



Журнал для тех, кто интересуется электроникой

РАДИОЛОЦМАН

Июнь 2015 (49)

54 Простая беспроводная
Bluetooth стерео аудио система
для использования на открытом воздухе

Об управлении
микроконтроллером AVR
при дефиците выводов

48

О возможностях улучшения
динамических характеристик
прецизионных
выпрямителей напряжения

36

Спасибо тебе,
Альберт Эйнштейн,
за GPS

22





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



odnoklassniki.ru/rlocman



twitter.com/rlocman

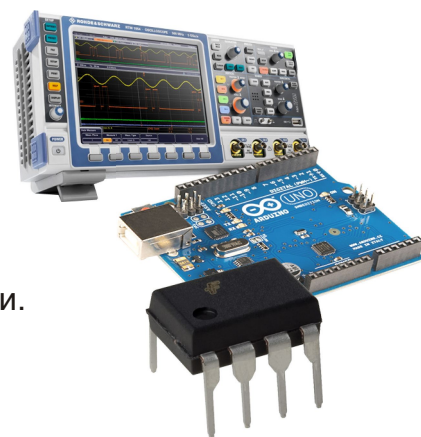


google.com/+RlocmanRuPlus

И еще многое другое на портале:

РАДИОЛОЦМАН. ...

www.rlocman.ru



Главный редактор:

А. Николаев

Над номером
работали:

А. Грицаенко
В. Колесник
С. Муратчаев
А. Николаев
Н. Радунцева
М. Русских

Обложка:

А. Кравчук

Директор:

С. Муратчаев

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

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

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:

www.rlocman.ru/magazine

Новости

- 4 Texas Instruments представляет самые быстрые в мире 16-битные АЦП, четырехканальные 14-битные АЦП и усилители с регулируемым усилением
- 5 Новые GaN транзисторы компании Cree заменят ЛБВ в радарных системах
- 6 Custom MMIC расширяет свой каталог GaN усилителей СВЧ диапазона
- 7 e2v начинает производство новой серии микропроцессоров повышенной надежности
- 7 Analog Devices представляет изолированный драйвер затвора IGBT для надежного и энергоэффективного управления двигателями
- 8 Power Integrations анонсировала новую линейку микросхем для безопасного разряда X конденсаторов
- 9 Semtech запускает производство новых LDO стабилизаторов напряжения для компактных потребительских приложений
- 10 Конденсаторы TDK CeraLink революционизируют решения для высокочастотных инверторов
- 11 Allegro анонсирует новый высокоточный контроллер управления светодиодами для автомобильных приложений
- 12 Silicon Labs представляет самое энергоэффективное в мире семейство USB микроконтроллеров
- 14 Infineon анонсировала высокоточный 3D магнитный датчик для бытовых и промышленных приложений
- 17 Marvell анонсирует выпуск лучшей в отрасли беспроводной микроконтроллерной SoC нового поколения
- 18 Texas Instruments представляет первые в мире многоканальные преобразователи индуктивности в цифровой код
- 19 Vishay выпускает новые 20-вольтовые MOSFET в корпусах 0.8 x 0.8 мм
- 20 Semtech расширяет семейство приборов для защиты интерфейсов мобильных устройств
- 21 Diodes представила самовосстанавливающийся электронный предохранитель для потребительских приложений

Статьи

- 22 Спасибо тебе, Альберт Эйнштейн, за GPS
- 25 Управление стандартными светодиодами с помощью токоограничительных диодов
- 29 Надежные высоковольтные OУ семейства Over-The-Top компании Linear Technology
- 32 Эффективная ветроэнергетика. Часть 2
- 36 О возможностях улучшения динамических характеристик прецизионных выпрямителей напряжения. Часть 1
- 45 Закон Мура: новый взгляд 50 лет спустя

Схемы

- 48 Об управлении микроконтроллером AVR при дефиците выводов
- 54 Простая беспроводная Bluetooth стерео аудио система для использования на открытом воздухе
- 64 Использование стандартного буфера шины для увеличения длины линии интерфейса 1-Wire
- 66 Измерение мощности переменного тока с использованием ШИМ и АИМ
- 69 Высокоимпедансный пробник расширяет область применения радиочастотных анализаторов спектра

Texas Instruments представляет самые быстрые в мире 16-битные АЦП, четырехканальные 14-битные АЦП и усилители с регулируемым усилением

Первые в отрасли 16-битные АЦП с частотой дискретизации 1 GSPS, четырехканальные 14-битные АЦП с частотой выборки 500 MSPS и 4.5-ГГц программируемый усилитель обеспечивают лучшую в отрасли точность анализа сигналов

Texas Instruments (TI) объявила о выпуске микросхемы ADS54J60 – первого в отрасли 16-битного АЦП с частотой выборки 1 GSPS, и первого прибора с отношением сигнал/шум, преодолевшим отметку в 70 dBFS (децибел полной шкалы) на частоте дискретизации 1 ГГц. TI также представила четырехканальный 14-битный АЦП высокой плотности ADS54J54 с частотой дискретизации 500 MSPS. Для оптимизации цепей обработки сигналов разработан новый полностью дифференциальный усилитель LMH6401 с регулируемым усилением и рекордной полосой пропускания от 0 до 4.5 ГГц, позволяющий производить выборку данных на низких и высоких частотах без ограничений, которые накладывают согласующие трансформаторы в системах со связью по переменному току. Работая вместе с усилителем, эти АЦП обеспечивают высочайший уровень характеристик, минимальное энергопотребление и значительное сокращение занимаемого пространства в изделиях военного и аэрокосмического назначения, испытательном и измерительном оборудовании, а так же в приложениях коммуникационной инфраструктуры.

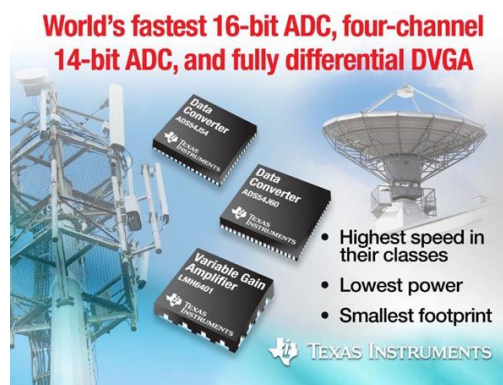
Ключевые особенности и преимущества АЦП ADS54J60 и ADS54J54:

- **Наивысшая скорость в своем классе приборов:**

16-битные АЦП ADS54J60 с частотой выборки 1 GSPS и 14-битные ADS54J54 с частотой выборки 500 MSPS позволяют анализировать сигналы быстрее и точнее.

- **Высокие динамические характеристики:**

ADS54J60 имеет отношение сигнал/шум (70 dBFS на частоте 170 МГц) на 3 дБ лучшее, чем у конкурентов, уровень шумов –159 dBFS/Гц и свободный от паразитных составляющих динамический диапазон 86 дБн. Эти параметры обеспечивают высокую чистоту спектра и возможность распознавания слабых сигналов в присутствии больших посторонних помех.



- **Компактность:**

Размеры четырехканального АЦП ADS54J54 (9 × 9 мм) на 50% меньше, чем у конкурентов. Двухканальный АЦП ADS54J60 имеет размеры 10 × 10 мм.

- **Снижение требований к скорости интерфейса передачи данных и ресурсам внешнего процессора:**

Встроенный цифровой понижающий преобразователь (DDC) имеет функцию регулируемого прореживания или режим транзитной передачи.

- **Упрощение топологии платы и синхронизации устройств:**

Оба АЦП имеют высокоскоростной последовательный интерфейс JESD204B, упрощающий подключение к процессорам, включая систему на чипе 66AK2L06 и ПЛИС.

- **Низкое энергопотребление:**

Оба новых АЦП потребляют на 20% меньше, чем конкурирующие приборы.

Ключевые особенности и преимущества усилителя LMH6401:

- **Самая широкая в отрасли полоса пропускания, начинающаяся от постоянного тока:**

Полоса 4.5 ГГц с программируемым усилением от –6 дБ до 26 дБ и связь по постоянному току обеспечивают выборку сигнала

ла на низких и высоких частотах. Это позволяет выполнять полный контроль и анализ сигналов в тестовых и измерительных приложениях.

- **Высокая линейность:**

OIP3 43 дБм на частоте 200 МГц и гармонические искажения второго и третьего порядка –63/–63 дБн на частоте 1 ГГц (амплитуда 2 В пик-пик).

- **Широкий диапазон коэффициентов усиления:**

Диапазон усиления в 32 дБ, регулируемый с шагом 1 дБ, оптимизирует динамический диапазон тракта обработки сигнала.

- **Самое низкое энергопотребление в отрасли:**

Потребляет 355 мВт при напряжении 5 В – более чем на 40% меньше, чем решения конкурентов.

- **Компактность:**

Корпус 3 – 3 мм более чем на 40% меньше, чем у конкурентов.

Инструменты разработки и программное обеспечение

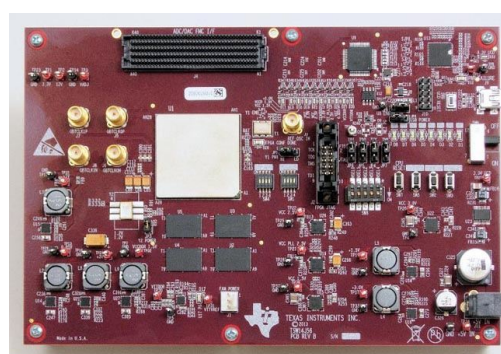
Предлагается полный комплект средств поддержки разработчиков, включая пробные образцы, оценочные платы (ADS54J60EVM, ADS54J54EVM, LMN6401EVM) а также плату выборки данных с генератором эталонных сигналов (TSW14J56EVM). Для АЦП разработаны IBIS-модели, а для усилителя, помимо IBIS, создана SPICE-модель в TINA-TI.

В сообществе TI E2ETM доступны форумы High Speed Data Converters (быстродействующие преобразователи данных) и High Speed Amplifiers (быстродействующие усилители), на которых инженеры могут найти нуж-



Оценочный модуль ADS54J60.

ные решения, получить помощь, поделиться знаниями и решить проблемы совместно с коллегами и экспертами TI.



Оценочный модуль TSW14J56EVM.

Цены и доступность

Образцы всех микросхем можно заказать уже сегодня. ADS54J54 предлагается по цене \$500 за штуку в партиях из 1000 приборов. В лотах такого же объема ADS54J60, которые начнут продаваться в четвертом квартале 2015 года, будут стоить \$705 за штуку, а LMN6401, выпускаемые серийно, – \$10.95 за штуку.

Новые GaN транзисторы компании Cree заменят ЛБВ в радарных системах

Cree представила два лучших в отрасли GaN HEMT устройства (HEMT – high-electron-mobility transistor – транзистор с высокой подвижностью электронов), которые решат целый ряд старых проблем радиолокационных систем, использующих традиционные усилители на лампах бегущей волны (ЛБВ). Работающим при напряжении 50 В арсенид галлиевым твердотельным усилителям не

нужны высоковольтные источники питания, необходимые в системах с ЛБВ и являющие-



ся источником частых отказов. Кроме того, такие твердотельные системы почти моментально готовы к работе, поскольку не требуют разогрева, имеют большую дальность обнаружения и повышенную достоверность распознавания целей.

Нацелившись с самого начала на реализацию этих преимуществ, Cree смогла разработать два новых радиочастотных GaN транзистора с наивысшей мощностью и наилучшим КПД при небольших размерах корпуса. Первое устройство – 350-ваттный полностью согласованный GaN HEMT С-диапазона, превосходит по мощности все приборы аналогичного класса, предлагаемые сегодня на рынке. Второй прибор – GaN HEMT, отдающий мощность 500 Вт в нагрузку 50 Ом, является самым мощным полностью согласованным транзистором S-диапазона среди приборов в корпусах такого же размера.

«Новые продукты С- и S-диапазонов компании Cree побили рекорды мощности и КПД для GaN силовых приборов в миниатюрных 50-омных корпусах. Эти энергоэффективные транзисторы позволяют создавать экономичные многокиловаттные усилители мощности, необходимые для военных радаров, а также для радаров контроля погоды и воздушного трафика, – сказал Том Деккер (Tom Dekker), директор по продажам и маркетингу подразделения радиочастотных продуктов компа-

нии Cree. – По такому показателю качества, как отношение выходной радиочастотной мощности к площади 50-омного корпуса, 350-ваттное устройство С-диапазона превосходит ближайшие коммерческие транзисторы конкурентов приблизительно в 3.5 раза. Использование такого же критерия качества применительно к 500-ваттным приборам S-диапазона показывает, что эти транзисторы компании Cree обошли все аналогичные коммерческие продукты более чем на 45 процентов».

При типичной импульсной мощности в режиме насыщения более 400 Вт, транзистор CGHV59350 найдет применение в системах наземных военных и доплеровских метеорологических радиолокаторов. Полностью согласованный 50-омный GaN HEMT, выпускаемый в стандартном корпусе размером 17.8 22.9 мм, работает в диапазоне частот от 5.2 до 5.9 ГГц и имеет типовой КПД стока 60%.

Основной областью применения прибора CGHV31500F, отдающего в режиме насыщения импульсную мощность 700 Вт, будут радарные системы управления воздушным движением. Полностью согласованный 50-омный GaN HEMT, предназначенный для диапазона частот от 2.7 до 3.1 ГГц, имеет усиление по мощности 12 дБ и выпускается в стандартном для отрасли металлокерамическом корпусе размером 17.8 22.9 мм.

Custom MMIC расширяет свой каталог GaN усилителей СВЧ диапазона

Компания Custom MMIC добавляет в свой каталог стандартных продуктов новый GaN малошумящий усилитель CMD219C4.

Широкополосная монолитная интегральная схема малошумящего усилителя СВЧ диапазона CMD219C4 в полосе рабочих частот от 4 до 8 ГГц обеспечивает усиление 22.5 дБ, коэффициент шума 1.0 дБ и выходную точку децибельной компрессии +17 дБм. Микросхема без необратимых повреждений выдерживает уровни входной радиочастотной мощности до 5 Вт. CMD219C4 выпускаются в безвыводном керамическом корпусе размером 4 4 мм.

CMD219C4 идеально подходит для СВЧ-радиосистем и приложений С-диапазона,



требующих малых размеров и устойчивости входа к повышенным уровням мощности, таких, как устройства магистральной и многоточечной радиосвязи, военное и космическое оборудование и измерительная аппаратура.

е2v начинает производство новой серии микропроцессоров повышенной надежности

На международном авиасалоне в Ле Бурже компания е2v показала свои новые микропроцессоры серии P1, дополнившие семейство QorIQ.



Микропроцессоры из семейства QorIQ широко используются в устройствах коммерческой авионики и в военной электронике. Новая серия P1 сочетает, в частности, преимущества архитектуры ядра PowerPC с новейшими коммуникационными интерфейсами и технологиями изготовления кремниевых приборов.

Основанные на архитектуре e500v2 ядра PowerPC с рабочими частотами до 1067 МГц, приборы серии P1 работают в военном диапазоне температур от -55°C до $+125^{\circ}\text{C}$, имеют дополнительную функцию шифрования данных и оптимизированы по потреблению мощности. Кроме того, в соответствии со своей программой SLiM (Semiconductor Lifecycle Management – Управление жизненным циклом полупроводников), разработанной для изделий военного и аэрокосмического назначения, е2v дает гарантию долгосрочного присутствия приборов в производственной программе компании.

«Серия P1 отлично дополняет наш портфель микропроцессоров QorIQ, предназначенных для рынков аэрокосмической и военной электроники, предлагая дополнительные встроенные решения потребителям, проектирующим системы с повышенным уровнем надежности, – сказал Ричард Гиббс (Richard Gibbs), президент подразделения полупроводников компании е2v. – Разработчики авиационных и военных электронных систем теперь могут использовать новые серии продуктов в своих встраиваемых системах, опираясь на опыт е2v в обслуживании высоконадежных приложений, созданных, на основе самых последних технологий».



В новую серию продуктов входят:

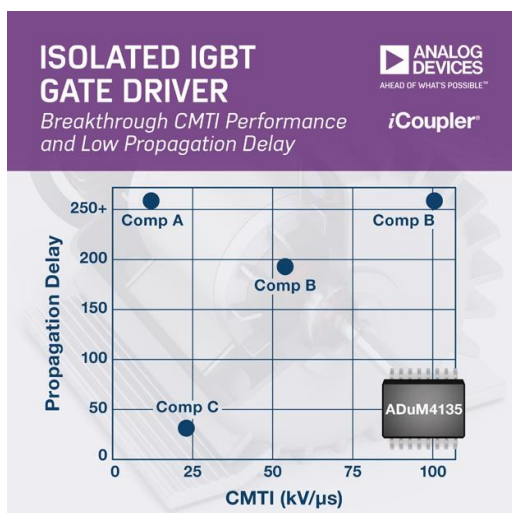
- P1013 и P1022: начало массового производства запланировано на сентябрь 2015 г.
- P1011, P1012, P1020 и P1021: начало массового производства запланировано на сентябрь 2015 г., единичные образцы доступны в июне 2015 г.

Analog Devices представляет изолированный драйвер затвора IGBT для надежного и энергоэффективного управления двигателями

Analog Devices представила микросхему ADuM4135 – изолированный драйвер затворов IGBT, предназначенный для улучшения энергоэффективности, повышения надежности и качества процесса управления электродвигателями в промышленных приложениях. Отмеченная наградами технология изготовления цифровых изоляторов iCoupler, используемая в ADuM4135, гарантирует безо-

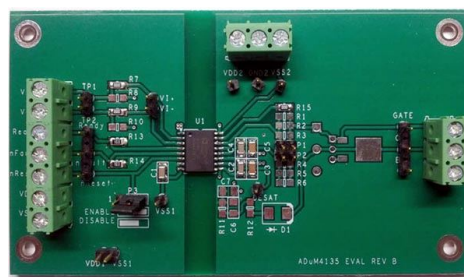
пасность и надежность благодаря проверенной практикой гальванической изоляции, объединенной в одном корпусе с полупроводниковыми кристаллами, и при этом обеспечивает лучшее в отрасли сочетание устойчивости к синфазным помехам (100 кВ/мкс) и задержки распространения (50 нс тип.).

AduM4135 позволяет пользователям выполнять требования уровней IE3 и IE4 стан-



дарты энергоэффективности электродвигателей, что соответствует общей тенденции отрасли к повышению частоты переключения как в системах управления двигателями, так и в электросетевых инверторах. Средства защиты включают интегрированные схемы подавления эффекта Миллера и обнаружения выхода из насыщения.

Малые величины времени задержки и неравномерности распространения драйвера ADuM4135 позволят разработчикам минимизировать мертвое время между переключениями верхнего и нижнего плеча, сократив тем самым потери и улучшив общие характеристики системы. Исключительная устойчивость к синфазным помехам и малое время задержки распространения также отвечают последним тенденциям в технологиях силовых ключей, включая SiC и GaN транзисторы, работающих на более высоких частотах переключения с повышенными уровнями импу-



Оценочная плата ADuM4135.

льсных помех. ADuM4135 выпускаются в 16-выводном широком корпусе SOIC с длиной пути утечки по корпусу и между выводами равной 8 мм.

Ключевые особенности изолированного драйвера затвора ADuM4135

- Пиковая нагрузочная способность выхода 4 А
- Выходное сопротивление канала управления силовым устройством менее 1 Ом
- Защита от выхода из насыщения
- Аварийное оповещение о выходе из насыщения
- Плавное отключение в случае возникновения отказа
- Выходная схема подавления эффекта Миллера с входом датчика напряжения затвора
- Гальванически изолированные флаги сигнализации о сбое и готовности
- Малые величины задержки распространения (типичное значение 50 нс) и неравномерности задержки (типичное значение 15 нс)

Стоимость и доступность

Обозначение	Доступность	Массовое производство	Цена за шт. в партии из 1000 приборов	Корпус
ADuM4135	ДА	Июнь 2015	\$2.26	16-выводной широкий SOIC
EVAL-ADuM4135EBZ	ДА	Июнь 2015	\$50.00 за шт.	Отладочная плата

Power Integrations анонсировала новую линейку микросхем для безопасного разряда X конденсаторов

Охватывающий диапазон емкостей от 0.1 до 6 мкФ сертифицированный компонент устойчив к броскам сетевого напряжения до 6 кВ

Power Integrations анонсировала линейку инновационных двухвыводных микросхем CAPZero второго поколения, предназначен-

ных для разряда X конденсаторов. Новые микросхемы CAPZero-2 увеличивают гибкость проектных решений за счет расширен-

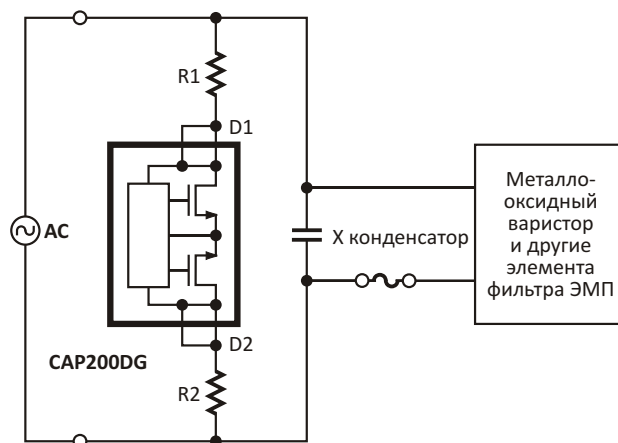


ных диапазонов приложений и выходных мощностей. Рассчитанные на разряд конденсаторов емкостью от 0.1 до 6 мкФ и напряжение пробоя 1 кВ, позволяющее выдерживать броски до 6 кВ, микросхемы CAPZero-2 способны надежно работать в условиях сильных колебаний и всплесков сетевого напряжения.

Микросхемы CAPZero-2 представляют собой интеллектуальные высоковольтные ключи, значительно снижающие потребление входной мощности в отсутствие нагрузки и в режиме ожидания. Включенные последовательно с резисторами, обеспечивающими цепь безопасного разряда шунтирующего питания X конденсатора, устройства CAPZero-2 разрывают путь тока через эти разрядные резисторы, сокращая теряемую в них мощность до нуля. При отключении переменного напряжения ключ CAPZero-2 автоматически и безопасно разряжает X конденсатор, закорачивая цепь и отводя энергию от вынутой сетевой вилки.

Микросхема разряда X конденсатора CAPZero-2 устраняет основные причины потерь мощности, позволяя создавать источники питания, соответствующие новому ком-

плексному стандарту безопасности IEC 62368-1, охватывающему широкий сегмент оборудования, потребляющего энергию. Новый стандарт заменяет IEC 60950 и IEC 60065, и в ближайшее время станет обязательным. Имея сертификаты безопасности, выданные организациями CB и Nemko, CAPZero-2 снимает с разработчиков заботу о проведении отдельных тестов на безопасность емкостного разряда цепи питания.



Полная схема типичного приложения.

Новое устройство найдут применение в кондиционерах воздуха, бытовой технике, электроплитах, пылесосах, телевизорах, настольных и портативных компьютерах, проекторах, рабочих станциях, компьютерных мониторах и принтерах. Микросхемы в корпусах SO-8 в партиях из 10,000 приборов стоят \$0.19 за штуку и отгружаются со склада немедленно после подтверждения заказа.

Semtech запускает производство новых LDO стабилизаторов напряжения для компактных потребительских приложений

Сдвоенный LDO стабилизатор напряжения SC563LHULTRC выпускается в крошечном корпусе MLPD

Компания Semtech объявила о начале производства микросхем SC563 – сдвоенных LDO стабилизаторов напряжения в миниатюрном 8-выводном корпусе MLPD площадью 1.6 × 1.2 мм.

Каждый из двух выходов LDO стабилизатора SC563 может отдавать ток до 300 мА. При входном напряжении от 2.3 В до 5.5 В LDO вырабатывает два фиксированных стабилизированных выходных напряжения, что



позволяет исключить из схемы цепи внешних резистивных делителей. Прибор выпускается в миниатюрном ультратонком корпусе с размерами 1.6 1.2 0.60 мм. Надежность LDO обеспечивается устойчивостью к разрядам электростатического электричества с напряжением более 4 кВ.

Ключевые особенности SC563

- Диапазон входных напряжений от 2.3 В до 5.5 В
- Два выхода с током нагрузки до 300 мА
- Сверхнизкое падение напряжения: 180 мВ
- Интегрированный ключ разряда емкости выхода
- Устойчивость к электростатическим разрядам до 4 кВ
- Сверхминиатюрный 8-выводной корпус MLPSD размером 1.6 1.2 0.60 мм.

Области применения

• Портативные приложения:

Носимая электроника, портативные видеокамеры, смартфоны, планшеты

• Непортативные приложения:

Фемтосоты, HDTV, абонентские телевизионные приставки, сетевые устройства

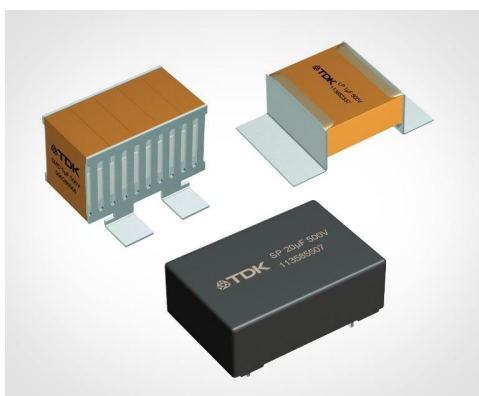
Цены и доступность

В партиях из 3000 приборов SC563 стоят \$0.25 за штуку, и могут быть отгружены в любых количествах со склада компании немедленно по получении заказа. Микросхемы с фиксированными выходными напряжениями 1.8 В/3.3 В имеют код заказа SC563LHULTRC. Доступны также оценочные платы. Semtech обеспечивает всестороннюю поддержку разработчиков, как на этапе конструирования и производства, так и в реальных условиях эксплуатации.

Конденсаторы TDK CeraLink революционизируют решения для высокочастотных инверторов

Запатентованная TDK новая технология антисегнетоэлектрических конденсаторов позволила создать устройства, емкость которых увеличивается с ростом приложенного напряжения.

Эта уникальная особенность делает конденсаторы CeraLink идеальным решением для снабженных приложений.



Благодаря исключительно низким значениям эквивалентной последовательной индуктивности (ESL) и эквивалентного последовательного сопротивления (ESR), конденсаторы CeraLink могут использоваться на высоких частотах переключения

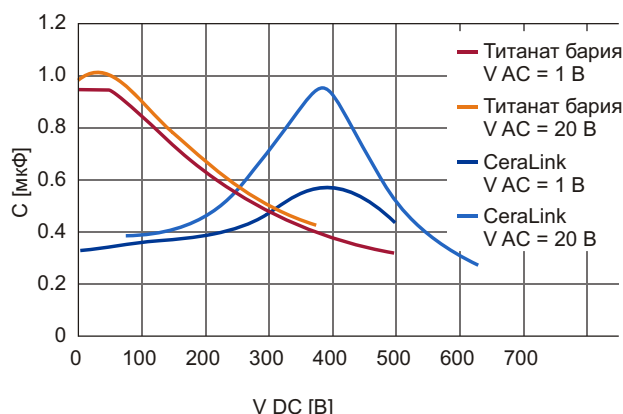
совместно с недорогими и более надежными полупроводниковыми приборами, например, с быстродействующими IGBT вместо MOSFET. Новейшие IGBT имеют отличное соотношение цена/качество, прежде всего, благодаря значительно более простой технологии производства, кристаллам, размеры которых нередко меньше, чем у MOSFET и высоким частотам переключения. Стоимость такого решения обычно примерно на треть меньше, чем решения на базе MOSFET. Более того, за счет снижения емкости конденсаторов, площади печатной платы, габаритов индуктивных компонентов и размеров радиаторов общая стоимость изделия может быть уменьшена более чем на 40%.

При интеграции в систему конденсаторы CeraLink уменьшают риск повреждения полупроводников возникающими внутри устройства выбросами напряжения. Использование их в качестве демпфера позволяет полупроводникам постоянно оставаться в области безопасной работы.

Новое запатентованное решение

Многослойная конструкция конденсаторов, в которой недавно разработанный керамический материал объединен с медными

внутренними электродами, дает очевидные преимущества как по стоимости, так и по параметрам технических решений.



Изменение емкости конденсатора в зависимости от приложенного напряжения.

Преимущества

- ESR, резко уменьшающееся с ростом температуры
- Очень низкое значение ESL
- Низкие потери в медных внутренних электродах позволяют использовать конденсаторы на более высоких частотах переключения, увеличивая скорость нарастания при больших токах
- Могут использоваться на частотах переключения до 1 МГц и более
- Диапазон рабочих температур, расширенный до +150 °C (соответствующий SiC/GaN приборам)
- Низкие потери на высоких частотах
- Поддерживают быстродействующие полупроводниковые приборы
- Позволяют на системном уровне уменьшить габариты силовой электроники
- Ультранизкий ток утечки, обусловленный правильно выбранным материалом

- Снижение потерь в диэлектрике при повышении частоты
- Выводы под пайку и для современной прессовой посадки
- Емкость увеличивается с ростом постоянного рабочего напряжения
- Компактный корпус с опциями для монтажа в типовые силовые модули для промышленного и автомобильного оборудования
- Доступны специальные типы для интеграции в силовые модули (IGBT, MOSFET, SiC)

Отличительные особенности

- Высокая удельная емкость
- исключительно низкие значения ESR и ESL
- Высокая плотность тока, эффективное подавление пульсаций напряжения
- Эффективная емкость возрастает с увеличением напряжения
- Работают в условиях повышенных температур
- Низкие потери на высоких частотах
- Поддерживают быстродействующие полупроводниковые приборы
- Обеспечивают дальнейшую миниатюризацию силовой электроники на системном уровне

Основные технические характеристики:

- Сопротивление изоляции более 1 ГОм гарантирует низкий ток утечки, особенно при повышенных температурах
- Очень низкое значение ESL: менее 3.5 нГ
- Диапазон рабочих температур от -40 °C до +125 °C (до +150 °C при кратковременном воздействии) позволяет использовать конденсаторы в SiC и GaN силовых модулях.

Allegro анонсирует новый сильноточный контроллер управления светодиодами для автомобильных приложений

Allegro MicroSystems представила новый контроллер DC/DC преобразователя для питания цепочек светодиодов большой мощности программируемым постоянным током. Контроллер A6271 работает на программируемой фиксированной частоте переключения

с управлением по пиковому току. С помощью внешних элементов можно установить множество различных конфигураций DC/DC преобразователя: повышающую, повышающе-понижающую, SEPIC и понижающую. Новое устройство разработано для управления



внешними световыми приборами автомобилей, включая противотуманные фары, лампы заднего хода, дневные ходовые огни, габаритные огни и фары.

С внешними MOSFET, имеющими логические уровни управления, A6271 позволяет создавать экономически эффективные решения при использовании минимального количества дополнительных компонентов. Максимальный ток светодиодов устанавливается единственным внешним токоизмерительным резистором и может точно модулироваться аналоговым сигналом на входе опорного тока. Предусмотрена также возможность внешнего ШИМ-регулирования яркости по входу PWMIN, который одновременно служит для перевода микросхемы в режим останова. Выводы PWMIN и DR позволяют запрограммировать альтернативный режим диммирования с помощью внутренней схемы ШИМ. Любая схема ШИМ управляет выходом PWMOUT, к которому подключается внешний р-канальный MOSFET с присоединенной к

нему цепочкой светодиодов. MOSFET выполняет также функцию изоляции нагрузки при определенных неисправностях, включая короткие замыкания выхода на землю.

При разработке A6271 большое внимание уделялось снижению уровня электромагнитных излучений (ЭМИ) путем распределенной развязки питания и программируемой модуляции частоты шумовым сигналом, расширяющей спектр помех в соответствии с требованиями стандарта CISPR 25. Имеется также возможность программной установки основной рабочей частоты ниже значения 150 кГц, с которого начинается большинство стандартов, регламентирующих уровни ЭМИ.

A6271 оснащена полным набором защитных функций, предохраняющих саму микросхему, систему управления и цепочку светодиодов. Микросхема имеет цепи защиты от перегрузки светодиодов (повышающий режим и SEPIC), пониженного выходного напряжения (понижающий и повышающе-понижающий режимы), пониженного напряжения питания (на входе VIN), пониженного напряжения на выходе стабилизатора 5 В (вывод VREG), пониженного напряжения питания верхнего плеча (р-канального MOSFET) и перегрева кристалла. Практически всех неисправности индицируются сигналом на выходе FAULTn.

A6271KLPTTR-T выпускается в 16-выводном корпусе eTSSOP со вскрытым основанием для улучшения отвода тепла.

Silicon Labs представляет самое энергоэффективное в мире семейство USB микроконтроллеров

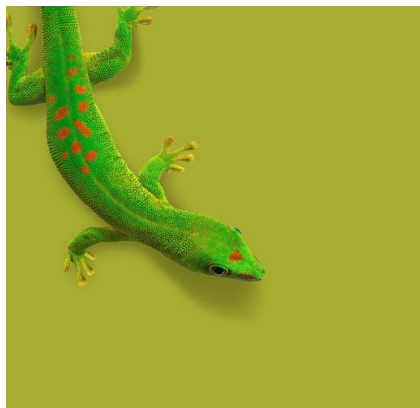
Семейство EFM32 Happy Gecko упрощает подключение по USB чувствительных к потребляемой мощности устройств Интернета вещей с автономным питанием

Silicon Labs представила самые энергоэффективные в отрасли USB микроконтроллеры. Последнее дополнение к линейке отмеченных наградами 32-разрядных микроконтроллеров EFM32 – микроконтроллеры Happy Gecko имеют наименьшее в отрасли энергопотребление среди аналогичных приборов с портами USB. Это продлевает срок службы батареи, а также позволяет использовать энергию, собираемую из окружающей среды. Основанное на ядре ARM Cortex-M0+ и малопотребляющей периферии, семейство

Happy Gecko упрощает подключение по USB для большинства устройств Интернета вещей, включая умные счетчики, квартирную и домовую автоматизацию, системы охраны и безопасности, умные аксессуары и носимую электронику.

Отзываясь на растущий спрос на экономичные и энергоэффективные решения для соединения по USB, Silicon Labs, как основной поставщик USB-мостов и микросхем интеллектуальных интерфейсов, разработала семейство Happy Gecko. При объеме про-

дажах, превышающем три миллиарда USB-устройств в год, USB становится самым популярным интерфейсом для потребительских приложений и, одновременно, все активнее проникает в сферу производственной автоматизации. Разработчики приложений для Интернета вещей обнаружили, что добавление USB интерфейса к портативным устройствам с батарейным питанием может увеличить потребляемый ими ток вдвое. Микроконтроллеры Happy Gecko идеально подходят для организации USB-соединений в столь чувствительных к энергопотреблению приложениях, как устройства Интернета вещей.



Усовершенствованная система управления мощностью USB микроконтроллеров Happy Gecko с пятью режимами энергопотребления позволяет приложениям оставаться в энергетически оптимальном состоянии, пребывая в активном режиме минимально возможное время. В режиме глубокого сна микроконтроллеры Happy Gecko потребляют рекордно низкий ток 0.9 мкА (на частоте 32.768 кГц при работе часов реального времени, при сохранении состояния памяти и процессора и с активными цепями детектора пониженного напряжения и сброса по включению питания). В активном режиме потребление энергии падает до 130 мкА/МГц на тактовой частоте 24 МГц при выполнении реального кода (алгоритма генерации простых чисел). Значительно снижает энергопотребление приборов и то, что время выхода из режима ожидания теперь сокращено до 2 мкс.

Как и у всех микроконтроллеров EFM32, у семейства Happy Gecko есть система PRS (Peripheral Reflex System – система отображения периферии), значительно улучшающая их энергоэффективность. Шестиканальная PRS отслеживает сложные системные события и позволяет различным периферийным блокам микроконтроллера взаимодействовать между собой без участия процессора. Система наблюдает за определенными событиями и пробуждает процессор лишь в том случае, если это необходимо, благодаря чему ядро Cortex-M0+ находится в спящем режиме максимальное время, уменьшая энергопотребление системы и продлевая срок службы батареи.

В микроконтроллерах Happy Gecko имеется много такой же малопотребляющей точной аналоговой периферии, которая используется в других популярных устройствах семейства EFM32. Это аналоговые компараторы, компараторы напряжения питания, встроенные датчики температуры, программируемые цифро-аналоговые преобразователи с

токовыми выходами, а также 12-битные аналого-цифровые преобразователи, потребляющие ток 350 мкА при частоте дискретизации 1 МГц. Встроенный механизм AES шифрования обеспечивает безопасность беспроводного соединения приложений Интернета вещей, таких как интеллектуальные системы измерений и сети беспроводных датчиков.

Исключительная интеграция элементов на кристаллах семейства Happy Gecko позволяет разработчикам сократить количество и стоимость дополнительных элементов. Если альтернативным устройствам для подключения к USB в типичном случае необходимы внешние компоненты, такие как кварцевые резонаторы и стабилизаторы напряжения, то высокоинтегрированным микроконтроллерам Happy Gecko с их «бескварцевой» архитектурой и встроенными полноскоростным USB PHY, регулятором и резисторами из этих дискретных компонентов не требуется практически ничего. Микроконтроллеры Happy Gecko выпускаются в малогабаритных корпусах QFN, QFP, а также в корпусе с размерами кристалла (CSP), позволяющих использовать их непосредственно в разъемах USB и тонких носимых гаджетах.

Упрощение разработки USB

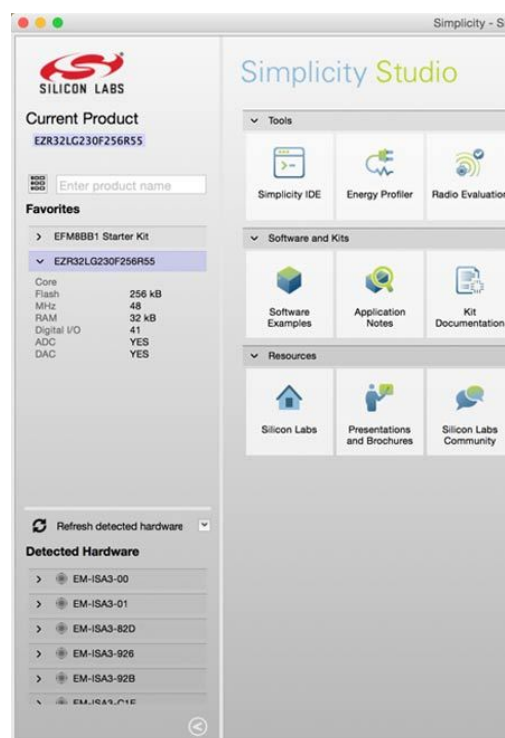
Семейство Happy Gecko поддерживается платформой разработки Simplicity Studio компании Silicon Labs, упрощающей создание микромощных продуктов. Компонент *Simplicity Energy Profiler* предназначен для профилирования энергопотребления в реальном времени и отладки кода. *Simplicity Battery Estimator*, основываясь на профиле приложения, режимах экономии энергии и используемой периферии, вычисляет ожидаемый остаток заряда батареи. *Simplicity Configurator* предоставляет визуальный



Стартовый набор Happy Gecko SLSTK3400A.

интерфейс для конфигурирования выводов микроконтроллера и автоматически генерирует код инициализации. Код, написанный для других микроконтроллеров семейства EFM32, может использоваться в приложениях Happy Gecko.

Чтобы сократить разработчикам путь от идеи до конечного продукта, семейство Happy Gecko поддерживается экосистемой ARM mbed, которая включает в себя новые программные интерфейсы управления питанием, разработанные совместно Silicon Labs и ARM. Эти энергоэффективные встроенные интерфейсы (mbed API), созданные для разработки приложений с низким энергопотреблением, позволяют быстро создавать прототипы устройств Интернета вещей с жесткими требованиями по мощности потребления. ARM mbed API, работая на микроконтроллерах EFM32, автоматически выбирают оптимальный режим ожидания, учитывая количество используемых периферийных блоков, и, тем самым, значительно уменьшают общий расход энергии на системном уровне. Разработан поддерживающий платформу ARM mbed стартовый набор Happy Gecko. Silicon Labs также запустила поддержку ARM mbed для микропроцессоров Leopard, Giant, Wonder и Zero Gecko.



Платформа разработки Simplicity Studio.

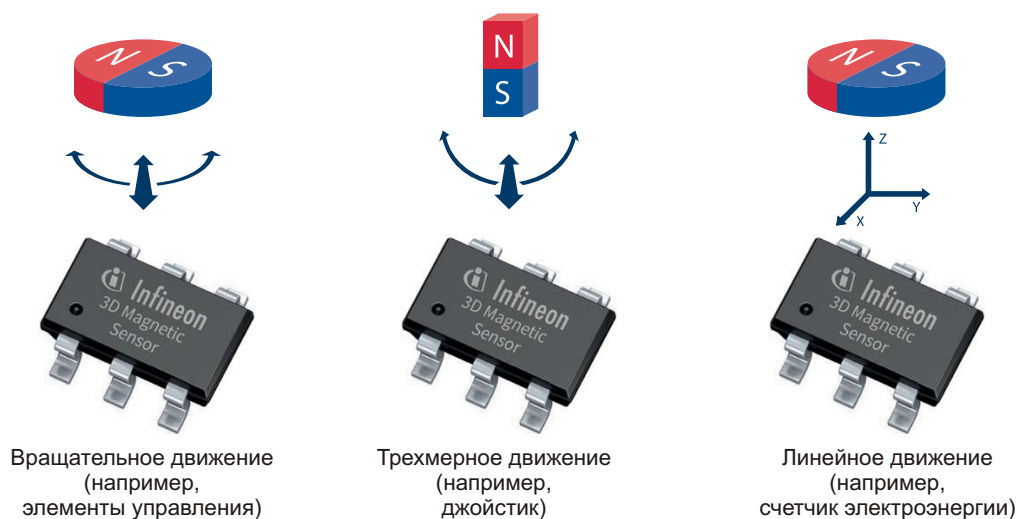
Цены и доступность

Семейство Happy Gecko содержит 20 микроконтроллеров, различающихся всевозможными комбинациями объемов памяти, корпусов и наборов периферийных блоков. При этом приборы полностью совместимы – как программно, так и по выводам – со всей линейкой микроконтроллеров EFM32 компании Silicon Labs. Доступны как единичные образцы микроконтроллеров Happy Gecko, так и промышленные партии. Микроконтроллеры поставляются в 32-выводных корпусах QFN, 48-выводных QFP и малогабаритных корпусах CSP площадью 3 × 2.9 мм. Цены Happy Gecko начинаются от \$0.83 за штуку в лотах объемом 10 тыс. устройств. За \$29 можно приобрести стартовый набор Happy Gecko SLSTK3400A.

Infineon анонсировала высокоточный 3D магнитный датчик для бытовых и промышленных приложений

Компания Infineon анонсировала 3D магнитный датчик TLV493D-A1B6, предназначенный для высокоточных измерений компонентов магнитного поля по трем осям. Прибор, выпускаемый в миниатюрном 6-выводном корпусе TSOP, отличается исклю-

чительно низким энергопотреблением. Измерение уровней магнитных полей по координатам X, Y и Z позволяет датчику надежно определять параметры трехмерных, линейных и угловых перемещений. Для быстрого двухстороннего обмена между датчиком и

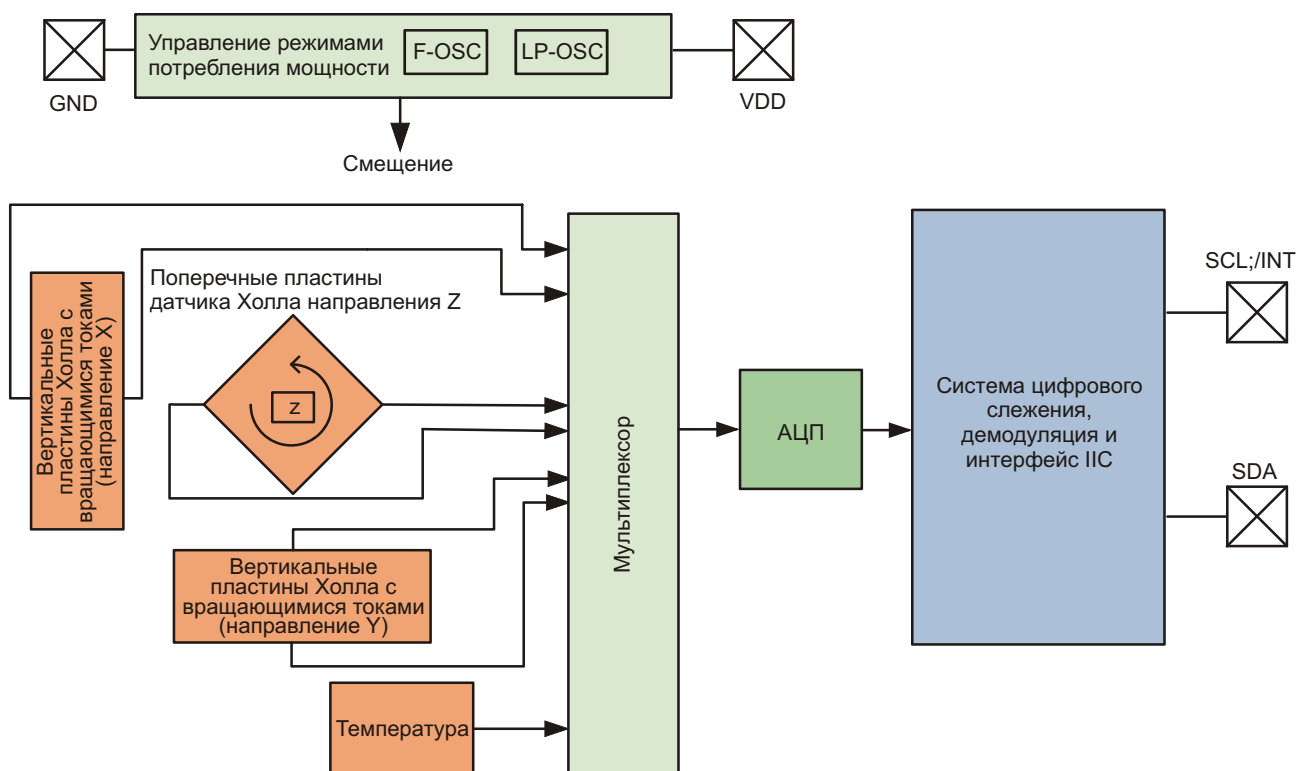


микроконтроллером микросхема снабжена цифровым интерфейсом I²C.

TLV493D-A1B6 может использоваться как в бытовых, так и в промышленных приложениях, требующих точных трехмерных или угловых измерений и малого потребления энергии, таких, например, как джойстики, многофункциональные элементы управления и счетчики электроэнергии, которые 3D магнитный датчик позволяет защитить от несанкционированного вмешательства. Воз-

можность бесконтактного определения позиции и высокая температурная стабильность магнитных порогов позволяют приложения, в которых используется TLV493D-A1B6, сделать более миниатюрными, точными и надежными.

«Наш TLV493D-A1B6 позволяет не только иметь возможность считывания магнитного поля в устройствах, в которых раньше подобных функций не было, но и делать эти устройства более компактными, точными и надеж-



Блок-схема TLV493D-A1B6.

ными, – сказал Ральф Борнфельд (Ralf Bornefeld), вице-президент и генеральный директор подразделения датчиков Infineon. – TLV493D-A1B6 открывает новую линейку наших 3D магнитных датчиков. Позже в этом году мы представим 3D датчик для автомобильных приложений, таких, как контроль положения рычага переключения передач и рулевой колонки».

3D магнитный датчик TLV493D-A1B6 позволяет создавать более энергоэффективные и компактные электроизмерительные системы. До сих пор для таких измерений требовалось до трех магнитных датчиков – по одному на каждую составляющую внешнего магнитного поля – что необходимо для обнаружения попыток вмешательства в работу электросчетчиков с использованием больших магнитов. В будущем TLV493D-A1B6 заменит все три отдельных датчика, сократив, таким образом, как размеры электроизмерительных приборов, так и потребляемую ими мощность.

Технические характеристики TLV493D-A1B6

3D датчик TLV493D-A1B6 определяет составляющие магнитного поля по всем трем измерениям. В нем используются горизонтальные пластины для Z направления магнитного поля и вертикальные датчики Холла для направлений X и Y, что позволяет измерять сильные магнитные поля с индукцией до 150 мТл. Это дает возможность отслеживать большие перемещения источника магнитного поля. Широкий рабочий диапазон позволяет сделать конструкцию магнитной схемы более простой, надежной и гибкой.

TLV493D-A1B6 предоставляет данные в 12-битном формате по каждой из осей. Это позволяет иметь разрешение 0.098 мТл на бит и измерять даже мельчайшие перемещения магнита.

Одной из главных целей, которую ставили перед собой разработчики датчика TLV493D-A1B6, было максимальное снижение потребляемой мощности. В режиме пониженного потребления прибору достаточно тока питания всего 7 нА. Выполнять магнитные измерения датчик может в одном из пяти заранее установленных режимов потребления мощности. В режиме ультранизкого расхода энергии датчик измеряет магнитное поле один раз в каждые 100 миллисекунд (10 Гц), потребляя при этом ток 10 мкА. Интервалы между изме-

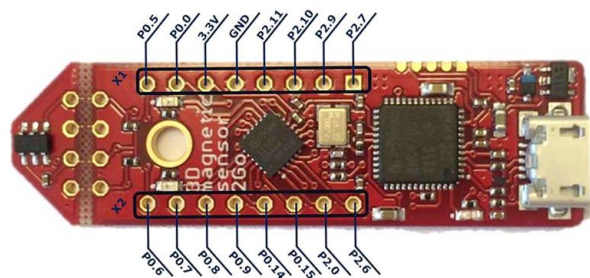
рениями гибко настраиваются в соответствии с требованиями конкретной системы. В режиме непрерывных измерений прибор потребляет всего 3.7 мА. Сменить режим потребления мощности можно также «на лету» во время работы датчика.

Для подключения внешних микроконтроллеров TLV493D-A1B6 использует стандартный цифровой протокол I²C. Возможно также управление датчиками в режиме шины, что позволяет сделать конструкцию более простой и дешевой.

Разработанный для промышленных и потребительских приложений, датчик TLV493D-A1B6 может работать при напряжении питания от 2.7 В до 3.5 В в диапазоне температур между –40 °С и +125 °С. Датчик имеет сертификат соответствия требованиям промышленного стандарта JESD47.

Средства поддержки разработчиков

Для ускорения процесса разработки Infineon предлагает оценочную плату «3D Magnetic 2Go», которая в комбинации с бесplatным программным обеспечением позволит начать первые магнитные измерения в течение нескольких минут. В плате используется выпускаемый Infineon 32-разрядный микроконтроллер XMC1100 с ядром ARM Cortex-M0.



Оценочная плата «3D Magnetic 2Go» с датчиком TLV493D-A1B6.

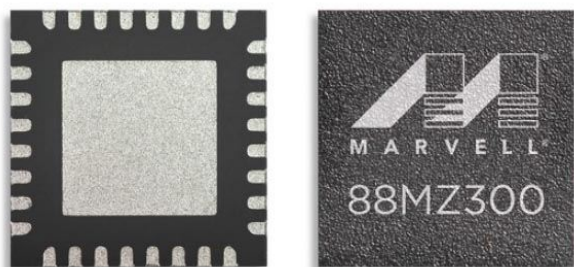
Доступность

Опытные образцы TLV493D-A1B6 для бытовых и промышленных приложений будут доступны с июля 2015 г. Начало серийного производства ожидается в январе 2016 г. Для потребителей на рынке автомобильной электроники Infineon проведет полный цикл квалификационных испытаний на соответствие стандарту АЕС-Q100. Серийное производство датчиков для автомобильной промышленности должно начаться в середине 2016 г.

Marvell анонсирует выпуск лучшей в отрасли беспроводной микроконтроллерной СнК нового поколения

Беспроводной микроконтроллер 88MZ300 компании Marvell с ультранизким потреблением мощности поддерживает открытые стандарты 802.15.4/ZigBee, включая ZigBee 3.0 и Thread

Marvell анонсировала выпуск лучшей в отрасли беспроводной микроконтроллерной системы на кристалле (СнК) нового поколения, поддерживающей протоколы 802.15.4/ZigBee. Эффективная, малопотребляющая и высокорентабельная СнК 88MZ300 с великолепными радиочастотными характеристиками стала новейшим членом семейства беспроводных микроконтроллеров Marvell, ориентированных на решения в области Интернета вещей. По сравнению с СнК предыдущего поколения 88MZ100, новый прибор позволяет увеличить дальность связи более чем вдвое и снизить потребление мощности на 50%. Поддержка СнК 88MZ300 открытых стандартов, включая находящиеся на подходе протоколы ZigBee 3.0 и Thread, наряду с типовым проектом моста ZigBee - Wi-Fi и экосистемой сообщества производителей и системных интеграторов, позволит OEM изготовителям оперативно выводить на рынок инновационные приложения Интернета вещей. В настоящее время доступны инженерные образцы СнК 88MZ300.



Взяв за основу свой успешный беспроводной ZigBee микроконтроллер 88MZ100, Marvell добавила в 88MZ300 инновационную функцию XIP (execute in place), позволяющую выполнять программный код непосредственно из флеш-памяти, благодаря чему появилась возможность снизить стоимость системы за счет масштабируемой архитектуры памяти, учитывающей будущие доработки программ. Это весьма важное преимущество для производителей OEM, разрабатывающих свои изделия в условиях постоянного

развития стандартов коммуникационных протоколов. Потребляя ток 8.5 мА в режиме приема и 1 мкА в режиме останова при широком диапазоне напряжений источника питания от 1.8 до 3.6 В, прибор может работать годами от одной миниатюрной батареи. Кроме того, СнК имеет лучшие в отрасли характеристики совместимости с Wi-Fi 2.4 ГГц и Bluetooth, значительно улучшающие качество каналов связи и снижающие вероятность потери сообщений. Основанные на 88MZ300 решения Интернета вещей предоставляют не только проверенные практикой надежные стеки сетевых протоколов, базирующиеся на открытых стандартах, но и готовые «под ключ» аппаратные средства, совместимые с платформой Smart Home Cloud Center компании Marvell и программными средствами Kinoma.

Основные особенности:

- Бюджет канала 120 дБм (выходная мощность интегрированного усилителя 13 дБм, чувствительность приемника –107 дБм)
- Лучшие в своем классе характеристики совместимости с WiFi AC: 56 дБн
- Ток потребления:
 - 26 мА в режиме передачи при выходной мощности 13 дБм,
 - 8.5 мА в режиме приема,
 - 1 мкА в режиме ожидания
- Встроенные флеш-память 512 КБ и статическое ОЗУ 164.5 КБ
- Корпус QFN-32 размером 5 мм × 5 мм

Типичные сферы применения:

- Интеллектуальные системы освещения
- Умная бытовая техника
- Датчики
- Системы автоматизации квартир и зданий
- Электронные ценники
- Удаленные контроллеры
- Системы управления производственными процессами

Texas Instruments представляет первые в мире многоканальные преобразователи индуктивности в цифровой код

Новые устройства позволяют с высокой точностью выполнять измерения положения и перемещения практически в любых условиях эксплуатации

Texas Instruments (TI) объявила о выходе первых в мире многоканальных преобразователей индуктивности в цифровой код (LDC – inductance-to-digital converters). Четыре новых устройства в семействе LDC1614 расширяют инновационную линейку преобразователей LDC, которые как самостоятельный класс приборов были впервые представлены компанией TI в 2013 году. На одном кристалле этих устройств размещаются два или четыре согласованных канала с разрешением до 28 бит.



Сочетание высокой точности и многоканальности позволит инженерам создавать более простые и дешевые решения для регистрации положения и движения в широком динамическом диапазоне. В отличие от иных технологий, способ измерения индуктивности, используемый в LDC, позволяет в качестве датчиков использовать дешевые и надежные катушки индуктивности, которые могут располагаться на удалении от микросхемы. Объединяя в одной микросхеме до четырех измерительных каналов, семейство LDC1614 позволяет разработчикам распределять датчики по всей системе, размещая при этом электронику централизованно на меньшем количестве печатных плат (ПП). Это может быть полезным при точном измерении линейного или вращательного перемещения и для обнаружения металлов в разнообразном оборудовании, включая крупную бытовую технику, принтеры, камеры и автомобильные информационно-развлекательные системы.

Ключевые преимущества семейства LDC1614:

- **Несколько хорошо согласованных каналов:**

Дают возможность выполнения дифференциальных и логометрических измерений, позволяя разработчикам легко компенсировать эффекты старения и воздействия окружающей среды, такие как температура, влажность и дрейф механических параметров.

- **Возможность прецизионных измерений:**

При разрешении 28 бит устройства могут обнаруживать изменения расстояния менее одного микрона.

- **Широкий диапазон частот датчика:**

Устройства работают в диапазоне частот от 1 кГц до 10 МГц, что дает разработчикам возможность использования в качестве датчиков множества типов катушек индуктивности. Такой диапазон частот также позволяет использовать очень миниатюрные печатные катушки, благодаря которым снижаются общие стоимость и размеры устройства.

- **Малое потребление системы:**

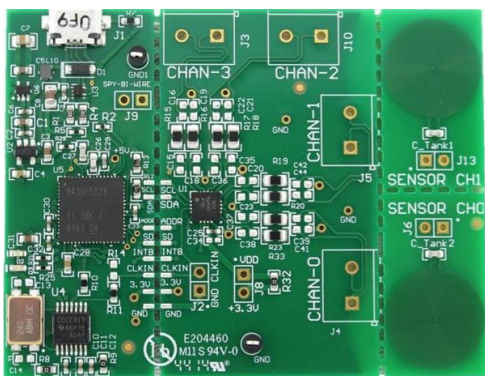
При напряжении питания 3.3 В микросхемы семейства LDC1614 потребляют приблизительно 6.9 мВт при обычной работе и 0.12 мВт в режиме отключения.

- **Высокая надежность:**

Устройства обеспечивают бесконтактный способ измерений, нечувствительный к непроводящим ток загрязнениям, таким как масло, грязь и пыль, которые могут сократить срок службы оборудования.

Инструменты и поддержка для быстрого начала разработки

Для оценки LDC1614 разработана плата LDC1614EVM с ультрамаломощным микроконтроллером MSP430F5528, которую можно приобрести в любое время в онлайн магазине TI.



Оценочная плата для LDC1614.

Создать датчики за считанные минуты разработчикам систем поможет WEBENCH Inductive Sensing Designer компании TI.

Основываясь на требованиях, предъявляемых к проектируемому устройству и системе, этот онлайн инструмент упрощает разработку катушек датчиков. Оптимизированная конструкция может быть легко экспортирована во множество различных систем автоматизированного проектирования, чтобы быстро интегрировать катушку в структуру остальной системы.

В типовом проекте 16-кнопочной мультиплексированной индуктивной клавиатуры

(TIDA-00509), легко масштабируемой до 64 клавиш, используется микросхема LDC1314. Для снижения цены клавиатура в этом проекте основана на пленочных кнопках с мембранами из нержавеющей стали. Бесконтактное решение поддерживает одновременное нажатие нескольких кнопок и по сравнению с механическими клавиатурами обеспечивает более высокую надежность и долговечность конструкции. Другие образцы проектов с индуктивными датчиками можно найти в библиотеке типовых решений TI Designs.

Корпуса, доступность и стоимость

Каждое устройство семейства LDC1614 имеет размеры 4 × 4 мм и легко конфигурируется посредством интерфейса I²C. Стоимость и корпуса устройств приведены в таб-

Прибор	Число каналов	Разрешение	Корпус	Цена*
LDC1614	4	28 разрядов	QFN-16	\$4.75
LDC1612	2	28 разрядов	WSO-12	\$3.25
LDC1314	4	12 разрядов	QFN-16	\$3.50
LDC1312	2	12 разрядов	WSO-12	\$2.38
*Цены за одну микросхему в партиях из 1000 приборов				

Vishay выпускает новые 20-вольтовые MOSFET в корпусах 0.8 x 0.8 мм

К своему семейству TrenchFET компания Vishay добавила новый 20-вольтовый MOSFET в корпусе MICRO FOOT с размерами кристалла (CSP), имеющем габариты 0.8 × 0.8 мм и сверхмалую толщину 0.357 мм. Разработанные для сокращения занимаемого пространства, снижения потребляемой мощности и увеличения времени автономной работы смартфонов, планшетов, носимых устройств, твердотельных накопителей и таких портативных медицинских приборов, как слуховые аппараты, транзисторы Si8824EDB имеют наименьшее сопротивление открытого канала среди всех доступных на рынке 20-вольтовых устройств в корпусах подобного размера.

Оптимизированные для схем переключателей нагрузки, малосигнальных коммутаторов и быстродействующих ключей в приложениях управления питанием, транзисторы

Si8824EDB имеют сверхнизкое сопротивление открытого канала: 75 мОм при напряжении затвор-исток, равном 4.5 В, 82 мОм при 2.5 В, 90 мОм при 1.8 В, 125 мОм при 1.5 В и 175 мОм при 1.2 В. Эти значения до 25% меньше, чем у 20-вольтовых MOSFET, выпускаемых ближайшими конкурентами в аналогичных корпусах CSP, и до 65% меньше, чем у 20-вольтовых транзисторов конкурентов в корпусах DFN с размерами 1 × 0.6 мм. Комбинация допустимого напряжения сток-исток, равного 20 В, устойчивости к электростатическим разрядам, параметров, гарантированных при напряжении затвора 1.2 В, и низкого сопротивления открытого канала обеспечивают гибкость управления затвором и большой запас надежности для приложений, питающихся от литий-ионных аккумуляторов.

Si8824EDB имеют рекордно малое отношение сопротивления открытого канала к



площади кристалла – 40 мОм/мм^2 , что на 28% меньше, чем у 20-вольтовых MOSFET

ближайших конкурентов, выпускаемых в корпусах DFN с размерами $1 \times 0.6 \text{ мм}$. Транзисторы выдерживают разряды статического электричества до 2000 В по модели человеческого тела.

Потребителям доступны как единичные образцы, так и промышленные партии транзисторов Si8824EDB. При больших объемах заказа срок поставки составляет 12...14 недель.

Semtech расширяет семейство приборов для защиты интерфейсов мобильных устройств

Супрессор RClamp0552T компании Semtech предназначен для защиты от электростатических разрядов дифференциальных линий высокоскоростных интерфейсов в портативных приложениях

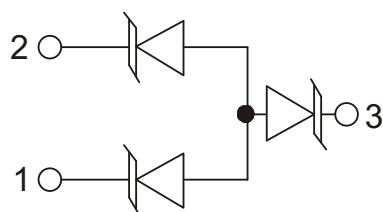
Компания Semtech сообщает о разработке нового ограничителя бросков напряжения (супрессора) RClamp 0552T. Сверхнизкая собственная емкость этого трехвыводного устройства позволяет использовать его для защиты дифференциальных линий таких высокоскоростных интерфейсов, как USB 3.0, MHL и HDMI 1.4.



Изготавливаемые с использованием высокочифференцированного технологического процесса компании Semtech, позволяющего получать самые низкие в отрасли напряжения фиксации, RClamp0552T обеспечивают оптимальную защиту от бросков напряжения. Приборы выпускаются в миниатюрном корпусе площадью $1.0 \times 0.6 \text{ мм}$ с номиналь-

ной толщиной всего 0.4 мм. Расстояние между выводами 0.34 мм и «сквозная» конструкция корпуса упрощают трассировку печатной платы, позволяя проводить дорожки непосредственно под устройством. Сочетание малых размеров, низкой емкости и высокой устойчивости к электростатическим разрядам делает RClamp0552T идеальным решением для защиты высокоскоростных дифференциальных линий в таких портативных приложениях, как мобильные телефоны, фитнес браслеты и носимые устройства.

В супрессоре RClamp0552T высокие технические характеристики сочетаются с малыми размерами. С ростом сложности смартфонов занимаемая площадь печатной платы и толщина становятся важнейшим критерием выбора компонентов. Защищая чувствительные компоненты своих конструкций, инженеры по достоинству оценят сверхмалые размеры RClamp0552T.



Основные особенности RClamp0552T

- Уровень защиты высокоскоростных линий данных соответствует стандарту IEC

61000-4-2 ± 17 кВ (при контактном разряде и разряде через воздушный промежуток)

- Защита цепей с рабочим напряжением 5 В
- Защищает две высокоскоростные линии
- Низкая емкость: 0.21 пФ (тип.)
- Низкое динамическое сопротивление: 0.90 Ом (тип.)
- Миниатюрный корпус размером 1.0 $\times$ 0.6 мм со сквозным расположением выводов
- Номинальная толщина всего 0.4 мм

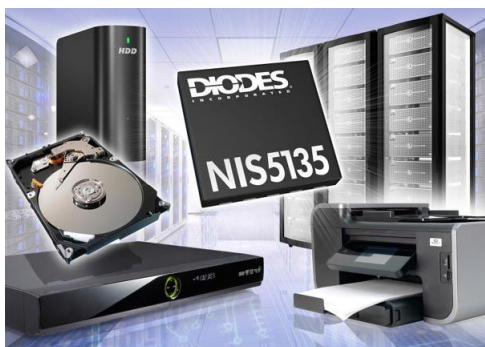
- Не содержит свинца и галогенов, соответствует требованиям директив RoHS и WEEE

Доступность и цены

RClamp0552T поставляются со склада компании в любых количествах по цене \$0.25 за штуку при размерах лота 10,000 приборов. Semtech обеспечивает всестороннюю поддержку разработчиков, как на этапе конструирования и производства, так и в реальных условиях эксплуатации.

Diodes представила самовосстанавливающийся электронный предохранитель для потребительских приложений

Diodes Incorporated представила новый прибор NIS5135. Разработанный для повышения устойчивости систем к самоустраниющимся и катастрофическим отказам, этот электронный предохранитель рассчитан, прежде всего, на потребительские Plug and Play приложения, включая жесткие и твердотельные диски, принтеры и телевизионные приставки. Способность устройства к самовосстановлению способствует сокращению числа рекламационных возвратов.



Работающая в диапазоне входных напряжений от 3.1 В до 18 В при максимальном

токе 3.6 А, микросхема NIS5135 содержит NMOS силовой ключ с сопротивлением открытого канала всего 30 мОм. Это сопротивление используется в качестве датчика схемы ограничения тока вместо внешнего резистора, обычно устанавливаемого в цепи нагрузки. Цепь защиты от перенапряжения ограничивает выходное напряжение, не отключая прибор, в то время как остальные компоненты защищены от повреждения или преждевременного выхода из строя схемами блокировки при пониженном напряжении и отключения при перегреве. При этом устройство NIS5135MN1 остается в состоянии блокировки до повторного включения напряжения питания, а NIS5135MN2 автоматически восстанавливает нормальную работу после устранения причины срабатывания защиты.

Приборы поставляются в миниатюрных низкопрофильных корпусах U-DFN3030-10. Стандартное для отрасли расположение выводов NIS5135 позволяет использовать предохранители в качестве альтернативного источника более дешевых элементов для обеспечения крупносерийного производства.

Спасибо тебе, Альберт Эйнштейн, за GPS

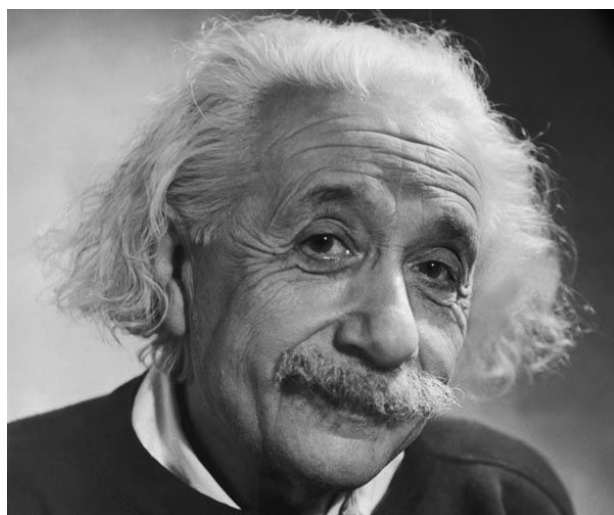
John Teel, президент Teel Engineering

Planet Analog

Я большой поклонник Альберта Эйнштейна. Многие физики согласятся, что его теории – наиболее чистое выражение гения в истории человечества. Как инженер я рад, что имею возможность разрабатывать продукты, в основе которых лежит технология, зависящая от двух его величайших теорий. В данном случае речь идет о Глобальной системе позиционирования (GPS).

GPS была разработана американскими военными в разгар холодной войны в 1960-х годах. Первоначально она использовалась военно-морским флотом для целей навигации. В ранней версии судно могло обновлять данные о местоположении только раз в час. В течение следующих нескольких десятилетий США продолжали совершенствовать систему за счет запуска большого количества спутников. В 1980-х годах администрация Рейгана приняла решение сделать технологию GPS доступной для гражданских целей. Толчком для решения стал сбитый СССР в 1983 году пассажирский самолет Корейских Авиалиний, случайно пролетевший над территорией Советского Союза по пути из Аляски в Корею.

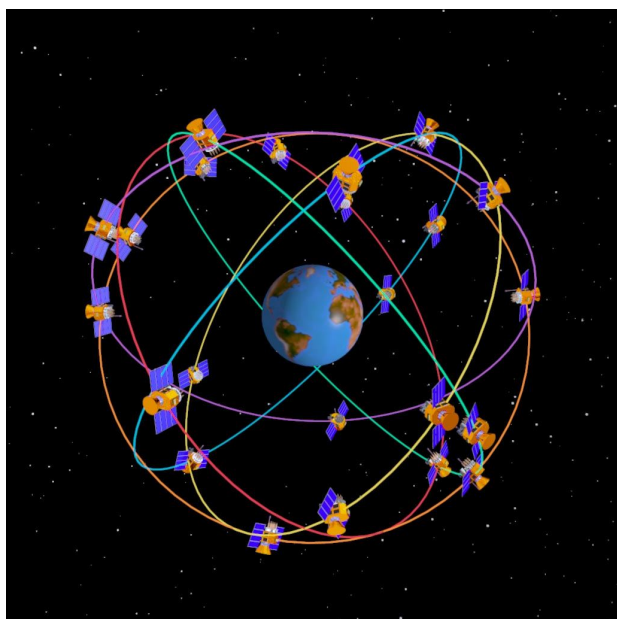
Система GPS состоит из 24 спутников, летающих вокруг Земли на высокой орбите. Эти спутники перемещаются со скоростью около 9000 миль в час, а их орбита расположена на высоте 12000 миль. (Для сравнения, высота орбиты Международной Космической Станции около 250 миль). Каждый спутник имеет атомные часы, точность которых составляет около 1 наносекунды. Спутники распределены таким образом, чтобы из



любой точки поверхности Земли, по крайней мере, четыре из них были в зоне в прямой видимости. GPS-приемник на земле (или на летящем самолете) получает данные о времени и местоположении этих спутников с помощью радиочастотного сигнала 1.575 ГГц.

Без теории относительности Альберта Эйнштейна не было бы GPS. Такие сумасшедшие идеи, как замедление времени с увеличением скорости или искривление массивным объектом четырехмерной материи, названной пространственно-временным континуумом, имеют решающее значение для работы GPS. Вместо точного измерения в футах (а для военных и в дюймах) без учета теорий Эйнштейна измерять удавалось бы только в милях. А для точного указания пути этого недостаточно. В течение очень короткого промежутка времени накопились бы такие ошибки, что вся система стала бы бесполезной.

GPS-приемник может вычислить расстояние до каждого спутника по времени, за которое доходят до него радиоволны, распространяющиеся со скоростью света. Зная закодированное в сигнале точное расстояние до трех спутников и их местоположение, микропроцессор приемника путем трилатерации может определить свои координаты. Трилатерация является более сложной формой триангуляции, использующей пересекающиеся сферы для определения местоположения на основе расстояния до трех других точек трехмерного пространства. Четвертый спутник требуется для резервной проверки и временных коррекций приемника, не имеющего атомных часов.



Измерение времени движения радиоволн, распространяющихся на такие относительно небольшие расстояния, требует исключительно высокой точности. Для GPS необходима точность в пределах нескольких наносекунд. А это требует обращения к специальной и общей теории относительности Эйнштейна. Специальная теория относительности имеет дело с объектами, движущимися с высокой скоростью, в то время как общая теория относительности – это теория гравитации.

Эйнштейн опубликовал свою специальную теорию относительности в 1905 году и навсегда изменил наши фундаментальные представления о Вселенной. Он доказал в ней, что вопреки Ньютону и здравому смыслу, действительно универсальной постоянной является скорость света, а не время или рас-

стояние. Его теория гласит, что по мере приближения скорости объекта к скорости света, время замедляется по отношению к «неподвижному» наблюдателю, находящемуся на Земле. Я выделил слово «неподвижному» кавычками, поскольку в действительности нет ничего неподвижного, и в данный момент вы движетесь на Земле, совершающей обороты вокруг Солнца в галактике, которая вращается в расширяющейся Вселенной.

Согласно специальной теории относительности, если бы ваш брат-близнец улетел на космическом корабле со скоростью, близкой к скорости света, его время замедлилось бы по отношению к вашему. Он может вернуться по прошествии времени, которое для него было лишь одним часом, и увидеть, что вы стали на 50 лет старше него. Разница во времени полностью зависит от того, насколько близка его скорость к скорости света. Этот эффект известен как замедление времени и выражается следующей формулой преобразования Лоренца:

$$t' = \frac{t}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}$$

Здесь

t – время в одной инерциальной системе отсчета (в системе, движущейся с постоянной скоростью, например, GPS-приемник на Земле),

t' – время в другой инерциальной системе отсчета (например, спутника на орбите),

v – относительная скорость между двумя системами отсчета,

c – скорость света.

Когда относительная скорость мала по сравнению со скоростью света, вышеприведенная формула сводится к $t' = t$, то есть к отсутствию замедления времени. Это наш повседневный мир. Но по мере приближения относительной скорости к скорости света, t' стремится к бесконечности (то есть время замедляется или даже останавливается при скорости света). Применительно к спутникам GPS, движущимся со скоростью 9000 миль в час, время течет примерно на 7000 наносекунд в день медленнее, чем время приемника на Земле.

Причина, почему специальная теория относительности была названа специальной, заключается в том, эта теория имела ограничение, работая лишь в одном специальном случае – когда ускорение равно нулю. Уравнения специальной теории относительности Эйнштейна справедливы только тогда, когда объект движется с постоянной скоростью по прямой линии таким образом, чтобы не возникло ускорения.

Эйнштейн, в конце концов, понял, что ускорение и гравитация эквивалентны (так называемый принцип эквивалентности). В 1915 году, после почти десяти лет борьбы с математикой, стоящей за его новой теорией, он опубликовал свой шедевр «Общая теория относительности». Математическая основа общей теории относительности, известная как тензорный анализ, во много раз сложнее, чем требуется для специальной теории относительности. После более чем 200 лет правления теория тяготения Ньютона была свергнута новой теорией гравитации Эйнштейна.

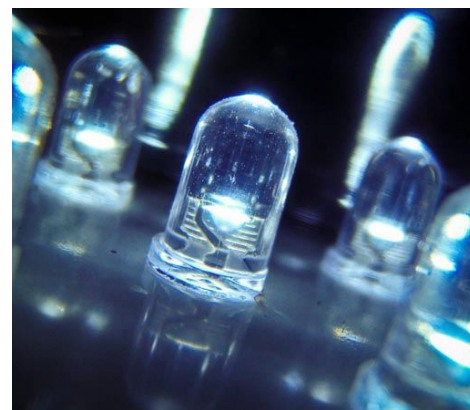
Общая теория относительности показала, что гравитация массы искажает ткань пространственно-временного континуума. Гравитация, так же как и скорость в специальной теории относительности, является причиной замедления времени. В случае с GPS, спутники в космосе испытывают несколько меньшее воздействие гравитации, чем приемник

на Земле. Из-за этой разницы в силе тяготения время для спутника течет на 45,000 наносекунд в день быстрее, чем для наземного приемника.

Специальная теория относительности говорит, что для быстро движущихся спутников время замедляется, в то время как общая теория относительности предсказывает, что для спутников время бежит быстрее, поскольку они испытывают меньшее влияние гравитации. Сочетание этих эффектов приводит к тому, что для спутников относительно наземного приемника время течет на 38,000 (45,000 – 7,000) наносекунд в день быстрее. Излучаемые спутниками радиоволны движутся со скоростью примерно 1 фут в наносекунду. Это означает, что без учета релятивистских эффектов измерения расстояния до каждого спутника будут искажаться на 38,000 футов (примерно 7 миль) в день!

Вне зависимости от того, показывает ли система направление к ресторану, позволяет пилотам отслеживать свое местоположение в любой точке мира или помогает вам найти потерявшееся домашнее животное, GPS влияет на многие стороны жизни каждого из нас. Просто помните, что если бы около сотни лет назад не жил один человек, страстно желавший познать природу, все это бы невозможно. «У меня нет особых талантов. Я просто безумно любопытен», – сказал однажды Альберт Эйнштейн. **РЛ**

Управление стандартными светодиодами с помощью токоограничительных диодов



Diotec Semiconductor

Стандартные светодиоды находят широкое применение в разнообразных светотехнических устройствах, используемых в качестве световых указателей и сигнальных огней, для подсветки интерьеров и мебели, в оптических индикаторах и множестве других приложений. Новые подходы даже позволяют использовать матрицы стандартных светодиодов для замены трубчатых люминесцентных ламп. Стандартные светодиоды надежны, долговечны, доступны в больших количествах по невысоким ценам и потребляют очень небольшую мощность, обычно не превышающую 100 мВт. Типичный рабочий ток таких устройств составляет 20 мА¹⁾, при этом прямое падение напряжения лежит в пределах от 2 до 4 В. Ниже описаны дешевые драйверы таких светодиодов, основанные на токоограничивающих диодах серии CLxxMyu, предлагаемых компанией Diotec. В этой серии выпускаются диоды с рабочими токами 15, 20 или 40 мА и максимальным напряжением 90 В. Диоды CL15M35, CL20M35 и CL40M35 упаковываются в корпуса SMA, а CL15M45, CL20M45 и CL40M45 – в SMB.

Токоограничительные диоды (CLD)

Подобно тому, как стабилитрон поддерживает напряжение постоянным в широком диапазоне токов, токоограничивающий диод, или CLD (Current Limiting Diode), поддерживает неизменный ток в широком диапазоне

прямых напряжений. На Рисунке 1 показаны типичная зависимость тока I_F такого CLD

от приложенного к нему напряжения V_F и графическое обозначение CLD. Если приложить положительное напряжение между анодом и катодом (обозначенным знаком катода), ток через прибор будет возрастать до тех пор, пока не достигнет постоянного значения I_P . Начало этой области ограничения определяется предельным напряжением V_L , при котором ток I_L достигает 80% тока I_P . Ток I_P остается постоянным, до тех пор, напряжение V_{AK}

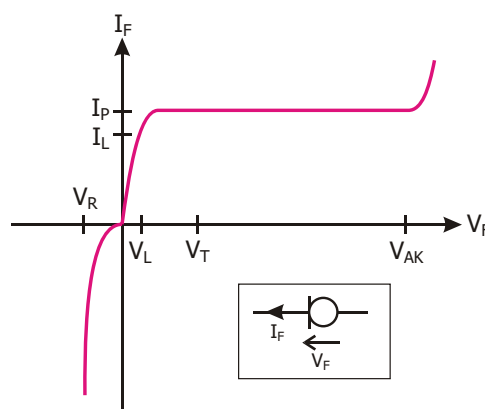


Рисунок 1.

не достигнет максимально допустимого значения V_P , выше которого происходит пробой, и устройство может быть повреждено. В обратном направлении тока граничное напряжение V_R достигается намного быстрее. Таким образом, диапазон рабочих напряжений находится между V_L и V_{AK} , где ток поддерживается на постоянном уровне I_P . Режим работы в области обратного смещения обычно не используется.

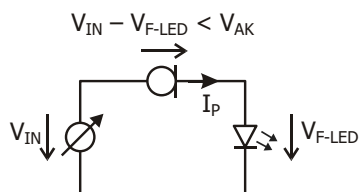


Рисунок 2.

Такая функциональная особенность CLD позволяет использовать его для питания светодиодов постоянным током I_P от источника изменяющегося напряжения V_{IN} , (Рисунок 2). Единственным требованием является строгое ограничение падения напряжения на CLD до значения меньшего V_{AK} , равного, как видно из рисунка, разности V_L и падения напряжения на светодиоде V_{F-LED} . Например, CL20Mxx предназначен для стабилизации типичного для стандартных светодиодов тока $I_P = 20$ мА при напряжении V_{AK} равном 90 В. Таким образом, в простейшем случае этот CLD может использоваться для управления одним светодиодом при напряжении питания источника приблизительно от 10 В постоянного тока до 90 В. Для более высоких токов можно использовать CLD CL40Mxx, рассчитанный на то I_P равный 40 мА. CLD можно даже включать параллельно, но рассеиваемая мощность и потери при этом, конечно же, увеличатся.

Однако в большинстве случаев источником входного напряжения является сеть переменного тока, а значит, потребуется дополнительный выпрямитель. Если схема подключается непосредственно к сети переменного тока 110 В или 230 В, амплитудное значение напряжения V_{IN} может быть весьма большим, достигая 350 В. Для уменьшения входного напряжения до приемлемого уровня до настоящего времени требовалось достаточ-

но большое число дополнительных компонентов, включая электролитические конденсаторы для сглаживания пульсаций. Такие схемы получаются сложными и дорогими, а срок их службы невелик, главным образом, из-за использования электролитических конденсаторов.

Ниже показано, как используя лишь мостовой выпрямитель, один или два CLD и один пленочный конденсатор, можно построить драйвер цепочки светодиодов с прямым подключением к сети переменного тока 110 В или 230 В.

Решение, использовавшееся до настоящего времени:
требуется 5 компонентов; имеет ограниченный срок службы

На Рисунке 3 показан традиционный способ подключения светодиодов к сети переменного тока. Для стабилизации тока светодиода на уровне I_F требуются стабилитрон, электролитический конденсатор и мощный резистор. Из всех компонентов наименьший срок службы имеет электролитический конденсатор, который и определяет долговечность схемы. Во время включения может возникнуть бросок тока через мост, вызванный начальными зарядами сетевого и электролитического конденсаторов. По этой причине здесь используется мостовой выпрямитель S250 компании Diotec, выдерживающий очень большие пусковые токи – 40 А при частоте 50 Гц.

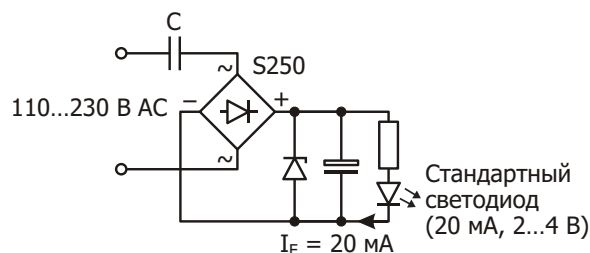


Рисунок 3.

Новое решение, пример 1:
всего 3 компонента и увеличенный срок службы²⁾

Представленная на Рисунке 4 схема, управляющая одним или несколькими стандартными светодиодами в широком диапазоне входных напряжений, состоит всего из

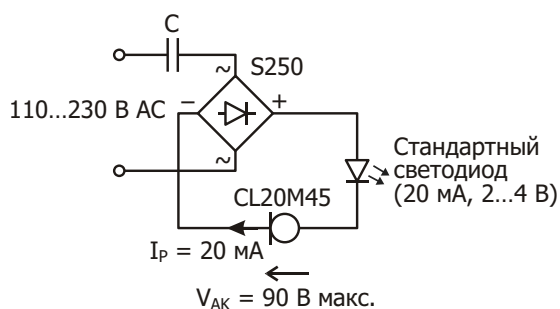


Рисунок 4.

трех компонент. Конденсатор С в цепи напряжения переменного тока имеет импеданс

$$X_c = \frac{1}{2 f C},$$

где f —частота сети.

В зависимости от выходной мощности и связанного с ней входного тока сети, на этом импедансе падает напряжение. Емкость конденсатора С должна быть выбрана такой, чтобы напряжение на CLD гарантированно не превысило значения V_{AK} .

Новое решение, пример 2: всего 3 компонента для управления светодиодной цепочкой от сети переменного тока 110 В ²⁾

Схема, изображенная на Рисунке 5, может управлять не только одним, но и целой цепочкой стандартных светодиодов. Результирующее падение напряжения на последовательно включенных светодиодах достаточно велико, чтобы допустимое значение V_{AK} гарантированно не было превышено. Таким образом, используя лишь один выпрямительный мост и один CLD, можно сделать светильник, работающий от сети переменного тока 110 В.

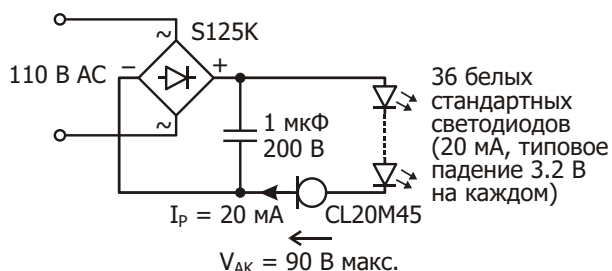
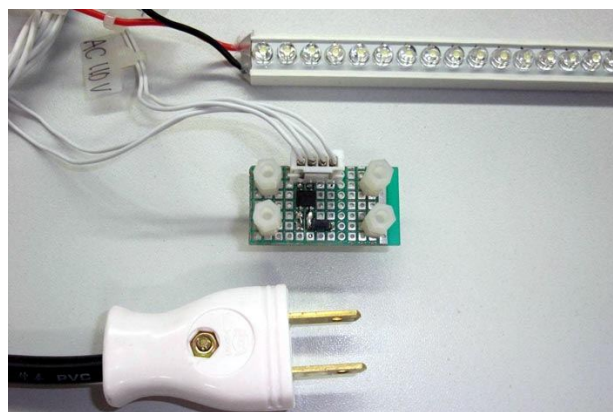


Рисунок 5.



Для питания светодиодной цепочки от сети 110 В переменного тока достаточно всего трех компонент.

Используемый здесь диодный мост Protectifiers S125K отличается повышенной стойкостью к электростатическим разрядам, что обеспечивает дополнительную защиту светодиодной цепочки.

Новое решение, пример 3: всего 3 компонента для управления светодиодной цепочкой от сети переменного тока 230 В ²⁾

На Рисунке 6 показана такая же схема, но работающая от сети переменного тока 230 В. Из-за более высокого амплитудного напряжения в цепочке используется большее число последовательно соединенных светодиодов. Как и в предыдущем примере, для законченной схемы достаточно одного мостового выпрямителя! В схеме используется диодный мост Protectifiers S250K с повышенной устойчивостью к электростатическим разрядам, являющийся дополнительным элементом защиты цепочки светодиодов.

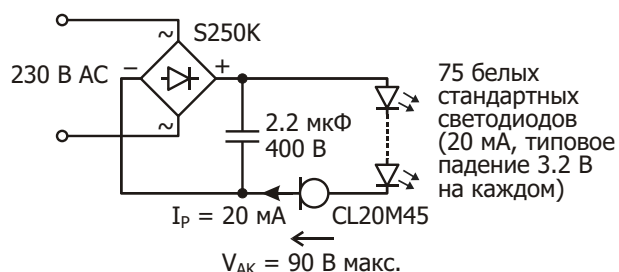


Рисунок 6.

Для защиты цепи от коротких замыканий рекомендуется использовать дополнительный сетевой предохранитель ²⁾.

¹⁾ Не следует путать понятия «стандартный светодиод» и «мощный светодиод». У последнего рабочий ток находится в диапазоне от 350 до 700 мА.

²⁾ Эта публикация является лишь иллюстрацией и не должна рассматриваться как законченное реше-

ние с подтвержденными техническими характеристиками схемы. Мы не даем никаких выраженных или подразумеваемых гарантий в отношении возможностей, характеристик или пригодности какой либо из предложенных схем, а также не предоставляем никаких лицензий и не передаем своих патентных прав другим лицам. **РЛ**

Надежные высоковольтные ОУ семейства Over-The-Top компании Linear Technology

Glen Brisebois, Linear Technology

Design Note 533

Введение

Выпускаемые Linear Technology операционные усилители (ОУ) семейства Over-The-Top (в вольном переводе: Выше-Крыши) имеют топологию входных каскадов, позволяющую им при замкнутой обратной связи работать с напряжениями, намного превышающими напряжение положительной шины питания. Входы этих микросхем остаются в высокоимпедансном состоянии даже при выключении или полном пропадании питания. Подобные приборы незаменимы в системах, где неопределенность последовательности включения питания требует особой надежности компонентов. Микросхемы LT6015, LT6016 и LT6017 расширяют диапазон допустимых входных напряжений ОУ до 76 В, а уменьшенное за счет лазерной под-

гонки напряжение смещения, не превышающее 350 мкВ во всем диапазоне входных синфазных напряжений и рабочих температур, позволяют повысить точность приложений.

Топология входного каскада. Принцип работы

На Рисунке 1 изображен входной каскад усилителя Over-The-Top. При небольших синфазных напряжениях PNP транзисторы Q1 и Q2 представляют собой самую обычную согласованную дифференциальную пару с генератором тока I1. Коллекторные токи транзисторов дифференциальной пары текут в каскодную пару Q7, Q8, которая, в свою очередь, управляет выходным каскадом. Когда синфазное напряжение превысит напряжение верхней шины питания примерно на 1 В,

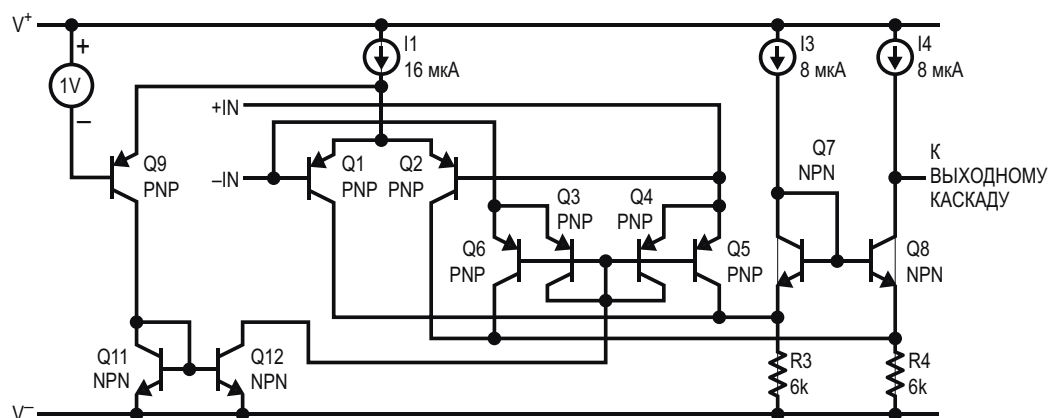


Рисунок 1. Входной каскад усилителя Over-The-Top выдерживает синфазное напряжение до 76 В независимо от напряжения положительной шины питания.

Q9 начнет забирать ток генератора у дифференциальной пары, который потечет через токовое зеркало Видлара Q11, Q12, открывая включенные диодами транзисторы Q3, Q4, которые, в свою очередь, откроют согласованную пару Q5 и Q6, включенную по схеме с общей базой. В результате Q5 и Q6 окажутся включенными параллельно той же каскодной схеме. Поэтому дифференциальная пара Q1, Q2 и пара включенных с общей базой транзисторов Q5, Q6, по существу, параллельны, и каждая пара работает в своем диапазоне входных синфазных напряжений. Сила такого подхода заключается в том, что транзистор Q12, как и все другие переходы схемы, может работать при огромном напряжении 76 В. Это означает, что входной каскад Q5, Q6 активен и сохраняет точность даже тогда, когда напряжение поднимается выше $V+$, и петля обратной связи ОУ остается замкнутой. Имейте ввиду, что Q5 и Q6 не усиливают ток, вследствие чего наихудшее для LT6015 значение тока смещения 15 нА в режиме Over-The-Top вырастает до 500 нА.

Простой дифференциальный усилитель

На Рисунке 2 изображена схема простого дифференциального усилителя с четырьмя резисторами. Дифференциальные входные напряжения V_{IN} доходят до выхода усиленные в 100 раз с относительно небольшим влиянием V_{CM} , в особенности, когда выполнена подстройка коэффициента подавления синфазного сигнала (CMRR). Синфазные напряжения на входах ОУ могут на 76 В пре-

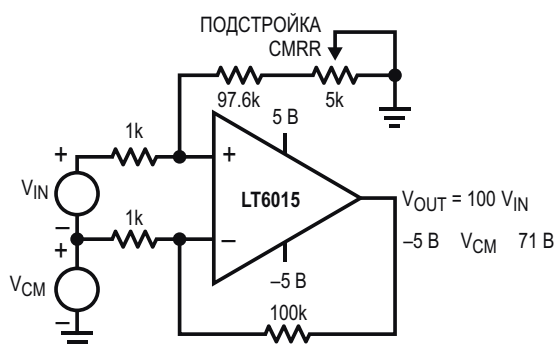


Рисунок 2. Дифференциальный усилитель с коэффициентом усиления 100. Входной каскад усилителя Over-The-Top микросхемы LT6015 может работать при синфазных напряжениях, превышающих напряжение шины $V-$ на 76 В, независимо от величины напряжения положительной шины питания.

вышать напряжение шины -5 В. Приложенные к входным резисторам напряжения $V_{CM} + V_{IN}$ могут быть немного больше за счет их ослабления резистивным делителем на неинвертирующем входе. Обусловленная током смещения входная ошибка в худшем случае при высоком входном напряжении составляет 500 мкВ, и существенно уменьшается, если напряжение находится в границах между -5 В и $+5$ В.

Измерение тока верхнего плеча

На Рисунке 3 показана схема высокоточного усилителя датчика тока положительной шины, способная работать в широком диапазоне синфазных входных напряжений и остающаяся в состоянии высокого входного импеданса после исчезновения ее питания. На входы ОУ подается высокое напряжение, а уровень напряжения обратной связи сдвигается МОП транзистором. Поскольку МОП транзистор питается напряжением V_{BAT} , выходное напряжение ограничивается уровнем $V_{BAT} - V_{R1} - V_{DS}$. R1 и R3 задают коэффициент усиления. Кто-нибудь может подумать, что резистор R2 может иметь 5-процентный допуск, однако его сопротивление вносит вклад в ошибку по постоянному напряжению, создаваемую входным током смещения, который в режиме Over-The-Top достаточно велик, поэтому выбор 1% здесь вполне

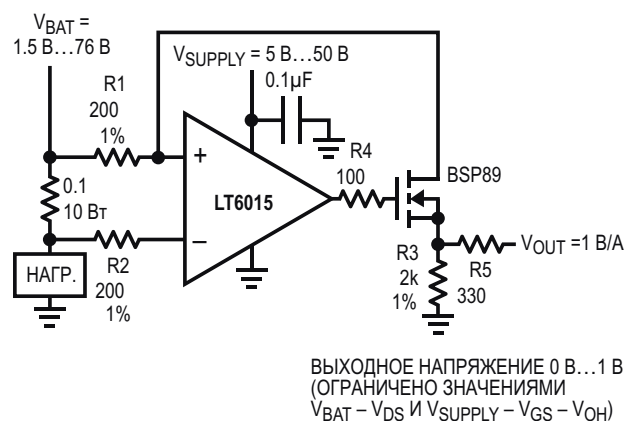


Рисунок 3. Усилитель датчика положительной шины работает при входном напряжении до 76 В даже тогда, когда напряжение единственного источника питания равно 5 В. МОП транзистор замыкает цепь обратной связи. Шкала выходных напряжений ограничена значениями V_{BAT} и V_{SUPPLY} . Резистор 330 Ом – мера предосторожности (см. текст).

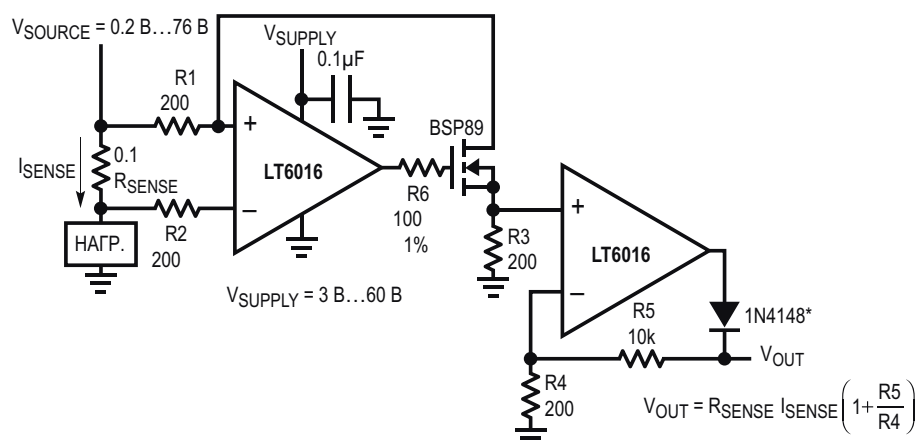


Рисунок 4. Усилитель датчика тока положительной шины с рабочей областью V_{SOURCE} , расширенной в область малых напряжений.

обоснован. R4 добавлен для тех, кому не нравится, когда затвор MOSFET включен без сопротивления. Если схема, работая при более высоких напряжениях V_{BAT} и V_{SUPPLY} , управляет следующим каскадом, напряжение питания которого ниже или выключено, и этот каскад имеет защитные диоды, подключенные к шинам питания, то возникающие в системе непредсказуемые броски могут приводить к включению МОП транзистора, в результате чего на R3 будет падать все напряжение V_{BAT} . R5, в определенной степени, изолирует схему от защитных диодов и замыканий последующего каскада; его сопротивление и мощность должны выбираться в соответствии с характеристиками транзистора и следующего каскада. Это примерный перечень соображений, которые надо принимать во внимание, разрабатывая надежные схемы для высоковольтных систем.

Чтобы расширить рабочую область усилителя датчика тока положительной шины в

сторону более низких напряжений, можно воспользоваться сдвоенной микросхемой LT6016, включив ее так, как показано на Рисунке 4. Выбор меньшего усиления первого каскада позволяет понизить напряжение истока MOSFET, давая возможность сдвинуть границу малых входных синфазных напряжений до 0.2 В. Следующим каскадом усиление схемы восстанавливается.

Заключение

Семейство ОУ Over-the-Top LT6015/16/17 позволяет разработчикам промышленных систем создавать прецизионные устройства для контроля высоких напряжений, используя обычные низковольтные шины питания. Имеющиеся в этих усилителях встроенные механизмы защиты от множества экстремальных режимов гарантируют высокую надежность схемных решений. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Linear Technology LT6015](#)

Эффективная ветроэнергетика

Часть 2

Окончание. Начало в номере 05-2015

Порохня А. В., г. Краснодар

Рассмотрим конструкцию редуктора подробно. На Рисунке 9 изображены: крыльчатка 9, редуктор в разрезе 11 и шестерня ориентации ветрогенератора по ветру 5. Крыльчатка 9 жестко закреплена на корпусе редуктора 11 и составляет с ним единое целое. Вся конструкция крепится на мачту 7 с помощью подшипника и свободно вращается вокруг нее. Шестерня А жестко закреплена на мачте и вращаться относительно нее не может. Четыре шестерни Б крепятся к осям В через

подшипники и свободно вращаются на этих осях. Оси В жестко закреплены в шестерне 5. Шестерня 5 крепится к мачте 7 через подшипник и свободно вращается вокруг мачты.

Вращающаяся крыльчатка передает крутящий момент на корпус редуктора 11, кото-

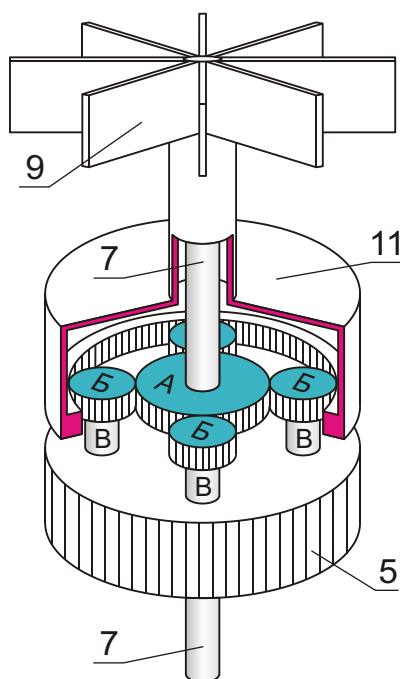


Рисунок 9. Редуктор системы ориентирования.

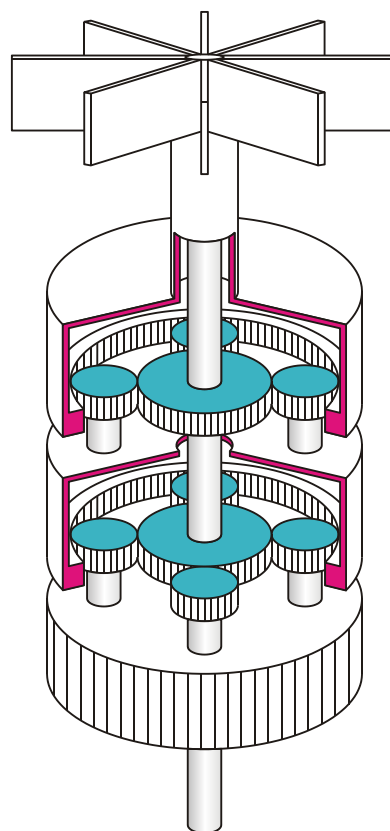


Рисунок 10. Двухуровневый планетарный редуктор системы ориентирования.

рый, в свою очередь, вращает шестерни Б. Шестерни движутся вокруг шестерни А и передают движение через оси В шестерне 5, определяющей положение лопастей ветрогенератора относительно ветра. Для увеличения понижающего коэффициента редуктора можно использовать несколько сегментов, как показано на Рисунке 10.

Для описываемой конструкции ветрогенератора можно применить электронную систему ориентирования по веру. Для этого необходимо убрать экран и крыльчатку. На место крыльчатки устанавливается электродвигатель, который управляется электронной схемой ориентирования. Лопасты могут вращаться сельсинами, что даст возможность избавиться от ременной передачи, хотя, конечно, увеличит стоимость. Такая схема ориентирования дает возможность дистанционно управлять положением лопастей, а при необходимости отворачивать ветрогенератор от ветра, тем самым, останавливая его для обслуживания, подключения и отключения оборудования и т. д.

По сравнению с ветрогенераторами с горизонтальной осью вращения, где ведомое оборудование находится высоко над землей, данная конструкция имеет неоспоримое преимущество. Конструкция ветрогенератора позволяет легко передавать крутящий момент вниз к основанию мачты с помощью вала 12 (Рисунок 7). Это весьма существенно, когда ведомое оборудование имеет большой вес и габариты и не может быть поднято высоко над землей.

Ветряк использует подъемную силу ветра как движущую силу, но реализует это посредством движения лопастей по иной траектории, отличающейся от классического ветрогенератора с горизонтальной осью вращения. Воспользоваться силой напора потока конструкция может в момент старта, что дает ей высокий стартовый порог. Конструкция не будет вращаться быстрее скорости ветра, и лопасти, расположенные перпендикулярно потоку, не будут препятствовать вращению. Рассмотрим подробнее, как работает ветряк.

Если устройство вращается со скоростью ветра, его лопасти расположены строго параллельно набегающему потоку, поток обтекает лопасти равномерно с обеих сторон, и подъемная сила не возникает. Если вращение ветряка отстает от скорости ветра, то набегающий поток давит на лопасти с поло-

жительным углом атаки и создает подъемную силу. Ветряк будет стремиться достигнуть скорости ветра, но по мере приближения скорости вращения ветряка к скорости ветра будет уменьшаться угол атаки набегающего потока, а, следовательно, и подъемная сила. Если мы будем нагружать ветряк, пытаясь затормозить его, угол атаки будет расти, и, соответственно, будет расти подъемная сила ветра. Скорость вращения ветряка падать не будет, но крутящий момент многократно вырастет. Ветряк сам регулирует угол поворота лопастей в зависимости от скорости ветра и снимаемой мощности. Для подобного саморегулирования классический ветрогенератор с горизонтальной осью вращения должен был бы уметь менять угол поворота и заклинения лопасти в зависимости от скорости ветра в каждый момент времени. Сделать такие лопасти очень трудно.

По сравнению с простым горизонтальным ветряком конструкция, конечно, сложнее. Но это усложнение необходимо для того, чтобы адаптировать устройство к нашим условиям эксплуатации. Автор живет в Краснодаре, где среднегодовая ветровая нагрузка составляет 6 м/с при больших перепадах скоростей и направлений. И так почти на всей территории России. В подобных условиях классический ветряк с горизонтальной осью вращения работать эффективно не будет. Необходимо усложнять конструкцию, что бы придать ей новые качества. Бесшумность (для возможности размещения рядом с местом проживания), простота ориентирования по ветру, высокий стартовый порог, большой крутящий момент, устойчивость к ураганным порывам ветра и уверенная работа на малых ветрах другим установкам недоступны.

Основное преимущество предложенной конструкции перед классической заключается в том, что она самостоятельно регулирует угол атаки в зависимости от скорости ветра и снимаемой нагрузки. Четкое позиционирование лопастей относительно набегающего потока дает большое преимущество. У классического горизонтального ветрогенератора нестабильный, плавающий коэффициент использования энергии ветра (КИЭВ). Что это такое, рассмотрим на примере. У плохого винта, сделанного из труб, КИЭВ = 0.3, у идеального – КИЭВ = 0.5, поскольку у плохого винта нет углов заклинения, а угол атаки сформирован обводами трубы и только при-

мерно совпадает с нужными углами. Но это не самое главное. Допустим, идеальный винт с $KIЭВ = 0.5$, оптимизированный под скорость ветра 10 м/с, будет работать при скорости 3 м/с. Ни углы атаки, ни углы заклинения уже не будут соответствовать необходимым параметрам, и $KIЭВ$ будет равен 0.3 – как у плохого винта. То есть, $KIЭВ$ винта меняется в зависимости от того, соответствуют ли параметры винта скорости ветра, или нет. Чтобы избавиться от этого недостатка, делают винты с регулируемым шагом, но это не решает задачу в полной мере. Теперь угол атаки регулируется в зависимости от скорости ветра, и $KIЭВ$ становится постоянным, что намного повышает характеристики винта. Однако, делая лопасти поворотными, мы вынуждены отказаться от углов заклинения, а это ухудшает аэродинамические свойства винта. Практически на всей территории России резко выраженный континентальный климат, а это означает возможность перепадов скорости ветра от нуля до ураганных порывов. При частой смене скорости и направления ветра решающими характеристиками конструкции становятся способность четко ориентировать лопасти относительно набегающего потока и легкость ориентирования ветряка по направлению ветра. Предложенная конструкция обладает этими качествами.

Ветрогенератор надо рассматривать как совокупность винта и полезной нагрузки, которую тянет винт. И согласование винта с нагрузкой является очень важным моментом. Рассмотрим классический ветряк с горизонтальной осью вращения. При отборе мощности скорость вращения начинает падать, но мощность растет до определенной величины. Если продолжать увеличение отбора, мощность и обороты будут падать. Задача контроллера, регулирующего отбор мощности, заключается в постоянном поддержании максимальных значений, в постоянном балансировании на пике. Если винт имеет поворотные лопасти, то, в зависимости от скорости вращения, лопасти меняют угол атаки, чтобы повысить эффективность работы ветрогенератора. Все эти регулировки достаточно грубы, поскольку, почему упали обороты, мы точно не знаем: изменилась ли скорость ветра, перегрузили ветряк отбором мощности или повлияли какие то другие причины. Кроме того, не надо забывать, что углы заклинения лопасти рассчитываются под

конкретную скорость ветра, и винт может выдать максимум только в случае, когда ветер соответствует параметрам винта. А, делая лопасти поворотными, мы вообще вынуждены отказаться от углов заклинения, что сильно ухудшает аэродинамику винта. Теоретический $KIЭВ$ идеального винта с горизонтальной осью вращения, по расчетам Н. Е. Жуковского, равен 0.593, а согласно теории Г. Х. Сабина – 0.683. При этом реальный винт, имеющий $KIЭВ = 0.4$, считается отличным результатом. Грубо говоря, практически достижимый $KIЭВ$ – это две трети от теоретического. И дело не в том, что теория плоха, просто невозможно сделать лопасть, которая будет менять углы атаки и заклинения в зависимости от скорости ветра. Непонятно также, как регулировать угол атаки лопасти в зависимости от снимаемой мощности. (Неизвестна причина падения мощности, невозможно определить, следует ли увеличивать угол атаки, или просто изменилась скорость потока). Поэтому все горизонтальные винты работают с усредненными параметрами, углы заклинения рассчитываются по средней скорости ветра, углы атаки лопасти выставляются в зависимости от скорости вращения без учета снимаемой нагрузки, и т.п.

С конструкцией, о которой рассказывает автор, все по другому, ветряк сам регулирует угол поворота лопастей в зависимости от скорости ветра и снимаемой мощности. Если мы перегрузим ветряк, угол атаки станет слишком большим, произойдет срыв потока с лопасти, и обороты ветряка упадут ниже скорости ветра. Это четкая граница, определяющая, что мы можем нагружать ветряк до тех пор, пока скорость его вращения равна скорости ветра. Ветряк сам регулирует угол поворота лопастей в зависимости от скорости ветра и снимаемой мощности и выдает максимум, пока его скорость вращения равна скорости ветра.

Скорость описываемого здесь ветряка никогда не превысит скорость ветра, в отличие от ветряков с горизонтальной осью вращения, однако крутящий момент, который он способен выдать, многократно превышает крутящий момент ветряка с горизонтальной осью вращения. А вращение со скоростью ветра дает свои преимущества. Так, при диаметре ветряка 2 м длина его окружности составит 6.28 м. То есть, при скорости ветра 6 м/с ветряк будет совершать примерно один

оборот в секунду. А при ураганном ветре 25 м/с – всего 4 оборота в секунду. Это небольшая скорость, и никаких запредельных перегрузок конструкция испытывать не будет, хотя при таком ветре уже улетает с крыш шифер. Не следует проводить сравнение с ветряками, использующими силу напора потока как движущую силу, так как они выполняют максимальную работу, когда их лопасти движутся в три раза медленнее скорости ветра, в то время как в устройстве автора – при движении лопасти со скоростью ветра. Следовательно, предложенная конструкция эффективнее в три раза.

В развитии ветроэнергетики можно условно выделить два направления. Первый – строительство ветропарков в местах с высокой ветровой нагрузкой и дальнейшая транспортировка электроэнергии потребителю. Второй – установка ветрогенераторов непосредственно на месте потребления электроэнергии. Первый выгоден, если находится недалеко от потребителя. Второй развит плохо, так как на рынке нет устройств, способных эффективно использовать нестабильные порывистые потоки ветра. Особенности конструкции автора ориентированы на решение именно этой задачи. Бесшумность (для возможности размещения рядом с местом проживания), простота ориентирования по ветру, высокий стартовый порог, большой крутящий момент при скорости движения

лопастей со скоростью ветра, устойчивость к ураганным порывам ветра и способность уверенно работать при малых скоростях ветра.

Обоснование возможного прироста мощности.

Если сравнить теоретические исследования и практические достижения ветряков, использующих подъемную силу ветра как движущую силу (горизонтальные) и силу напора потока (вертикальные), то мы увидим следующее. Теоретический КИЭВ идеального винта с горизонтальной осью вращения, по разным оценкам, равен 0.593 или 0.683, при этом очень хорошим считается реальный винт, у которого КИЭВ = 0.4. У ветряков, использующих силу напора потока, теоретический КИЭВ = 0.192, а КИЭВ турбины Савониуса – 0.18, то есть, большого разрыва между теорией и практикой здесь нет. Автор полагает, что потеря одной трети мощности, предсказанной теорией, происходит из-за невозможности сделать винт с углами заклинения и атаки лопасти, изменяющимися в зависимости от скорости ветра и снимаемой мощности. Категорично утверждать, что за счет изменения траектории вращения лопастей конструкция автора сможет добрать эту недостающую, предсказанную теорией, мощность, на сегодняшний день нельзя. Необходимы практические испытания. **РЛ**

О возможностях улучшения динамических характеристик прецизионных выпрямителей напряжения



Часть 1

Сергей Позицкий, г. Брянск

В статье анализируются основные факторы, определяющие величину динамической составляющей ошибки АС–DC преобразования прецизионных выпрямителей напряжения, реализованных на современной элементной базе. В результате моделирования и анализа установлено, что доминирующими факторами, определяющими величину ошибки преобразования выпрямителя, являются

произведение усиление–частота (площадь усиления) ОУ и инерционность диодов. Показано, что относительная значимость указанных факторов может варьироваться в широких пределах путем изменения сопротивлений соответствующих резисторов, входящих в состав схемы выпрямителя. Получены расчетные соотношения, позволяющие количественно оценить эффективность использова-

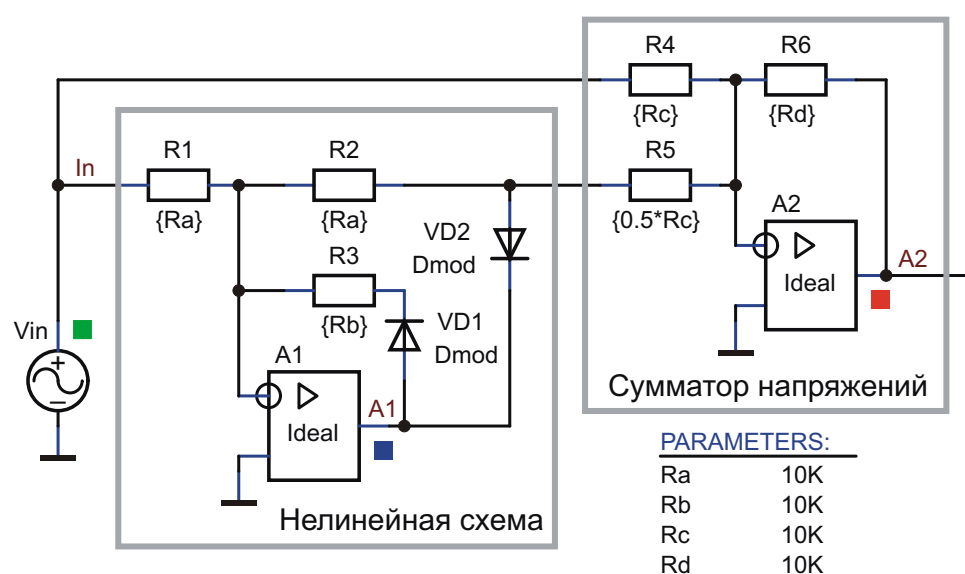


Рисунок 1. Схема тестирования ФМС, реализованного на идеальных компонентах.

ния в схеме выпрямителя потенциальных динамических возможностей ОУ. Приведены практические схемы прецизионных выпрямителей напряжения.

Двухполупериодные прецизионные выпрямители или, как их ещё называют, формирователи модуля сигнала (ФМС) широко используются в современной РЭА. Достаточно сказать, что ФМС совместно с фильтром подавления пульсаций образует схему измерителя средневывпрямленного значения переменного напряжения, величина которого является одной из важнейших характеристик периодического сигнала [1]. Простейшие пассивные ФМС, реализованные на полупроводниковых диодах, имеют низкую чувствительность и значительную погрешность, обусловленную нелинейностью ВАХ диодов [1, 2]. Повышение чувствительности, линейности преобразования и расширение динамического диапазона возможно при использовании активных ФМС, в которых диоды включаются в цепь обратной связи (ОС) усилителя. Включение диодов в цепь глубокой отрицательной ОС позволяет линеаризовать амплитудную характеристику ФМС и существенно уменьшить влияние температурной нестабильности параметров диодов. В современных прецизионных ФМС используются интегральные ОУ. Известно несколько схем реализации ФМС на ОУ [3–6]. На Рисунке 1 изображена, вероятно, самая известная схема ФМС [7, 8], подготовленная для тестирования средствами САПР OrCAD [9].

В схеме на Рисунке 1 А1, А2 – идеальные (с бесконечно большими величинами усиления, полосы пропускания, входного сопротивления и нулевым выходным сопротивлением) ОУ; VD1, VD2 – идеализированные безынерционные диоды, статические ВАХ которых соответствуют ВАХ типичного р–п перехода. Описание модели диодов на входном языке PSpice имеет следующий вид:

```
.model Dmod D ( ) .
```

В состав схемы входят два функциональных узла: нелинейная схема (НСх), осуществляющая ограничение напряжения на нулевом уровне [10], и сумматор двух напряжений. Уровни входного V_{IN} и выходного V_{A2} напряжений ФМС связаны соотношением

$$V_{A2}(t) = G |V_{IN}(t)| \quad (1)$$

при выполнении следующих ограничений, накладываемых на сопротивления резисторов:

- Уровень выходного сигнала ФМС не зависит от полярности входного сигнала при выполнении условия баланса

$$R_2 R_4 = 2 R_1 R_5 \quad (2)$$

- Коэффициент преобразования ФМС равен желаемой величине G при выполнении условия

$$R_6 = G R_4 \quad (3)$$

Входное сопротивление R_{IN} ФМС рассчитывается по формуле:

$$R_{IN} = R_1 \parallel R_4 = \frac{R_1 R_4}{R_1 + R_4} \quad (4)$$

В практических приложениях обычно используют частный случай схемы на Рисунке 1, в которой резисторы R_1 и R_2 имеют равные сопротивления:

$$R_1 = R_2 \quad (5)$$

Ниже рассматривается указанный частный случай, то есть предполагается, что условие (5) всегда выполняется. С учетом (5) запись условия баланса (2) упрощается:

$$R_5 = 0.5 R_4 \quad (6)$$

Максимальная величина выходного напряжения V_{OUTMAX} ФМС:

$$V_{OUTMAX} = \begin{cases} (V_{SAT} - V_{FWD})G & \text{при } G \leq \frac{V_{SAT}}{V_{SAT} - V_{FWD}} \\ V_{SAT} & \text{при } G > \frac{V_{SAT}}{V_{SAT} - V_{FWD}} \end{cases} \quad (7)$$

В (7) обозначено:

V_{SAT} – напряжение насыщения выхода реального ОУ,

V_{FWD} – падение напряжения на прямом смещенном диоде.

Резистор R_3 не является обязательным компонентом схемы (может отсутствовать),

поскольку его сопротивление не влияет ни на выполнение условия баланса ФМС, ни на величину его коэффициента преобразования. Следует заметить, однако, что в случае использования резистора R3 уменьшается мощность, рассеиваемая кристаллом ОУ А1, и, следовательно, уменьшаются составляющие ошибки преобразования ФМС, обусловленные температурными дрейфами параметров ОУ. Популярность ФМС по схеме на Рисунке 1 объясняется следующими причинами:

- Уровни синфазных напряжений на входах обоих ОУ равны нулю и, следовательно, в схеме ФМС отсутствуют составляющие ошибки преобразования, обусловленные конечными величинами подавления синфазных сигналов ОУ;
- Величину коэффициента G преобразования ФМС можно изменять в широких пределах без нарушения условия баланса (5) путем вариации сопротивления резистора R6;
- В схеме ФМС может быть осуществлено ослабление пульсаций выходного напряжения путем подключения конденсатора параллельно резистору R6.

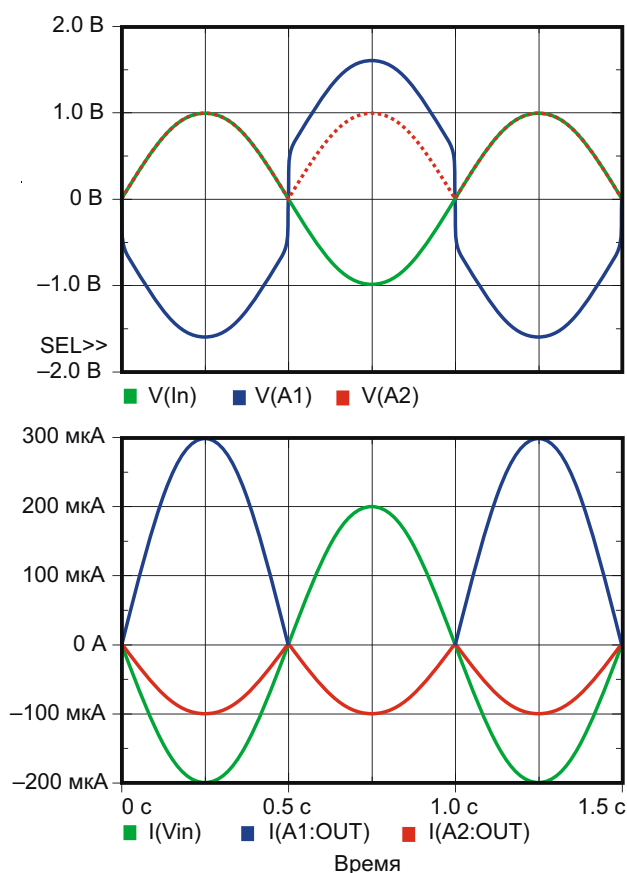


Рисунок 2. Временные диаграммы, поясняющие работу выпрямителя (Рисунок 1).

Работу ФМС поясняют временные диаграммы (см. Рисунок 2) выходных напряжений и токов ОУ А1 и А2, полученные в результате тестирования схемы на Рисунке 1. Заметим, что здесь и далее для большей наглядности используется цветовая идентификация графиков с соответствующими узлами тестируемой схемы: цвета кривых на Рисунке 2 совпадают с цветами маркеров узлов (квадратиков), размещенных на поле чертежа тестируемой схемы (Рисунок 1).

Вопросам проектирования прецизионных выпрямителей посвящено огромное количество публикаций, например [3, 4, 7, 8], и материалов, размещенных в сети Интернет [5, 6]. Однако в указанных источниках рассмотрение ФМС обычно ограничивается описанием работы его схемы на качественном уровне и указанием соотношений сопротивлений резисторов, обеспечивающих выполнение условия баланса. В попавших в поле зрения автора источниках информации не удалось найти ответы на следующие важные вопросы:

- Как погрешность преобразования ФМС зависит от уровня и частоты входного сигнала?
- Какие факторы и в какой мере влияют на величину ошибки преобразования ФМС или, другими словами, какие возможности улучшения точностных параметров ФМС имеются в распоряжении схемотехника?
- Как обоснованно сформулировать требования к компонентам схемы ФМС с учетом специфики задачи, решаемой ФМС в конкретной прикладной схеме?

Следует заметить, что в литературе встречаются взаимоисключающие утверждения о факторах, лимитирующих динамические параметры прецизионных выпрямителей. Две цитаты:

1. «Быстродействие прецизионного выпрямителя определяется только динамическими параметрами ОУ», [2];
2. «Для повышения быстродействия лучше использовать резисторы небольших номиналов, так как в этом случае перезаряд емкостей диодов и паразитных емкостей происходит быстрее», [11].

Несостоятельность первой цитаты и справедливость второй наглядно иллюстрируют приведенные ниже результаты тестирования ФМС (см. Рисунок 3), реализованных на идеальном и однополюсном ОУ.

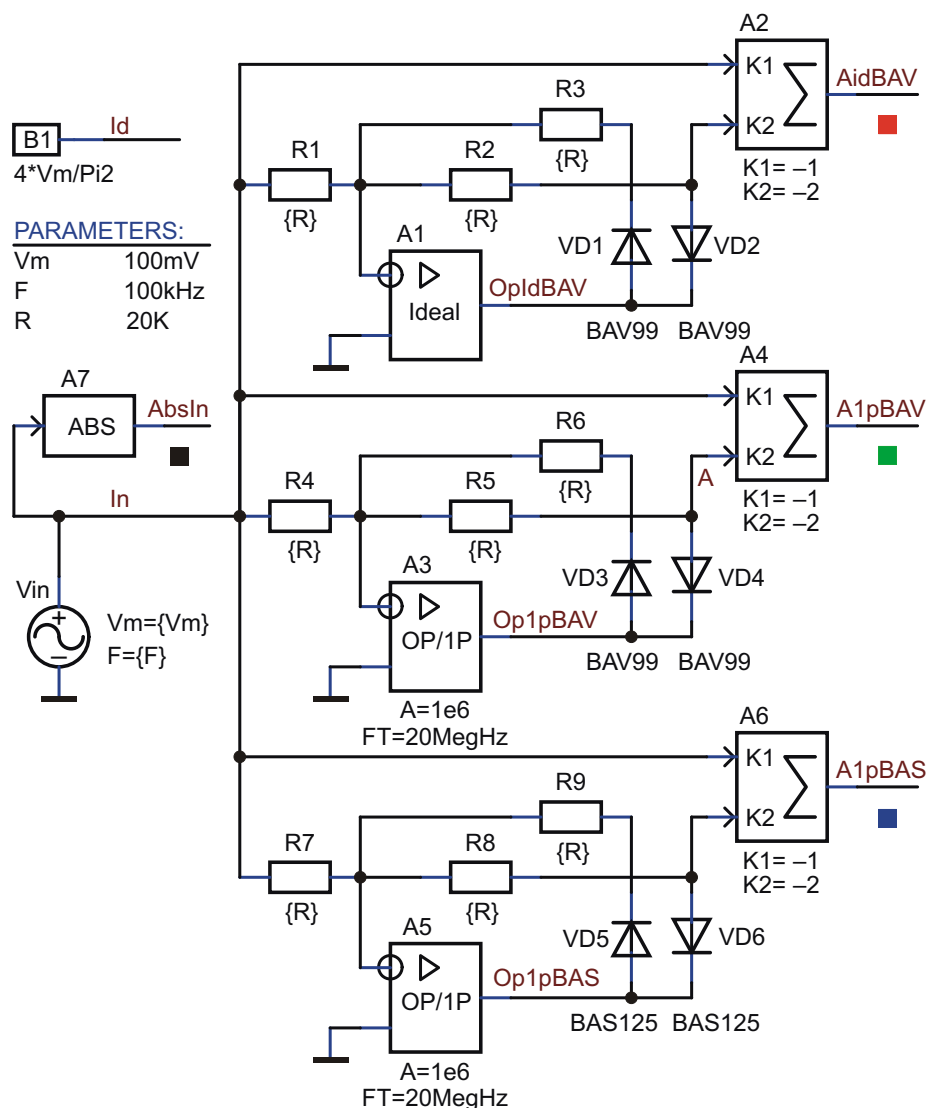


Рисунок 3. Схема тестирования ФМС, реализованных на идеальном и однополюсных ОУ.

В схеме на Рисунок 3:

A1 – идеальный ОУ; A3, A5 – однополюсные ОУ [12], свойства которых полностью задаются двумя параметрами: A – усиление на постоянном токе, F_T – частота единичного усиления ОУ;

A2, A4, A6 – сумматоры двух напряжений с весовыми коэффициентами, задаваемыми параметрами K1 и K2;

A7 – аналоговый функциональный блок (АФБ), выходное напряжение которого равно абсолютной величине входного напряжения (идеальный выпрямитель);

B1 – АФБ, постоянное выходное напряжение которого равно средневывпрямленной величине входного гармонического напря-

жения. VD1...VD4 – типичные высокоскоростные переключающие диоды;

VD5, VD6 – малосигнальные диоды Шоттки.

Ниже будет показано, что наибольшее влияние на динамические параметры ФМС оказывают следующие два параметра диодов: падение напряжения V_{FWD} на прямосмещенном диоде и паразитная емкость C_D обратносмещенного диода. Указанные параметры нелинейным образом зависят от приложенного к диоду напряжения (см. графики на Рисунках 4 и 5).

На Рисунок 6 изображены временные диаграммы выходных напряжений ОУ и сумматоров, полученные в результате тестирования схемы (Рисунок 3) при величинах параметров: $V_m = 100$ мВ, $F = 100$ кГц, $R = 20$ кОм.

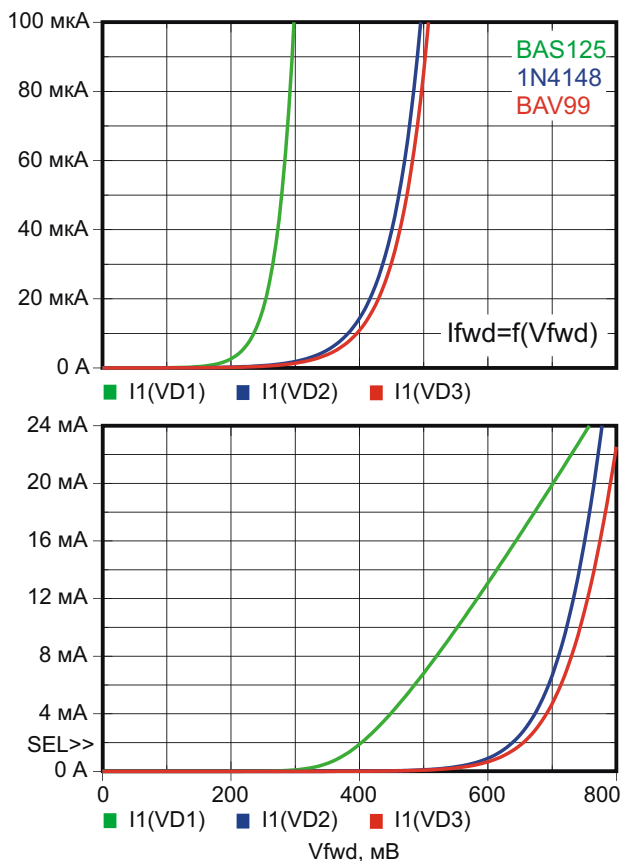


Рисунок 4. ВАХ моделей диодов в области малых и больших токов.

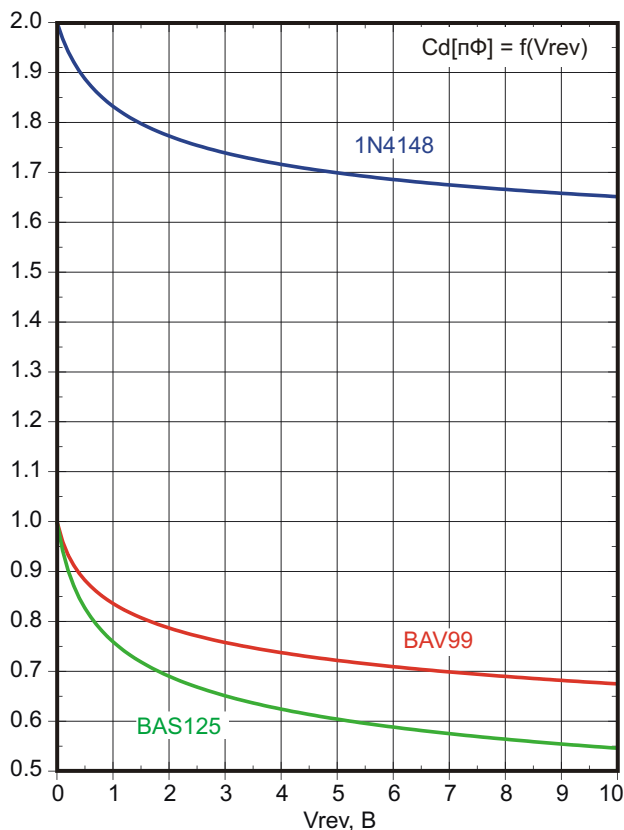


Рисунок 5. Зависимости паразитных емкостей моделей диодов от обратного напряжения.

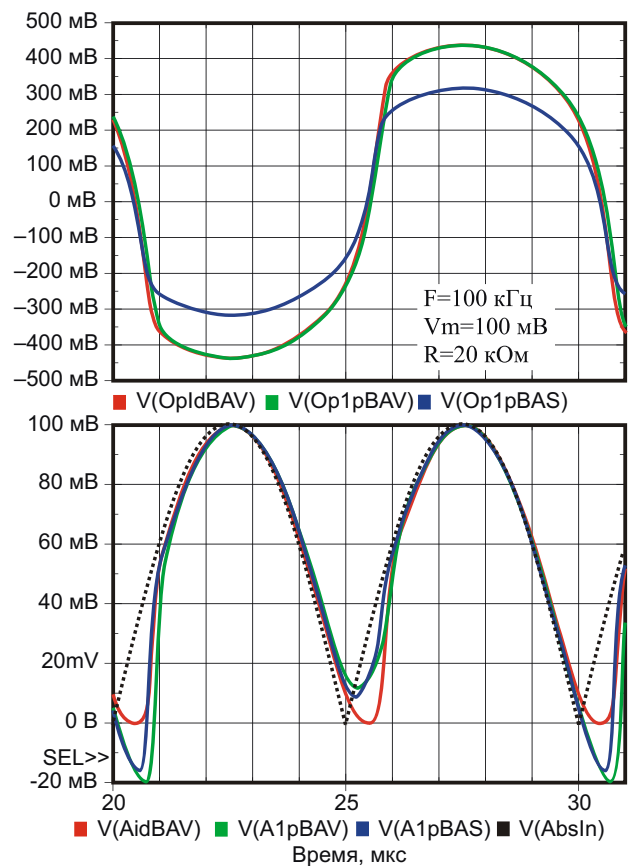


Рисунок 6. Временные диаграммы выходных напряжений ОУ, сумматоров и АФБ А7 (схема на Рисунок 3).

Графики погрешностей трёх реализаций ФМС, полученные в результате многовариантного анализа схемы на Рисунок 3 при вариации параметров V_m (амплитуда входного гармонического сигнала) в диапазоне значений от 100 мВ до 10 В и R (сопротивление резисторов НСх) в диапазоне значений от 100 Ом до 20 кОм, изображены, соответственно, на Рисунках 7 и 8.

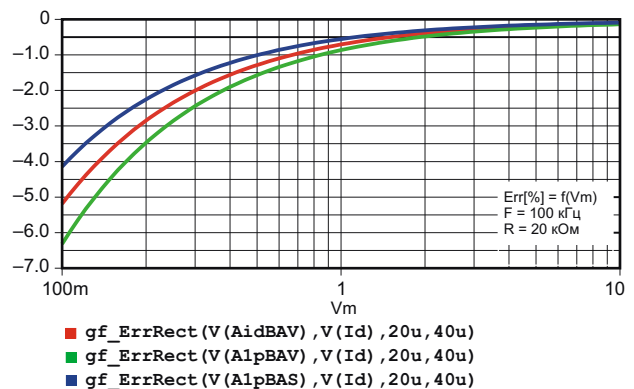


Рисунок 7. Зависимости ошибок преобразования ФМС (Рисунок 3) от амплитуды входного сигнала.

Здесь и далее ошибка (погрешность) Err преобразования – это процентное отклонение фактической величины постоянной составляющей выходного напряжения ФМС от ее идеальной величины V_{ID} :

$$Err[\%] = \frac{1}{nT} \frac{\int_0^{nT} V_{OUT}(t) dt}{V_{ID}} - 1 \quad (8)$$

В формуле (8):

T – период входного сигнала ФМС,

n – положительное целое число (1, 2, 3, ...).

В важном частном случае, когда входной сигнал ФМС представляет собой гармоническое колебание с амплитудой V_M , величина V_{ID} рассчитывается по формуле:

$$V_{ID} = \frac{2V_M}{\pi} \quad (9)$$

`gf_ErrRect(Vout,Videal,Tstart,Tend)=YatX((s(Vout)/(Tend-Tstart)/Videal-1)*100,Tend)`

Формальные параметры макроса имеют следующий физический смысл:

Vout – выходное напряжение ФМС,

Videal – «идеальная» величина постоянной составляющей выходного напряжения ФМС,

Tstart, Tend – моменты начала и окончания анализа.

Следует особо отметить, что при вызове макроса разность **Tend** – **Tstart** должна быть кратной периоду входного гармонического сигнала.

Получить представление о зависимостях ошибок преобразования трёх реализаций ФМС от величин амплитуды и частоты входного сигнала, а также сопротивлений резисторов НСх и типов диодов, позволяют данные Таблицы 1.

Исследовать влияние произведения B усиление-полоса частот ОУ на погрешность преобразования ФМС позволяет схема тестирования, изображенная на Рисунке 9. Заметим, что у однополюсного ОУ величины про-

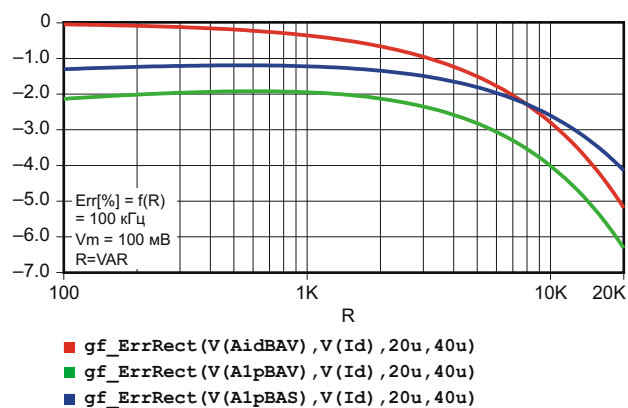


Рисунок 8. Зависимости ошибок преобразования ФМС (Рисунок 3) от сопротивления резисторов НСх.

В схеме на Рисунке 3 расчет V_{ID} по формуле (9) осуществляется автоматически аналоговым функциональным блоком В1. Расчет погрешности преобразования ФМС по формуле (8) для каждого значения варьируемого параметра, а также вывод результатов расчета на экран в виде графика осуществляет графический постпроцессор Probe. Алгоритм расчета погрешности задается макросом [9], описание которого на входном языке PSpice имеет следующий вид:

изведения B усиление-полоса частот и частоты F_T единичного усиления тождественно равны. Схема на Рисунке 9 также позволяет

Таблица 1. Зависимости погрешностей преобразования ФМС (Рисунок 3) от величин параметров R , F и V_m

F, кГц	R, кОм	Макромодели		Ошибка, %, преобразования ФМС при амплитуде V_m входного сигнала равной		
		ОУ	Диоды	0.1 В	1 В	10 В
10	1	Ideal	BAV99	-0.041	-0.005	-0.001
		OP/1P	BAV99	-0.169	-0.021	-0.003
		OP/1P	BAS125	-0.105	-0.013	-0.002
	10	Ideal	BAV99	-0.329	-0.040	-0.005
		OP/1P	BAV99	-0.420	-0.053	-0.007
		OP/1P	BAS125	-0.242	-0.031	-0.004
100	1	Ideal	BAV99	-0.353	-0.045	-0.006
		OP/1P	BAV99	-1.947	-0.245	-0.035
		OP/1P	BAS125	-1.218	-0.151	-0.022
	10	Ideal	BAV99	-2.796	-0.368	-0.052
		OP/1P	BAV99	-4.013	-0.532	-0.079
		OP/1P	BAS125	-2.599	-0.336	-0.051

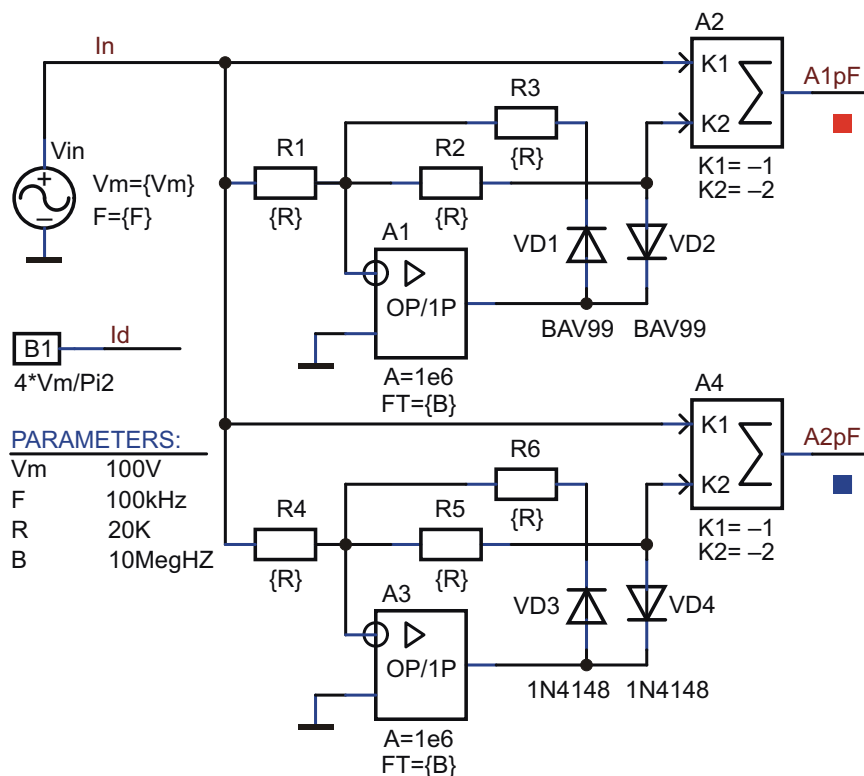


Рисунок 9. Схема тестирования влияния параметра B на ошибку преобразования ФМС.

оценить влияние паразитных емкостей диодов на погрешность преобразования ФМС. При нулевом смещении емкости CD_0 моделей диодов BAV99 и 1N4148 равны, соответственно, 1 пФ и 2 пФ (см. Рисунок 5).

Графики ошибок преобразования, полученные в результате многовариантного анализа схемы (Рисунок 9), изображены на Рисунке 10.

Анализ графиков на Рисунках 6, 7, 8, 10 и данных Таблицы 1 позволяет сделать следующие выводы:

- При прочих равных условиях погрешности преобразования ФМС уменьшаются при увеличении уровня и/или уменьшении частоты входного сигнала, при уменьшении сопротивлений резисторов НСх и/или паразитной емкости диодов, а также при использовании более широкополосных ОУ и диодов Шоттки с малой величиной прямого падения напряжения;
- Уменьшение сопротивлений резисторов НСх ниже некоторого критического значения R_{CR} (на Рисунке 8: $R_{CR} = 1 \text{ кОм}$) и увеличение произведения усиление-частота ОУ сверх некоторой величины B_{CR} (на Рисунке 10: $B_{CR} = 20 \text{ МГц}$) практически не влияют на величину погрешности преобразования ФМС;

- Реализация ФМС на идеальном ОУ не является достаточным условием получения малых ошибок преобразования;
- Наибольшие отклонения мгновенных значений выходных напряжений ФМС от абсолютной величины входного напряжения наблюдаются на ограниченных временных интервалах, следующих непосредственно за моментом времени, когда входной сигнал пересекает нулевой уровень;

В схеме на Рисунке 3 ОУ А1 и сумматор напряжений А2 являются безынерционными

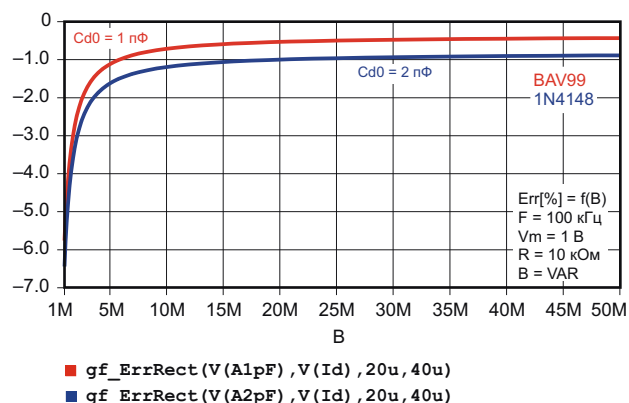


Рисунок 10. Зависимости погрешностей преобразования ФМС (Рисунок 9) от величины параметра B .

(идеальными) функциональными блоками и, следовательно, единственной причиной конечной (при малых уровнях входного сигнала достаточно большой) величины ошибки преобразования ФМС, реализованного на идеальном ОУ, является инерционность диодов VD1, VD2.

Отсутствие в источниках информации расчетных соотношений, связывающих величины параметров компонентов ФМС с его погрешностью преобразования, объясняется большим количеством влияющих факторов и нелинейным характером основных параметров диодов от приложенных к ним напряжений (см. Рисунки 4 и 5). PSpice-тестирование схем ФМС при вариации параметров их компонентов показало, что доминирующими факторами, в наибольшей степени влияющими на динамическую составляющую погрешности преобразования ФМС, являются величины следующих параметров моделей компонентов и входного сигнала:

1. F – частота входного сигнала ФМС;
2. V_{IN} – уровень входного сигнала ФМС;
3. B – произведение усиление–полоса частот (площадь усиления) ОУ;
4. S_R – максимальная скорость нарастания выходного напряжения ОУ;
5. C_{D0} – паразитная емкость диодов при нулевом смещении;
6. V_{FWD} – падение напряжения на прямосмещенном диоде;
7. R – сопротивления резисторов, входящих в состав НСх.

Факторы второго порядка (многополюсный характер АЧХ реальных ОУ, входные и выходные импедансы ОУ, токи утечки обратносмещенных диодов, паразитные проходные емкости резисторов и другие) также оказывают влияние на ошибку преобразования ФМС. Однако при использовании современной элементной базы это влияние незначительно, и оно может быть учтено на финишном этапе проектирования в процессе моделирования ФМС с использованием макромоделей (ММ), учитывающих «тонкие» параметры реальных компонентов.

Итак, у схемотехника имеются четыре возможности уменьшения динамической составляющей погрешности преобразования ФМС:

1. Уменьшение сопротивлений резисторов НСх;

2. Использование широкополосных ОУ;
3. Использование диодов с малыми величинами прямого падения напряжения и паразитной емкости;
4. Приведение уровня входного сигнала ФМС к максимально возможной величине, при которой ОУ НСх находится на грани насыщения выхода в те моменты времени, когда мгновенные значения входного сигнала достигают уровня верхней границы динамического диапазона.

Практическая реализация указанных возможностей сопряжена с очевидными ограничениями и издержками. Так уменьшение номиналов резисторов НСх лимитировано нагрузочной способностью ОУ, а негативными последствиями использования низкоомных резисторов являются, во-первых, уменьшение входного сопротивления ФМС и, во-вторых, увеличение потребляемой ими мощности. Стоимость широкополосного ОУ, который к тому же для минимизации статической составляющей погрешности ФМС должен иметь малые величины напряжения смещения и входных токов, значительно превышает стоимость ОУ общего назначения. Для приведения уровня входного сигнала ФМС к оптимальной величине необходимо использовать дополнительный усилитель, что увеличивает издержки. Возникает вопрос: каковы пределы целесообразного уменьшения номиналов резисторов НСх и/или увеличения полосы частот ОУ в той или иной конкретной ситуации? Для ответа на этот вопрос необходимо в процессе анализа НСх получить расчетные соотношения, позволяющие оценить эффективность реализации рассмотренных возможностей уменьшения ошибок преобразования ФМС. **РЛ**

Литература:

1. Измерения в электронике: Справочник/В.А. Кузнецов, В.А. Долгов, В.М. Коневских и др.: Под ред. В.А. Кузнецова.–М.: Энергоатомиздат, 1987, с. 85–90
2. Коломбет Е.А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов. – М.: Радио и связь, 1991, с. 98–102
3. Справочник по нелинейным схемам. Под редакцией Д. Шейнголда. Пер. с англ. – М.: Мир, 1977, с. 30, 118, 146, 370, 372
4. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, 1988, с. 117–120

5. <http://sound.westhost.com/appnotes/an001.htm>
6. http://www.kennethkuhn.com/students/ee431/precision_diode_rectifiers.pdf
7. An Applications Guide for Op Amps. Application Note 20, National Semiconductor, February 1969, с. 10
8. Precision AC/DC Converters. Linear Brief 8, National Semiconductor, August 1969
9. В. Д. Разевиг. Система проектирования OrCAD 9.2, издательство «Солон-Р», Москва, 2001
10. Проектирование и применение операционных усилителей. Под редакцией Дж. Грэма, Дж. Тоби, Л.Хьюлсмана. Пер. с англ. – М.: Мир, 1974, с. 270
11. А. Дж. Пейтон, В. Волш Аналоговая электроника на операционных усилителях – М.: БИНОМ, 1994, с. 315
12. С. Лозицкий. Методы анализа операционных схем в частотной области, Схемотехника, 2004, №7, с. 24 и №11, с. 24

Окончание в следующем номере

Закон Мура:

новый взгляд 50 лет спустя

Lou Frenzel

Electronic Design

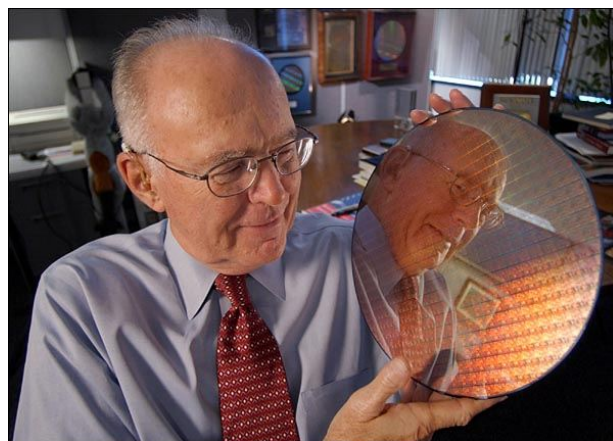
Конец близок. Или все-таки нет? Некоторые считают, что практически применимые предсказания Гордона Мура о возрастании числа транзисторов на кристалле с течением времени уже утрачивают свою актуальность. Однако другие говорят: «Подождите, не так скоро». Даже Мур, один из основателей Intel, считает, что они будут жить еще лет десять.

Все эти рассуждения и предположения активизировались в связи с приближением 50-летней годовщины первоначального предсказания Мура, опубликованного в апреле 1965 года в журнале *Electronics*. Изначальное пророчество Мура гласило, что число транзисторов на кристалле будет удваиваться каждый год. Это было верно, однако впоследствии, в 1975 году и позднее, «закон» подвергался корректировкам. Для одних типов транзисторов и схем число транзисторов удваивается каждые два года, а для других — каждые 18 месяцев. И это остается неизменно справедливым на протяжении многих десятилетий. В настоящее время некоторые производители микросхем могут разместить на одном кристалле свыше 10 миллиардов транзисторов. И такая тенденция сохраняется. Пока.

Технология производства полупроводников развивается, позволяя инженерам делать транзисторы все меньше и меньше. С каждым новым сокращением размера приходит повышение скорости и снижение потребляемой мощности. И появляется возможность разместить больше транзисторов на той же площади кремния. Это, в свою очередь, снижает стоимость транзистора. Сегодня один MOSFET интегральной схемы стоит всего несколько микроцентов. Огромный скачок произошел при переходе от биполярных

схем с резисторами к MOSFET. Как итог, мы получаем все большие и большие объемы памяти и более быстрые процессоры с более богатой архитектурой. Это делает возможным год за годом наращивать производительность и функциональность современных ПК и смартфонов, не увеличивая их стоимость. И что же?

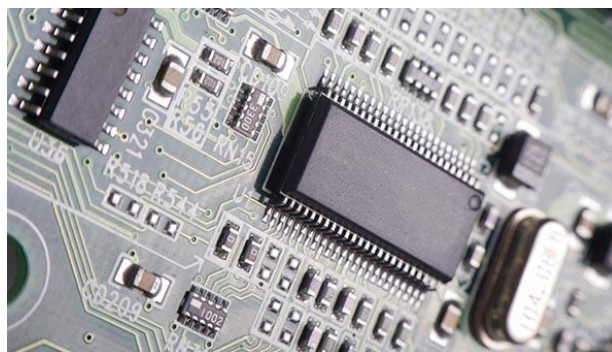
Сейчас наблюдаются признаки того, что действие закона Мура заканчивается. Размеры транзисторов приближаются к физическим пределам. Сегодня Intel делает транзисторы с проектными нормами 14 нанометров, ширина затвора которых равна размеру примерно 30 атомов кремния. Кроме того, меньшие размеры транзисторов и более плотное их расположение приводят к утечке электронов, ухудшающей характеристики и увеличивающей потребление мощности. Некоторое время помогало снижение напряжения питания, однако и тут уже достигнут предел. Рост тактовых частот остановился, и упор теперь делается на снижение потребляемой мощности.



Гордон Мур.

Одним из ключевых препятствий на пути движения в направлении, указанном законом Мура, является процесс фотолитографии. Он представляет собой перенос топологии проекта с масок на пластины. На какой-то период времени эта проблема была решена использованием ультрафиолетового света и некоторых уловок с процессом двойного структурирования. Но даже это имеет свои пределы. В настоящее время предполагается, что предельный размер затвора транзистора составляет 5 нм. И эта тупиковая ситуация, если такое действительно произойдет, может наступить уже в 2020 году или около того. Кто может сказать точно?

Производители процессоров преодолели ограничения производительности за счет увеличения числа ядер ЦПУ на кристалле. Это позволило повысить скорость вычислений без дальнейшего увеличения тактовой частоты. Однако проблемой стало программирование нескольких ядер. Что касается памяти, рост плотности транзисторов прекратился, когда производители DRAM и NAND-флэш сознательно ограничили его, опасаясь навредить таким параметрам, как время хранения и надежность. USB-накопители не могут стать ни больше, ни дешевле.



Это не конец электроники в привычном для нас понимании. Мы все еще будем иметь большие, быстрые микросхемы и превосходные изделия. При этом мы можем не увидеть постоянного улучшения характеристик и такого снижения цен, как в прошлом. Эффект закона Мура может замедлиться до удвоения через каждые 36 месяцев, и эта тенденция может продолжаться все следующее десятилетие или около того, пока инженеры будут соображать, что делать дальше и как это делать. А вы, тем временем, продолжайте использовать те преимущества, которые дает нам нынешнее направление развития.

Снимем же шляпы перед Гордоном Муром, ныне находящимся на пенсии, за то, что он дал нам прослужившую долгие годы надежную систему прогнозирования производительности и ценообразования электронной продукции. **РЛ**

0+

ufi
Approved
Event

ЭНЕРГИЯ ВАШЕГО РАЗВИТИЯ

**12-я Международная выставка
компонентов и систем
для силовой электроники**

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Организаторы:



Тел.: +7 (812)380 6003/07
E-mail: power@primexpo.ru

**POWER
ELECTRONICS**

27–29 октября 2015

МЕСТО
ПРОВЕДЕНИЯ

МОСКВА, КРОКУС ЭКСПО

Забронируйте стенд

www.powerelectronics.ru

Об управлении микроконтроллером AVR при дефиците выводов



В. И. Иволгин, г. Тамбов

Можно почти не сомневаться в том, что все «пользователи» микроконтроллеров (МК) прошли через знакомство с задачей управления состоянием светодиода (включить/выключить) с помощью тактовой кнопки. Идея ее решения проста – надо на один вывод МК подключить кнопку, а на другой – светодиод, например, как показано на Рисунке 1. В этом случае логика работы схемы может быть такой. Здесь кнопка подключена так, что ее кратковременное нажатие сопровождается изменением на входе PB1 логического уровня с 1 на 0. Тогда при обнаружении такого события на входе (кнопку нажали) МК производит изменение логического уровня на выходе PB0 и, соответственно, включение или, наоборот, выключение светодиода. Разумеется, при наличии необходимого программного обеспечения. Такая схема является системой с раздельными линиями управления и исполнения. А можно ли подобную проблему решить, используя лишь один вывод МК AVR?

Это не столь праздный вопрос, как может показаться на первый взгляд, хотя в практике такие задачи и в такой формулировке,

действительно, встречаются нечасто. Но ведь в более общем плане здесь фактически речь идет о возможности управления работой программы МК через вывод, используемый для получения информации из микроконтроллера, когда требуется прервать установленный ход выполнения программы и перейти к выполнению ее другого фрагмента. Именно с этой точки зрения и целесообразно рассмотреть предлагаемый вариант решения этой задачи.

Прежде чем переходить к обсуждению схемы и ее реализации, отметим некоторые характеристики системы ввода/вывода микроконтроллеров AVR, важные с этой точки зрения. И, в первую очередь, то обстоятельство, что практически любой вывод МК по направлению передачи информации можно устанавливать в состояния «вход» или «выход». При конфигурировании вывода на «вход» он будет обладать свойствами триггера Шмитта с высоким входным сопротивлением. В результате проведения экспериментов с МК ожидаемо выяснилось, что точка перегиба его входной триггерной характеристики примерно равна половине напряжения питания (МК AVR выполняются по КМОП-технологии). Это означает, что, например, при 5-вольтовом питании МК напряжения от 0 до 2 вольт на таком входе будут восприниматься как уровень логического нуля, а напряжения от 3 до 5 вольт – логической единицы. Что касается использования вывода на «выход», то при конфигурировании на нем будет устанавливаться выходное напряжение, соответствующие либо логическому 0, либо 1, практически совпадающие, соответственно, или с потенциалом нулевого провода, или с напряжением питания МК.

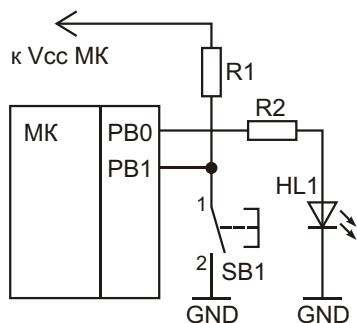


Рисунок 1. Один из вариантов подключения светодиода и кнопки управления.

Отметим, что значение $V_{cc} = 5\text{ В}$ здесь приведено только для удобства проведения расчетов. Эта величина в принципе может быть любой из интервала значений напряжения питания конкретного МК с соответствующей корректировкой приведенных числовых значений.

Рассмотрим теперь логику управления выводом МК AVR, позволяющим совместить функции кнопочного управления ходом выполнения программы и формирования микроконтроллером управляющего сигнала. Ее основная идея заключается в создании таких условий, при которых управляющий сигнал, формируемый МК на его выходе, изменялся бы только в интервале напряжений, соответствующих одному логическому уровню, например, от 3 В до 5 В, то есть, в зоне уровня логической 1. В тоже время, необходимо, чтобы, как и в варианте на Рисунке 1, при замыкании кнопки SB1 напряжение на нем уменьшалось бы до уровня логического 0, то есть, до значений в интервале 0...2 В. Достигается выполнение этих противоречивых требований подключением к используемому выводу кнопки с дополнительными резисторами и варьирования его состояния поочередно на «вход» и «выход». За счет этих мер, в конечном итоге, удалось получить необходимые характеристики используемого вывода МК (Рисунок 2). Каким же образом?

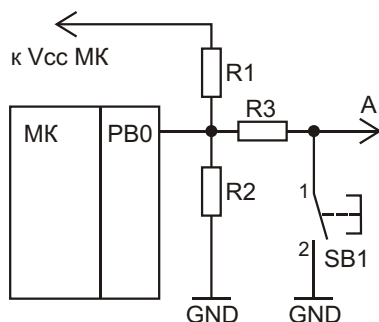


Рисунок 2. Принципиальная схема преобразователя уровней вывода МК.

Предположим, что первоначально вывод PB0 микроконтроллера на Рисунке 2 сконфигурирован как «вход». И если резисторы R1, R2 достаточно низкоомны (единицы-десятки килоом), то в этом случае напряжение на нем будет определяться только соотношением их сопротивлений. Допустим, что их величины удовлетворяют равенству $R1/R2 = 2/3$, например, $R1 = 2.2\text{ кОм}$ и $R2 = 3.3\text{ кОм}$. Тогда при $V_{cc} = 5\text{ В}$ напряжение на PB0 будет равно 3 В,

и будет определяться МК как уровень логической 1. При замыкании (нажатии) кнопки SB1, и при соответствующем значении «защитного» сопротивления R3, например, $R3 = R1$, напряжение на входе уже будет ниже 2 В, что соответствует уровню логического 0.

Пусть теперь вывод PB0 микроконтроллера будет сконфигурирован как «выход». И пусть на нем будет установлен уровень логической 1. Тогда на выходе преобразователя уровней (ПУ) в точке А установится 5 В. И этот уровень практически не зависит от значений сопротивлений используемых резисторов, и не может быть изменен замыканием кнопки SB1. Для получения же второго уровня напряжения в рамках единичного логического уровня переведем его в состояние «вход». Тогда, как это уже было оговорено выше, на выводе PB0, а следовательно, и в точке А, установится уровень 3 В. Выбором из этих двух состояний – 5 В и 3 В, можно формировать либо два разных состояния управляемой системы, либо необходимую импульсную последовательность путем чередования смены состояний вывода.

Изменение логического уровня с 1 на 0 на выводе PB0 при замыкании кнопки SB1 возможно только в том случае, если вывод находится в состоянии «вход». И, если по условиям управления внешним устройством он периодически или постоянно находится в таком состоянии, то это будет предпочтительным вариантом для обнаружения факта замыкания кнопки SB1. В таком случае ее

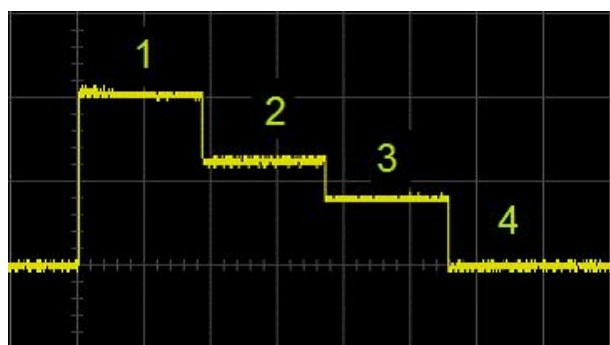


Рисунок 3. Уровни напряжений, формируемых ПУ (Рисунок 2).

- 1 – PB0 в состоянии «выход», установлен логический уровень 1;
- 2 – PB0 в состоянии «вход», уровень определяется соотношением $R1/R2 = 2/3$;
- 3 – то же, что и 2, замкнута кнопка SB1 при $R3 = R1$;
- 4 – PB0 в состоянии «выход», установлен логический уровень 0.

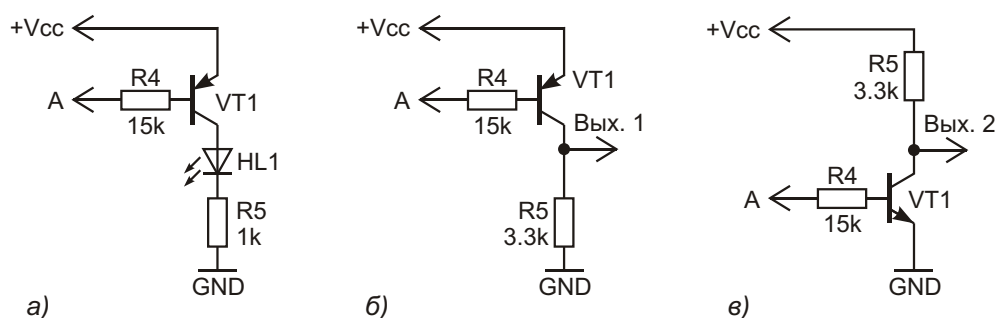


Рисунок 4. Варианты подключения дополнительных элементов к преобразователю из Рисунок 2.

нажатие, по сути, будет определяться в «фоновом режиме» работы МК. Но если такой возможности нет, то тогда придется для обнаружения замыкания кнопки с определенной периодичностью переводить его в это состояние. И при этом, конечно, придется мириться с неизбежным усложнением логики управления внешним устройством.

На Рисунок 3 приведена осциллограмма, дающая представление об уровнях напряжений, которые формируются ПУ в разных его состояниях и при напряжении питания МК, равном 4 В. Важно, что уровни 2 и 3, расположенные симметрично относительно половины напряжения, при оговоренных выше параметрах ПУ считываются МК как, соответственно, логические 1 и 0. Была проверена работоспособность ПУ в интервале напряжений от 2.5 В до 5.5 В с использованием нескольких экземпляров МК семейств Tiny (2 шт.) и Mega (1 шт.). Выяснилось, что для повышения надежности работы ПУ при низких напряжениях целесообразно за счет перерасчета значений сопротивлений R1-R3 уровень 2 поднять на 0.15-0.25 В, а уровень 3 на ту же величину понизить. Эту меру целесообразно использовать также и в целях повышения стабильности работы ПУ для предотвращения ложных срабатываний кнопки при высоком уровне внешних помех.

Но вернемся к вопросу управления светодиодом, о котором шла речь вначале. Его уже можно было бы подключить, например, между выходом ПУ (точка А схемы на Рисунок 2) и источником питания Vcc, снабдив предварительно МК соответствующим программным сопровождением. Но целесообразнее все же сделать это так, как предлагается на Рисунок 4а, что позволит характеристики ПУ

сделать практически независимыми от подключения нагрузки (светодиода), а также обеспечит работу устройства в более широком интервале напряжений. Так, например, при R1 = 2.2 кОм, R2 = 3.3 кОм и R3 = 1.5 кОм (Рисунок 2) работа преобразователя будет уверенно обеспечиваться при изменении напряжения Vcc в пределах от 2.5 В до 5.5 В, а подключение светодиода потребует лишь уточнения величин R4, R5 в зависимости от параметров используемого транзистора, типа светодиода HL1 и требуемой яркости его свечения (Рисунок 4а).

В рассматриваемом случае управление включением/выключением светодиода осуществляется сигналом, который формируется на выходе преобразователя в точке А (Рисунок 2), изменяющимся в пределах всего 2 В. Такого его уровня, вообще говоря, недостаточно для дальнейшего использования в стандартном режиме работы МК и сопряженных с ним устройств. Для расширения возможностей МК необходимо восстановить уровни напряжения этого сигнала до обычных значений бистабильных выходов МК – 0 В и Vcc. Этого можно добиться, подключив к выходу ПУ, например, цепь, изображенную на Рисунок 4б. Характерно, что на выходе этого усилителя замыкание кнопки уже не изменяет параметров импульсной последовательности, если это не предполагается логикой работы программы МК. И, таким образом, управляемый объект не «чувствует» нажатой кнопки, а изменяет свое состояние только после ее отпускания. На Рисунок 5 в качестве примера приведена осциллограмма, на которой показаны фазы изменения скважности импульсного сигнала, вызванные нажатием кнопки (Vcc = 5 В).

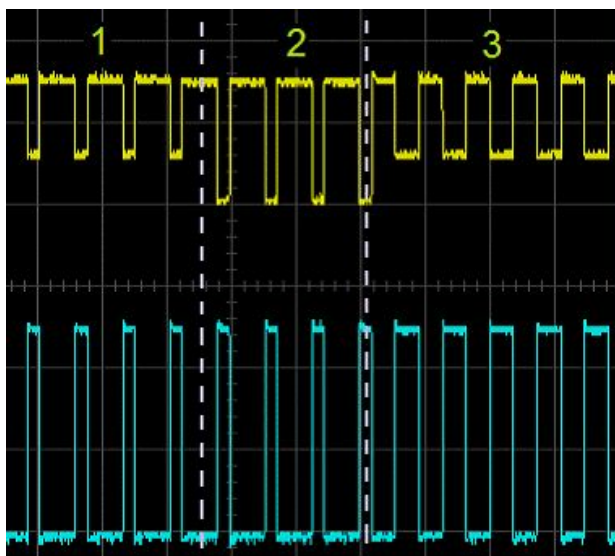


Рисунок 5. Осциллограмма напряжений, формируемых на выходе ПУ (сверху) и после усиления цепью, изображенной на Рисунке 4б (снизу). Цифры указывают состояние кнопки: 1 – разомкнута, 2 – нажата, 3 – отпущена.

В рассмотренном примере, как следует из Рисунка 5, не используется еще одно состояние вывода PB0 – «выход» с нулевым уровнем напряжения. При необходимости это обстоятельство можно использовать для создания дополнительного канала управления объектом, например, для его отключения/включения, для структурирования импульсных последовательностей и т. п. В этом случае для его формирования целесообразно использовать цепь на Рисунке 3в, применение которой позволит на ее выходе получить уровень V_{cc} только при нулевом напряжении на выходе ПУ, а во всех других ситуациях на нем будет нулевой уровень.

Можно отметить также, что использование этого состояния превращает управляющий сигнал, формируемый на выходе ПУ в точке А (без участия кнопки), фактически, в трехуровневый сигнал, находящий применение в некоторых системах связи. В обычных же условиях работы МК эта его особенность может быть использована для формирования сложных импульсных последовательностей.

В заключение рассмотрим демонстрационный пример реализации устройства для ступенчатого управления яркостью свечения светодиода с помощью тактовой кнопки. И для этой цели будет использоваться только один вывод МК. Его принципиальная схема приведена на Рисунке 6. Основой устройства является 8-выводной микроконтроллер ATtiny13A в стандартном включении с активированным внутренним RC-генератором на 9.6 МГц без деления на 8 (устанавливается соответствующим фьюзом при программировании). Схема особенностей не имеет. Принцип изменения яркости свечения сводится к изменению скважности управляющего сигнала при сохранении его частоты около 70 Гц. Нажатие кнопки и ее удержание не приводят к изменению яркости светодиода (управляющей импульсной последовательности), которое возникает только в момент отпускания кнопки. В соответствии с логикой этого режима вывод PB3 периодически переводится в состояние «вход». Опрос с целью обнаружения замыкания кнопки производится в эти моменты перед переходом вывода в состояние «выход». Для надежной фиксации замыкания/размыкания кнопки используется программная обработка дребезга контактов.

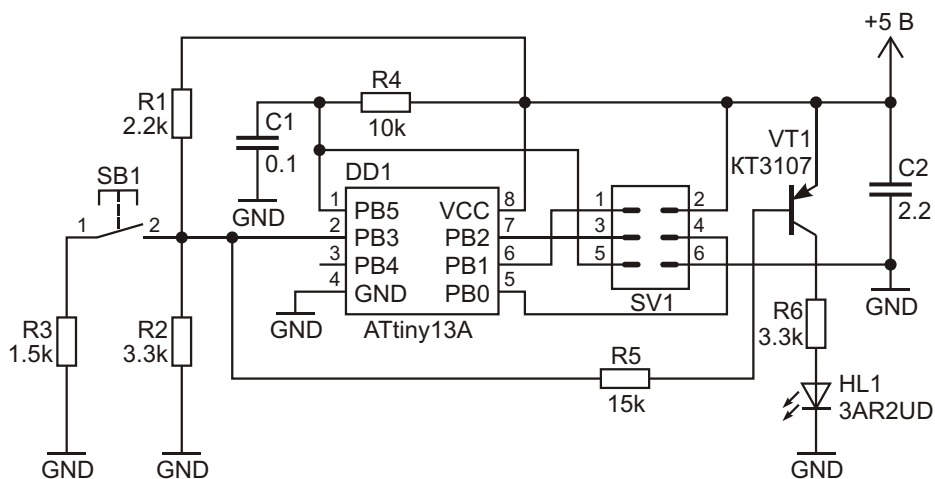


Рисунок 6. Принципиальная схема устройства управления яркостью свечения светодиода.

Правильно собранное устройство наладки не требует и может питаться от источника 2.8...5.5 В.

Следует отметить, что демонстрационная программа, представленная в приложении в виде asm- и hex-файлов, не является оптимальной. И правильнее было бы ее выполнить с использованием прерываний, да и отойти от ее слишком прямолинейной логики. Но эти недостатки искупаются возможностью простого переноса программы на другие МК серии AVR. В большинстве случаев при этом потребуется лишь заменить файл описания МК *"tn13Adef.inc"* в asm-файле на соответствующий файл нового МК. Сам файл опи-

сания должен находиться в той же папке, что и asm-файл.

Завершая обсуждение вопроса о расширении возможностей МК за счет выполнения выводом дополнительных функций, можно сказать, что, в общем «и один вывод в поле воин». По крайней мере, за счет использования на его базе преобразователей уровня, у МК появляются новые возможности. И это позволяет в какой-то мере сгладить проблему дефицита выводов микроконтроллера при их малом числе. Но польза проявляется не только в этом. В ряде случаев их использование позволяет упростить решение сложных проблем и на «продвинутых» МК. **РЛ**

Загрузки

Файлы демонстрационной программы



настоящее немецкое качество



контрольно-
измерительное
оборудование

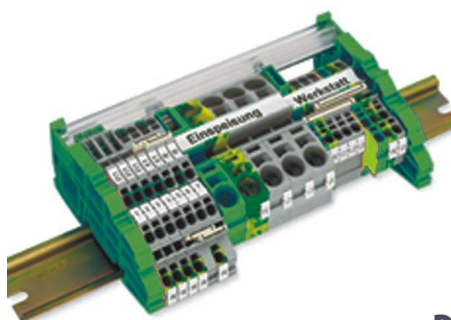


»»JOKARI®
original

инструмент для
разделки кабеля
и снятия изоляции



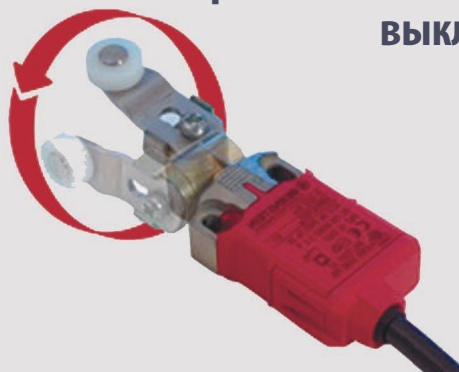
WAGO®
INNOVATIVE CONNECTIONS



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

Простая беспроводная Bluetooth стерео аудио система для использования на открытом воздухе

Marko Kannisto, Maxim Integrated

Application Note 5147

Представьте, что погода теплая, и хочется, сидя на открытом воздухе, поболтать с друзьями. Хорошо бы, чтобы при этом еще звучала фоновая музыка, но что будет ее источником?

Обычно люди, которым потребовалась портативная музыка, приобретают аудио устройства с батарейным питанием. Конечно же, вы можете купить звуковоспроизводящую систему для уличного использования, но она может оказаться весьма дорогой и, как мы покажем ниже, ненужной. При наличии лишь капли инженерной крови (или любопытства) в ваших венах совсем несложно сделать беспроводную Bluetooth стерео аудио систему, управляемую от любого устройства, к которому можно подключить Bluetooth и музыкальный плеер.

В этой статье рассказывается, как сделать простую и довольно недорогую беспроводную Bluetooth стерео аудио систему для использования на открытом воздухе. Выходная мощность системы равна 20 Вт с.к.з. Для управления может использоваться либо гарнитура, допускающая подключение Bluetooth и музыкального плеера, либо Apple iPod. В конце статьи в трех приложениях обсуждаются дополнительные вопросы, касающиеся размещения элементов устройства, различий в подходах к конструированию усилителей классов D и АВ и стоимости системы.

Основы Bluetooth

Технология Bluetooth была разработана в 1994 году и в настоящее время широко используется для беспроводной связи на короткие расстояния между двумя портативными мобильными устройствами. В частности, Bluetooth позволяет вам предавать стерео аудио сигнал от портативного устройства к беспроводным наушникам. Современные Bluetooth наушники поддерживают спецификацию Bluetooth Class 2 и имеют выходную мощность передатчика 2.5 мВт (4 дБм). Дальность передачи для модулей Bluetooth Class 2 составляет приблизительно 10 метров.

Объединение элементов Bluetooth аудио системы

В Bluetooth наушниках обычно используются малогабаритные динамики сопротивлением 32 Ом. Подключив аудио сигнал от Bluetooth гарнитуры к внешнему усилителю, сигнал можно усилить. После этого Bluetooth стерео гарнитура работает как мост между портативным источником аудио сигнала и стерео усилителем, образуя, таким образом, стерео аудио систему.

Блок схема описываемой системы изображена на Рисунке 1.

Эта система основана на стерео усилителе класса D, к которому подключена пара громкоговорителей с сопротивлением 4 Ом.

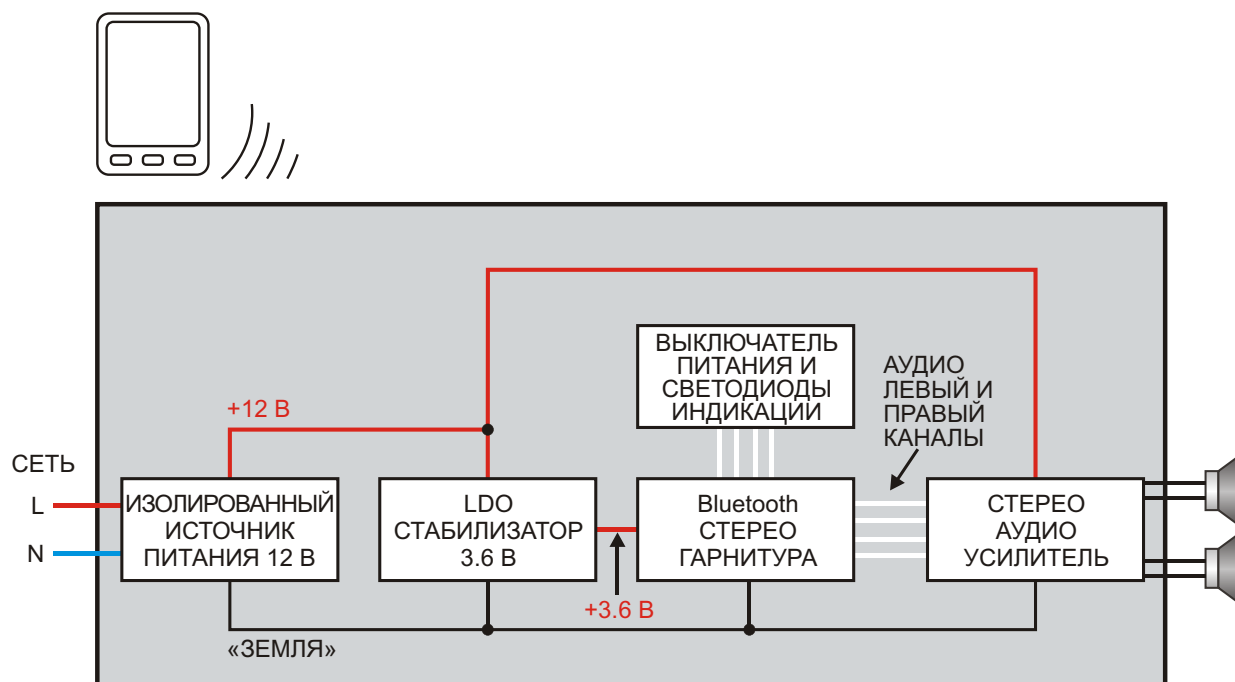


Рисунок 1. Блок схема беспроводной Bluetooth стерео аудио системы.

Расчет выходной мощности

Требуемая выходная мощность должна равняться 20 Вт с.к.з. (10 Вт с.к.з. на канал). Следует отметить, что измерение среднеквадратичного значения выходной мощности нельзя назвать оптимальным способом определения выходной мощности усилителя; с.к.з. очень многого не говорит об истинных характеристиках усилителя. По этой причине в данной статье среднеквадратичное значение выходной мощности будет фактически относиться к средней мощности синусоидального сигнала на резистивной нагрузке. Понятие среднеквадратичного значения выходной мощности используется в основном для удобства сравнения.

20 Вт с.к.з. соответствуют 40 Вт пиковой выходной мощности. Чтобы получить 10 Вт с.к.з. на канал при сопротивлении динамиков 4 Ом, минимальное напряжение питания V должно быть равно

$$V = \sqrt{P_{\text{OUT}} R_{\text{SP}}} = \sqrt{10 \text{ Вт} \cdot 4 \text{ Ом}} = 6.3 \text{ В}_{\text{с.к.з.}}$$

где

P_{OUT} — выходная мощность (среднеквадратичное значение),

R_{SP} — сопротивление динамика.

Для пикового выходного напряжения V_p это выражение превращается в

$$V_p = V \sqrt{2} = 6.3 \text{ В} \sqrt{2} = 8.9 \text{ В}_{\text{пик}}$$

Из приведенных выше формул видно, что для получения 10 Вт с.к.з. на канал будет достаточно 9-вольтового источника питания. Однако в этой схеме используется напряжение питания 12 В, чтобы иметь некоторый запас по выходному напряжению источника питания, неизбежно проседающему при большой нагрузке.

В качестве изолированного источника питания с выходным напряжением 12 В удобно использовать недорогой драйвер светодиодов, предназначенный для стабилизации напряжения. Эти источники легко найти в любом магазине электроники.

Отметим, и это важно понимать, что слова «общая выходная мощность 20 Вт с.к.з.» большинству людей не говорят ни о чем. Для сравнения, представьте себе дешевые автомобильные аудио усилители или недорогие бумбоксы. Очень часто они рекламируются как устройства, обеспечивающие общую выходную мощность 40 Вт с.к.з., но, как правило, на самом деле речь идет о пиковой мощности, которая переводится в 20 Вт с.к.з.

Вы можете спросить, наконец, действительно ли 20 Вт с.к.з. – это мощность, которой достаточно для работы нашей системы? Да. В недорогих автомобильных аудио усилителях обычно не бывает повышающих DC/DC преобразователей, и они работают от аккумулятора автомобиля. (Реальное напряжение на аккумуляторной батарее автомобиля равно примерно 13.8 В, однако здесь это не имеет значения). Послушайте такие недорогие усилители – они производят много звука. Правда, нужно признать, что выходной мощности 20 Вт с.к.з. не хватит, чтобы разбудить все окрестности, но для нашей системы это не главное.

Выбор Bluetooth наушников, выключателя и светодиодов

Вы можете воспользоваться любыми наушниками с аудио разъемом 3.5 мм. Для предлагаемой конструкции была выбрана Bluetooth стерео гарнитура Nokia BH-214. Гарнитура имеет 3.5-миллиметровый аудио разъем, что позволяет очень легко вывести через него сигналы с печатной платы на стерео усилитель.



Потребуются еще выключатель и индикаторные светодиоды. Сигналы к ним надо будет вывести с печатной платы гарнитуры.

Доработка наушников Nokia BH-214

Наушники Nokia необходимо доработать. В связи с тем, что некоторые сигналы можно взять только непосредственно с печатной платы устройства, для управления передачей сигналов придется припаять к плате

несколько проводов. Как это делается, показано на Рисунках 2...6.

Поверите гарнитуру передней крышкой к себе и откройте ее, аккуратно поддевая маленькой отверткой по углам, сверху и снизу. Снимите пластиковую накладку и выньте резиновую клавиатуру. Осторожно извлеките часть с печатной платой из нижней части корпуса.

При открытой передней крышке слегка расширьте паз для вывода проводов из области, обведенной кружком на Рисунке 2. Удалите также светопровод и пластиковый колпачок выключателя.



Рисунок 2. Передняя крышка гарнитуры, вид изнутри.

Руководствуясь Рисунком 3, отпаяйте выключатель (1), двухцветный светодиод (2), синий светодиод (3) и провода аккумулятора (4). Снимите аккумулятор с печатной платы.

Теперь припаяйте провода к контактам выключателя (1) так, как это показано стрелкой на Рисунке 3. Затем припаяйте провода к



Рисунок 3. Печатная плата гарнитуры.

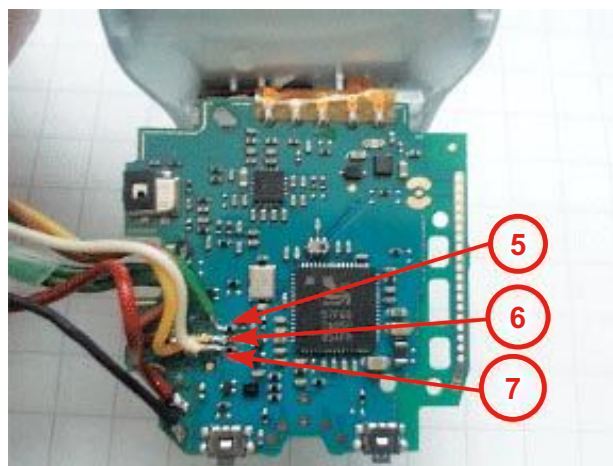


Рисунок 4. Места припайки проводов для подключения светодиодов (справа); то же в увеличенном виде (слева).

выводу общего анода двухцветного светодиода (2) и анодному выводу синего светодиода (3). Наконец, припаяйте провода к контактам аккумулятора (4).

Воспользуйтесь самыми тонкими проводами, какие вам удастся найти и, чтобы не запутаться впоследствии, запишите их цвета.

Остались еще три провода (Рисунок 4), которые нужно припаять к гарнитуре.

Припаяйте катод зеленого светодиода (5), катод красного светодиода (6) и катод синего светодиода (7) к резисторам так, как это показано на Рисунке 4. Теперь мы имеем провода для следующих сигналов:

- Два провода для выключателя Bluetooth гарнитур
- Три провода для двухцветного светодиода (общий анод, катод зеленого светодиода и катод красного)



Рисунок 5. Доработанная гарнитура со снятой крышкой.

- Два провода для синего светодиода (анод и катод)
- Два провода к выводам аккумулятора (3.6 В от LDO стабилизатора)

После того, как все провода будут припаяны к печатной плате, аккуратно соберите гарнитуру обратно. Закрывайте корпус с большой осторожностью, чтобы не оторвать контактные площадки от печатной платы. После доработки гарнитура будет выглядеть так, как показано на Рисунке 5.

Изучение платы аудио стерео усилителя

В описываемой конструкции (Рисунок 6) используется стерео аудио усилитель класса D типа MAX98400A. (В Приложении 2 обсуждается, почему в данной схеме предпочтительнее использовать усилитель класса D, а не линейный усилитель класса AB). Этот усилитель имеет высокое отношение сигнал/шум, равное 107 дБ. Громкоговорители можно подключать непосредственно к выходам усилителя без выходных фильтров и громоздких блокировочных конденсаторов. Последний пункт очень важен. Обычным усилителям класса D для восстановления аудио сигнала нужны выходные фильтры. MAX98400A для выделения аудио компоненты из выходных прямоугольных импульсов использует собственную индуктивность катушки динамика. Исключение из схемы выходного фильтра и блокировочных конденсаторов, защищающих динамики от постоянной составляющей тока, экономит на печатной плате значительную площадь.

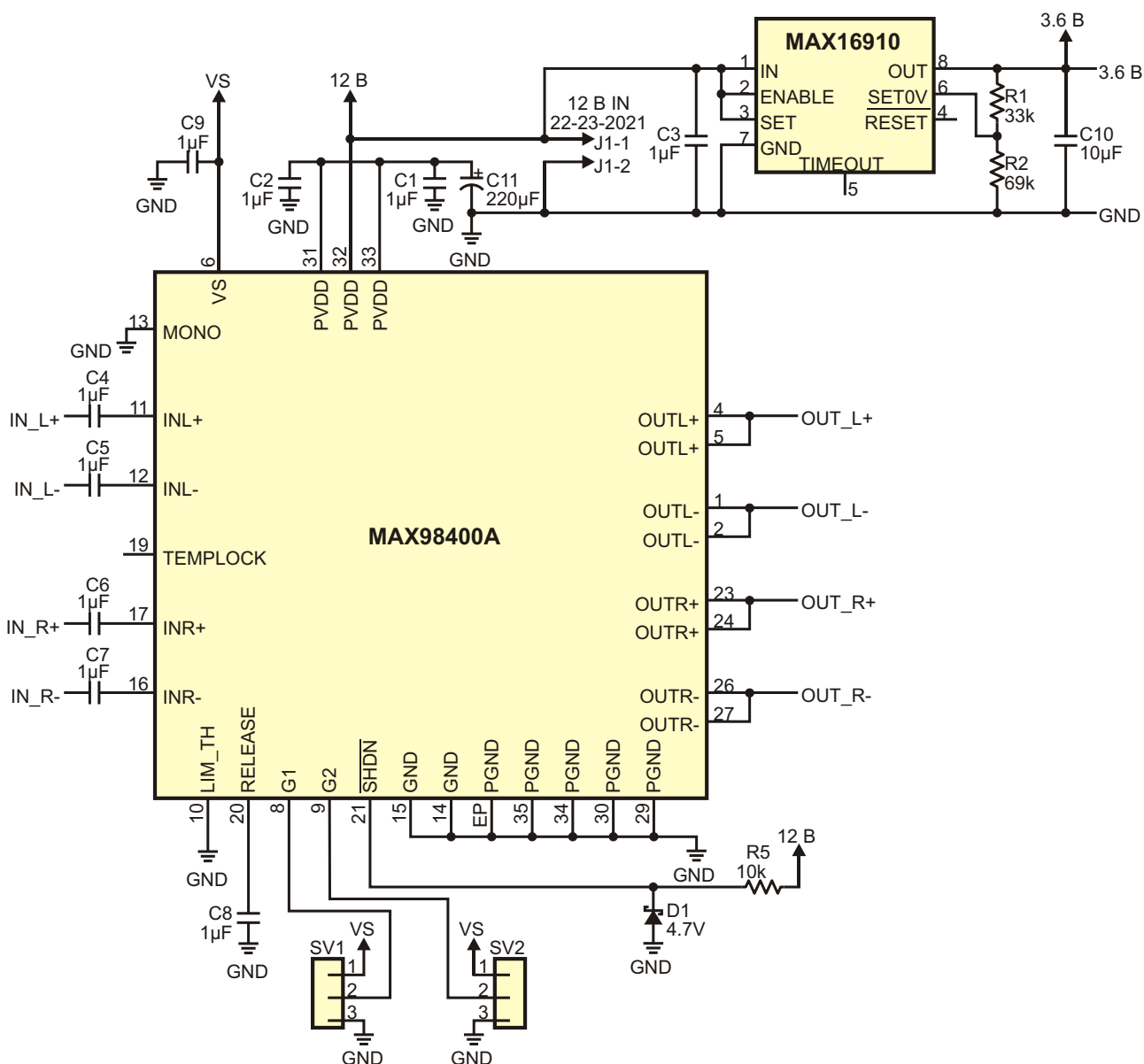


Рисунок 6. Принципиальная схема платы стерео аудио усилителя.

В стерео усилителе используется линейный LDO стабилизатор напряжения MAX16910, вырабатывающий напряжение 3.6 В из входного напряжения 12 В. Выход стабилизатора соединен с контактами аккумулятора гарнитуры. Выходное напряжение LDO стабилизатора можно выбрать в диапазоне между 3.4 В и 4.2 В. MAX16910 с максимальным входным напряжением 30 В и встроенной защитой от перегрева и перегрузки как нельзя лучше подходит для нашего приложения. Если сопротивления резисторов R1 и R2 соответствуют значениям, указанным на Рисунке 6, выходное напряжение стабилизатора будет равно приблизительно 3.8 В; для питания гарнитуры это идеально.

Из Рисунка 6 видно, что для работы усилителя MAX98400A требуется несколько внешних компонентов. Коэффициент усиления выбирается переключателями SV1 и SV2; его максимальное значение G_{MAX} равно 32.9 дБ, что соответствует 44.2 В/В:

$$G_{MAX} [\text{дБ}] = 32.9 \text{ дБ}$$

$$G_{MAX} [\text{В/В}] = 10^{\frac{32.9}{20}} = 44.2 \text{ В/В}.$$

Коэффициент усиления будет максимальным, когда контакты SV1 разомкнуты, а выводы 1 и 2 SV2 соединены вместе (Таблица 1).

Таблица 1. Установки коэффициентов усиления стерео аудио усилителя MAX98400A

SV1	SV2	Усиление (дБ)	Усиление (В/В)
2–3	2–3	9	2.8
Разомкнуты	2–3	13	4.5
1–2	2–3	16.7	6.8
2–3	Разомкнуты	20.1	10.1
Разомкнуты	Разомкнуты	23.3	14.6
1–2	Разомкнуты	26.4	20.9
2–3	1–2	29.8	30.9
Разомкнуты	1–2	32.9	44.2

Поэтому при напряжении питания 12 В и коэффициенте усиления 44.2 В/В максимальный входной сигнал, который пройдет на выход без ограничения и искажений, равен

$$V_{IN_MAX} = \frac{12 \text{ В}}{42.2 \text{ В/В}} = 270 \text{ мВ.}$$

В усилитель интегрирована цепь, защищающая выход от искажений, вызываемых ограничением сигнала. Это очень удобно, так как без цепи защиты при максимальном усилении было бы необходимо каким-то образом заботиться о том, чтобы максимальное напряжение на выходе гарнитуры не превышало 270 мВ, и сигнал не искажался при громкости, установленной на максимальный уровень. В микросхеме MAX98400A предусмотрен также альтернативный способ снижения усиления выбором различных комбинаций напряжений на специальных выводах SV1 и SV2.

Теперь рассмотрим некоторые вопросы, связанные с тепловыделением схемы. При напряжении питания 12 В, сопротивлении нагрузке 4 Ом и выходной мощности 20 Вт с.к.з. КПД усилителя составляет примерно 85%. Мы можем рассчитать, сколько мощности рассеивает микросхема в таком режиме, с помощью следующей формулы:

$$P_{DIS} = P_{OUT} \frac{100\% - \text{КПД}}{\text{КПД}}$$

$$20 \text{ Вт} \frac{100\% - 85\%}{85\%} = 3.5 \text{ Вт.}$$

где

P_{DIS} – мощность рассеивания,

P_{OUT} – выходная мощность (среднеквадратичное значение).

MAX98400A выпускается в 36-выводном корпусе TQFN, конструктивно плохо приспособленном для установки на него теплоотвода. Альтернативным способом отвода тепла от усилителя может стать припайка вскрытого теплоотводящего основания корпуса к области металлизации печатной платы с большим количеством переходных отверстий. Последним бастионом тепловой защиты MAX98400A будет служить встроенная защита от перегрева.

Это гарантирует, что когда Bluetooth аудио система используется при очень высокой температуре воздуха, а аудио усилитель отдает максимальную выходную мощность, ничто не будет повреждено или сломано.



Рисунок 7. Система, собранная в корпусе.

Сборка системы

Для окончательной сборки системы был выбран стандартный промышленный водозащищенный корпус размером 120 × 160 мм. На Рисунке 7 показана собранная и полностью функциональная система со всеми необходимыми блоками.

А теперь немного музыки

В этой статье было рассказано, как сделать недорогую беспроводную Bluetooth стерео аудио систему для использования на открытом воздухе. Теперь настало время закрепить систему на жесткой поверхности, скажем, на стене дома, присоединить динамики и подключить сетевое напряжение (Рисунок 8). Установите Bluetooth соединение и наслаждайтесь музыкой!



Рисунок 8. Корпус системы, установленный на внешней стене дома.

Приложение 1

Предметы рассмотрения

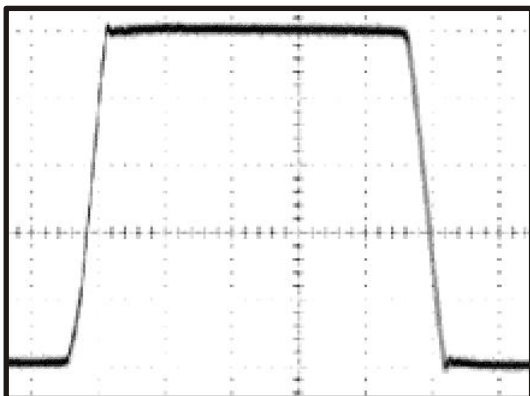
Аудио усилитель

При использовании аудио усилителей класса D всегда встают проблемы электромагнитных помех. Если кабели, идущие к акустическим колонкам вашей системы имеют большую длину (свыше 1 м), будет неплохо для снижения уровня электромаг-

нитных излучений воспользоваться ферритовыми шайбами, надетыми на провода динамиков.

Соблюдение требований стандарта EN55022B, ограничивающего допустимый уровень излучаемых помех, дополнительно упрощают сами стерео усилители компании Maxim с технологией активного подавления излучений, к каковым относится и

ОСЦИЛЛОГРАММА СИГНАЛА НА ВЫХОДЕ
УСИЛИТЕЛЯ КЛАССА D КОМПАНИИ MAXIM
С АКТИВНЫМ ПОДАВЛЕНИЕМ ИЗЛУЧЕНИЙ



ОСЦИЛЛОГРАММА СИГНАЛА НА ВЫХОДЕ
УСИЛИТЕЛЯ КЛАССА D КОМПАНИИ MAXIM
БЕЗ АКТИВНОГО ПОДАВЛЕНИЯ ИЗЛУЧЕНИЙ

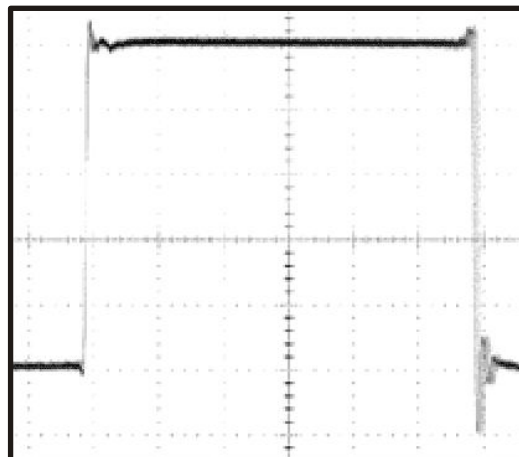


Рисунок 9. Осциллограммы выходных импульсов усилителя класса D компании Maxim с включенным и выключенным активным подавлением излучений. Выбросы на передних и задних фронтах на правой осциллограмме являются источниками паразитных излучений.

MAX98400A. Технология оптимизирует форму управляющих напряжений на затворах выходных МОП транзисторов, кардинально уменьшая выбросы на передних и задних фронтах импульсов, тем самым, значительно снижая уровень излучений без ухудшения аудио параметров (Рисунок 9).

Стерео Bluetooth наушники

Скомпоновать систему из источника питания, стерео Bluetooth наушников, аудио усилителя, выключателей и светодиодов можно множеством различных способов. Но при любом варианте внимательно следите за тем, чтобы провода не пересекались с антенной Bluetooth, поскольку это может уменьшить дальность связи Bluetooth.

Кроме того, не устанавливайте систему слишком близко к другим передатчикам беспроводной связи, например, возле WLAN маршрутизаторов, так как их сигналы могут создавать помехи для приемника наушников.

Источник питания

Коэффициент подавления пульсаций питания в усилителе, который мы использовали в проекте, равен 67 дБ, что считается очень хорошим показателем. Тем не менее, обязательно позаботьтесь о том, чтобы качество стабилизации выходного напряжения выбранным вами источником питания было достаточно высоким. На практике это требование означает, что при покупке источника не следует выбирать устройство с минимальной ценой.

Индикаторные светодиоды

Возможно, самой трудной частью сборки системы будет припайка проводов к контактными площадкам светодиодных индикаторов, расположенных на печатной плате Nokia

BH-214 PCB. Если вы хоть немного сомневаетесь в своей способности припаять эти провода, замените корпус другим, имеющим прозрачную верхнюю крышку. В этом случае стерео Bluetooth гарнитуру нужно будет установить так, чтобы ее светодиоды были видны сквозь переднюю крышку. Тогда индикаторные светодиоды не придется демонтировать с печатной платы.

И хотя все равно будет нужно припаять к печатной плате гарнитуры провода, идущие к выключателю и контактам аккумулятора, сделать это намного проще, чем в случае со светодиодными индикаторами.

Светодиод включения питания необязателен. Но если вы решите его установить, потребуется последовательный ограничивающий резистор, сопротивление которого можно рассчитать по формуле

$$R_{LED} = \frac{V_{SUPPLY} - V_{LED}}{I_{LED}},$$

где

R_{LED} – сопротивление ограничивающего резистора,

V_{SUPPLY} – напряжение источника питания,

V_{LED} – прямое падение напряжения на светодиоде,

I_{LED} – прямой ток светодиода.

При питании светодиодов выходным напряжением LDO стабилизатора 3.6 В и прямым напряжением 1.8 В для того, например, чтобы установить ток светодиода 8 мА, сопротивление последовательного резистора должно быть равно

$$R_{LED} = \frac{3.6V - 1.8V}{8 \text{ мА}} = 220 \text{ Ом.}$$

Приложение 2

Компромиссы между усилителями классов D и AB

По изложенным выше причинам в описываемой схеме используется аудио усилитель класса D. Однако, не исключено, что вместо

него вы захотите сделать схему на усилителе класса AB. КПД системы намного упадет. Работающий в таких же условиях усилитель класса AB имеет КПД примерно на 50% меньший, чем устройство класса D, из-за чего на усилителе будет рассеиваться мощность до

10 Вт. Это потребует использования довольно большого теплоотвода для температурной защиты микросхемы.

Если задуматься, как много мощности понапрасну рассеивал бы в этом приложении усилитель класса АВ, станет проще понять, почему вводит в заблуждение термин «среднеквадратичная выходная мощность». Представим себе, что два усилителя, класса D и класса АВ, отдадут одинаковую

мощность 20 Вт с.к.з. В нашем примере MAX98400A будет рассеивать мощность 3.5 Вт, а усилитель класса АВ – 10 Вт. Таким образом, даже когда среднеквадратичная выходная мощность кажется одинаковой, усилитель класса АВ не может отдавать в динамики столько же мощности, поскольку много энергии уходит в тепло. И, в конечном счете, следствием уменьшения мощности становится более слабый звук.

Приложение 3

Таблица 2. Перечень элементов системы

Элемент	Кол-во	Описание
Источник питания 12 В	1	Модуль драйвера светодиодов LSP10X или аналогичный (с сетевым кабелем)
Bluetooth гарнитура	1	Стерео Bluetooth наушники Nokia BH-214
Корпус	1	IDE 55DS161 EL161 18800 или аналогичный
Зеленый светодиод	1	Сверхяркий зеленый светодиод диаметром 3 мм или 5 мм для индикации питания системы
Двухцветный светодиод	1	Двухцветный светодиод диаметром 3 мм или 5 мм с общим анодом для индикации состояния системы
Синий светодиод	1	Сверхяркий синий светодиод диаметром 3 мм или 5 мм для индикации состояния Bluetooth соединения
Держатель светодиода	3	Металлический держатель для светодиодов диаметром 3 мм или 5 мм
Выключатель гарнитуры	1	Miyama MS-016 или аналогичный (убедитесь, что используется переключатель без фиксации)
Сетевой выключатель	1	Выключатель Arco H8550VBBB01 6A/250VAC или аналогичный
Кабельный зажим	1	Кабельный зажим для сетевого провода
Разъем RCA	2	Гнездо, монтируемое на корпус

Элементы системы

Перечень используемых элементов системы представлен в Таблице 2. [РЛ](#)

Материалы по теме

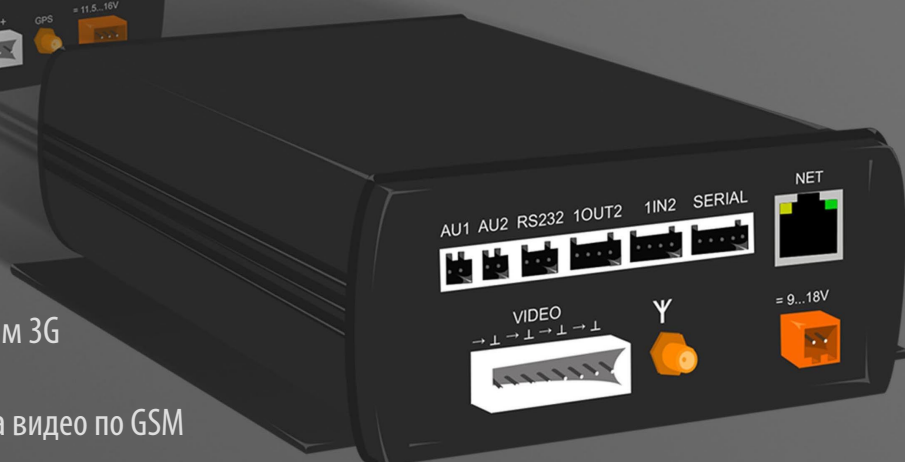
1. [Datasheet Maxim Integrated MAX98400A](#)
2. [Datasheet Maxim Integrated MAX16910](#)

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>

Использование стандартного буфера шины для увеличения длины линии интерфейса 1-Wire

Girish Choudankar

Electronic Design

Интерфейс 1-Wire дешев и эффективен, но может использоваться лишь на небольших расстояниях. Используя стандартную микросхему буфера шины, длину линию связи можно увеличить, одновременно создав удобный интерфейс микроконтроллера

Невысокое быстродействие устройств 1-Wire компании Maxim делает их удобными для измерения физических параметров, таких например, как температура в системах отопления и вентиляции. Кроме того, они весьма полезны в устройствах с сильно ограниченным числом портов ввода/вывода, так как нуждаются лишь в одной линии данных и «земле».

Если посмотреть в справочные данные, подключение датчика температуры к микроконтроллеру, как при использовании внешнего, так и паразитного питания, кажется простым. Однако дистанционное измерение температуры с помощью микросхемы DS18S20, работающей как периферийное устройство основной платы, может потребовать сложных аппаратных и программных решений.

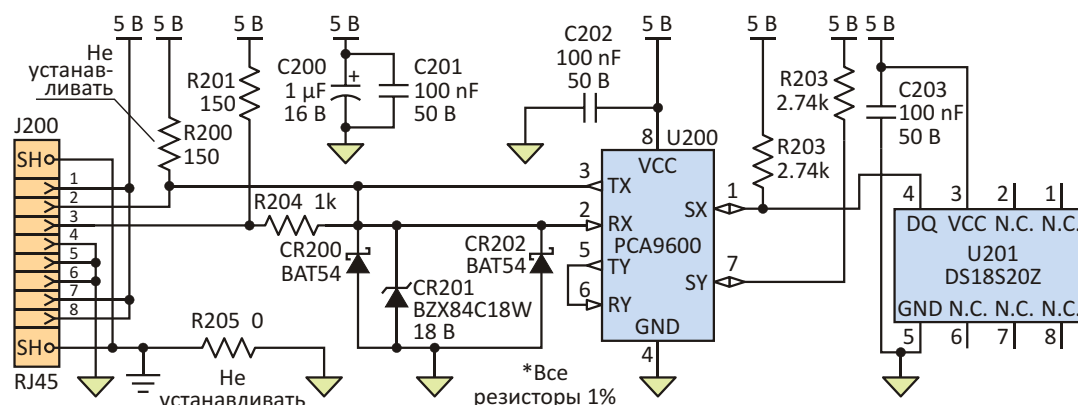


Рисунок 1. На плате интерфейса удаленного датчика имеются драйвер и разъем RJ45 для подключения устройства с интерфейсом 1-Wire (DS18S20). Примечание: резистор R205 устанавливается в том случае, когда требуется изоляция экрана и системной земли, и может быть заменен ферритовой бусиной. Поскольку экранированные кабели обычно не используются, эти резисторы обозначены как «Не подключать».

Измерение мощности переменного тока с использованием ШИМ и АИМ

Adolfo Mondragon

EDN

Среднюю мощность, потребляемую от сети 60 Гц (эквивалентную произведению $V_{с.к.з.} I_{с.к.з.} \cos \phi$), можно измерять путем перемножения и последующего усреднения мгновенных выборок значений тока и напряжения. Для этого требуется четырехквadrантное умножение, поскольку мгновенные значения напряжения и тока могут иметь противоположную полярность. Известно множес-

тво способов решения этой задачи, включая аналого-цифровое преобразование с последующей цифровой обработкой сигналов или использование довольно дорогой микросхемы аналогового умножителя, за которой, опять же, должны следовать цепи обработки – аналоговой или цифровой. В статье предлагается еще один, третий способ решения этой задачи (Рисунок 1). В описываемой

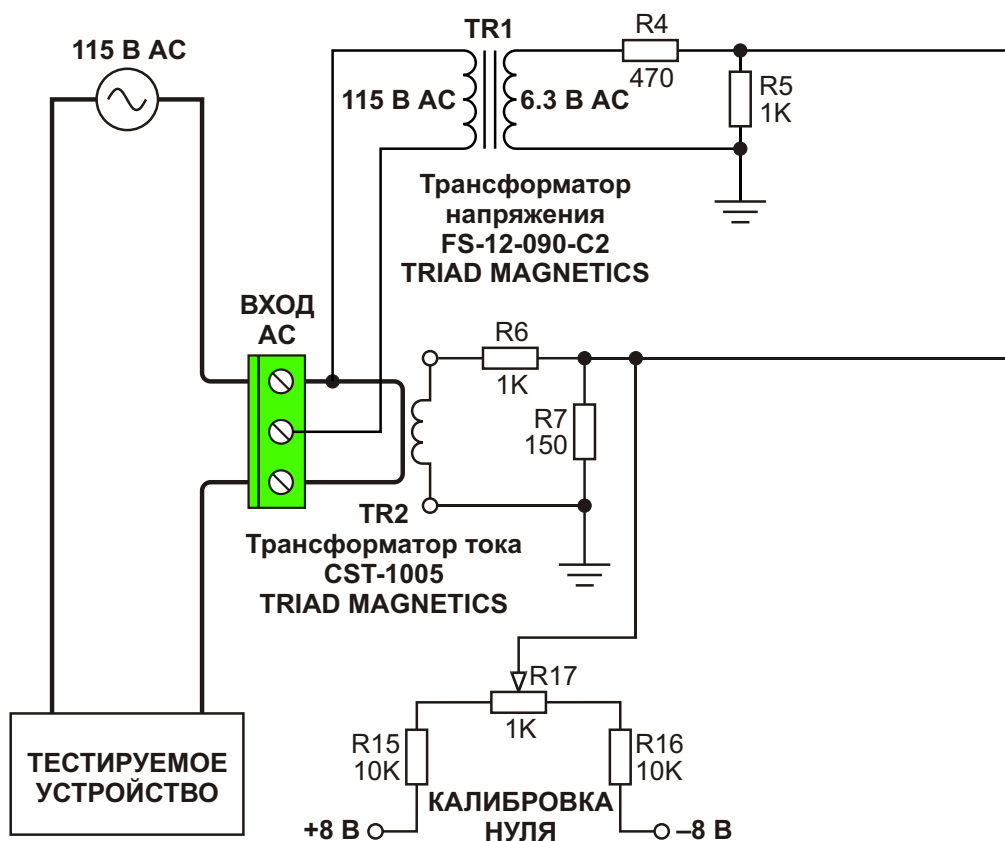


Рисунок 1. Измерение мощности переменного тока, основанное на модуляции импульсов.

схеме используется широтно-импульсный/амплитудно-импульсный модулятор (ШИМ/АИМ), реализованный на недорогих операционных усилителях (ОУ) и аналоговом ключе. Схема может быть адаптирована к множеству других приложений.

В основе концепции ШИМ/АИМ умножителя лежит тот факт, что усредненное за один период значение импульсного сигнала равно площади импульса, деленной на период повторения импульсов. Если амплитуда каждого прямоугольного импульса будет пропорциональна напряжению, а ширина пропорциональна току, площадь прямоугольника будет пропорциональна напряжению, умноженному на ток. Если период повторения импульсов намного больше, чем период измеряемой частоты, мы вправе считать, что за время между двумя импульсами напряжение и ток существенно не изменяются. За выходом ШИМ/АИМ следует фильтр нижних частот, который удаляет частоту ШИМ и ее гармоники, восстанавливая требуемое среднее значение сигнала.

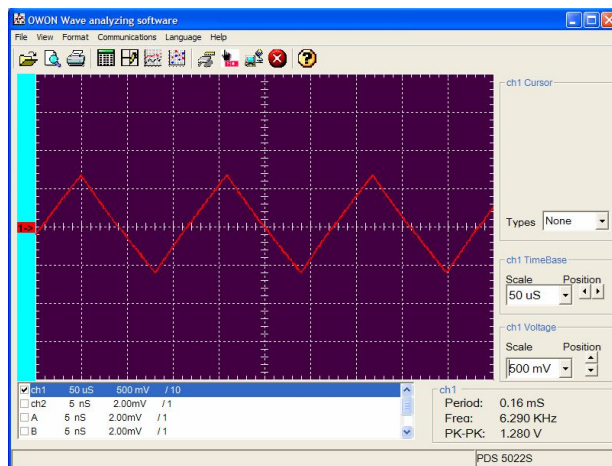
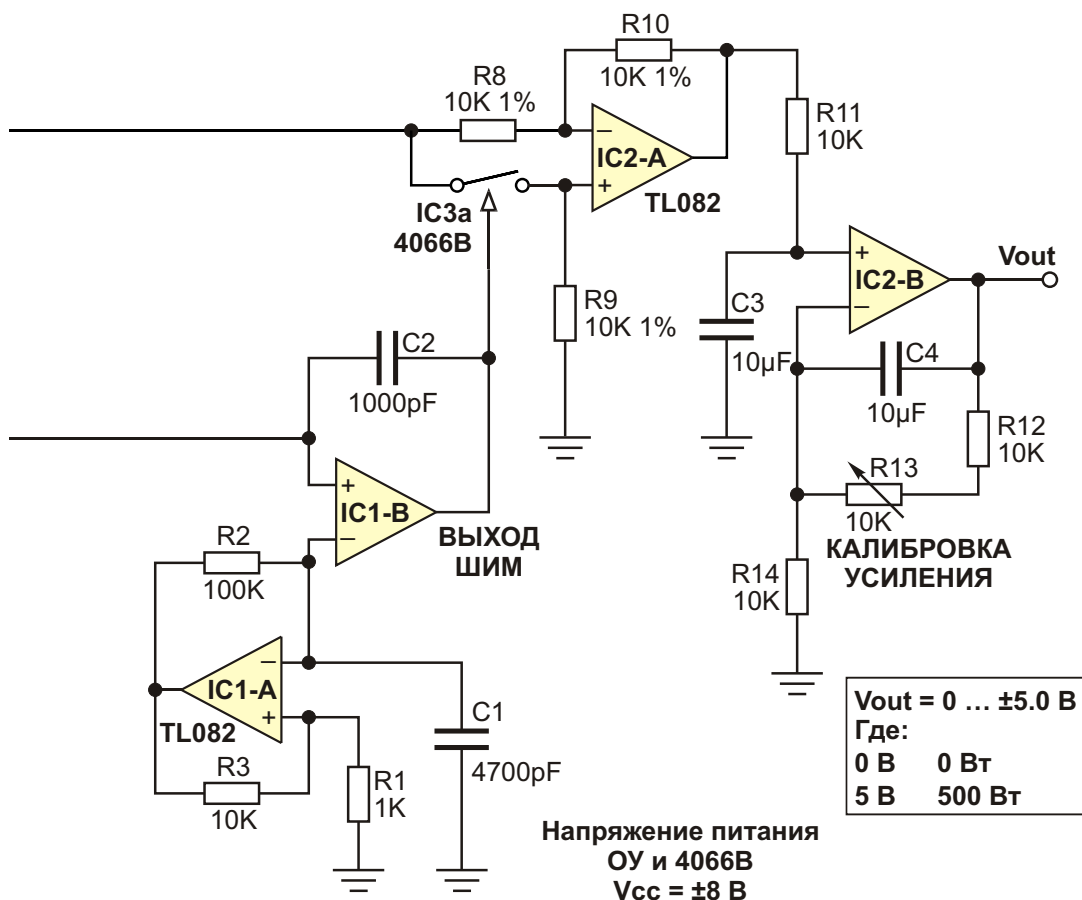


Рисунок 2. Осциллограмма сигнала на входе (–) микросхемы IC1-B.

В схеме использованы два трансформатора: понижающий трансформатор TR1, с выхода которого берется низковольтный сигнал напряжения, и трансформатор тока TR2, вырабатывающий низкоуровневый, полностью гальванически изолированный токовый сигнал.



ОУ IC1-A, включенный как компаратор, генерирует достаточно линейные треугольные импульсы с частотой примерно 6 кГц (Рисунок 2). Столь значительная передискретизация, при которой частота выборки в 100 раз превышает частоту сигнала 60 Гц и в 50 раз теоретическую частоту Найквиста, требуется для того, чтобы снизить ошибку до величины менее 1% от полной шкалы. Для приемлемой линейности отклика размах треугольного сигнала от пика до пика должен удовлетворять двум критериям. Во-первых, для того чтобы коэффициент заполнения импульсов ШИМ мог достигать 100%, он не должен быть меньше максимального пикового напряжения, получаемого с выхода трансформатора тока T2. Во-вторых, он должен быть, по крайней мере, на 10% меньше, чем $\pm V_{CC}$.

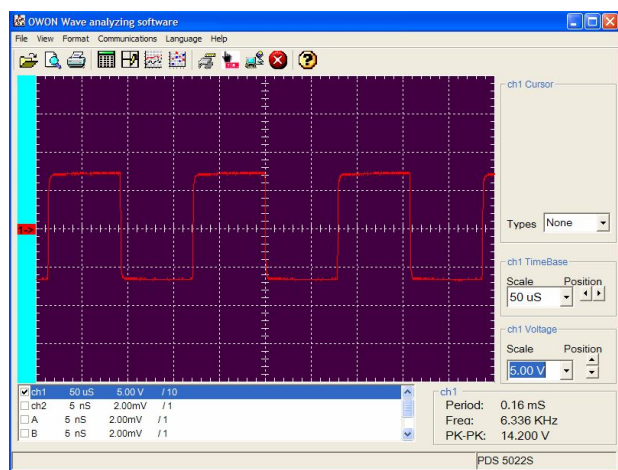


Рисунок 3. Осциллограмма сигнала на выходе микросхемы IC1-B.

На ОУ IC1-B сделан генератор, формирующий симметричные относительно нуля прямоугольные импульсы с коэффициентом заполнения, зависящим от мгновенного значения сигнала на выходе трансформатора тока (Рисунок 3). Конденсатор C2 необходим для обострения фронтов импульсов выходного напряжения. Для того, чтобы прямоугольные импульсы ШИМ имели оптимальные параметры, операционные усилители должны иметь скорость нарастания не менее 10 В/мкс. Когда мгновенное значение сигнала на выходе трансформатора тока T2 равно нулю, коэффициент заполнения импульсов на выходе IC1-B будет равен 50%. По мере роста сигнала датчика тока от нуля до уровня полной шкалы, коэффициент заполнения увеличивается от 50% до 100%. При умень-

шения токового сигнала от нуля до отрицательного уровня полной шкалы, коэффициент заполнения изменяется от 50% до 0%.

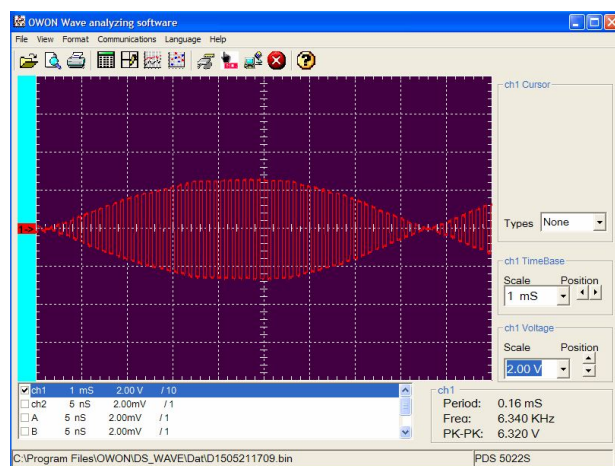


Рисунок 4. Осциллограмма сигнала на выходе микросхемы IC2-A.

ОУ IC2-A, ключ IC3-A и окружающие их резисторы образуют четырехквадрантный умножитель [1] в виде усилителя с коэффициентом усиления либо +1 (при замкнутом ключе), либо -1 (при разомкнутом ключе). Ключ управляется сигналом ШИМ с выхода IC1-B; он закрывается при положительном уровне сигнала на выходе IC1-B, и открывается при отрицательном уровне. Показанный на Рисунке 4 результирующий сигнал на выходе IC2-A является копией сигнала ШИМ на выходе IC1-B (коэффициент заполнения пропорционален току), за исключением амплитуды, которая пропорциональна напряжению.

Последним каскадом схемы является фильтр нижних частот на микросхеме IC2-B, удаляющий из выходного сигнала как частоту ШИМ 6 кГц и ее гармоники, так и модулирующую частоту 60 Гц. В результате на выходе схемы формируется усредненный сигнал ШИМ, соответствующий среднему значению мощности переменного тока 60 Гц. **РЛ**

Ссылки

1. Maxim Integrated, App. Note 4502, "Single IC PWM Modulator has 2% Linearity", Ahmad Ayar, Aug 10, 2010.
2. Maxim Integrated, App. Note 4281, "Advanced Power Line Monitoring Requires a High Performance Simultaneous Sampling ADC", Joseph Shtargot, Sept. 26, 2008
3. EDN Design Ideas, "Two IC-Circuit Combines Digital and Analog Signals to Make Multiplier Circuit", Rick Mally, Jan. 2013

Высокоимпедансный пробник расширяет область применения радиочастотных анализаторов спектра

Steve Hageman

EDN

Частотные характеристики современных моделей анализаторов спектра начинаются лишь с 10 Гц. В комбинации с программой быстрого преобразования Фурье, расширяющей рабочий диапазон частот в область низких частот, современный анализатор спектра можно превратить в незаменимый инструмент для разработки и отладки аналоговых схем. К сожалению, анализаторы спектра, рассчитанные, в первую очередь, на измерения радиочастотных сигналов, имеют входной импеданс 50 Ом, представляющий собой слишком тяжелую нагрузку для большинства высокоомных аналоговых цепей. Вы можете импровизировать с более высокоимпедансными пробниками, включив последовательно с 50-омным входом резистор 953 Ом, но в результате получите входное сопротивление лишь 1 кОм и ослабите измеряемый сигнал на 26 дБ.

Кроме того, входы большинства радиочастотных анализаторов спектра не имеют развязки по переменному току, и любая постоянная составляющая входного напряжения напрямую попадает либо на внутренний согласующий резистор, либо на входной смеситель. Для того чтобы иметь возможность работы с низкочастотными сигналами от 10 Гц, последовательно с входным щупом вам придется включить разделительный конденсатор емкостью, по крайней мере, 2 мкФ и резистор сопротивлением 953 Ом. И хотя

входные цепи осциллографов могут выдерживать кратковременные перегрузки, вызванные случайными прикосновениями щупов и переходными процессами при разряде конденсаторов, использование с анализатором спектра низкоимпедансных пробников со связью по постоянному току может привести к повреждению дорогого и, возможно, трудно заменяемого входного смесителя.

Безусловно, высокоимпедансные пробники имеются в продаже, но они очень дороги, как при покупке, так и в ремонте. В этой статье предлагается альтернатива: дешевый и надежно защищенный пробник с единичным усилением и таким же входным импедансом, как у настольного осциллографа, способный работать на 50-омный вход анализатора спектра. Пробник имеет следующие характеристики:

- усиление: 0 ± 0.2 дБ на частоте 100 кГц;
- входной импеданс: 1 МОм/15 пФ;
- максимально допустимое входное напряжение: 0.8 В пик-пик;
- сопротивление нагрузки: 50 Ом;
- полоса пропускания по уровню -3 дБ: 10 Гц ... 200 МГц;
- неравномерность частотной характеристики в полосе пропускания: менее 1 дБ пик-пик;
- входной шум на частоте 1 МГц: менее 10 нВ/ Гц

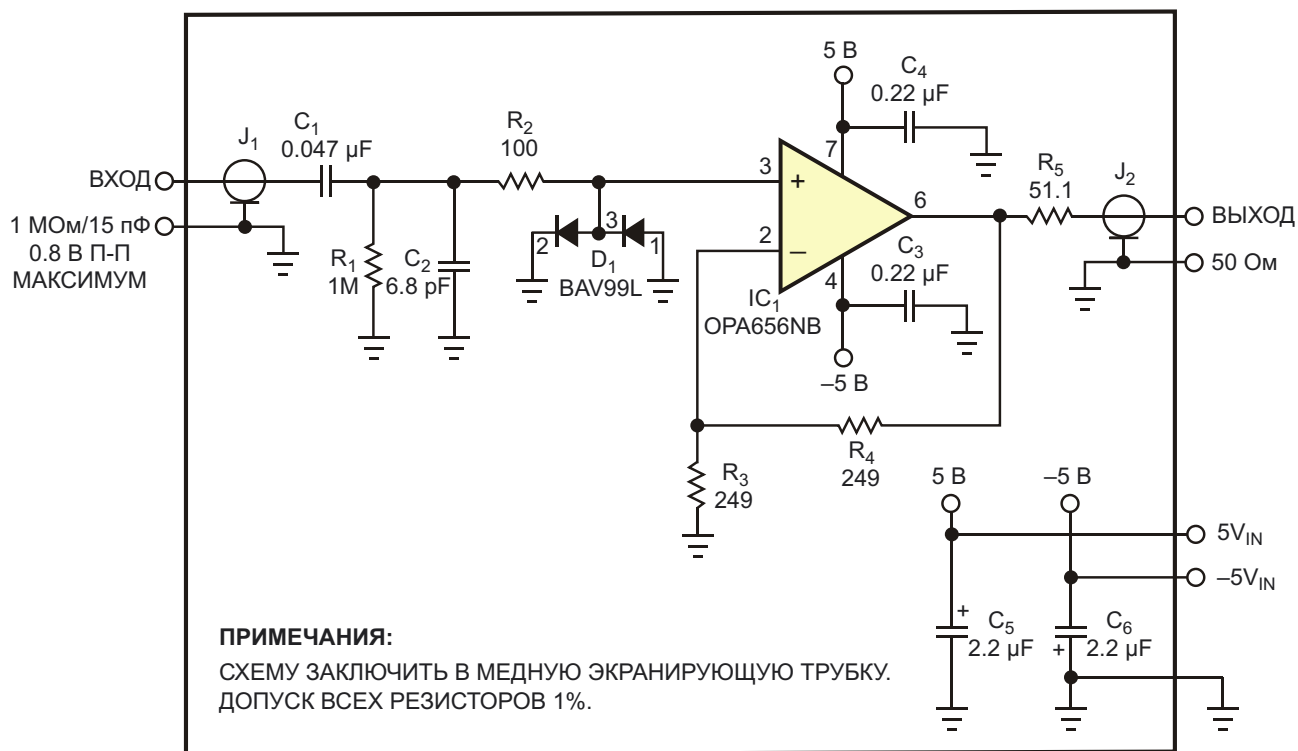


Рисунок 1. Всего небольшая горсть компонентов позволит вам расширить возможности анализатора спектра. Этот щуп с единичным усилением имитирует входные характеристики стандартного осциллографического щупа 1 МОм/15 пФ и легко работает на нагрузку 50 Ом.

- искажения входного сигнала амплитудой 0.5 В пик-пик:
 - второго порядка: менее –75 дБн,
 - третьего порядка: менее –85 дБн;
- напряжение/ток питания: ±5 В/18 мА.

Изображенную на Рисунке 1 схему вы можете собрать за один вечер из горстки недорогих компонентов. Вход схемы имеет такие же параметры, как и настольный осциллограф – сопротивление 1 МОм с параллель-

ной емкостью 15 пФ. Вы также можете расширить сферу применения этого активного устройства, используя его вместо стандартных осциллографических пробников 1:1 или 1:10. Включенные друг за другом кремниевые диоды D1 ограничивают входной сигнал на уровне падающих на них прямых напряжений, защищая входной смеситель от повышенных напряжений и электростатических разрядов. В связи с тем, что большинство пользователей использует пробник и анали-

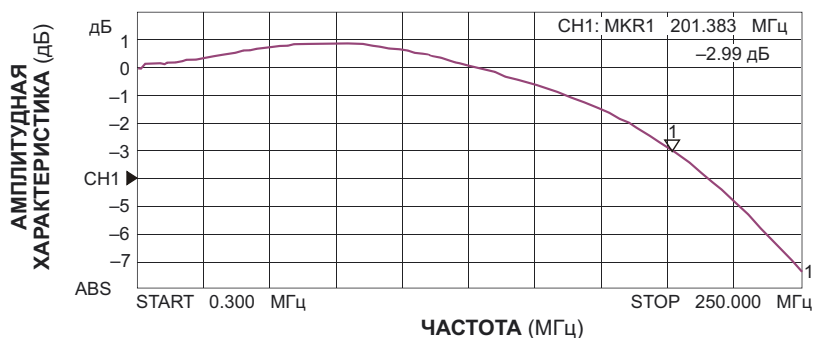


Рисунок 2. В измеренной по уровню –3 дБ полосе пропускания от 10 Гц до 200 МГц АЧХ щупа имеет неравномерность чуть меньше 1 дБ, что выгодно отличает его от многих имеющихся в продаже активных щупов на полевых транзисторах с типичной неравномерностью АЧХ ±2 дБ.

затвор спектра для измерения сигналов и шумов малых амплитуд, такое ограничение больших сигналов несущественно для большинства приложений.

Высококачественный операционный усилитель OPA656 компании Texas Instruments (IC1) с полевыми транзисторами на входах обеспечивает усиление, равное двум. В такой конфигурации его полоса пропускания составляет примерно 200 МГц (Рисунок 2). OPA656 может работать на нагрузку 50 Ом с последовательным согласующим резистором. При общем сопротивлении нагрузки 100 Ом потери усиления составляют 6 дБ, и результирующее усиление схемы оказывается равным единице. Кроме того, OPA656 вносит меньше шумов и искажений, чем большинство имеющихся в продаже активных пробников с полевыми транзисторами на входах.

Пробник заключен в небольшой отрезок медной трубки (Рисунок 3), которая продается в магазинах товаров для хобби. На входе использован разъем SMA, имеющий множество переходных адаптеров к разъемам других типов, в частности, к BNC. Для питания пробника требуются источники напряжения +5 и –5 В, от каждого из которых схема забирает приблизительно по 18 мА. Эти напряжения можно взять с клемм питания пробника, если таковые имеются на измерительном



Рисунок 3. Пробник можно собрать на кусочке макетной платы, уместяющемся в отрезке медной трубки. К входному разъему SMA выпускается множество адаптеров, несколько из которых показано на фотографии. Со стороны выхода торец трубки закройте резиновой втулкой.

приборе, или самостоятельно изготовив простейший источник питания из трансформатора и линейных стабилизаторов, в качестве которых лучше всего использовать 78L05 и 79L05.

Для подключения щупов к измерительному прибору используется стандартный тонкий 50-омный кабель. Чтобы получить максимально плоскую частотную характеристику и однородное усиление, согласуйте выход щупа 50-омным резистором. Выходной конденсатор для блокировки постоянного напряжения в этой схеме не нужен. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA656](#)



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!