токов в проводящем состоянии и максимальных значений напряжений в непроводящем.

Те, кто уже знаком с особенностями работы импульсных преобразователей, знают, что токи этих полупроводниковых приборов определяются током дросселя. Выше уже было доказано, что максимальное значение этого параметра для обеих схем одинаково, следовательно, и максимальное значение тока для всех полупроводниковых приборов также будет одинаково и равно 2 А.

Не составит труда, используя, например, второй закон Кирхгофа, доказать что максимальное значение напряжения на всех силовых элементах в непроводящем состоянии также будет одинаково и равно максимальному значению из набора напряжений $U_{ВХ}$ и $U_{ВЫХ}$, в данном случае 30 В.

Таким образом, в повышающем и понижающем преобразователе можно использовать одни и те же транзисторы и диоды.

Конденсаторы

Для сравнения параметров конденсаторов в разных схемах преобразователей зададимся одинаковыми значениями коэффициентов пульсаций напряжений $K_{П}$. Пусть в режиме преобразования максимальной мощности ($P_{ИР} = 6.7$ Вт) и на входе, и на выходе уровень пульсаций будет одинаковым и равным, например, $K_{П} = 1\%$. В этом случае размах пульсаций на конденсаторах понижающего преобразователя будет равен:

$$\begin{aligned} U_{C1} &= 2K_{П}U_{ВХ} = 2 \cdot 0.01 \cdot 30 = 0.6\text{В}; \\ U_{C2} &= 2K_{П}U_{ВЫХ} = 2 \cdot 0.01 \cdot 10 = 0.2\text{В}; \end{aligned} \quad (20)$$

а повышающего:

$$\begin{aligned} U_{C1} &= 2K_{П}U_{ВХ} = 2 \cdot 0.01 \cdot 10 = 0.2\text{В}; \\ U_{C2} &= 2K_{П}U_{ВЫХ} = 2 \cdot 0.01 \cdot 30 = 0.6\text{В}; \end{aligned} \quad (21)$$

Как и все остальные параметры преобразователя, размах пульсаций напряжения на конденсаторах можно выразить через параметры тока дросселя. При работе в граничном режиме, если конденсатор подключен к дросселю на обоих этапах преобразования,

эту величину можно определить по формуле:

$$U = \frac{0.125 I_M T}{C}; \quad (22)$$

а если только на одном из этапов (только на первом или только на втором), тогда следует использовать формулу:

$$U = \frac{0.5 I_M (1 - 0.5 \bar{t})^2 \bar{t}}{C} T; \quad (23)$$

где \bar{t} – относительная длительность того, этапа, на котором конденсатор подключается к дросселю.

В понижающей схеме входной конденсатор С1 подключается к дросселю только на первом этапе преобразования, поэтому для определения его емкости следует использовать формулу (23), при этом $\bar{t} = t_1/T = D$ (Рисунок 3). В повышающей схеме конденсатор С1 соединен с дросселем на обоих этапах пре-

образования, поэтому для определения его емкости необходимо использовать формулу (22). Если преобразователи работают на одной частоте, тогда отношение емкостей конденсаторов С1 для повышающего и понижающего преобразователей можно определить по формуле:

$$\frac{C_{1\text{пони}}}{C_{1\text{пов}}} = \frac{0.5(1 - 0.5D_{\text{пони}})^2 D_{\text{пони}}}{0.125} \frac{U_{C1\text{пов}}}{U_{C1\text{пони}}} \quad (24)$$

$$\frac{0.5(1 - 0.5 \cdot 0.33)^2 \cdot 0.33}{0.125} \frac{0.1}{0.3} = 0.31.$$

То есть, для понижающего преобразователя емкость входного конденсатора С1 должна быть приблизительно в 3 раза меньше.

Аналогичным образом можно сравнить величины емкостей выходных конденсаторов С2. Только в этом случае, для понижаю-

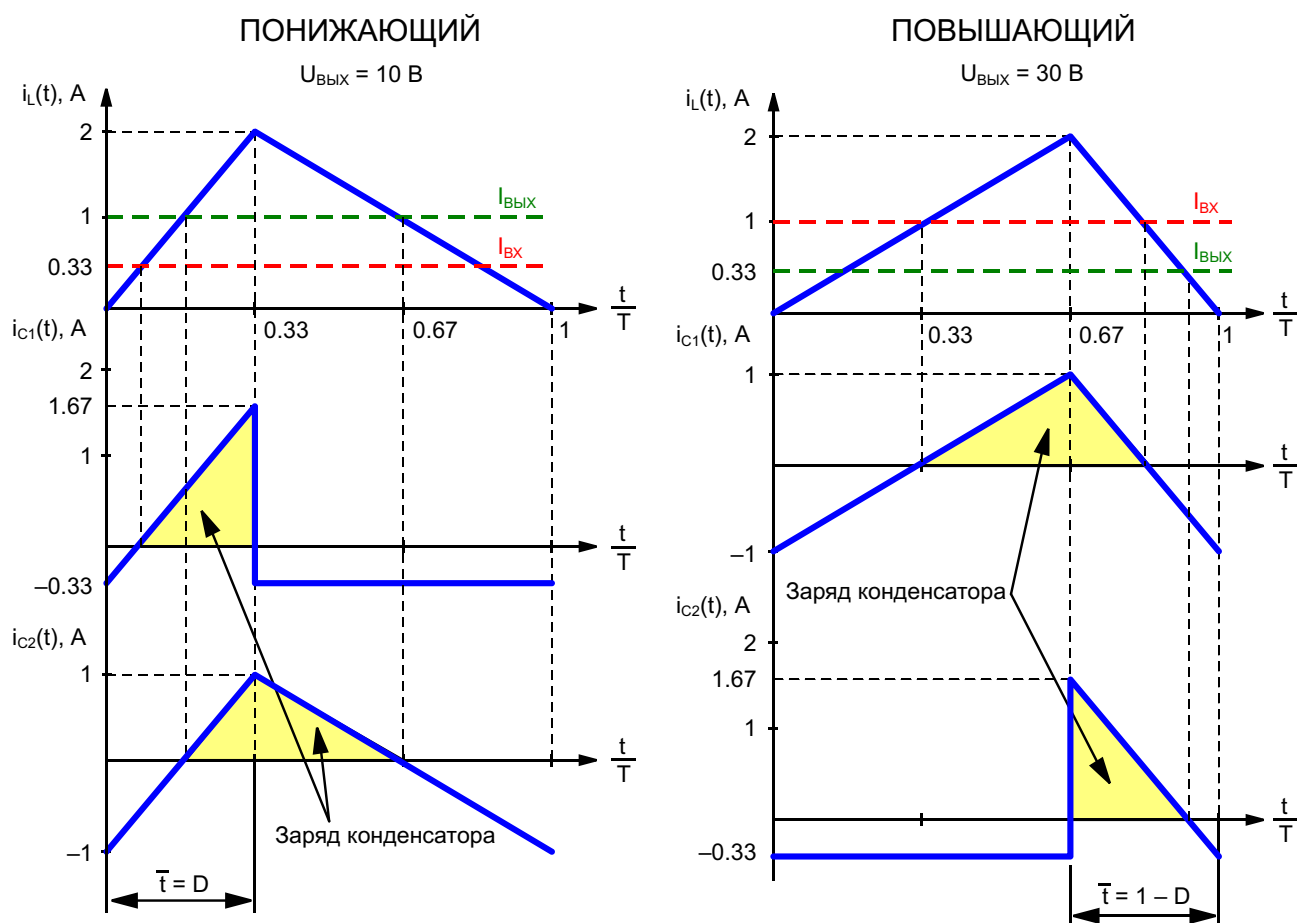


Рисунок 3. Токи конденсаторов при преобразовании максимальной мощности.

щей схемы следует использовать формулу (22), а для повышающей – формулу (23), при этом относительная длительность второго этапа преобразования равна $\bar{t} = t_2/T = 1 - D$ (Рисунок 3). В этом случае:

$$\frac{C_{2\text{ПОН}}}{C_{2\text{ПОВ}}} = \frac{0.125}{0.5[1 - 0.5(1 - D_{\text{ПОВ}})]^2(1 - D_{\text{ПОВ}})} \cdot \frac{U_{C2\text{ПОВ}}}{U_{C2\text{ПОН}}} \quad (25)$$

$$\frac{0.125}{0.5[1 - 0.5(1 - 0.67)]^2(1 - 0.67)} \cdot \frac{0.3}{0.1} = \frac{1}{0.31} \cdot 3.23.$$

Как видите, и в этом случае ситуация вновь симметрична – при одинаковых коэффициентах пульсаций для понижающей схемы емкость выходного конденсатора С2 должна быть в три раза больше, чем для повышающей.

Но рассматривать только электрическую емкость конденсаторов будет не совсем корректно, поскольку параметры конденсаторов, в первую очередь, их габариты и цена, определяются энергетической емкостью W_C :

$$W_C = \frac{U_{\text{МАХ}}^2 C}{2} \quad (26)$$

В этом случае для входных конденсаторов:

$$\frac{W_{C1\text{ПОН}}}{W_{C1\text{ПОВ}}} = \frac{U_{\text{ВХПОН}}^2}{U_{\text{ВХПОВ}}^2} \cdot \frac{C_{1\text{ПОН}}}{C_{1\text{ПОВ}}} \quad (27)$$

$$\frac{30^2}{10^2} \cdot 0.31 = 2.79.$$

А это означает, что габариты и цена входного конденсатора С1 для понижающего преобразователя будут почти в три раза больше, чем для повышающего. И это вполне логично, поскольку коэффициент пульсаций входного тока для понижающей схемы намного больше, чем для повышающей.

Естественно предположить, что для выходных конденсаторов С2 также должна наблюдаться симметрия. И действительно, если бы выходное напряжение понижающего преобразователя равнялось 10 В, тогда:

$$\frac{W_{C2\text{ПОН}}}{W_{C2\text{ПОВ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХПОН}}^2}{U_{\text{ВЫХПОВ}}^2} \cdot \frac{C_{2\text{ПОН}}}{C_{2\text{ПОВ}}} \quad (28)$$

$$\frac{10^2}{30^2} \cdot 3.23 = 0.359 \cdot \frac{1}{2.79}.$$

Это означает, что выходной конденсатор С2 повышающего преобразователя должен быть в почти в три раза больше и дороже, чем для повышающего. При этом суммарная энергетическая емкость конденсаторов С1 и С2 для обеих схем одинакова, и конденсатор С1 понижающего преобразователя можно использовать в качестве конденсатора С2 повышающего (и наоборот).

Однако формула (28) справедлива для полностью симметричного случая, когда выходное напряжение понижающего преобразователя не превышает 10 В. Но в нашем случае напряжение на выходе и понижающей, и повышающей схем достигает величины 30 В. Это означает, что конденсатор С2 понижающего преобразователя, имеющий из-за повышенного уровня пульсаций тока нагрузки при $U_{\text{ВЫХ}} = 10$ В в три раза большую емкость, должен выбираться еще и на более высокое напряжение, поэтому:

$$\frac{W_{C2\text{ПОН}}}{W_{C2\text{ПОВ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХМАХПОН}}^2}{U_{\text{ВЫХМАХПОВ}}^2} \cdot \frac{C_{2\text{ПОН}}}{C_{2\text{ПОВ}}} \quad (29)$$

$$\frac{30^2}{30^2} \cdot 3.23 = 3.23 \cdot 0.359.$$

А из этого следует, что комплект конденсаторов для понижающего преобразователя будет больше и дороже, чем для повышающего.

Заключение

Я уверен, внимательный читатель уже заметил, что электрические процессы в повышающей схеме и количественно, и качественно являются зеркальным отображением процессов в понижающей. И силовую часть преобразователя 10 В – 30 В можно собрать на тех же компонентах, что и преобразователя 30 В – 10 В, как, впрочем, и при любых других соотношениях входных и выходных напряжений.

Конечно, может быть разница в схеме управления. Так, например, транзистором верхнего плеча в понижающем преобразователе сложнее управлять, чем транзистором нижнего плеча в повышающем. Однако в синхронных преобразователях, в которых, как и в

преобразователях переменного напряжения [7], вместо неуправляемого диода используются транзисторы, необходимы драйверы для силовых ключей обоих плеч, и эта разница снова исчезает.

Однако есть один момент, который может стать решающим. К сожалению, импульсные преобразователи иногда выходят из строя, и очень часто причиной этому становятся именно полупроводниковые компоненты – транзисторы и диоды. Если произойдет авария в повышающей схеме, то в нагрузку будет подано или низкое напряжение, равное напряжению питания, или произойдет короткое замыкание на первичной стороне, приводящее к срабатыванию защиты от перегрузки по току. В большинстве случаев это полностью безопасно для всех узлов прибора. А вот при коротком замыкании транзистора верхнего плеча понижающего преобразователя в нагрузку поступит высокое напряжение источника питания, которое может за считанные секунды вывести ее из строя.

Такая ситуация не раз происходила в упомянутых в начале статьи мониторах. При выходе из строя повышающего преобразователя в цепи питания строчной развертки в большинстве случаев ремонт монитора не занимал много времени. Но вот при пробое транзистора понижающего преобразователя последствия чаще всего были катастрофическими. Повышенное напряжение питания приводило к последующему пробоем одних из самых дорогих элементов – транзистора

выходного каскада строчной развертки и ТДКС, не считая элементов «обвязки», и ремонт чаще всего становился экономически невыгодным.

Таким образом, при прочих равных условиях за счет более высокой «выживаемости» оборудования в случае пробоя силовых полупроводниковых приборов, повышающая схема может оказаться предпочтительней понижающей, и этот фактор может стать решающим при проектировании систем с высоким уровнем надежности, а также гарантийного и послегарантийного сервиса. **РЛ**

Список источников

1. NEC Color Monitors MultiSync V720, MultiSync V721, Diamand Scan 71 (Model No. N0701 Series) Service Manual.
2. Русу А.П. «[Почему обмотки дросселя обратного ходового преобразователя могут иметь разное число витков](#)».
3. Русу А.П. «[Откуда появились базовые схемы преобразователей](#)».
4. Русу А.П. «[Как определить размеры магнитопровода дросселя импульсного преобразователя](#)».
5. Русу А.П. «[В каком режиме должен работать магнитопровод дросселя импульсного преобразователя?](#)»
6. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным регулированием // Электричество. – 2005. – №9. – С. 43–54.
7. Русу А.П. «[Импульсное преобразование переменного тока](#)».

Как увеличить время автономной работы носимых устройств

Часть 1

Paul Pickering

Electronic Design

Чтобы максимально использовать доступную емкость аккумуляторной батареи, необходим системный подход к повышению энергоэффективности, а также к выбору компонентов, строго контролирующим работу батареи при минимальном потреблении энергии

«Делать больше и с меньшими затратами» это не просто фраза из последней речи вашего генерального директора о сокращении корпоративных расходов, это практически мантра для разработчиков носимых электронных устройств. Ведь список возможностей каждого нового поколения смартфонов, фитнес-устройств или умных часов обычно должен быть больше, чем у предыдущего. Например, в третью модель часов Apple Watch (Рисунок 1) включены акселерометр, гироскоп, пульсометр, микрофон, динамик, барометрический высотомер, измеритель уровня освещенности, Wi-Fi, Bluetooth, NFC, GPS и опционально LTE-телефон. Ах да, они еще показывают время.

Но увеличение функциональности приводит к росту энергопотребления, а размеры и толщина корпуса, согласно существующим тенденциям, должны только уменьшаться.

Это приводит к тому, что пространства, отводимого под аккумулятор, с каждым разом становится все меньше. Уже дошло до того, что в современных смартфонах пользователь больше не может самостоятельно заме-

нить потерявшую емкость батарею. Этой опцией пришлось пожертвовать ради того, чтобы создать более тонкий аппарат.



Рисунок 1. Как и в большинстве носимых устройств, в Apple Watch Series 3 практически нет места для аккумулятора емкостью 279 мА·ч. Тем не менее, при эпизодическом использовании эти часы могут работать до 18 часов. Однако, разговаривая по телефону, будьте осторожны, поскольку это может разрядить батарею за один час.

Еще меньше места для источника питания в носимой технике. Так, например, в умных часах или фитнес-устройствах часто есть место только для одноэлементной литий-ионной батарейки с напряжением 3.8 В и емкостью от 130 мА·ч до 410 мА·ч.

Неудивительно, что в меньшем по размерам и емкости аккумуляторе уже просто может не оказаться нужного количества энергии для новых энергоемких функций. В результате одной из самых распространенных жалоб покупателей носимых устройств является малое время автономной работы.

Системный подход к оптимизации энергопотребления

Сочетание повышенного энергопотребления и малой емкости аккумулятора заставляет разработчика экономить энергию всеми возможными способами. Эффективный подход системного уровня состоит в том, чтобы разделить устройство на функциональные блоки, сгруппировать их по количеству требу-

емой мощности, и после этого для каждой группы искать алгоритм работы, наиболее оптимальный, с точки зрения использования энергии (Рисунок 2).

Если функция используется редко, то узлы, отвечающие за ее поддержку, например, радиомодули, можно вообще полностью отключать на то время, пока они не нужны.

Каким-то узлам необходимо низкое энергопотребление в режиме ожидания при сохранении возможности быстрой реакции. К таким узлам, в частности, относятся микроконтроллеры и различные датчики, большую часть времени находящиеся в спящем состоянии и включающиеся либо по расписанию, либо по запросам пользователя.

Для остальных узлов, возможно, самым главным будет высокий КПД при полной нагрузке. Дополнительным преимуществом всегда является возможность полного отключения аккумулятора от остальной части системы, чтобы гарантировать, что аккумулятор сохраняет заряд, пока продукт транспортируется или хранится на складе.

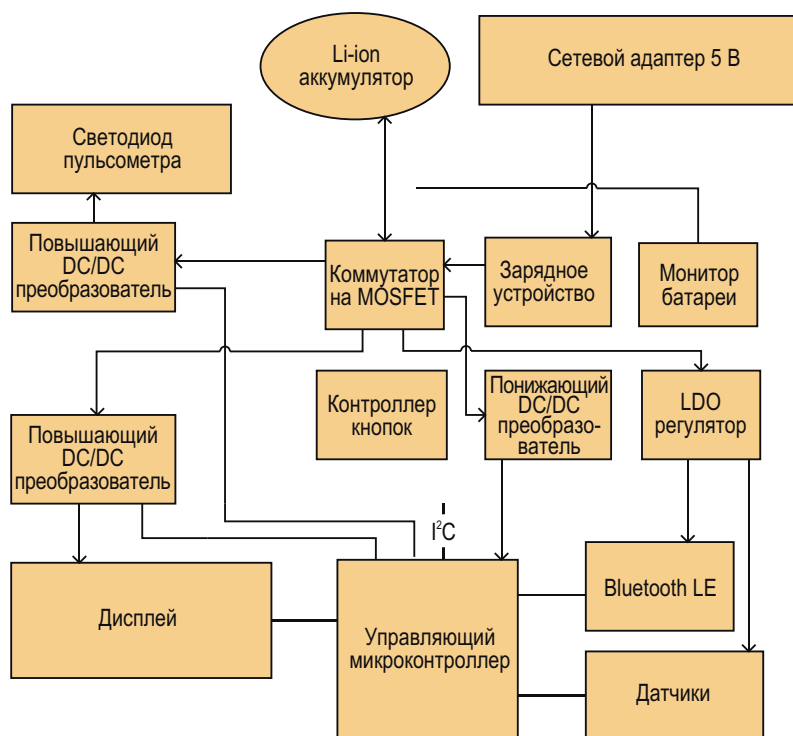


Рисунок 2. Архитектуру типичного носимого устройства можно сегментировать на несколько блоков, основываясь на их профилях питания. Для максимальной энергоэффективности конструкции необходимо оптимизировать стратегию питания каждого блока.

Системы управления аккумуляторной батареей для носимых устройств

Самыми распространенными компактными химическими источниками тока являются литий-ионные аккумуляторы. Наряду с множеством преимуществ по сравнению с конкурирующими устройствами, литий-ионным аккумуляторам присущ серьезный недостаток – сравнительно небольшая область безопасной работы (SOA). Перезаряд, глубокий разряд или перегрев могут иметь катастрофические последствия, поэтому система управления аккумуляторной батареей (СУАБ) должна тщательно контролировать ток, напряжение и температуру во время зарядки и работы.

В общем случае, СУАБ должна удовлетворять трем основным критериям: иметь минимальный собственный ток потребления, чтобы увеличить доступное количество энергии батареи, минимизировать время, необходимое для перезарядки, и обеспечивать максимально возможный уровень заряда батареи.

На время автономной работы влияет множество различных факторов, включая, среди прочего, емкость аккумулятора, ток потребления и режимы работы устройства. При этом на продолжительность автономной работы миниатюрных батарей наибольшее влияние оказывают два параметра СУАБ: ток утечки и ток окончания заряда.

Ток утечки

Для демонстрации влияния тока утечки СУАБ рассмотрим электронный браслет с аккумулятором емкостью 50 мА·ч, которой достаточно для 30 дней автономной работы.

Если предположить, что СУАБ идеальна и потребляет нулевой ток, то базовое потребление тока остальной части носимого устройства составит 64 мкА. При добавлении к этому току тока утечки СУАБ, время работы будет, естественно, уменьшаться. Например, при токе утечки, равном 75 нА, результирующий ток увеличивается незначительно и время работы все еще остается равным приблизительно 30 дням. Однако при токе утечки 5 мкА время работы устройства сократится на два дня, а при 20 мкА ресурс аккумулятора

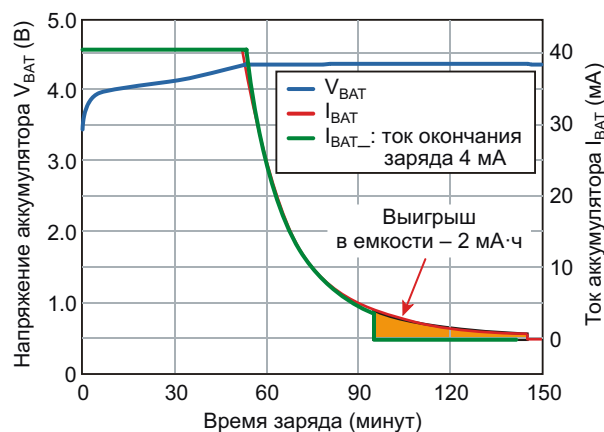


Рисунок 3. Зарядные циклы аккумуляторной батареи емкостью 41 мА·ч при токах окончания заряда 4 мА и 1 мА.

сократится уже на семь дней, или на 23%. Таким образом, для системы управления аккумуляторной батареей низкий ток утечки является обязательным требованием.

Ток окончания заряда

Почему так важен ток окончания заряда? Это такой зарядный ток, при котором зарядное устройство прекращает работу, считая аккумулятор полностью заряженным. Если порог окончания заряда будет слишком высоким, аккумуляторная батарея будет заряжаться не полностью, что необоснованно сократит время автономной работы устройства.

На Рисунке 3 показаны графики двух разных циклов заряда аккумуляторной батареи емкостью 41 мА·ч, начинающихся с одинакового тока 40 мА. По мере накопления энергии аккумулятором зарядный ток постепенно уменьшается, достигая тока отключения. Зеленой линией показан зарядный цикл с отключением на уровне 10% от емкости, что соответствует 4 мА, а красной – с током отключения 1 мА. Из графиков видно, что прекращение заряда при токе 1 мА обеспечивает около 2 мА·ч дополнительной емкости, что на 5% больше, чем при токе отключения 4 мА.

В подобных случаях разработчику необходимо принимать компромиссное решение, выбирая между временем зарядки и временем автономной работы, ведь для наполнения этой дополнительной емкости 2 мА·ч длительность зарядки необходимо увеличить на 50 минут (с 97 до 146 минут). Есть ли в этом смысл? Все зависит от ситуации, но

дополнительные 5% емкости для умных часов соответствуют приблизительно двум часам работы.

Чем меньше емкость батареи, тем более критичным становится контроль тока оконча-

ния заряда. Так, например, при зарядке аккумуляторной батареи емкостью 20 мА·ч зарядным устройством, отключающимся при токе 5 мА, более 10% емкости просто не будет использоваться. **РЛ**

Окончание в следующем номере

Развитие навигационной спутниковой системы ГЛОНАСС. Глобальные и региональные навигационные спутниковые системы

Часть 2

Окончание. Начало в номере 01-2019

Юрий Петропавловский

ВеiDou (китайское название созвездия «Большая медведица») – китайская региональная НСС, идея создания которой была предложена в 1982 году, вначале базировалась на двух геостационарных КА и имела рабочее название Twinsat. Экспериментальная проверка концепции НСС была проведена в 1989 году с помощью действующих спутников связи FFH-2/2A. Первый этап создания НСС ВеiDou был начат в 1994 году, в 2000 году были запущены два геостационарных спутника ВеiDou-1A/1B, а в 2003 году – ВеiDou-1С.

Разработка системы второго поколения ВеiDou-2 стартовала в 2004 году, а к 2012 году на геостационарную орбиту было запущено еще 14 КА, 5 спутников встали на наклонные геосинхронные орбиты и 4 – на средние орбиты. Система ВеiDou-2 обеспечивала потребителей Азиатско-тихоокеанского региона услугами определения местоположения, времени, скорости, дифференциальных поправок и отправки коротких сообщений.

Создание НСС третьего поколения ВеiDou-3 началось в 2009 году с целью расширения покрытия вплоть до глобального к 2020 году. Эта система будет предоставлять два вида глобальных и два вида региональных услуг.

Космическая группировка ВеiDou смешанного типа состоит из КА, находящихся на орбитах трех типов, и к 2020 году будет состоять из 35 КА, из которых 5 КА ВеiDou-3G будут находиться на геостационарных орбитах (высота 35,786 км), 27 КА ВеiDou-M – на средних круговых орбитах (высота 12,500 км, период обращения 12 часов) и 3 КА ВеiDou-IGSO – на геосинхронных наклонных высоких орбитах (высота 35,786 км).

После 2015 года, структура передаваемых КА сигналов изменилась, в частности центральная частота сместилась на значение 1575,42 МГц (как у гражданской GPS), а вместо модуляции QPSK применена MBOC для обеспечения совместимости с НСС GPS и Galileo.

Наземный сегмент ВеiDou располагается на территории Китая, в Сингапуре, Австралии, Европе, Африке и ОАЭ и содержит традиционные центры управления и сеть беззпросных измерительных станций.

В 2018 году Россия и КНР обсудили возможность создания объединенной НСС на базе ГЛОНАСС и ВеiDou, на которую первыми могут перейти страны ШОС. В марте с таким предложением к «Роскосмосу» обратились китайские специалисты. В случае реализации проекта возможно кратное повышение точ-

ности определения координат в самых различных условиях, в том числе в районах плотной городской застройки за счет применения корректирующей информации с примерно 50 спутников объединенной системы. В частности точность определения координат в НСС ГЛОНАСС возрастет примерно в 3 раза. Такой подход в условиях ограничений со стороны США может быть вдвойне полезен, так использование GPS для подобной цели в будущем может стать проблематичным.



Рисунок 4. Микросхема подсемейства STA8089.

Многие стандартные чипсеты с поддержкой BeiDou выпускают такие компании, как MediaTek (см. упомянутый выше чипсет MT3333) и STMicroelectronics. В Россию микросхемы этой фирмы поставляются под маркой НАВИА, например однокристалльные навигационные решения семейства Teseo III. В состав семейства входит большое число микросхем для навигационных приложений. На Рисунке 4 показана микросхема подсемейства STA8089. Микросхемы подсемейства отличаются миниатюрностью (габариты 7 мм × 7 мм × 1 мм) и чрезвычайно низким энерго-



Рисунок 5. Старт ракеты CZ-3B/YZ-1 со спутником BeiDou.

потреблением – порядка 30-75 мА при $U_{пит} = 1.8$ В. Микросхема обеспечивает прием сигналов НСС GPS, ГЛОНАСС, Galileo, BeiDou, QZSS с погрешностью определения координат 1.5 м в плане и 3 м по высоте, чувствительность прибора, в зависимости от режима, составляет от -162 дБм до -145 дБм.

Последние два спутника (35-й и 36-й) НСС BeiDou были успешно выведены на орбиту ракетой CZ-3B/YZ-1 25 августа 2018 года с космодрома Xichang Satellite Launch Center на юго-западе Китая. На Рисунке 5 показан старт ракеты CZ-3B/YZ-1.

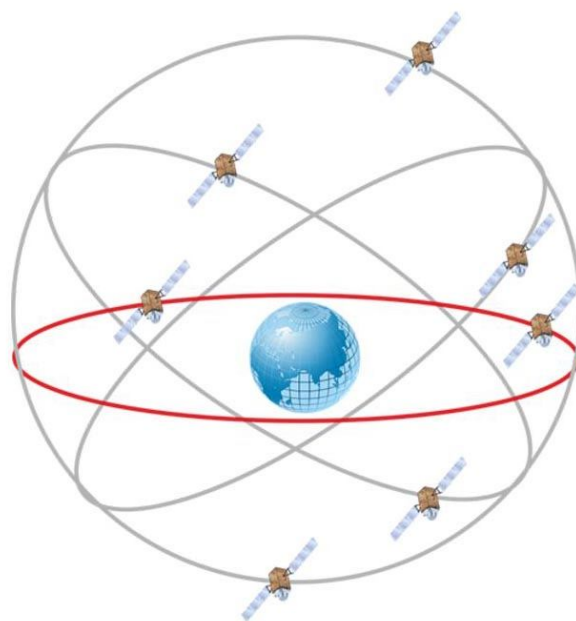


Рисунок 6. Японская спутниковая группировка QZSS.

QZSS (Quasi-Zenith Satellite System) – японская региональная квазизенитная НСС, предназначенная для обслуживания потребителей в Азиатско-тихоокеанском регионе. Проектирование системы QZSS началось в 2003 году, а изготовление аппаратуры – в 2008 году. Первый КА Michibiki-1 системы был запущен в 2010 году, а уже в 2011 году НСС QZSS была запущена в эксплуатацию с помощью сигналов GPS. К настоящему времени на квазизенитных орбитах находятся еще два КА (Michibiki-2/4), а КА Michibiki-3 летает по геостационарной орбите. В дальнейшем предполагается расширить спутниковую группировку до 7 КА, как показано на Рисунке 6. Спутники, находящиеся на квазизенитных орбитах, разнесены на 120° , что обеспечивает нахождение каждого КА над

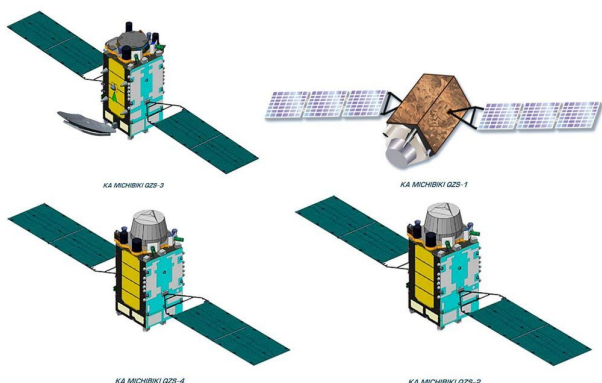


Рисунок 7. Космические аппараты Michibiki.

Японией в течение 8 часов. Внешний вид КА Michibiki показан на Рисунке 7.

Система QZSS предоставляет потребителям три вида услуг: передача сигналов, тождественных сигналам GPS, что позволяет повысить доступность навигации, особенно в районах с плотной городской застройкой; передача поправок, рассчитанных по измерениям сети наземных станций для повышения точности определения координат; обеспечение связи и передачи данных в городах и горной местности.

Наземный сегмент НСС QZSS состоит из главной станции управления на Окинаве, сети станций мониторинга на территории Японии и за ее пределами (Гавайские острова, Бангкок, Канберра, Бангалор), пунктов лазерной дальнометрии (на КА имеются лазерные отражатели), станций управления временем.

Кроме японских производителей чипсеты для навигационных приложений QZSS выпускают и другие компании, как например STM с упомянутой выше микросхемой STA8089.



Рисунок 8. Космический аппарат IRNSS-1a.

NAVIC – индийская региональная НСС, на первых этапах создания имевшая название IRNSS (Indian Regional Navigation Satellite System) и предназначенная для обеспечения навигационными услугами потребителей на Индийском полуострове. Первый КА IRNSS-1a (Рисунок 8) был выведен на орбиту в 2013 году, а формирование космической группировки из 7 КА было завершено в 2016 году, тогда же система получила и новое название NAVIC. К системе могут подключаться как санкционированные, так и обычные потребители. Точность определения координат системы NAVIC составляет порядка 20 метров в регионе индийского океана и около 10 метров в самой Индии. Зона, в которой можно пользоваться услугами системы, ограничена примерно 1500 км от границ Индии.

Большой неприятностью для эксплуатации NAVIC стал отказ всех трех атомных часов на КА IRNSS-1a, что привело к снижению точности определения времени в системе. На замену в 2017 году был запущен дублер IRNSS-1H, но неудачно – аппарат не вышел на заданную орбиту.

Наконец, 11 апреля 2018 на орбиту был успешно выведен КА IRNSS-1J. На Рисунке 9 показан КА IRNSS-1J на испытаниях в чистой комнате.

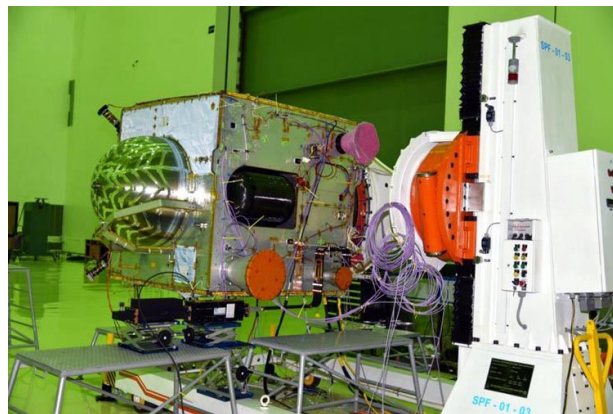


Рисунок 9. Космический аппарат IRNSS-1J на испытаниях в чистой комнате.

НСС NAVIC является первой навигационной системой, предоставляющей потребителям с одночастотной аппаратурой информационные поправки от ионосферной точечной сети. При этом точность определения координат сопоставима с точностью двухчастотной аппаратуры.

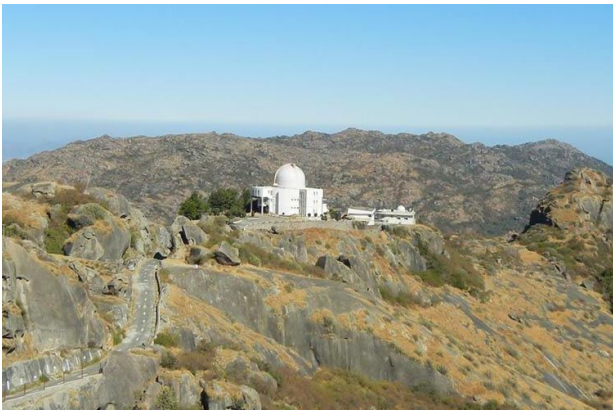


Рисунок 10. Обсерватория Маунт-Абу, на которой установлено оборудование наземной станции NAVIC.

В наземный сегмент НСС входят командно-измерительные и телеметрические станции, два центра управления спутниками, центр управления навигационными операциями, центр синхронизации и другие службы. На Рисунке 10 показана обсерватория Маунт-Абу, на которой установлено оборудование одной из земных станций NAVIC.

Несмотря на различные трудности при вводе в эксплуатацию системы NAVIC,



Рисунок 11. Министр рыболовного хозяйства Индии знакомится с судовым навигационным приемником системы NAVIC.

индийские пользователи с энтузиазмом применяют различные мобильные устройства с отечественной системой спутниковой навигации. Например, в январе 2018 года в море из трех портов вышли пять рыболовецких судов, оборудованных устройствами с NAVIC. На Рисунке 11 министр рыболовного хозяйства J. Manjivappa знакомится с судовым навигационным приемником системы NAVIC. **РЛ**

Atollic True Studio – урок по переносу проекта для STM32

Колыванов Сергей, Свердловская обл.

Получившая распространение среда разработки Atollic TrueSTUDIO for STM32 стала бесплатной. Фирма STMicroelectronics купила ее у Atollic и выложила в свободное пользование для всех желающих. В данном материале приведу инструкцию по портированию программы, сделанной профессиональным программистом в среду Atollic TrueSTUDIO. По ходу изложения читатель познакомится с работой в среде разработки и получит возможность изучить стиль работы продвинутых программистов.

В качестве примера для STM32 взят демонстрационный проект широко распространенной в кругах эмбеддеров реализации файловой системы FAT от ChaN, еще именуемой FatFs, для SD-карт памяти. По ссылке [1] в разделе Загрузки можно скачать набор примеров подключения карты к различным микроконтроллерам. В архиве лежит каталог с примером для платы STM32VLDISCOVERY с микроконтроллером STM32F100. Работа достаточно качественная, компилируется и работает без проблем и дополнительных настроек. Качаем и распаковываем. Предполагается, что саму среду уже загрузили с atollic.com и установили. Пример написан без использования библиотек сторонних разработчиков. Исходный пример компилируется и линкуется из командной строки под управлением утилиты *make* из среды Linux. Утилита *make* – это ставший стандартом способ управления процессом компиляции. В каталоге с примером для STM32 находится *Makefile* – текстовый файл, в котором расписан процесс компиляции и линковки. Если его открыть, то можно распознать списки объектных файлов, которые будут получены в результате компиляции, название компилятора, которым будет компилироваться программа *arm-none-eabi-*

gcc и сопутствующие утилиты. В *Makefile* сосредоточена вся информация по процессу компиляции. Многие проекты свободного ПО для встраиваемых систем организованы по такому же принципу.

Запускаем Atollic, выбираем **File, New, C Project, Empty Project**. Вводим подходящее название проекта. В поле **Toolchains** выбираем **Atollic ARM Tools**. Создается почти пустой проект, что и нужно (Рисунок 1).

Выделяем вновь созданный проект правой кнопкой на вкладке **Project Explorer** и из контекстного меню выбираем **Import...** Если вкладки **Project Explorer** нет, то из пункта

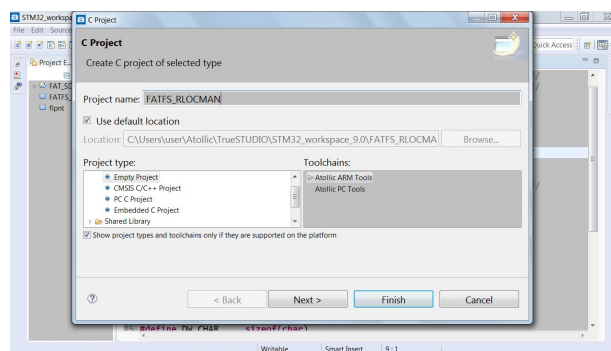


Рисунок 1.

View выбираем **Project Explorer**. В открывшемся окне **Import** выбираем **File System** и кнопку **Next>**. Затем выбираем каталог с примером проекта и все файлы с расширениями «.c» и «.h». Снимки экрана операций приведены на Рисунках 2 и 3.

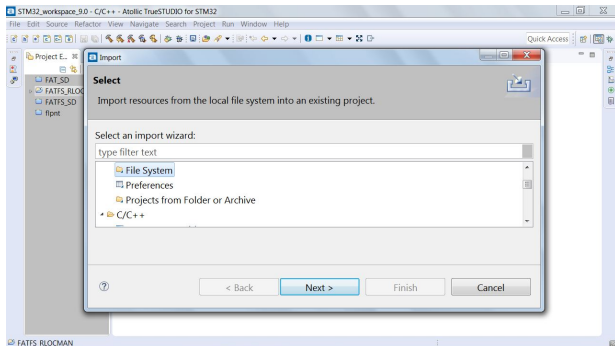


Рисунок 2.

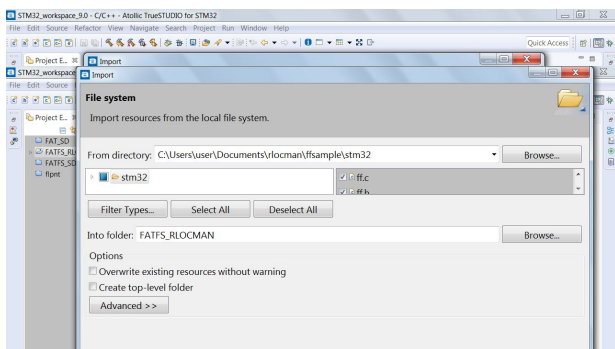


Рисунок 3.

Выбранные файлы будут скопированы в папку с проектом и включены в процесс компиляции. Кроме файлов с исходным кодом, нужно импортировать скрипт линкера – файл с расширением «.ld». Этот файл управляет линковкой программы. Следующий этап – настройка параметров компиляции. В *Makefile* имеются все данные для настройки компиля-

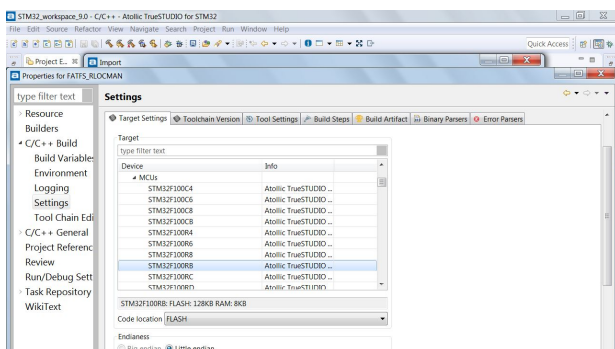


Рисунок 4.

ции, но это для тех, кто хорошо разбирается в процессе.

Выбираем пункт **Project, Properties, C/C++ Build, Settings**. В окне **Settings** на вкладке **Target Settings** будет предложено выбрать целевую систему, для которой будет сформирован массив с параметрами компиляции. Кроме параметров компиляции будет и создан скрипт линковки для целевой системы, который будет заменен на имеющийся в примере. Выбираем **STM32F100RB** и сохраняем (Рисунок 4).

Там же на вкладке выбираем **Tool Settings**, затем **C Compiler** и **Optimization**. Ставим галки на **Prepare dead code removal** и на **Prepare dead data removal**. Поясняет операцию Рисунок 5.

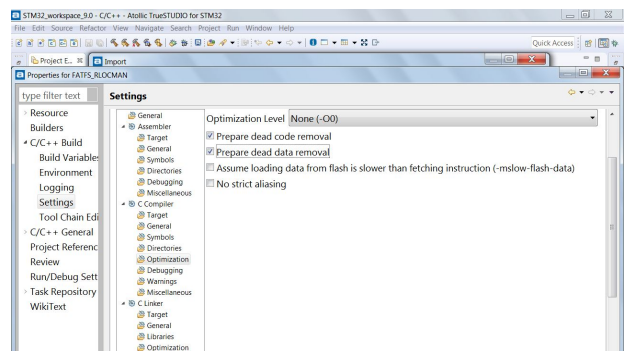


Рисунок 5.

В пункте **C linker, General** в этом же окне ставим галки на **Do not use standard start files** и **Do not use standard default libraries**. В поле ввода **Linker script** подставляем путь к файлу скрипта линкера, который поставляется с примером и импортирован в проект ранее. Файлы проектов находятся в домашнем каталоге пользователя в подкаталоге "Atollic", там нужно искать каталог созданного проекта с файлами (Рисунок 6).

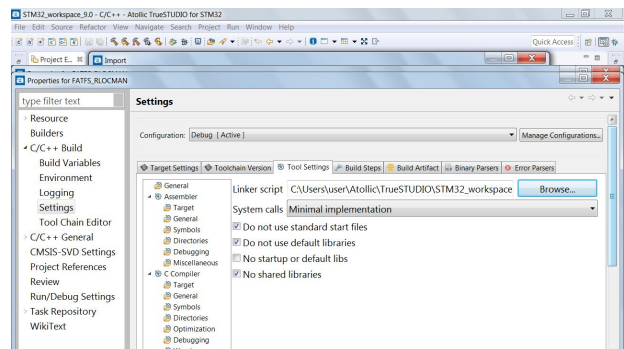


Рисунок 6.

В пункте **Optimization** ставим галку **Dead code removal**. В пункте **Other**, **Output format** выделяем галкой **Convert build output**. По завершении компиляции будет создан двоичный образ для записи во флэш-память микроконтроллера в выбранном формате. Снимок экрана показан на Рисунке 7.

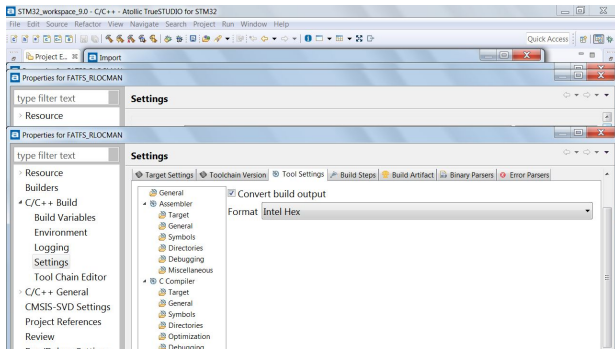


Рисунок 7.

Суммарно действующие параметры, с которыми будет вызываться компилятор и линковщик, можно посмотреть, выделив в меню пункты **C compiler** и **C Linker**; они должны быть такими как на Рисунках 8 и 9.

Компилируется проект командой из основного меню **Project, Build Project**. Информа-

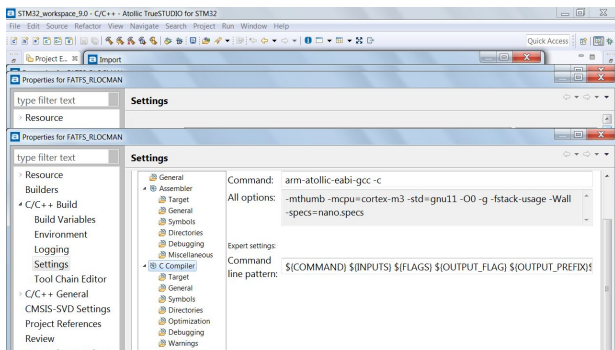


Рисунок 8.

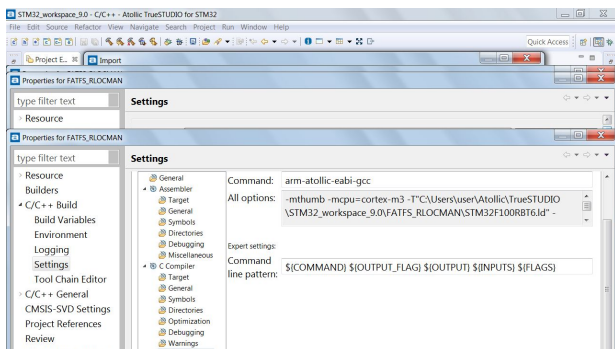


Рисунок 9.

ция о процессе компиляции выводится в текстовую консоль. Если окно консоли неактивно, его можно вызвать из основного меню **View, Console**. Если компиляция прошла успешно, будут созданы файлы с расширениями «.elf» и «.hex» или «.binary».

Для записи двоичного образа программы в микроконтроллер на первых порах можно использовать программу *STM32 ST-Link Utility*. Для более профессиональной работы нужно настроить среду разработки, чтобы использовать утилиту командной строки *ST-LINK_CLI.exe*, поставляемой с STM32 ST-Link Utility. Если ST-Link не установлена, то нужно скачать дистрибутив и установить. В основном меню выбираем **Run, External tools...**, **External Tools Configure**. Ставим фокус на **Program**, создаем конфигурацию для программы прошивки, вводим подходящее название, подставляем путь к утилите *ST-LINK_CLI.exe*, выставляем рабочий каталог для утилиты и задаем параметры запуска '-c ID=0 SWD -P C:\Users\user\Atollic\ TrueSTUDIO\ STM32_workspace_9.0\FATFS_RLOCMAN\Debug\FATFS_RLOCMAN.hex'. Двоичный файл с прошивкой в формате «.hex» или «.binary» в каталогах "Debug" или "Release", в зависимости от активной конфигурации. По умолчанию устанавливается конфигурация Debug. Процесс конфигурирования иллюстрируется Рисунком 10.

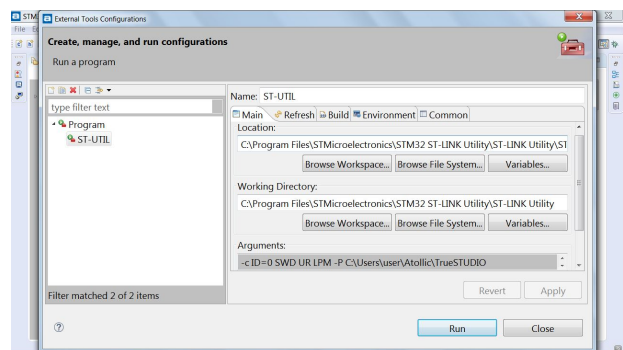


Рисунок 10.

Схема подключения (Рисунок 11), взятая из каталога демонстрационного проекта, была вложена в папку с программным кодом. Контроллер подключается к компьютеру через RS-232. В микроконтроллере STM32F100 отсутствует аппаратный контроллер USB, наверно именно поэтому автор программы выбрал RS-232, еще достаточно распространенный в промышленности и в различном специальном оборудовании. Для сопряжения

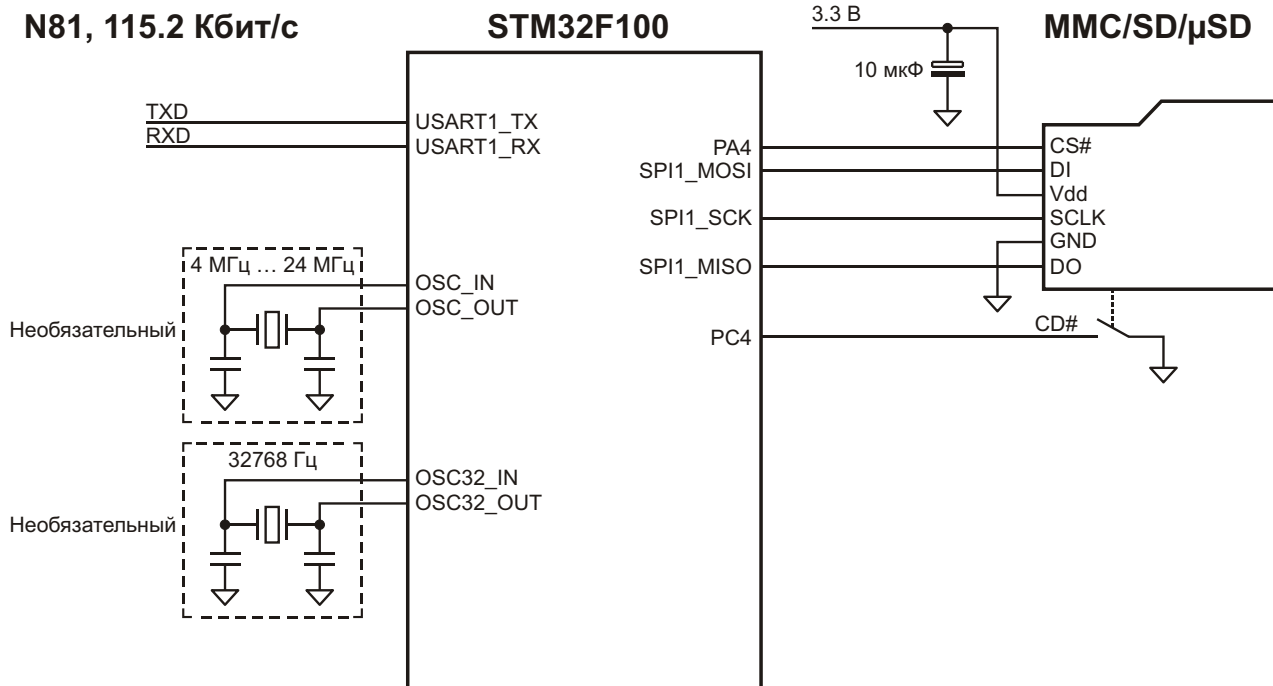


Рисунок 11.

нужно использовать устройство на микросхемах, подобных MAX3232. Контакты платы STM32VLDISCOVERY используются следующим образом: PA10 – Rx, PA9 – Tx, PA6 MISO – DO, PA7 MOSI – DI, PA5 – SCLK, PA4 – CS_SEL; PC4 нужно замкнуть на GND.

После подключения SD-карты и записи программы в микроконтроллер подключаемся к компьютеру через RS-232, возможно, с помощью переходника RS-232–USB. Для общения используем какую-либо терминальную программу. Параметры настройки порта: скорость 115200, 8N1. В Atollic имеется простой терминал последовательного порта (Рисунок 12), окно которого открывается из основного меню посредством **View, Terminal**.

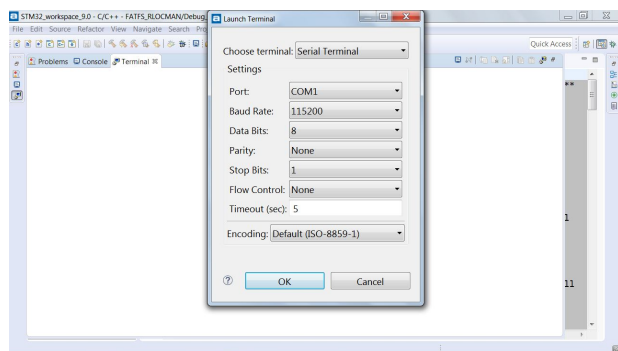


Рисунок 12.

Когда откроется терминальное окно, жмем Ctrl+Alt+Shift+T, – появится окошко настройки параметров соединения.

Если связь исправна, то после сброса микроконтроллера должно появиться сообщение с информацией о программе и приглашение к вводу команд '>'.
'>'

По команде '?', выводится краткий справочник по командам. Команда 'di 0' выполнит инициализацию карты. Если команда прошла успешно, то ответ будет 'rc=0', противное означает какую-то неисправность. Командой 'ds 0' проверяем статус устройства. Монтируем файловую систему: 'fi 0'; проверяем статус системы: 'fs 0' (Рисунок 13). Команда 'fl' выводит содержимое текущего каталога.

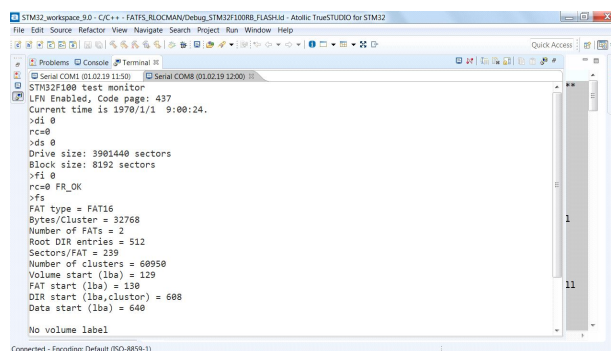



Рисунок 13.

Программа задействует часы реального времени микроконтроллера, встроен также программный календарь. По команде 't' на экран выводится текущее время. Дата и время устанавливаются командой 't2019 1 25 12 30 00'. Если подключить батарейное питание к контакту VBAT платы, то время будет отсчитываться и при отсутствии основного питания. Не забудьте убрать переключку SB1 на плате.

Драйвер USART сделан с использованием обработчика прерываний и кольцевого буфера.

Для формирования точных временных задержек создан обработчик прерываний на системном таймере. Среда разработки имеет развитые средства для навигации по исходному коду. Изучая профессиональные программные проекты можно повысить свою квалификацию как программиста. Удачи в работе. 

Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics STM32F100RB](#)
2. [Datasheet Texas Instruments MAX3232](#)

Загрузки

[Набор примеров подключения карты к различным микроконтроллерам](#)



[Документация на плату STM32VLDISCOVERY](#)



Электроника для программы NASA Apollo в 1960-е годы

Steve Taranovich

EDN

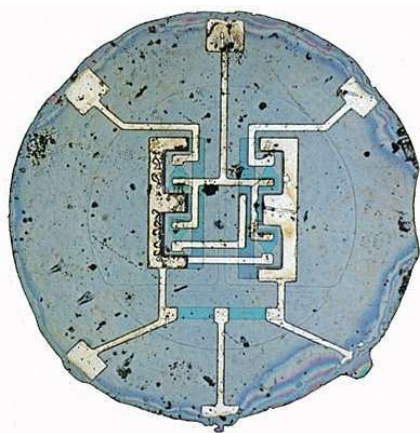
Карьеру разработчика электронных схем я начал в 1972 году. Я помню, что количество доступных в то время интегральных схем было относительно невелико. Поэтому, оглядываясь в прошлое на программу «Аполлон», которая стартовала в начале 1960-х годов и закончилась доставкой человека на Луну в 1969 году, я восхищаюсь творческим использованием технологических возмож-

ностей той эпохи в конструкции космического корабля, когда разработчикам систем связи, управления и многого другого, необходимого для полета на Луну, были доступны в основном дискретные транзисторы и дискретные логические вентили.

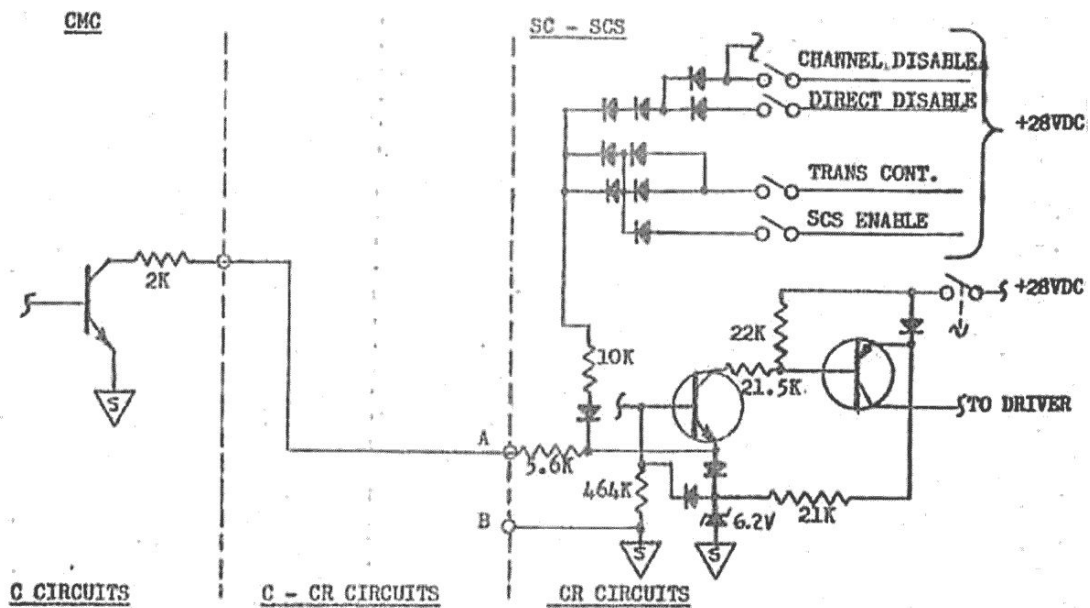
Первая группа космических кораблей серии «Меркурий», запущенная НАСА в конце 1950-х годов, вообще не имела компьютеров. В то время в сентябре 1958 года Джек Килби из Texas Instruments изобрел первую интегральную схему, в которой он использовал внешние проводные соединения. В 1959 году Роберт Нойс из Fairchild Semiconductor создал «монолитную схему», в которой все компоненты были размещены на кремниевом кристалле и соединены медными проводниками, напечатанными на оксидном слое, – первый микрочип.

В 1961 году была разработана первая коммерческая микросхема – логический элемент «ИЛИ-НЕ», состоящий из трех транзисторов и резистора нагрузки, заключенных в 6-выводной металлический корпус TO-5.

Программа Apollo стала основным фактором роста Силиконовой долины в Калифорнии в начале 1960-х годов.



Первый триггер типа «F» (с управлением и записью) в металлическом корпусе TO-18. (Фото: Fairchild Camera & Instrument Corp. и Музей компьютерной истории).

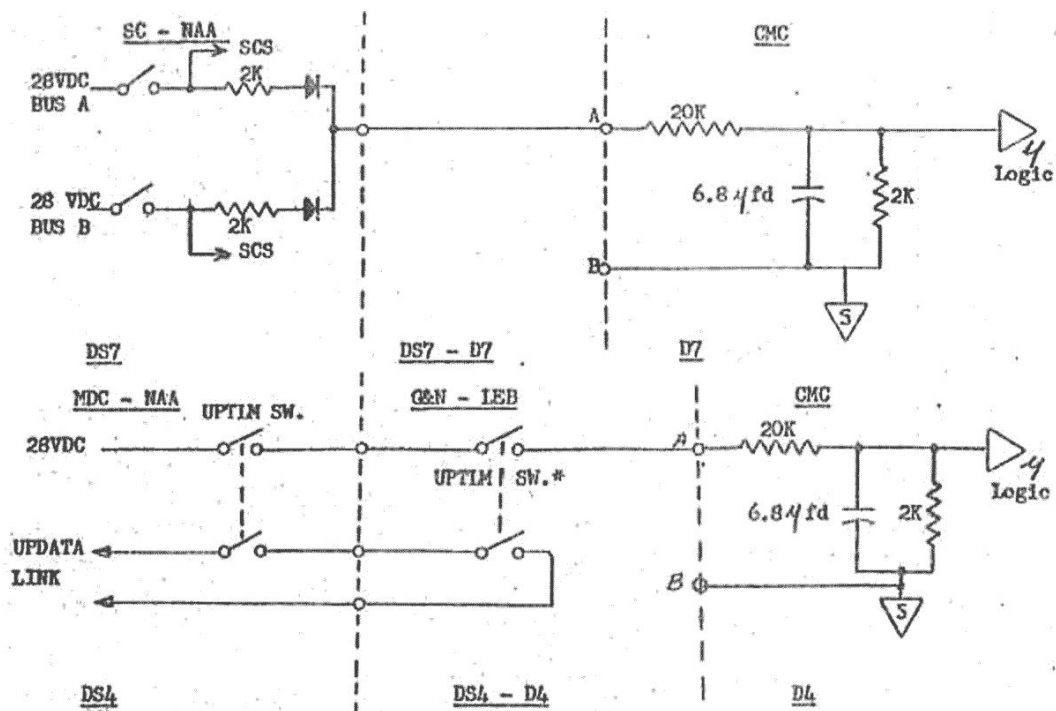


Большинство электронных схем Apollo было собрано на транзисторах. (Обозначения: SC – spacecraft – космический корабль, SCS – stabilization and control system – система стабилизации и управления, CMC – command module computer – компьютер командного модуля).

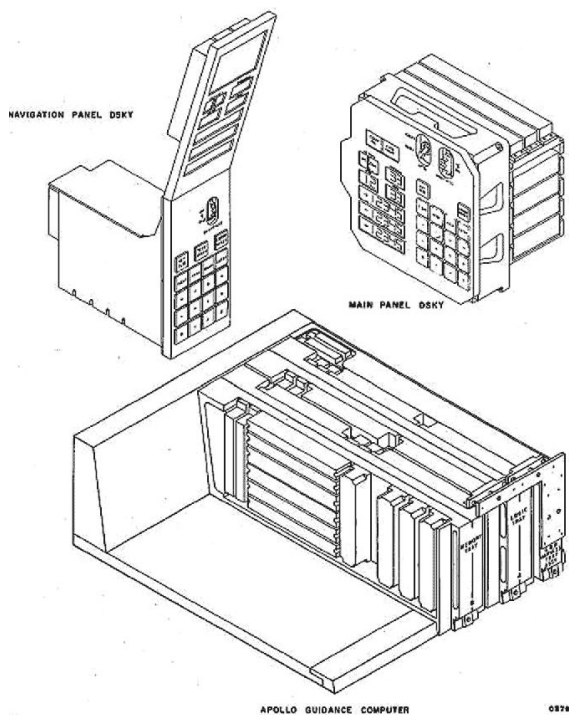
Управляющий компьютер Apollo (AGC)

Для выполнения поставленной президентом Кеннеди цели – высадки человека на Луну к концу 1960-х годов – понадобились новые технологии. Главная потребность была в

небольшом, легком устройстве управления и навигации, которое могло бы решать сложные траекторные уравнения и в «реальном времени» во время полета выдавать команды управления космическому кораблю Apollo. В результате был создан Управляющий компьютер Apollo (Apollo Guidance Computer – AGC).



В логических схемах использовались преимущественно микросхемы микрологики (μ Logic) [1]. (NAA – North American Aviation название бывшей американской аэрокосмической компании).



Физическая конфигурация AGC. (Рисунок из архивов NASA «Apollo Guidance and Navigation System: Equipment and Familiarization Manual»).

В августе 1961 года НАСА дало инженерам Массачусетского технологического института (MIT) возможность спроектировать AGC. Эти инженеры начали конструировать первый компьютер для запуска в космос по программе Apollo. Им требовалось уменьшить размеры и вес этого бортового компьютера, и появление микросхем стало средством решения задачи, позволившим заменить многие, многие дискретные транзисторы. Из-за ограничений на размеры и вес в компьютере Apollo использовалось всего несколько триггерных регистров; тем не менее, семь ключевых регистров компьютера основывались на триггерах.

В 1962 году MIT стал первым, кто использовал эти новые интегральные схемы, представленные в 1961 году, в своей конструкции AGC, поскольку это позволяло создать устройство требуемого веса и размеров. В 1963 году MIT тестировал и разрабатывал блоки AGC Block I. В то время ими было заказано около 60% доступных в мире микросхем!

В первоначальной версии созданный MIT AGC имел лишь 4 Кслов постоянной памяти и 256 слов стираемой. (Идея использования дополнительных компьютеров для резервирования в то время еще только обсужда-

лась). В июне 1963 года эти значения выросли до 10 Кслов постоянной памяти и 1 Кслов стираемой. Следующим шагом был рост объема постоянной памяти до 12 Кслов, но MIT все еще настаивал на том, что для автономной лунной миссии может быть достаточно памяти менее 16 Кслов! Позже объем постоянной памяти увеличился сначала до 24 Кслов, а затем до 36 Кслов, а объем стираемой памяти в окончательной конфигурации имел 2 Кслов.

Система AGC была изготовлена компанией Raytheon, и в каждой системе использовалось порядка 4,000 схем «Type-G» (трехходовых вентилей «ИЛИ-НЕ»). Они приобрели 200,000 устройств по 20-30 долларов каждое; AGC был крупнейшим потребителем микросхем вплоть до 1965 года.

Исходя из требований, предъявляемых к весу и энергообеспеченности лунного модуля, разработчики сочли амплитронную конструкцию более привлекательной, чем схему на лампе бегущей волны, использованную в командно-служебном модуле. Амплитронный усилитель мощности весил 7.6 кг и требовал 72 Вт, тогда как усилитель мощности для командно-служебного модуля весил 14.4 кг и, в зависимости от выбранного режима, потреблял 90 Вт или 167 Вт.

Амплитронный усилитель обратной волны с распределённой эмиссией, в дополнение к высокому КПД, имел множество уникальных характеристик, что делало его идеальным для космической телеметрии.

Усилитель мощности S-диапазона

Амплитрон (усилитель магнетронного типа) QKS997 обеспечивал непрерывную выходную мощность 25 Вт на частоте S-диапазона и имел усиление 20 дБ при КПД свыше 50%. В нем была использована уникальная конструкция радиочастотной схемы, позволившая достичь минимального веса магнита и удобного охлаждения за счёт теплопроводности. Другими положительными особенностями конструкции были низкая остаточная фазовая модуляция, нечувствительность к условиям окружающей среды, низкие потери при передаче в выключенном состоянии, вес около 450 г и режим работы катода, обеспечивающий длительный срок службы. Основные проблемы этого усилителя на первом этапе были связаны с короной, которая возникала при критическом давле-

нии. (Короны переменного тока и высокочастотные короны самозатухали, но дуга постоянного тока в высоковольтном модуле и в герметичном высоковольтном источнике питания была разрушительной). Все эти проблемы были устранены благодаря усовершенствованной конструкции и изменению технологиям производства. В конечном счете, лучшим способом устранения короны оказалось повышение давления в усилителе мощности.

Интегральные схемы в усилителе мощности и их отказы

Это был период становления интегральных схем. Отказ, который произошел в управляемой антенне во время тестирования продукции поставщиков второго уровня, был связан с микросхемой $\mu A702$, разработанной Бобом Видларом. При анализе отказов был обнаружен внутренний алюминиевый провод, разорванный из-за коррозии. Дальнейшие тесты и анализы показали, что источниками проблем являются интегральные схемы в плоских стеклянных корпусах с алюминиевыми внутренними выводами ($\mu A702$ и компаратор $\mu A710$).

Имели место следующие два механизма отказов.

1. Водная коррозия была вызвана загрязнением проводов и влагой, которая либо попала в корпус из-за утечки, либо оставалась внутри во время корпусирования. Дальнейший анализ показал, что попадание влаги внутрь корпуса в процессе герметизации было невероятным.

2. В некоторых интегральных схемах было обнаружено разбрызгивание стекла, произошедшее в процессе упаковки кристалла в металлостеклянный корпус. Реакция между стеклом и алюминием внутри интегральной схемы происходила без какого-либо влияния дополнительных внешних факторов. Эти отказы начались с интегральных микросхем, выпущенных после 22 марта 1967 года, и продолжались вплоть до окончания производства схем такого типа в 1969 году.

В связи с широким использованием микросхемы $\mu A702$ в лунном модуле, для всестороннего анализа соответствующих данных была создана специальная группа. Эта команда сделала следующие заключения:

1. 12 отказов, вызванных коррозией, произошли на складе поставщика 2246 интег-

ральных схем со средним сроком хранения 0.8 года. Частота отказов составила 0.75 на миллион часов.

2. Ни в одной из 420 интегральных схем (установленных в лунном модуле), средний возраст которых составлял 1.6 года, не произошло отказов, вызванных коррозией. Если бы произошел один сбой, то результирующая частота отказов составила бы 0.17 на миллион часов. Интегральные схемы, установленные в оборудование, имели более низкую частоту отказов, поскольку были защищены от внешнего воздействия и имели конформное покрытие или были герметизированы, что создавало барьер для влаги. Схемы у поставщика были подвергнуты внешним воздействиям, чтобы увеличить частоту отказов, а в ходе испытаний подвергались дополнительным воздействиям.

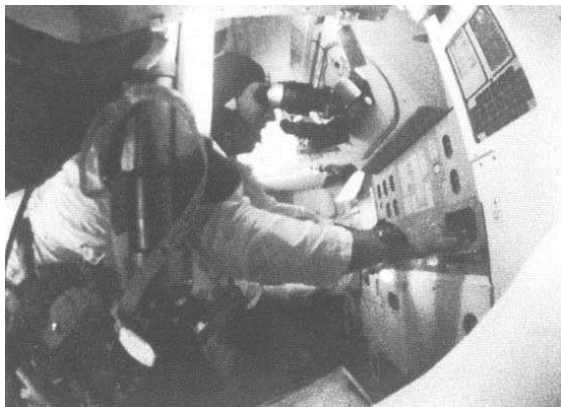
На основании этой информации частота отказов для собранного оборудования была определена как 0.17 на миллион часов. Для компонентов этого типа такую частоту отказов сочли приемлемой.

Интерфейс экипажа Apollo с AGC

AGC командного модуля размещался в нижнем отсеке возле навигационной станции. AGC (Block II) имел размеры 61 см ? 15 см и весил 31.8 кг. Он потреблял 70 Вт от источника постоянного тока 28 В. AGC в лунном модуле был в точности таким же.

Члены экипажа Apollo общались с AGC помощью дисплейной и клавиатурной систем (на языке NASA это называлось DSKY). В командном модуле были две системы DSKY: одна на центральном пульте управления, а вторая рядом с оптическими приборами навигационной станции.

На навигационной станции была также кнопка «отметка», которая посылала AGC сигнал при фиксации направления на звезду. Штурман смотрел в секстант, называвшийся юстируемым оптическим телескопом, находил подходящую навигационную звезду и с помощью AGC проверял направление навигационной платформы. Подсистема управления и навигации давала астронавтам возможность выдерживать требуемый курс космического корабля в космосе. Он могла работать как в полуавтоматическом, так и в ручном режиме, и выполняла основные функции



Здесь запечатлен поиск звезды астронавтом Аполло Джеймсом Ловеллом (James A. Lovell) во время миссии Аполлон-8. (Фото: NASA).

управления и навигации примерно так же, как аналогичные устройства самолета или корабля в море.

На борту Apollo всегда была навигационная система «План Б» [5] с традиционным ручным секстантом. Даже на борту Международной космической станции (МКС) и космического корабля Орион, который когда-то полетит на Марс, будет ручной секстант, и астронавты смогут использовать его точно

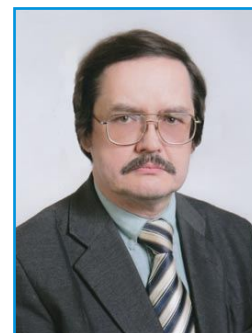
так же, как много лет назад это делали древние моряки в открытом море, до электроники и современных технологий.

В конечном итоге, благодаря упорному труду и простейшей электронике, нам удалось безопасно отправить людей на Луну и вернуть их обратно, чтобы выполнить поставленную президентом Кеннеди цель по посадке человека на Луну. В этом году мы отмечаем 50-летие высадки на Луну Нила Армстронга и его команды. Какое невероятное технологическое достижение! **РЛ**

Ссылки

1. Making Micrologic: [The Development of the Planar IC at Fairchild Semiconductor](#), 1957–1963, David A. Laws, Michael Riordan, IEEE Annals of the History of Computing, IEEE 2012
2. [Apollo Guidance Computer and the First Silicon Chips](#), Paul Ceruzzi, Space History Department, Smithsonian Institution
3. [Integrated Circuits in the Apollo Guidance Computer](#), klabs.org
4. [Computers in Spaceflight: The NASA Experience, NASA](#)
5. [The Story of the Apollo Sextant](#), Doug Adler, Astronomy.com

Реверсивный УНЧ



Михаил Шустов, г. Томск

Приведена схема реверсивного усилителя низких частот, построенного по симметричной схеме. Отличительной особенностью усилителя, обеспечивающей его реверсивность работы, является использование автоматических коммутаторов входных и выходных цепей усилительных каскадов, управляемых входными сигналами.

Реверсивные устройства – электронные устройства, вход и выход которых обратимы и равнозначны. Такие устройства – двух- или трехполюсники (без учета цепей питания) способны выполнять свои функции, например, передавать несущий информацию сигнал, как в прямом (от входа к выходу), так и в обратном направлении.

Среди семейства обратимых (реверсивных) устройств по степени их сложности можно выделить диодно-резистивные аттенюаторы, симметричные регуляторы напряжения, реверсивные преобразователи и

регенераторы логических уровней [1, 2], фильтры [3], регуляторы уровня сигнала [4], усилители на негаваристорах [1, 5] и операционных усилителях [6].

Помимо перечисленных выше устройств на страницах русскоязычных журналов можно найти многочисленные статьи, посвященные созданию и применению высокочастотных реверсивных усилителей и смесителей в технике радиосвязи [7–12]. Особенностью всех этих устройств является то, что переключение их с приема на передачу происходит при помощи реле или переключателей.

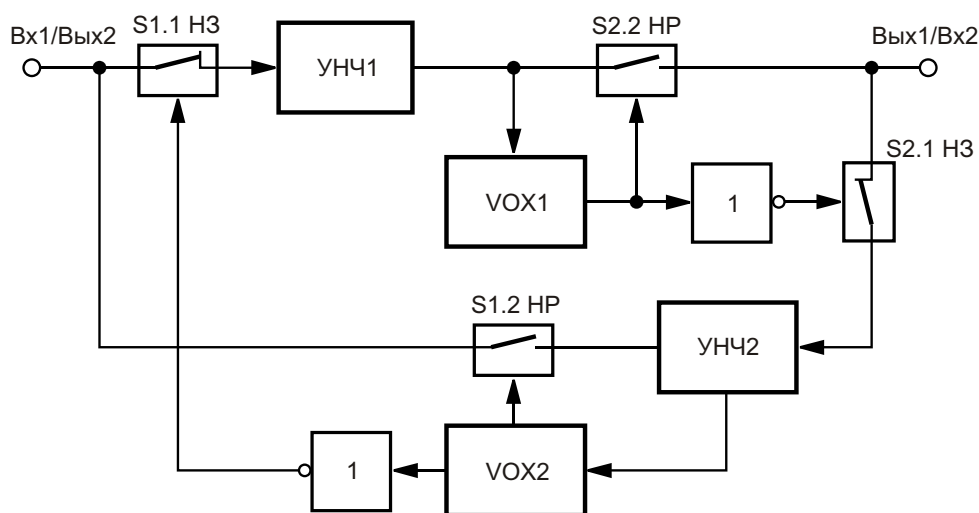


Рисунок 1. Структурная схема реверсивного УНЧ.

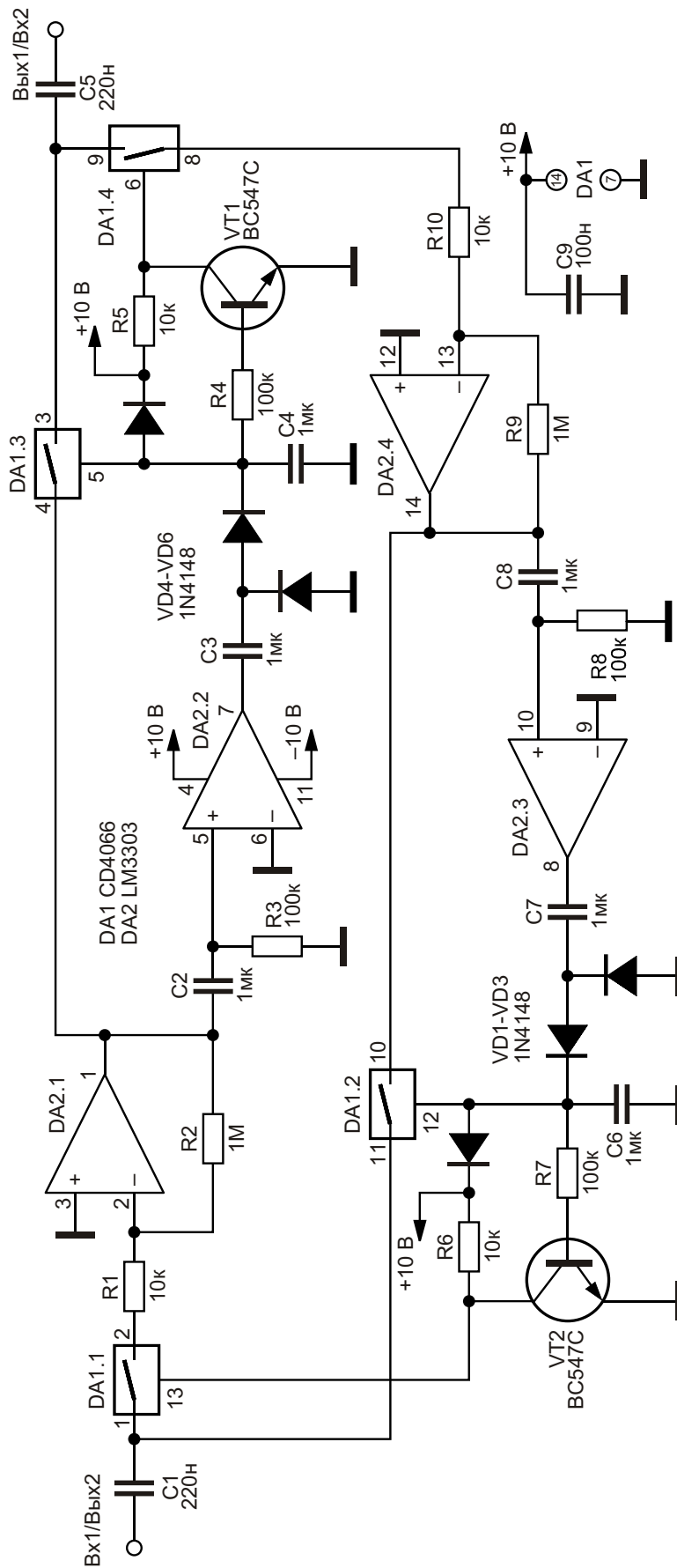


Рисунок 2. Реверсивный усилитель низких частот.

Реверсивный усилитель, Рисунки 1 и 2, отличается тем, что смена направления передачи сигнала происходит автоматически, в соответствии с появлением сигнала на любом из входов (выходов) устройства.

Рассмотрим работу реверсивного усилителя, Рисунок 1, при прохождении сигнала от Входа1 к Выходу1. Входной сигнал через нормально замкнутые контакты электронного переключателя S1.1 поступает на вход усилителя УНЧ1. С выхода УНЧ1 сигнал поступает на автоматический коммутатор входных и выходных цепей усилителей VOX1, управляемый входным сигналом.

Коммутатор по традиции, принятой в технике связи, обозначен аббревиатурой VOX (Voice Operated eXchange), что подразумевает систему голосового управления в аппаратуре радиосвязи. На самом деле этот автоматический коммутатор способен работать от любого электрического сигнала, полоса частот которого вписывается в полосу рабочих частот усилителя.

Сигнал с выхода VOX1, сменивший исходный логический уровень с «нуля» на «единицу», поступает на электронный переключатель S2.1, переводя его в замкнутое состояние. Одновременно сигнал с выхода VOX1 через инвертор подается на электронный переключатель S2.1, переводя его в разомкнутое состояние. В итоге сигнал с Входа1 беспрепятственно проходит на Выход1.

Далее предположим, что сигнал на Входе1 отсутствует, устройство вернулось в исходное состояние. Если на Вход2 поступит сигнал, повторится цепочка аналогичных процессов, в которых задействованы электронные переключатели S2.1, S1.2, S1.1, усилитель УНЧ2, система VOX2 с инвертором. В итоге сигнал с Входа2 проходит на Выход2. При поступлении сигналов на оба входа приоритет передачи остается за тем сигналом, который поступил на вход раньше другого.

На Рисунке 2 показана электрическая схема реверсивного УНЧ. Коэффициент передачи усилителей УНЧ1 и УНЧ2 определяется отношением сопротивлений резисторов $R2/R1 = R9/R10 = 100$ (40 дБ). Полоса частот, усиливаемых устройством на уровне -3 дБ, составляет 70 Гц ... 11.2 кГц. В качестве инверторов логических уровней используются каскады на транзисторах VT1 и VT2, а в

качестве электронных переключателей S1.1, S1.2, S2.1, S2.2 – микросхема CD4066. Диоды VD1 и VD6 ограничивают напряжение на управляющих входах микросхемы до напряжения питания.

Емкость конденсаторов C1 и C5 определяет нижнюю границу диапазона усиливаемых частот. Понижать эту границу не рекомендуется в связи с тем, что система VOX будет срабатывать только на самые высокоамплитудные сигналы. Верхняя граница частотного диапазона обусловлена применением в УНЧ дешевой и заметно устаревшей микросхемы LM3303 (LM3403). При использовании высокочастотных микросхем и принятии мер защиты от возникновения емкостных положительных обратных связей реверсивный усилитель сможет работать до частот в десятки МГц.

Уровень входных сигналов реверсивного усилителя должен лежать в пределах от 1 мВ до 80 мВ.

Реверсивный УНЧ, Рисунок 2, может быть использован в составе переговорных устройств, в технике радиосвязи и, при некоторой доработке, в системах обмена аналоговыми или цифровыми данными. **РЛ**

Литература

1. Shustov M.A., Shustov A.M. Electronic Circuits for All. – London: Elektor International Media BV, 2017. – 397 p.; Elektronika za sve: Priručnik praktične elektronike. – Niš: Agencija ЕНО, 2018. – 392 St.
2. Шустов М.А. Реверсивные регенераторы логического уровня // Радиомир. – 2011. – № 4. – С. 14–15.
3. Шустов М.А. Активный перестраиваемый реверсивный фильтр // Радиолюбитель. – 2018. – № 7. – С. 17.
4. Шустов М.А. Обратимые регуляторы уровня сигнала на $\pm n$ дБ // Радиолюбитель. – 2018. – № 8. – С. 9.
5. Шустов М.А. НЧ-усилители на негаваристорах // Радиомир. – 2009. – № 4. – С. 8–10.
6. Шустов М.А. Полностью реверсивный усилитель на ОУ // Радиолюцман. – 2018. – № 10. – С. 46–47.
7. Артеменко В.А. Радио. – 2001. – № 5. – С. 65; 2002. – № 1. – С. 66–67; Радиоаматор. – 1997. – № 4. – С. 35–37; 1997. – № 5. – С. 36–37; 1998. – № 4. – С. 18–19; 1998. – № 8. – С. 20–21; 2000. – № 3. – С. 19–20; 2000. – № 11. – С. 49–50; 2002. – № 1. – С. 46–48; 2002. – № 4. – С. 47–48; 2005. – № 1. – С. 47–49; КВ журнал. – 1998. – № 3. – С. 31–34.

8. Васильев В. Радио. – 1983. – № 3. – С. 63; Радио. – 1980. – № 10. – С. 20–21; Радио. – 1984. – № 2. – С. 20–21.
9. Лазовик В. Радиодизайн 1998. – № 2. – С. 9–11; Радиолобитель. КВ и УКВ. – 1998. – № 9. – С. 26–29; № 10. – С. 19–22; КВ журнал. – 1998. – № 5. – С. 25–26.
10. Родин В. Радиодизайн. – 1996. – № 1. – С. 3–9; 1996. – № 2. – С. 3–6.

11. Поликарпов И. Реверсивный усилитель // Радиодизайн. – 1997. – № 1. – С. 30–31.
12. Гордиенко В. Реверсивный смеситель // Радиолобитель. – 1991. – № 11. – С. 14.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4066B](#)
2. [Datasheet National Semiconductor LM3303](#)

Использование эффекта Миллера для внутрисхемного синтеза переменных R, L и C

Stephen Woodward

EDN

Эффект Миллера, впервые описанный сто лет назад, проявляется в том, что импедансы, подключенные между входом и выходом усилителя напряжения, отражаются во входной импеданс усилителя, масштабируясь пропорционально его коэффициенту усиления. Хотя вначале он рассматривался только как нежелательный множитель паразитной емкости, ограничивающий полосу пропускания и устойчивость, этот эффект был включен и в список полезных топологий, таких как аналоговые интеграторы Миллера в схемах развертки осциллографов.

В этой статье предлагается еще один оригинальный способ его использования, основанный на том факте, что если коэффициент усиления усилителя (A) сделать переменным, то отраженный импеданс Миллера (Z_M) или реактивная проводимость (Y_M) также будут переменными (Рисунок 1).

$$Z_M = \frac{Z}{1 - A};$$

$$Y_M = \frac{Y}{1 - A}.$$

В частности, обратите внимание на интересный эффект, который заключается в том, что диапазон коэффициента усиления A включает в себя $A = +1$, и, следовательно, $(1 - A) = (1 - 1) = 0$, что заставляет Z_M (то есть, L_M или R_M) стремиться (теоретически) к бесконечности, а $Y_M (C_M)$ – к нулю.

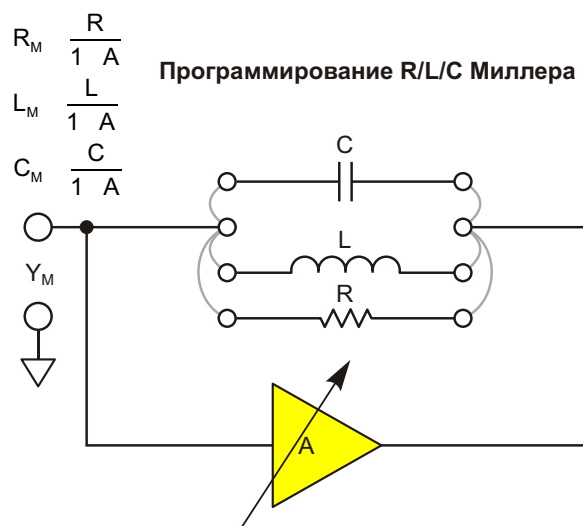


Рисунок 1. Эффект Миллера масштабирует импеданс элементов обратной связи в соответствии с установленным усилением.

$$Y_M = Y_{REF} \frac{D}{2^n} \frac{R_2}{R_1} \approx 1$$

Где:

D – положение движка потенциометра
n – 8 для AD5291, 10 для AD5292

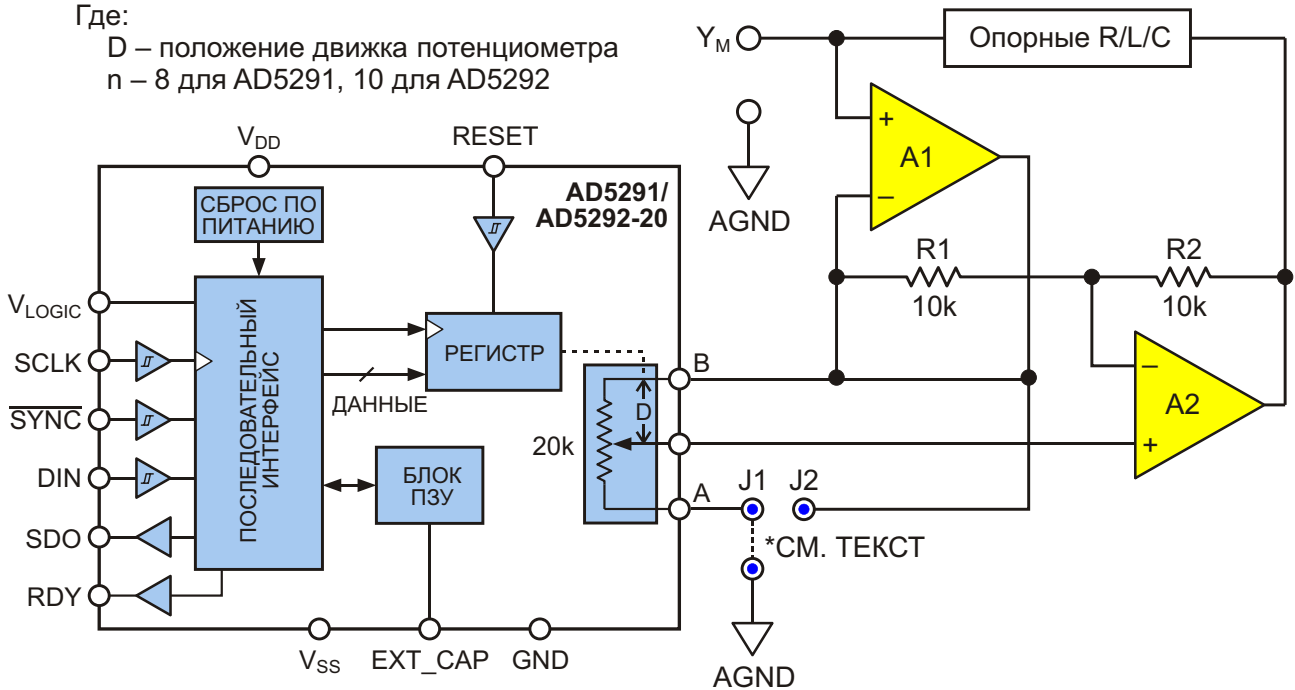


Рисунок 2. Пример схемы Миллера с переменным усилением.

Практическая реализация схемы синтеза компонента с эффектом Миллера представлена на Рисунке 2.

Элемент для регулировки усиления – простой аналоговый потенциометр, прецизионный многооборотный потенциометр или пока-

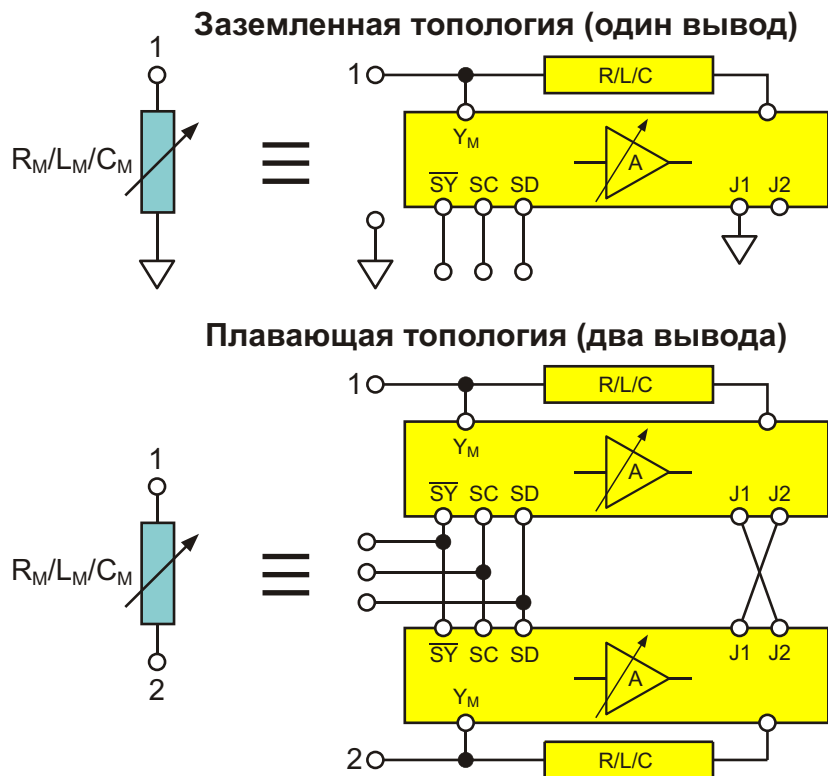


Рисунок 3. Топологии с одним и двумя выводами.

занный на схеме цифровой потенциометр – выбирается в соответствии с требованиями к конкретному приложению. При выборе усилителей A1 и A2 следует учитывать необходимую полосу пропускания, диапазон рабочих напряжений и величину тока нагрузки. Отношение R2/R1 определяет диапазон регулировки усиления (от +1 до –R2/R1). Например, при показанных на схеме компонентах (10-разрядный цифровой потенциометр AD5292-20, R1 = R2), при емкости опорного конденсатора $Y_{REF} \sim 0.5$ мкФ и при J1, подключенном к земле, можно синтезировать емкость Y_M практически от нуля (от единиц пФ) до 1.0 мкФ с шагом примерно 1 нФ (фактически 97 пФ):

$$C_M = 0.5 \text{ мкФ} \cdot \frac{D}{1024} - 2; 0 \leq D \leq 1023.$$

Получившаяся схема полезна при создании прототипов, тестировании, постпроизводственной подстройке, регулировке и калибровке.

Однако читатель заметит очевидное ограничение. Синтезированное реактивное сопротивление имеет только один активный вывод, а другой неявно заземлен. Это создает проблемы во многих потенциальных приложениях, однако решение для случая, когда требуется доступ к обоим выводам, существует (Рисунок 3).

В нем используется то обстоятельство, что при перекрестном соединении J1/J2 между двумя идентичными схемами Миллера (обе с одинаковыми опорными реактивными сопротивлениями и одинаковыми положениями движков потенциометров) на синтезированном реактивном сопротивлении возникает дифференциальный сигнал, одинаковый для каждого вывода. Таким образом, усилители Миллера в обеих схемах вычитают сигнал, появляющийся на противоположном выводе, эффективно синтезируя плавающий двухвыводной компонент. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD5291/AD5292](#)

настоящее немецкое качество

Testboy
GmbH, Germany

контрольно-
измерительное
оборудование

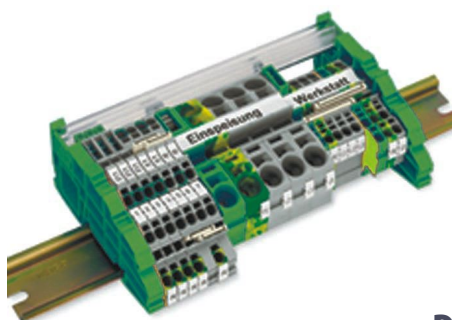


»»» **JOKARI**[®]
original

инструмент для
разделки кабеля
и снятия изоляции



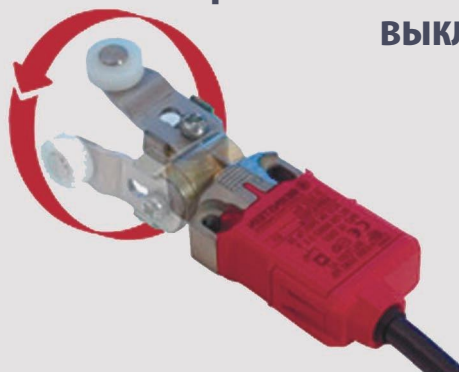
WAGO[®]
INNOVATIVE CONNECTIONS



клеммы
на DIN рейку
и для печатных плат

BERNSTEIN
safe solutions

промышленные корпуса
выключатели
датчики



ДЕЦИМА

ПОСТАВКА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

ДИСТРИБЬЮТОР В РОССИИ

WWW.DECIMA.RU

МОСКВА, ЗЕЛЕНОГРАД, +7(495) 988-4858



Трехцветный светодиод излучает свет любого цвета или оттенка

Marián Štofka

EDN

Любой цвет человеческого глаз может видеть как смесь синего, красного и зеленого. Схема на Рисунке 1 управляет всеми цветами трехцветного светодиода Broadcom ASMT-YTB0. Изменяя токи, проходящие

через синий, красный и зеленый светодиоды, можно создать широкую цветовую палитру.

Выходы коллекторов биполярных дифференциальных каскадов образуют источники тока. Классический симметричный диффе-

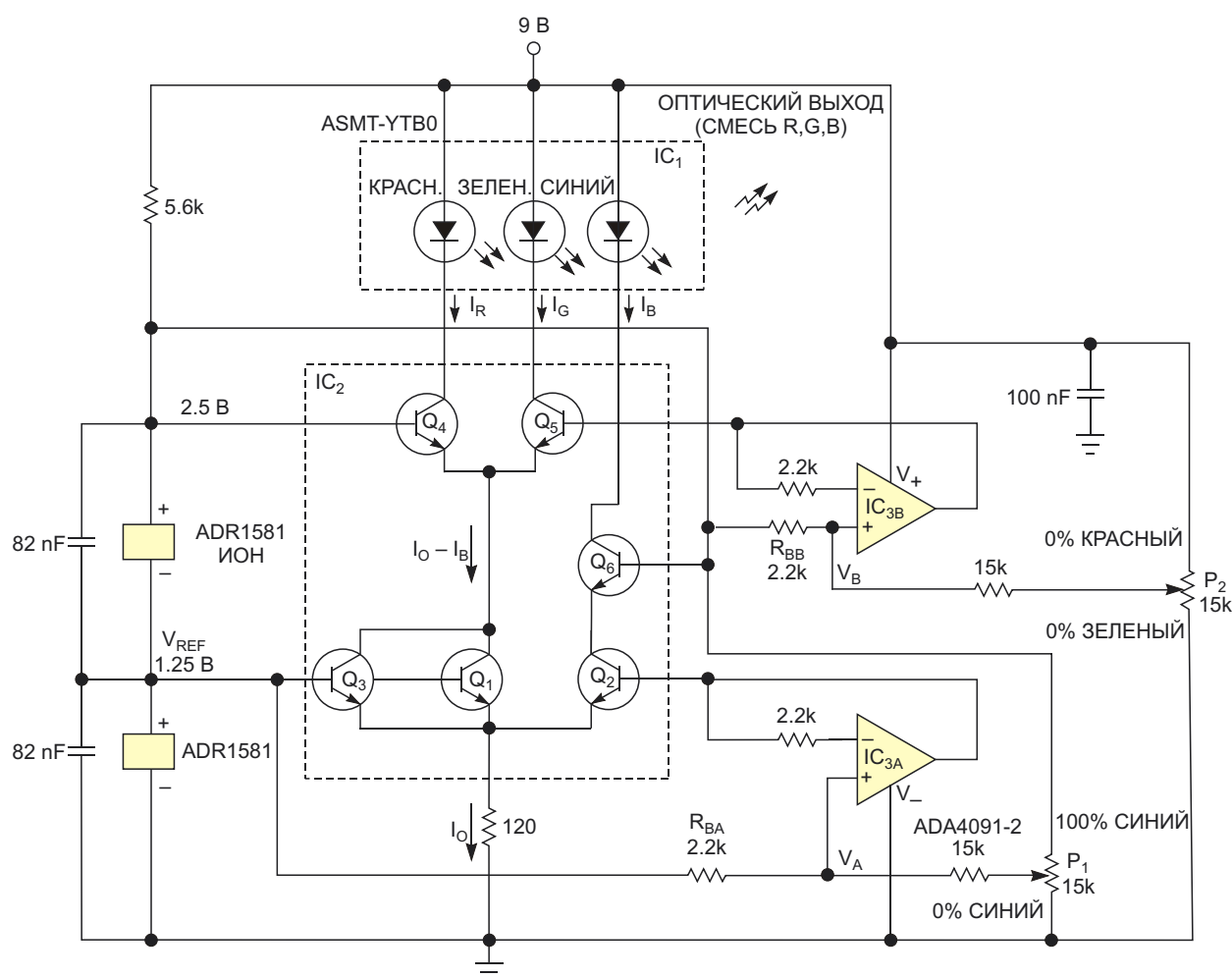


Рисунок 1. С помощью потенциометров P_1 и P_2 можно регулировать цвет излучаемого света.

ренциальный каскад с двумя одинаковыми биполярными транзисторами является основой практически всех биполярных аналоговых микросхем. В данном случае, однако, дифференциальный каскад асимметричен; токи его коллекторов распределены в соотношении 2:1 вместо обычного соотношения 1:1 при разности базовых напряжений 0 В. За счет подключения третьего одинакового транзистора Q_3 параллельно Q_1 токи плеч этой схемы относятся как 2:1. Общий коллектор параллельной пары транзисторов подключается к общему эмиттеру дифференциального каскада Q_4/Q_5 . Таким образом, разности базовых напряжений обоих каскадов равны 0 В, и коллекторные токи I_R , I_G и I_B практически равны.

Дифференциальные каскады позволяют регулировать токи I_R , I_G и I_B в диапазоне от 0 до I_O , где

$$I_R + I_G + I_B = I_O = 4.43 \text{ мА.}$$

Это значение является приблизительным, поскольку истинная сумма $I_R + I_G + I_B$ ниже на относительную величину $3/\beta$, где β – коэффициент усиления тока биполярных транзисторов. Относительная ошибка составляет менее 1%. Транзистор Q_6 уравнивает коллекторное напряжение Q_2 с напряжением на коллекторах Q_1 и Q_3 . Такое решение сохраняет согласованность напряжений база-эмиттер транзисторов Q_1 , Q_2 и Q_3 . Но базовые токи биполярных транзисторов в этом случае могут достигать 100 мкА. По этой причине управляющие цветом и оттенком напряжения V_A и V_B , которые берутся с резистивных потенциометров P_1 и P_2 , подаются на базы Q_2 и Q_5 через включенные повторителями напряжения операционные усилители IC_{3A} и IC_{3B} – две половины микросхемы ADA4091-2, выпускаемой Analog Devices. ADA4091-2 потребляет низкую мощность и имеет входное напряжение смещения менее 500 мкВ с типовым значением 80 мкВ.

Максимальный входной ток ADA4091-2 равен 65 нА, что не создает существенного падения напряжения на резисторах R_{BA} и R_{BB} . Это падение составляет менее 130 мкВ.

Можно достичь еще большей точности, вставив одинаковые резисторы с такими же сопротивлениями, как у R_{BA} , между инвертирующими входами и выходами обоих повторителей А и В. Благодаря этому ошибки, создаваемые входным током смещения, уменьшатся до одной шестой от наихудшего случая, то есть, до 1/600.

Потенциометр P_1 управляет интенсивностью синего светодиода. В крайнем верхнем положении движка этого потенциометра, когда цвет свечения светодиода на 100% синий, транзисторы Q_2 и Q_3 закрыты, из-за чего Q_4 и Q_5 также отключены. Таким образом, I_O протекает только через Q_2 и Q_6 . Поэтому красный и зеленый светодиоды выключены. Когда движок P_1 находится в положении 0 В, выходной ток идет только через параллельные транзисторы Q_1 и Q_3 и распределяется между Q_4 и Q_5 в пропорции, зависящей от положений движка потенциометра P_2 . При крайнем верхнем положении движка P_2 схема на 100% излучает зеленый свет. В положении 0 В цвет свечения полностью красный. Промежуточные положения движка дают смесь красного и зеленого цветов. При удалении позиции движка P_1 от земли схема формирует смесь красного, зеленого и синего.

Транзисторы Q_1 , Q_2 и Q_3 следует точно подобрать по характеристикам. Разброс напряжений база-эмиттер должен быть менее 1.5 мВ. Такие же требования должны быть соблюдены в отношении пары транзисторов Q_4/Q_5 . Требования, предъявляемые к Q_6 , менее строги. В качестве $Q_1 - Q_6$ необходимо использовать согласованные пары биполярных NPN транзисторов. В крайнем случае, согласованными могут быть $Q_1 - Q_5$, а Q_6 может быть одиночным транзистором. В конце концов, вы можете использовать три пары согласованных транзисторов. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADA4091-2](#)
2. [Datasheet Analog Devices ADR1581](#)
3. [Datasheet Broadcom ASMT-YTB0](#)

Прецизионный программируемый источник тока, управляемый цифровым потенциометром

Peter Khairolomour

Electronic Design

Схема, показанная на Рисунке 1, реализует программируемый прецизионный источник тока 0–20 мА. REF192 – низковольтный источник опорного напряжения 2.5 В (U1), способный отдавать вытекающий ток до 30 мА. Цифровой потенциометр AD5280 (U2) управляет соотношением сопротивлений плеч делителя напряжения опорного источника. Операционный усилитель OP1177 (U3) замыкает петлю обратной связи, стремясь свести к нулю разность напряжений V_L и V_W .

В начальном положении движка цифрового потенциометра, где $V_{WB} = 0$ В, падение напряжения на R_{SET} будет близко к 0 В, и ток не будет течь через нагрузку. Выходное напряжение опорного источника также будет близко к нулю, поэтому потенциал узла GND будет равен -2.5 В. В верхнем положении движка цифрового потенциометра потенциал узла GND будет смещен до напряжения V_L , и напряжение на выходе опорного источника, соответственно, установится на уровне

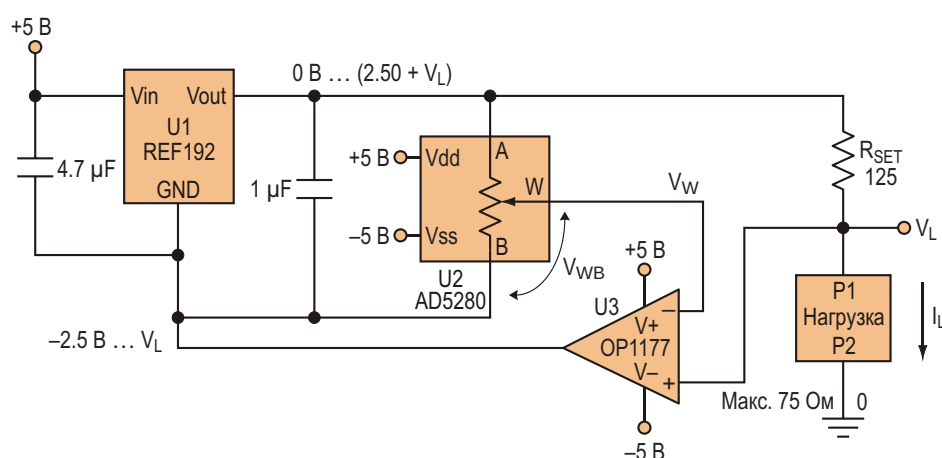


Рисунок 1. В этом прецизионном программируемом источнике тока 0–20 мА использован цифровой потенциометр (U2), управляющий соотношением сопротивлений плеч делителя напряжения опорного источника.

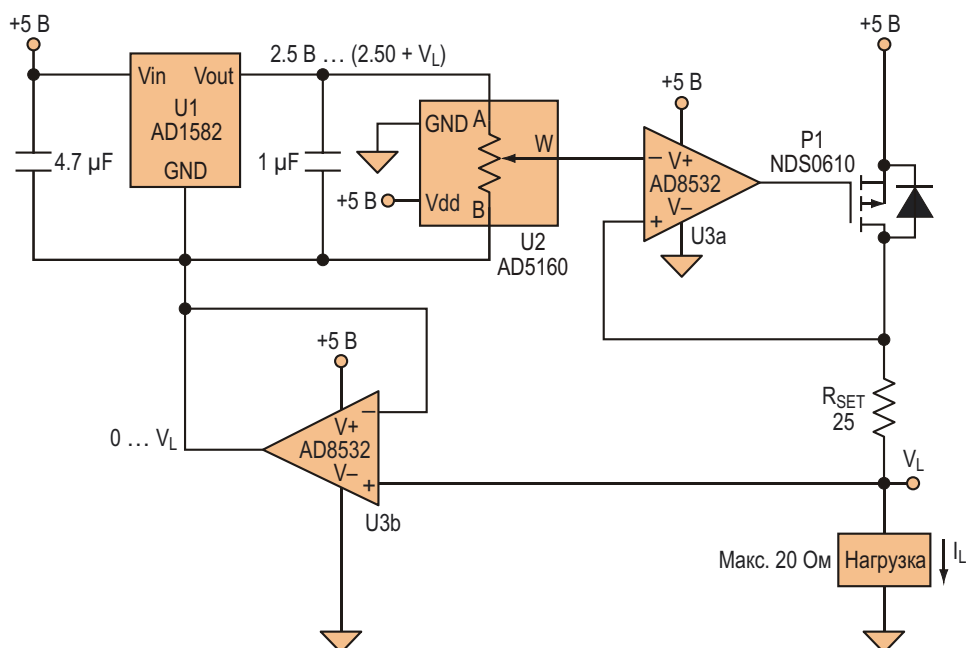


Рисунок 2. Этот прецизионный программируемый источник тока 0-100 мА может использоваться, например, для управления лазерными диодами.

$2.50 \text{ В} + V_L$. Разделив напряжение между выводами В и W ($V_{REF} \times D/2N$) на R_{SET} , можно получить общее уравнение для тока нагрузки. R_{SET} определяет диапазон возможных токов нагрузки

$$I_L = \frac{(V_{REF} D)/2^N}{R_{SET}}, \quad (1)$$

где

V_{REF} – номинальное опорное напряжение REF192,

D – десятичный эквивалент входного кода AD5280,

N – разрешение AD5280.

Для достижения максимальной эффективности выбирайте самое низкое сопротивление R_{SET} и самое низкое напряжение V_{REF} , при котором еще возможно обеспечить требуемый выходной ток.

При $R_{SET} = 124.03 \text{ Ом}$ и значениях сопротивления нагрузки, равных 24.85 Ом , 51.093 Ом и 75.05 Ом , проведенные лабораторные измерения зависимости выходного тока от 8-битного управляющего кода цифрового потенциометра показали близкое соответствие с идеальной зависимостью, описываемой уравнением (1). Пользователи дол-

жны обращать внимание на сопротивление нагрузки, поскольку с его увеличением увеличивается напряжение V_L , которое не может выйти за пределы шин питания операционного усилителя. Кроме того, от V_L зависит напряжение на выводе GND микросхемы REF192, которое ограничивает рабочий диапазон схемы.

Показанный на Рисунке 2 прецизионный программируемый источник тока 0-100 мА с однополярным питанием может использоваться в таких приложениях, как драйверы лазерных диодов и перестраиваемые лазеры, которым требуется сочетание повышенного тока и высокой точности. С этой схемой вся система может работать от однополярного источника +5 В, в отличие от предыдущей схемы, которой требовалось питание $\pm 5 \text{ В}$.

Это преимущество обусловлено тем, что напряжение на выводе земли источника опорного напряжения AD1582 теперь изменяется строго в положительной области. В результате появляется возможность использовать цифровой потенциометр и операционные усилители с однополярным питанием – AD5160 и AD8532, соответственно.

То же самое общее уравнение тока (1) применимо и к этой схеме. При $R_{SET} = 24.82 \text{ Ом}$ и сопротивлениях нагрузки, равных 5.185 Ом , 14.946 Ом и 19.97 Ом , проведенные лабора-

торные измерения зависимости выходного тока от 8-битного управляющего кода цифрового потенциометра, опять же, показали близкое соответствие с идеальной зависимостью, предсказанной уравнением (1).

Важно отметить, что использовался р-канальный MOSFET, а не n-канальный. При использовании n-канального MOSFET напряжение истока увеличивалось бы с ростом тока, что приводило бы к уменьшению напряжения затвор-исток. Это ограничивало бы ток стока, противореча назначению схемы. P-канальный MOSFET не подвержен такой проблеме, так как его исток подключен к шине питания.

На первый взгляд может показаться, что р-канальный МОП-транзистор и AD8532 образуют систему с положительной обратной связью. Однако транзистор, включенный в

цепь обратной связи, добавляет дополнительную инверсию сигнала, обеспечивая в петле общую отрицательную обратную связь. В заключение следует отметить, что для уменьшения напряжения ошибки делителя, вносимой неидеальностью сопротивления цифрового потенциометра и его движка, использовалась версия AD5160 с сопротивлением 100 кОм. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD1582](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD5160](#)
3. [Datasheet Analog Devices AD8532](#)
4. [Datasheet Analog Devices OP1177](#)
5. [Datasheet Analog Devices REF192](#)
6. [Datasheet Fairchild NDS0610](#)

ОКО Архив АВТО GPS/GSM

специализированный видеореги­стратор для автотранспорта надежно сохраняет и воспроизводит видео- и аудиоинформацию, маршрут движения, выполняет охран­ные функции во время стоянки и передает информацию по GSM также в продаже модели ОКО Архив АВТО и ОКО Архив АВТО GPS

ОКО Мобайл 3G

видеореги­стратор с возможностью передачи видео по беспроводным сетям 3G также в продаже модели ОКО Мобайл и ОКО Мобайл II - передача видео по GSM



ВИДЕОРЕГИСТРАТОРЫ СЕРИИ “ОКО АРХИВ”

построение простой, надежной, автономной системы видеонаблюдения для частного и коммерческого секторов

ОКО Архив 4NET

подключение по LAN/internet
сменный жесткий диск

ОКО Архив 4NET LE

подключение по LAN/internet
встроенный жесткий диск

ОКО Архив LITE CF

запись на карту Compact Flash

ПРОФЕССИОНАЛЬНЫЕ ИНСТРУМЕНТЫ ДЛЯ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ



“Децима”

Москва, Зеленоград, проезд 4922, дом 4, строение 1

тел: +7 (495) 988 48 58

<http://www.decima.ru>

MOSFET

В НИЗКОВОЛЬТНЫХ

схемах защиты

от обратного напряжения

Jim Walker

Electronic Design

Когда надо защитить схему от обратного напряжения со стороны входа питания, обычно используется последовательный диод (Рисунок 1а). Однако если входное напряжение низкое – скажем, это две или три батареи АА, – падение 0.5 В на диоде Шоттки может значительно сократить полезное время службы батарей. Функцию диода, но со значитель-

но более низким падением напряжения, может выполнять MOSFET (Рисунок 1б).

Использовался вдвойный р-канальный прибор IRF7342, оба MOSFET которого были включены параллельно, и источник питания 3 В. При токе нагрузки 100 мА падение напряжения было равно 100 мВ. При входном напряжении 4.5 В и токе нагрузки 100 мА поте-

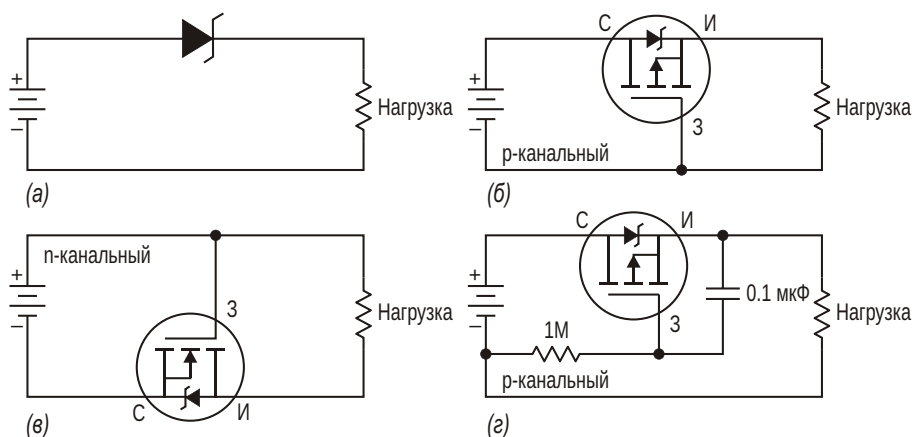


Рисунок 1. Для защиты от напряжения обратной полярности обычно используется диод (а). По сравнению с диодом схема на MOSFET имеет намного меньшее падение напряжения (б). Если требуется защита в нижнем плече схемы, можно использовать п-канальный MOSFET (в). Добавление резистора и конденсатора обеспечивает функцию «плавного включения» (г).

ри составили всего 50 мВ. Если требуется защита в нижнем плече схемы, можно использовать сдвоенный n-канальный MOSFET IRF7341, также соединив транзисторы параллельно (Рисунок 1в). При напряжении источника питания 3 В и токе нагрузки 100 мА потери составляют 40 мВ. При входном напряжении 4.5 В и токе нагрузки 100 мА на этой схеме падает всего 25 мВ.

Для того чтобы добавить функцию «плавного включения», потребуется лишь один

дополнительный конденсатор и один резистор (Рисунок 1г). Показанные на схеме номиналы компонентов добавляют к задержке включения примерно 100 мс, поскольку переход MOSFET из выключенного состояния в полностью включенное происходит в линейном режиме. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet International Rectifier IRF7341](#)
2. [Datasheet International Rectifier IRF7342](#)

Схема для одновременного использования интерфейсов I²C и SPI в микроконтроллерах PIC

Soumitra Bhattacharjee

EDN

В микроконтроллерах PIC последовательные шины I²C и SPI мультимплексно делят одни и те же выводы модуля MSSP (master synchronous serial port). Никаких проблем при использовании ни одного, ни другого интерфейса обычно не возникает. Но что, если одновременно понадобятся оба периферийных устройства одного микроконтроллера?

Описанная ниже схема была разработана для портативного прибора, использующего 28-выводной микроконтроллер PIC от Microchip Technology. На плате прибора были установлены часы реального времени, EEPROM и ЖК-индикатор с интерфейсом I²C, а также цифровой потенциометр и карта памяти microSD с интерфейсом SPI.

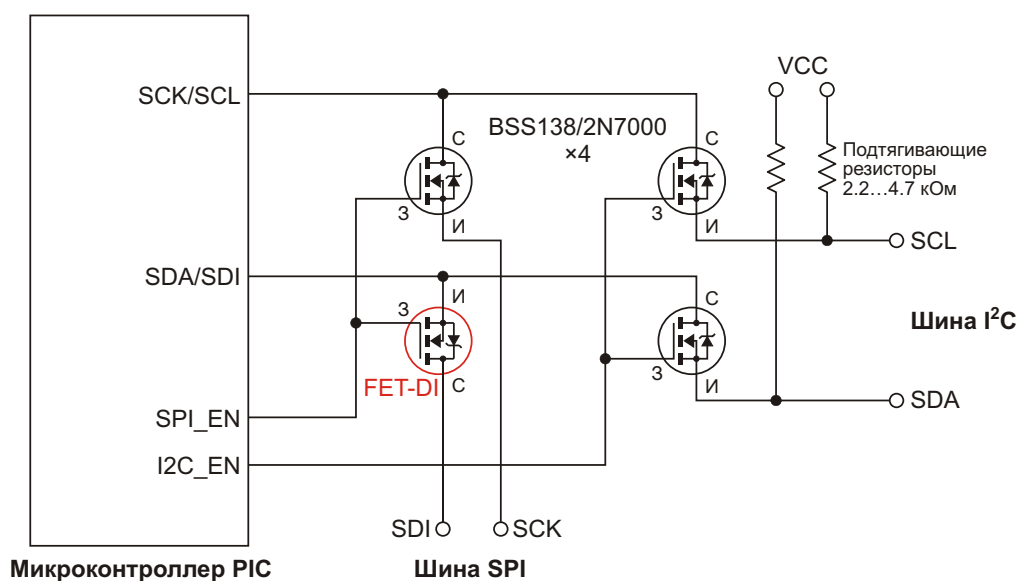


Рисунок 1. Эта схема позволяет использовать шины SPI и I²C на одних и тех же выводах периферийного порта.

Схема на Рисунке 1 позволяет без существенного увеличения числа компонентов использовать шины SPI и I²C, задействовав два дополнительных вывода GPIO и добавив всего четыре MOSFET. Используемые нами MOSFET являются легкодоступными N-канальными приборами с логическими уровнями управления. Например, хорошо подходят транзисторы 2N7000 и BSS138, выпускаемые ON Semiconductor. Варианты схемы с обоими MOSFET были проверены и продемонстрировали надежную работу.

По командам микроконтроллера, в соответствии с выбранным периферийным устройством, эти MOSFET коммутируют мультимплексированные выводы SCK/SCL и SDA/SDI. Программа микроконтроллера до инициализации соответствующей шины включает требуемую периферию путем установки высокого уровня на одном выводе GPIO и низкого на другом.

Схема очень проста: стоки MOSFET соединены с выводами микропроцессора, за исключением транзистора FET-DI (MOSI), у которого к микроконтроллеру подключен исток. К исто-

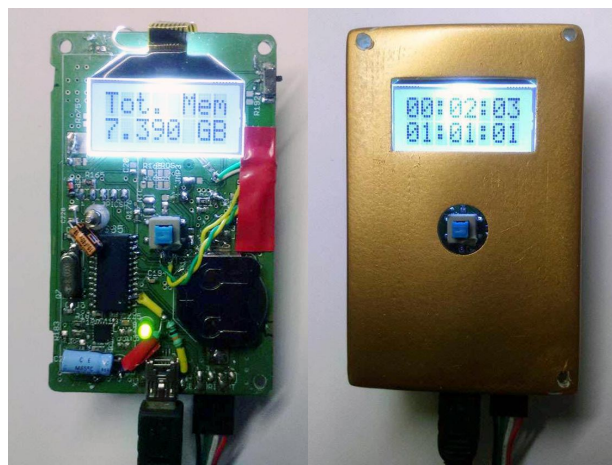


Рисунок 2. Реальное устройство в работе; интерфейсные шины переключаются автоматически.

кам MOSFET со стороны шины I²C необходимо подключить подтягивающие резисторы. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor 2N7000](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor BSS138](#)

Коммутатор упрощает внутрисхемное программирование

Eric Schlaepfer

Electronic Design

Многие устройства требуют программирования через последовательную шину, например, через I²C. Программирование может выполняться на этапе окончательного тестирования, после того как печатная плата будет собрана. Во многих случаях контакты, используемые для программирования, могут затем потребоваться для чего-то другого во время нормальной работы. Фактически, сама

шина также может использоваться для другой функции.

Очень просто реализовать эту двойную функцию можно с помощью аналогового мультиплексора (Рисунок 1). Мультиплексор представляет собой двунаправленный аналоговый переключатель (MAX4525). В нормальном режиме работы его вход подтягивается к земле резистором R1, благодаря чему после-

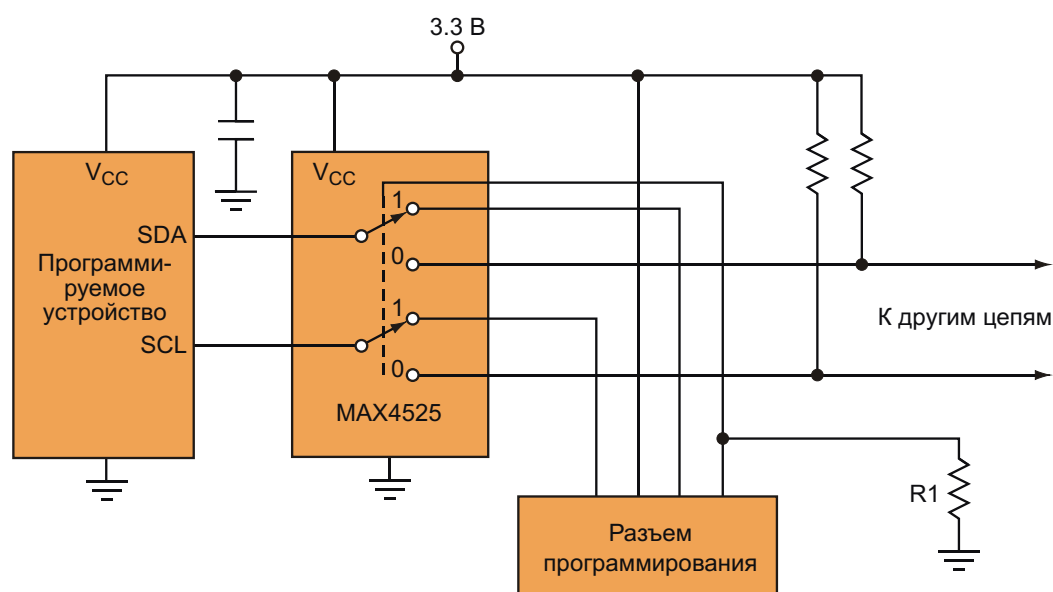


Рисунок 1. Мультиплексор на основе аналогового переключателя позволяет использовать две линии (SDA и SCL) на плате программируемого устройства для двух целей. В режиме программирования они подключаются к разъему программирования, а в нормальном режиме подключаются к другим цепям.

довательные линии соединяются с остальной частью схемы. В режиме программирования на вывод, подключенный к управляющему входу мультиплексора, через разъем приходит сигнал высокого уровня, в результате чего мультиплексор подключает выводы к разъему программирования.

Шина I²C требует установки на плате подтягивающих резисторов для остальных цепей схемы. Программатор устройства, который подключается к разъему программирования, должен иметь свои собственные под-

тягивающие резисторы. Должно также учитывать влияние последовательного сопротивления, добавленного мультиплексором, на работу других цепей на плате. Чтобы не допустить открывания входных диодов электростатической защиты, уровни сигналов программатора на последовательных линиях не должны выходить за пределы напряжений шин питания микросхемы MAX4525. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim Integrated MAX4525](#)

Ограничитель постоянного тока, управляемый обратной связью

Ilija Uzelac

Electronic Design

Эта схема с цепью обратной связи, в которой использовано несколько стандартных дискретных компонентов, обеспечивает ограничение тока на уровне, установленном пользователем. Кроме того, функция ограничения может включаться и выключаться через оптоизолятор по внешней цифровой линии управления, например, выходным сигналом микроконтроллера.

Схема ограничения тока часто необходима для того, чтобы защитить наиболее дорогие компоненты схемы от воздействия переходных процессов, таких как скачки тока, которые возникают, когда источник питания управляет большой емкостной нагрузкой, или когда H-мост запускает индуктивный двигатель, а также для того, чтобы контролировать ток схемы питания светодиодов.

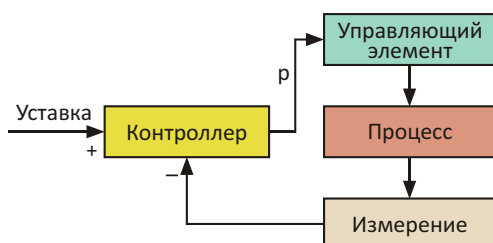


Рисунок 1. Стандартный подход к проектированию системы управления с обратной связью: требуемое значение максимально допустимого тока сравнивается с фактическим значением, и по результату сравнения вырабатывается управляющий сигнал p .

В этом универсальном ограничителе тока верхнего плеча используется управление с отрицательной обратной связью, основанное на общих принципах контроля процессов (Рисунок 1). Практическая реализация схемы показана на Рисунке 2. Здесь контролируемым процессом является выходной ток, величина которого почти равна входному току. Измерение выполняется на токоизмерительном резисторе R1. Сопротивление этого резистора задает значение порога (максимально допустимый ток).

P-n-p транзистор Q1 представляет контроллер на Рисунке 1, а его коллекторный ток I_{CQ1} – сигнал p . Резистор R3 и p-канальный MOSFET Q2 образуют управляющий элемент. Необходимо подчеркнуть, что контроллер не выполняет с элементом управления никаких действий (управляющий сигнал p равен нулю), если входной ток не достигнет порогового уровня.

После включения питания транзистор Q2 не проводит ток до тех пор, пока входное напряжение не достигнет порогового уровня V_{GS} , который для большинства MOSFET равен 3...5 В, после чего дальнейшее увеличение входного напряжения полностью открывает Q2. Поэтому пока входной ток не достиг порогового значения, Q2 может действовать как переключатель. Напряжение V_{GS} ограничено напряжением стабилизации выбранного стабилитрона D1, которое в данной схеме равно 7.5 В.

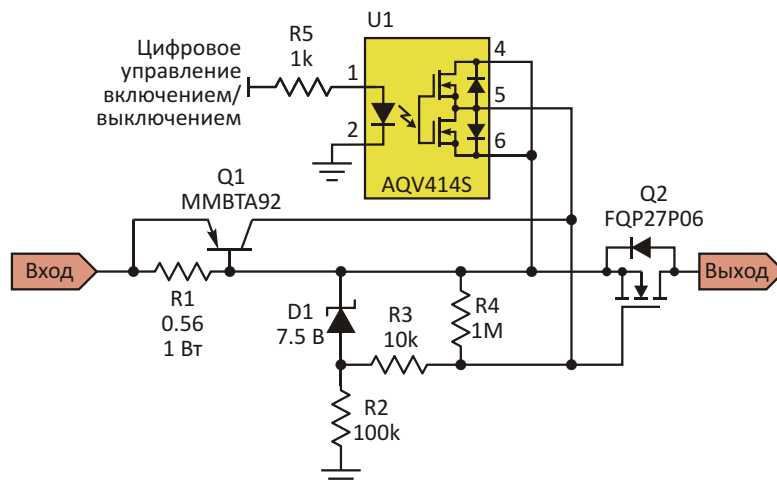


Рисунок 2. В терминах петли регулирования на Рисунке 1 ток коллектора Q1 является управляющим сигналом p, а R3/Q2 – управляющим элементом; пороговое значение устанавливается резистором R1.

Пороговое напряжение V_{BE} выбранного p-n-р транзистора (MMBTA92) равно приблизительно 0.56 В. При сопротивлении R1, равном 0.56 Ом, уровень ограничения тока составляет 1 А. Q1 начинает проводить ток, когда падение напряжения на R1 превысит 0.56 В, или ток превысит 1 А, и его коллекторный ток начинает течь через резистор R3.

В соответствии с соотношением

$$V_{GS} = 7.5 - R3 \times I_{CQ1},$$

где I_{CQ1} – ток коллектора Q1, любое увеличение коллекторного тока Q1 (управляющего сигнала p) уменьшает напряжение V_{GS} и, соответственно, снижает выходной ток Q2, что, в свою очередь, уменьшает падение напряжения на резисторе R1. На этом петля обратной связи замыкается. Важно отметить, что в режиме регулирования ($I_{CQ1} > 0$) Q2 работает в активном режиме. Это значит, что необходимо помнить об области безопасной работы выбранного MOSFET.

Напряжение на стабилитроне D1 должны быть больше, чем требуемое напряжение V_{GS} соответствующее максимальному (ограниченному) выходному току. R3 определяет чувствительность управляющего элемента. Хотя более высокие значения чувствительности улучшат точность реакции контура регулирования, это одновременно увеличит коэффициент усиления контура, что может привести к колебаниям тока вокруг порогового значения. Величина сопротивления R3 = 10 кОм была определена опытным путем, как опти-

мальное значение, при котором колебания выходного тока отсутствуют.

Добавление небольшого твердотельного реле, управляемого непосредственно от вывода микроконтроллера, позволяет осуществлять внешнее включение и выключение функции ограничения. Оптоэлектронное реле U1 (AQV414) представляет собой нормально замкнутое устройство, удерживающее Q2 в выключенном состоянии при низком уровне на входе цифрового управления, и открывающее Q2 при высоком уровне. Резистор R4, гарантирующий, что емкость затвор-исток Q2 полностью разрядится при выключении схемы, установлен в качестве меры предосторожности, поскольку при использовании U1 он не нужен.

Описанное в этой статье устройство является частью более сложной схемы драйвера, питающего три соединенных последовательно 10-ваттных светодиода с напряжением питания 48 В и током до 1 А. Однако указанными значениями тока и напряжения приложение не ограничено, поскольку при правильном выборе p-канального MOSFET входное напряжение может составлять сотни вольт, при условии, что режим MOSFET не выходит из области безопасной работы. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Panasonic AQV414](#)
2. [Datasheet Nexperia MMBTA92](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor FQP27P06](#)

Управляемый импульсами программный переключатель без активных электронных компонентов

Marek Irek

Electronic Design

В этой схеме для реализации программного переключателя, постоянно устойчивого к электрическим помехам, запоминающего свое состояние при отключении питания и потребляющего энергию только в момент перехода из одного состояния в другое, использованы два электромеханических реле

Знаю, знаю – обсуждение программного переключателя на основе реле в эпоху вездесущих микропроцессоров кажется пустой тратой времени. Ведь реле используются уже много лет. Можно ли создать что-то новое из этих давно известных устройств? Я попытался много лет назад, и думаю, что мне это удалось.

Признаю, что этот проект опоздал лет на 70, но думаю, что четкость его структуры и работы заслуживают определенного внимания. Первое, что выделяет его – это тот факт, что, несмотря на выполнение функции логической схемы, в нем не используются активные электронные элементы. Кроме того, несмотря на простую структуру, он обладает

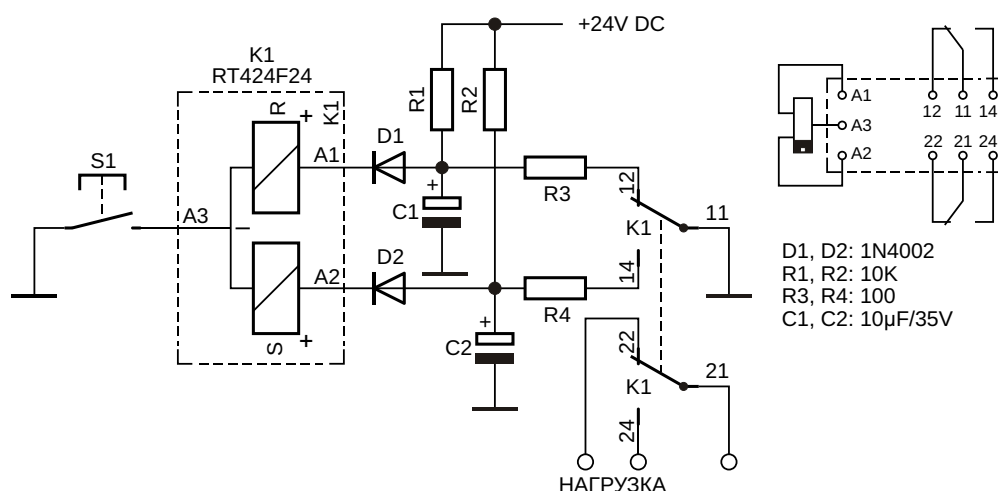


Рисунок 1. Эта управляемая импульсами схема на основе двухмоточного бистабильного реле выполняет функцию включения/выключения, запоминает свое состояние при выключении питания и постоянно защищена от помех. Номиналы компонентов не критичны.

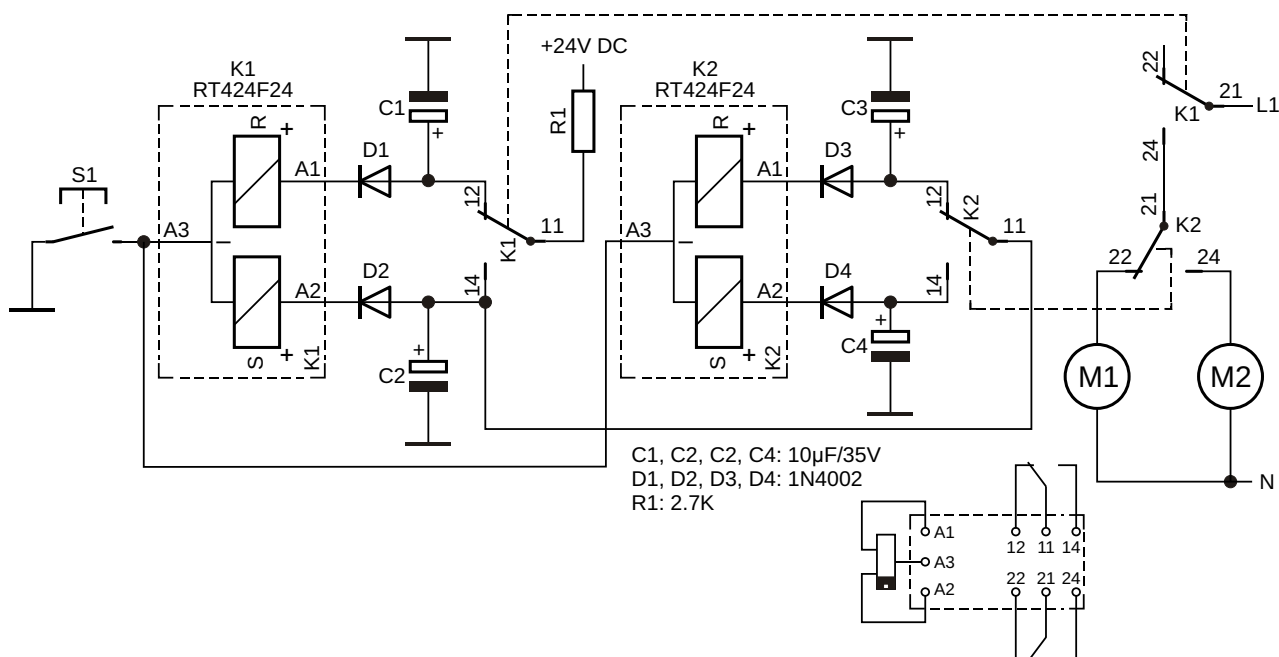


Рисунок 2. Эта управляемая импульсами простая схема на основе двухобмоточных бистабильных реле выполняет функцию программного переключателя. Уникальная особенность переключателя заключается в том, что в нем нет активных электронных компонентов, при сбое питания он запоминает состояние, постоянно защищен от помех и потребляет энергию только во время переключения из одного состояния в другое. Номиналы компонентов не критичны.

функциями гораздо более сложных цифровых систем.

Программный переключатель, построенный на двухобмоточных бистабильных реле, фактически является частью схемы, описанной в статье [1]. В ней автор Томми Тайлер представил схему триггера на основе реле, концепция которой очень похожа на мою идею, представленную в Польское патентное ведомство более 20 лет назад (Рисунок 1).

Эта конструкция создавалась в связи с потребностью в эффективном коммутаторе, который переключался бы импульсом тока и запоминал свое состояние при исчезновении питания, всегда оставаясь устойчивым к сбоям. Основная идея заключалась в том, чтобы использовать тот факт, что обмотки бистабильного реле в состоянии покоя не нуждаются в источнике питания, позволяя накапливать электрический заряд, который может переключать реле.

Поскольку накопленный заряд должен иметь соответствующую полярность и попеременно питать обмотки реле, в качестве переключателя я использовал одну группу контактов реле. Это позволяет току однонаправленно течь через возбужденную обмотку

и блокировать пассивную обмотку во время импульса переключения. Конфигурация схемы такова, что благодаря возможности переключать контакты реле в положение, противоположное занимаемому в данный момент, создать электромагнитное поле способна только одна обмотка, несмотря на то, что на обе обмотки подается один и тот же управляющий импульс.

Когда подвижные контакты будут переведены в другое устойчивое положение с помощью заряда, протекающего через выбранную обмотку, низкий потенциал общей точки соединения катушек не позволит накапливаться заряду, необходимому для питания другой обмотки, до тех пор, пока вход не будет разомкнут. Даже кратковременное отпускание кнопки позволит накопить заряд, достаточный для переключения в тот момент, когда управляющий импульс появится снова.

Подобный способ переключения обмоток дает возможность создать бистабильный триггер на основе двух защелок, такой как программный переключатель на Рисунке 2. Схема триггера, построенная в соответствии с описанной выше идеей (Рисунок 1),

в режиме ожидания потребляет ток в несколько миллиампер, что при определенных обстоятельствах может рассматриваться как недостаток.

Способ питания цепи хранения заряда, который предложил в своем проекте г-н Тайлер, более экономичен благодаря тому, что в режиме ожидания защелка практически не потребляет ток (если не учитывать утечку конденсаторов). Основной принцип работы остался прежним; таким образом, все преимущества, описанные ранее, а также и упомянутые в этой статье ограничения, могут быть полностью отнесены к схеме программного переключателя, представленной в данной статье.

Ее уникальными особенностями является постоянная устойчивость к помехам и сбоям питания, способность запоминать состояние при отключении питания и нулевое потребление энергии, за исключением коротких отрезков времени зарядки конденсатора и переключения. Представленный здесь переключатель после каждого нажатия нефиксируемой кнопки S1 выполняет следующую последовательность действий: [Активировать M1] > [Деактивировать M1] > [Активировать M2] > [Деактивировать M2] > [Активировать M1] и т. д. Следовательно, его можно использовать для управления устройствами с аналогичными циклами работы, например, приводами ворот или жалюзи.

В схеме на Рисунке 2 две группы контактов этих реле (выводы 11, 12 и 14) используются для управления триггерами. Оставшиеся группы K1 и K2 (выводы 21, 22 и 24) используются для включения и выключения напряжения, питающего электрическую нагрузку. Соединенные друг с другом средние выводы A3

обмоток обоих реле (K1 и K2) образуют общий вход управления переключателем; он активируется путем временного замыкания на землю кнопкой S1. Поскольку циклы переключения обеих защелок синхронизированы друг с другом, а количество циклов различно, свободные контакты реле задают последовательность подключений. Это позволяет управлять нагрузками M1 и M2 так, как описано выше.

Система не предъявляет строгих требований к номиналам компонентов. Можно использовать двухобмоточные бистабильные реле с различными рабочими напряжениями. Необходимо только выбрать подходящие значения емкости конденсаторов, чтобы запасенной в них энергии хватало для переключения реле. Это легко сделать, проверив, способен ли выбранный конденсатор, заряженный до номинального напряжения реле, переключить его после подключения к катушке.

Сопротивления резисторов тоже не критичны. Увеличение сопротивления приведет к ограничению частоты переключения, уменьшение – к более частой и динамичной реакции. Однако, уменьшая сопротивление, следует помнить, что в тот момент, когда управляющий переключатель S1 замыкает на землю заблокированную обмотку, напряжение должно быть ниже напряжения срабатывания реле. **PL**

Ссылки

1. [Триггерная схема на основе реле запоминает свое состояние при сбоях питания](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet TE Connectivity RT424F24](#)



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!

РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

Приложение для мобильных устройств (планшетов и смартфонов)



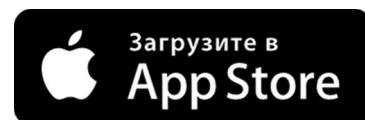
ANDROID »
GOOGLE PLAY



<https://play.google.com/store/apps/details?id=net.magtoapp.viewer.radiolocman>



IOS (IPHONE, IPAD) »
APP STORE



<https://itunes.apple.com/ru/app/radiolocman.zurnal/id1083434484?mt=8>

Устанавливайте приложение и скачивайте!
Доступен весь архив номеров журнала.