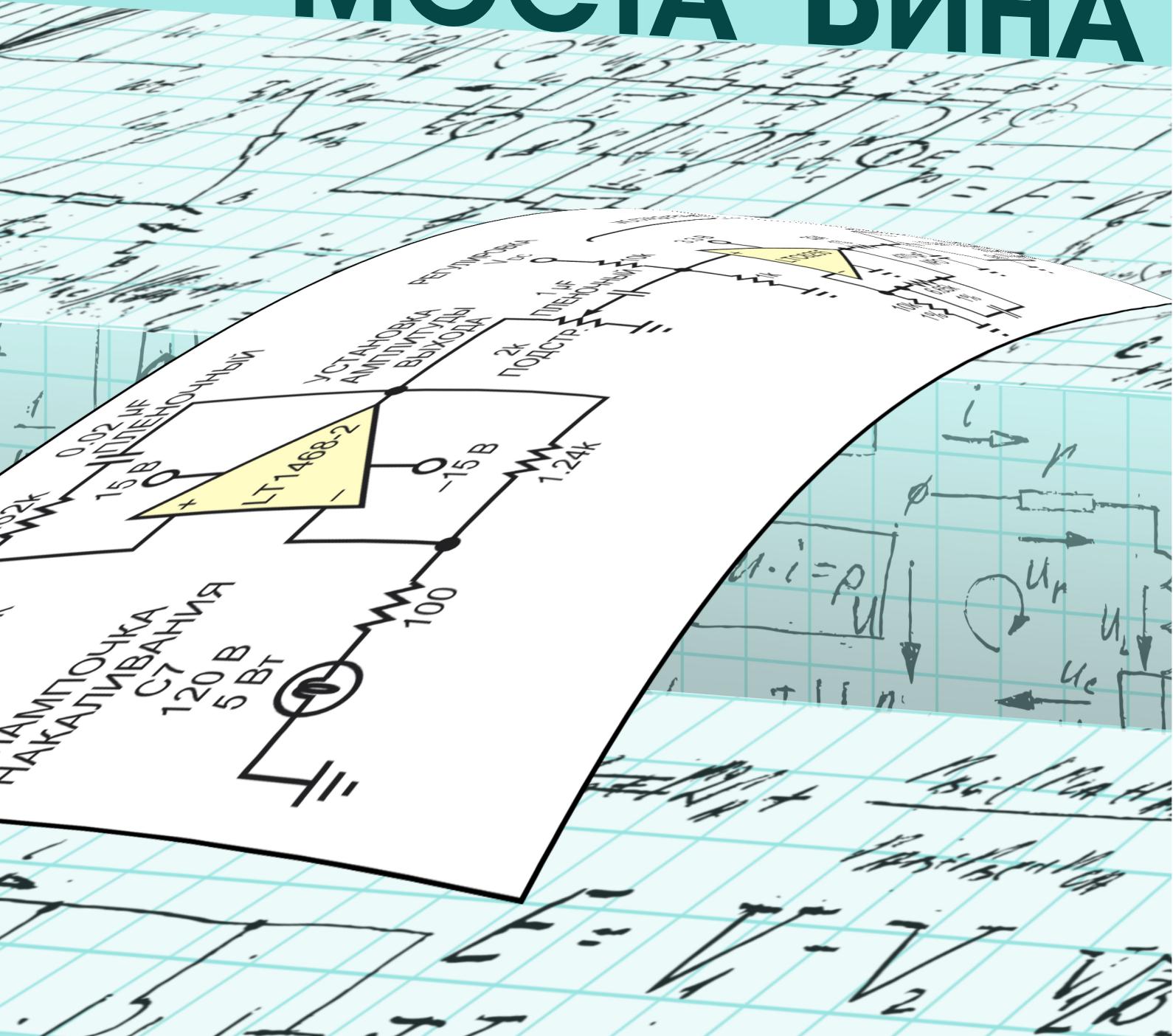




РАДИОЛОЦМАН

ФЕВРАЛЬ 2020 (105)

НЕОБЫЧНАЯ КОНФИГУРАЦИЯ МОСТА ВИНА





РадиоЛоцман.Журнал

www.rlocman.ru/magazine

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



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



РАДИОЛОЦМАН

Февраль 2020 (105)

Главный редактор:

А. Николаев

Над номером
работали:

М. Басков
В. Колесник
О. Левашов
Д. Леканов
С. Муратчев
А. Николаев
А. Рузы

Директор:

С. Муратчев

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (903) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

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

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:
www.rlocman.ru/magazine

Новости

- 4 Компания «Микроволновая Электроника» выпускает на отечественный рынок измерительный приемник высшего класса MWR-135UW
- 4 Драйвер MOSFET синхронного выпрямителя компании Diodes поддерживает три режима преобразования
- 5 Мощный синий лазер от Osram обеспечивает захватывающие дух впечатления на массовых мероприятиях
- 6 Потребление новых датчиков приближения Vishay снижено до 6 мкА
- 7 STMicroelectronics выпустила высоконтегрированные DC/DC преобразователи для интеллектуальных промышленных приложений
- 8 Toshiba начала производство нового микрошагового драйвера двигателя высокого разрешения с интегрированными датчиками тока
- 9 Texas Instruments представила первую микросхему изолированного DC/DC преобразователя с интегрированным трансформатором новой конструкции
- 10 Analog Devices анонсировала высокоеффективный контроллер синхронного повышающего DC/DC регулятора
- 12 Holtek выпускает новый ARM-микроконтроллер с 24-битным АЦП
- 12 Infineon выпустила новый многорежимный контроллер обратноходового преобразователя для импульсных источников питания
- 13 STMicroelectronics подготовила к производству новое семейство драйверов высоковольтных бесщеточных двигателей
- 14 Diodes представляет 6-амперный DC/DC преобразователь для источников питания, локализованных к нагрузке
- 15 Самый миниатюрный 36-вольтовый модуль питания Texas Instruments позволит на 30% сократить размеры решения
- 16 Новые светодиоды Osram позволяют создавать ультратонкие автомобильные фары
- 17 Мощные тонкопленочные резисторы Vishay Intertechnology снизят стоимость автомобильных приложений
- 18 Toshiba анонсирует три новых сильноточных фотопрерывателя
- 18 AKM предлагает новый комплект приборов для NDIR датчиков горючих газов
- 19 Power Integrations расширяет семейство драйверов двигателей BridgeSwitch новыми 400-ваттными приборами
- 20 Новый приемопередатчик Dialog соединит устройства Industry 4.0 нового поколения с сетями IO-Link

Статьи

- 22 К вопросу об использовании светодиодов в качестве фотоприемников
- 28 Сбор энергии из холодного ночного неба. Это не шутка
- 32 Генерация электричества из ничего
- 36 Оптоэлектронная логика
- 40 Универсальные оптоэлектронные логические элементы переменного и постоянного тока
- 43 Музыкальная история компании Yamaha: звуковые Hi-Fi технологии и схемотехника усиительной аппаратуры 1980/1990-годов
- 50 Архитектура и принцип работы обратноходовых источников питания

Схемы

- 54 Генератор на мосте Вина с внешней синхронизацией
- 58 Как мы превращали тепло в электричество (особенности применения термогенераторов)
- 66 Напряжение ШИМ ЦАП устанавливается за один период тактовых импульсов
- 70 Устройство плавного заряда и разряда фильтрующих конденсаторов высоковольтного выпрямителя
- 74 Заземленной синтезированной индуктивности не нужны внешние конденсаторы
- 76 Усовершенствование фотодиодного усилителя с помощью согласованной пары полевых транзисторов
- 81 Усовершенствованная схема эффективного импульсного драйвера соленоидов и реле
- 84 Усилители формируют точные комплементарные напряжения

Компания «Микроволновая Электроника» выпускает на отечественный рынок измерительный приемник высшего класса MWR-135UW

Компания «[Микроволновая Электроника](#)», ведущий российский разработчик прецизионного контрольно-измерительного оборудования, антенных систем и электронного оборудования повышенной сложности выпускает на отечественный рынок радиоприемное устройство [MWR-135UW](#).

Измерительный приемник [MWR-135UW](#) превосходит по своим техническим характеристикам существующие аналоги на российском рынке.



Измерительный приемник MWR-135UW.

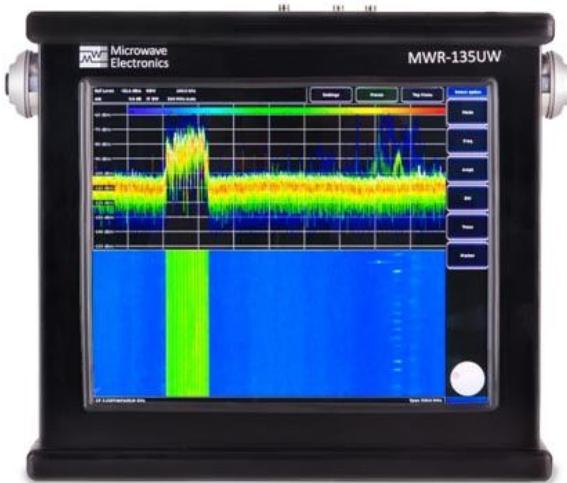
Для измерительного приемника MWR-135UW доступна опция анализатора спектра реального времени.

Анализ спектра реального времени обеспечивает ряд преимуществ, в частности:

- возможность регистрировать все сигналы, подаваемые на вход прибора, включая импульсные сигналы короткой (нс) длительности;
- более высокая скорость сканирования (при наличии опции увеличенной скорости перестройки частоты);
- возможность измерения спектра сигналов, изменяющихся во времени быстрее, чем время прохода по диапазону анализатора спектра последовательного действия.

Основные преимущества измерительного приемника [MWR-135UW](#)

- 17" графический сенсорный дисплей для подробного исследования сигналов;
- полоса анализа спектра реального времени и демодуляции: 260 МГц;
- скорость сканирования до 58 ГГц/с;
- встроенные широкополосные демодуляторы;
- чувствительность –166 дБм/Гц, динамический диапазон 153 дБ;
- фазовый шум –140 дБн/Гц на отстройке 10 кГц от несущей 1 ГГц;
- полоса разрешения (RBW) 0.1 Гц;
- интерфейс вывода данных со скоростью 10 Гбит/с Ethernet SFP+ для передачи сигналов в режиме реального времени на устройство хранения или систему обработки.



Внешний вид панели интерфейсов РПУ MWR-135UW.

Драйвер MOSFET синхронного выпрямителя компании Diodes поддерживает три режима преобразования

Компания Diodes анонсировала выпуск многорежимного драйвера MOSFET синхронного выпрямителя вторичной стороны APR348,

предназначенного для схем AC/DC выпрямления в потребительских приложениях общего назначения, ноутбуках и USB-адаптерах.



Драйвер APR348 способен управлять внешним MOSFET в конфигурации синхронного выпрямителя вторичной стороны как в верхнем, так и в нижнем плече. Гибкое и эффективное устройство поддерживает напряжения вторичной стороны до 20 В в режимах непрерывной проводимости (CCM), прерывистой проводимости и в квазирезонансном обратноходовом режиме. Эти опции предоставляют командам разработчиков полную свободу выбора схемы синхронного выпрямления.

При реализации синхронного выпрямления производители часто выбирают внешний MOSFET, поскольку он обеспечивает больший КПД преобразователей. Очень небольшое число внешних компонентов, необходимых для APR348, позволяет инженерам создавать чрезвычайно компактные и эффективные конструкции блоков питания, отвечающие запросам потребительского сектора.

Ключевой особенностью APR348 является малое время включения и выключения, что снижает потери мощности и гарантирует безопасную работу в режиме CCM. В устройстве также предусмотрен период гашения, чтобы устанавливать минимальное время включения MOSFET; это значительно улучшает характеристики за счет ограничения влияния звона напряжения.

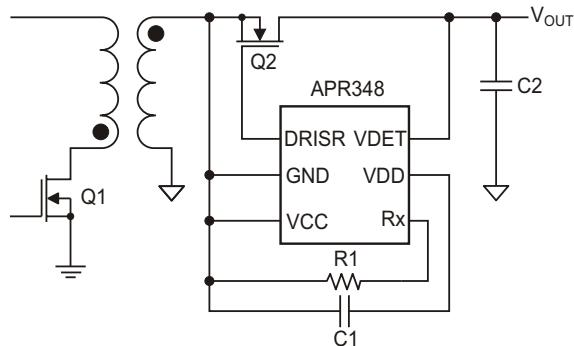


Схема включения APR348 для управления транзистором верхнего плеча.

APR348 также имеет режим легкой нагрузки, в котором при обнаружении отсутствия нагрузки или низкого выходного тока для пропуска импульсов используется внутренний таймер. Благодаря этому снижается мощность, потребляемая в режиме ожидания без нагрузки. Кроме того, коммутация верхнего плеча не требует дополнительной обмотки трансформатора, что дополнительно уменьшает стоимость материалов.

APR348 выпускается в корпусе SOT26 Type CJ.

Мощный синий лазер от Osram обеспечивает захватывающие дух впечатления на массовых мероприятиях

PLPT9_450LA_E расширяет портфель лазерных решений для освещения, предлагаемых высокотехнологичной компанией из Мюнхена

Рок и поп-шоу сегодня – это гораздо больше, чем музыка. Развлекательный фактор, включая многочисленные элементы шоу, становится все более и более важным при проведении концертов на больших стадионах и в залах в разных странах мира. Важную роль в этих представлениях играет современное постановочное освещение. Многие производители для создания незабываемых впечатлений используют световые решения Osram. Новый мощный синий лазер теперь расширя-



ет спектр возможностей, доступных производителям шоу-лазеров и прожекторов.

PLPT9_450LA_E представляет собой многомодовый лазерный диод, смонтированный в герметичном металлическом корпусе ТО. В лазерах сочетаются непревзойденные размеры с превосходным качеством пучка, что делает их особенно подходящими источниками света для шоу-лазеров и сценического освещения.



С точки зрения яркости, лазерные диоды имеют определенные преимущества перед светодиодами. При рабочем токе 2 А оптическая мощность PLPT9_450LA_E достигает 3.0 Вт, а длина волны излучаемого синего света составляет 447 нм. В типичной оптической системе лазерное излучение фокусируется в точке диаметром всего несколько микрометров. Лазер может использоваться непосредственно в качестве источника сине-

го света, или в сочетании со специальным люминофором – для преобразования в белый свет. При этом достижимая яркость источника белого света будет примерно в три раза выше, чем у сопоставимого светодиода.

PLPT9_450LA_E поставляется в проверенном надежном корпусе ТО90. По сравнению с трехвыводными корпусами ТО56 первого поколения, новый корпус ТО90 имеет только два контакта для подключения. Благодаря более простому охлаждению, выделяемое тепло может быть легко отведено от прибора. Кроме того, намного упрощается интеграция лазера в конечное световое решение.

«PLPT9_450LA_E дополняет наш широкий ассортимент InGaN лазеров 3-ваттной версиией прибора. Благодаря более простому охлаждению, диапазону рабочих температур до 85 °C и напряжению питания менее 5 В, мы можем предоставить нашим клиентам возможность создания особо компактных и легких конструкций высококачественных световых решений для шоу-лазеров, эндоскопии, профессиональных лазерных факелов и множества других приложений», – объясняет Кристоф Уолтер (Christoph Walter), менеджер подразделения лазеров и продукции для визуализации компании Osram Opto Semiconductors.

Потребление новых датчиков приближения Vishay снижено до 6 мкА

Устройства, предназначенные для потребительских и промышленных приложений

Оптоэлектронная группа компании Vishay Intertechnology представила два полностью интегральных датчика приближения, разработанных для повышения эффективности и улучшения характеристик потребительских и промышленных приложений. Новые приборы VCNL36821S и VCNL36826S, в которых инфракрасный излучатель и лазер поверхностного излучения с вертикальным резонатором(VCSEL), соответственно, объединены с фотодиодом, микросхемой сигнального процессора и 12-битным АЦП, выпускаются подразделением Vishay Semiconductors в компактном корпусе для поверхностного монтажа с размерами 2.55 мм × 2.05 мм × 1.0 мм.

По сравнению с устройствами предыдущего поколения, новые датчики приближения выпускаются в более дешевых корпусах



меньшего размера, что делает их идеальными приборами для ограниченных в объеме приложений с батарейным питанием, таких как системы, позволяющие обнаруживать, надеты ли на пользователя наушники или гарнитуры виртуальной/дополненной реальности. Кроме того, устройства с диапазонами до 300 мм могут обнаруживать столкновения в игрушках, а также в потребительских и промышленных роботах. Потребляя низкий ток от 6 мкА, VCNL36821S и VCNL36826S повышают эффективность этих приложений.

Устройства поддерживают коммуникационный интерфейс шины I²C, обеспечивающий легкий доступ к сигналу приближения, тогда как программируемая функция прерывания позволяет разработчикам задавать верхние и нижние пороги, чтобы уменьшить нагрузку на микроконтроллер. В датчиках приближения реализовано интеллектуальное подавление для устранения перекрестных помех, а интеллектуальная схема контроля присутствия обеспечивает точное обнаружение и малое время отклика. Спектральные характеристики обоих приборов имеют пики на длине волн 940 нм без видимых «красных хвостов».

VCNL36821S и VCNL36826S имеют отличную температурную компенсацию в диапазоне от -40 °C до +85 °C и имеют чувствительность к влажности, соответствующую Уровню 3 стандарта J-STD-020, что позволяет им

после вскрытия упаковки храниться в течение 168 часов. Датчики не содержат галогенов и соответствуют требованиям директивы RoHS и экологической инициативы Vishay Green.

Характеристики датчиков

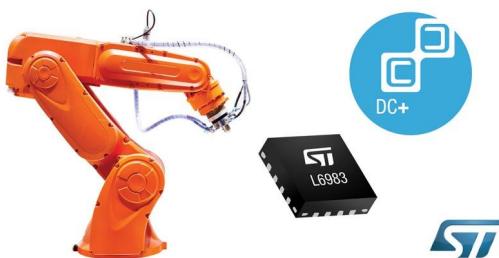
Прибор	VCNL36821S	VCNL36826S
Размеры корпуса (мм)	2.55 × 2.05 × 1.0	
Напряжение питания (В)	1.7 ... 3.6	2.62 ... 3.6
Напряжение шины I ² C (В)		1.7 ... 3.6
Ток возбуждения (mA)	156	20
Рабочий диапазон (мм)	300	200
Ток потребления (мкА)	13 ... 500	6 ... 150
Разрешение по дистанции		12 бит

Доступны единичные образцы и промышленные партии датчиков VCNL36821S и VCNL36826S. Срок выполнения крупных заказов составляет от 8 до 12 недель.

STMicroelectronics выпустила высокointегрированные DC/DC преобразователи для интеллектуальных промышленных приложений

Выпущенные STMicroelectronics высокointегрированные синхронные 3-амперные понижающие DC/DC преобразователи L6983 с входными напряжениями до 38 В обеспечивают высокий КПД при любых нагрузках с максимальным значением 95% и содержат MOSFET синхронного выпрямителя, сокращающие число внешних компонентов и упрощающие конструкцию.

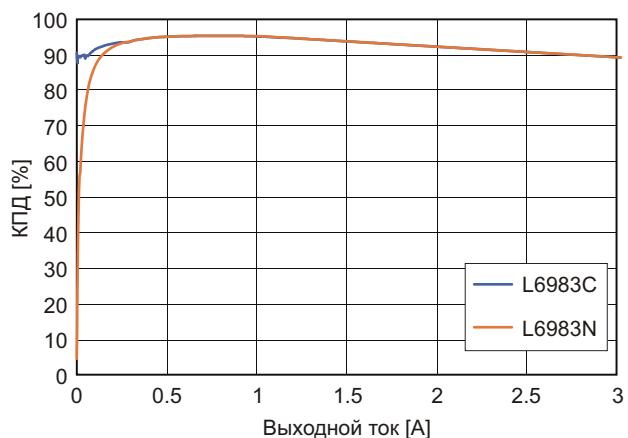
38V/3A low-I_Q buck converters maintain high efficiency at all loads



Преобразователи L6983 имеют очень низкий ток покоя 17 мкА. Доступны варианты с низким током потребления (L6983C) и низким уровнем шумов (L6983N). При токе нагрузки меньшем 0.6 А L6983C переходит в режим пропуска импульсов, тогда как L6983N, предназначенный для чувствительных к шумам

приложений, остается в режиме ШИМ при любых нагрузках, чтобы минимизировать уровень электромагнитных помех.

Благодаря широкому диапазону входных напряжений от 3.5 В до 38 В, преобразователи L6983 являются эффективным и гибким решением для промышленных систем с шинами 12 В и 24 В, оборудования с батарейным питанием, децентрализованных интеллектуальных узлов, таких как контроллеры умных домов, и постоянно включенных



Зависимость КПД от тока нагрузки при входном напряжении 12 В, выходном напряжении 5 В и частоте переключений 0.4 МГц.

устройств, в частности, интеллектуальных датчиков. Потребители могут заказать микросхемы с фиксированными выходными напряжениями 3.3 В и 5 В или с регулируемым выходным напряжением.

Имеются версии с выходом «Питание в норме», который может использоваться для управления последовательностью включения/выключения питания, выключения устройства внешней схемой или как индикатор неисправности. Кроме того, интегрированная цепь частотной коррекции петли обратной связи, защита от повышенного напряжения и схема мягкого запуска упрощают общее проектирование системы питания. Частота переключения программируется в диапазоне от 200 кГц до 2.2 МГц. Расширенный спектр сигналов синхронизации возможность тактирования от внешнего источника облегчают выполнение требований стандартов электромагнитной совместимости.

STMicroelectronics выпустила также оценочную плату STEVAL-ISA208V1 для микрос-



Оценочная плата понижающего преобразователя на основе микросхемы L6983NQTR с выходным током 3 А и входным напряжением 38 В.

хемы L6983C, которая поможет ускорить выбор устройства и разработку источника питания.

L6983C и L6983N выпускаются серийно в корпусах QFN16 размером 3 мм × 3 мм и при заказе 1000 микросхем продаются по цене \$1.50 за штуку.

Toshiba начала производство нового микрошагового драйвера двигателя высокого разрешения с интегрированными датчиками тока

При небольшом числе внешних компонентов новое устройство поддерживает большие токи двигателя и сверхтихую работу

Toshiba Electronics Europe дополнила семейство микрошаговых драйверов микросхемой TC78H670FTG. Новая микросхема представляет собой двухканальный микрошаговый драйвер двигателя высокого разрешения, способный управлять моторами в широком диапазоне рабочих напряжений. Устройство предназначено для широкого спектра потребительских приложений, включая 3D принтеры, камеры, камеры видеонаблюдения, портативные принтеры, ручные

сканеры, пикопроекторы и медицинские приборы с батарейным питанием.

Микросхема может управлять мотором с разрешением до 128 шагов в диапазоне напряжений от 2.5 В до 16 В при выходных токах до 2 А. Благодаря использованию в TC78H670FTG новейшего технологического процесса Toshiba CDMOS, сопротивление включенного выходного каскада равно всего 0.48 Ом, что уменьшает потери напряжения и тепловыделение внутри драйвера. Ультранизкий ток покоя, составляющий лишь 0.1 мА, увеличивает срок службы батарей, а способность интерфейса работать при напряжении от 1.8 В до 5.0 В позволяет подключать различные управляющие устройства и микроконтроллеры. В результате микросхема может использоваться как в приложениях с питанием от USB и батарей, так и в системах со стандартным питанием 9-12 В.

Микрошаговое управление обеспечивает плавную и бесшумную работу двигателей со



сниженной вибрацией и улучшенной точностью угла поворота. Функции безопасности включают защиту от перегрузки по току, отключение при перегреве кристалла и обнаружение обрыва нагрузки. Усовершенствованный драйвер мотора выпускается в компактном корпусе QFN16 размером всего 3 мм

× 3 мм, что наряду со встроенными детекторами тока, позволяющими исключить два громоздких и дорогостоящих токоизмерительных резистора, вносит значительный вклад в снижение стоимости и уменьшение размеров конструкции.

Массовое производство уже началось.

Texas Instruments представила первую микросхему изолированного DC/DC преобразователя с интегрированным трансформатором новой конструкции

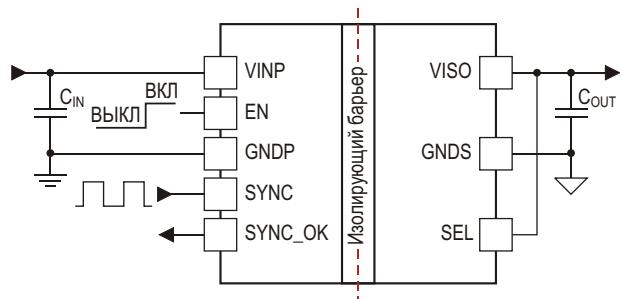
С новым высокоинтегрированным изолированным DC/DC преобразователем инженеры могут на 80% сократить размеры своих решений и увеличить КПД источников смещения в высоковольтных промышленных приложениях

Texas Instruments (TI) представила первую микросхему, созданную на основе новой запатентованной технологии интегрального трансформатора – 500-милливаттный высокоэффективный изолированный DC/DC преобразователь UCC12050 с самым низким в отрасли уровнем излучаемых электромагнитных помех. Корпус высотой 2.65 мм позволяет разработчикам сократить объем устройства до 80% по сравнению с дискретными решениями и до 60% по сравнению с модулями питания при вдвое большем КПД, чем у конкурирующих устройств. Разработанная для промышленных приложений усиленная изоляция 5 кВ с.к.з. с рабочим напряжением 1.2 кВ с.к.з. защищает от высоковольтных бросков напряжения в таких системах, как промышленный транспорт, сетевая инфраструктура и медицинское оборудование.



Иновационная технология интегральных трансформаторов TI обеспечивает высокую плотность изолированного DC/DC преобразования при низком уровне электромагнитных помех. Конструкция, размещенная в одном корпусе для поверхностного монтажа, представляет собой простую в использова-

нии низкопрофильную микросхему, сокращающую число дополнительных компонентов и эффективно работающую в широком диапазоне температур. Трансформатор, оптимизированный по уровню излучаемых помех и величине проходной емкости, и малошумящая схема управления упрощают выполнение требований электромагнитной совместимости, обеспечивая при этом надежное решение с вариантами усиленной или базовой изоляции.



Упрощенная схема включения UCC12050.

Основные особенности и преимущества UCC12050

- Небольшие размеры, повышенная плотность мощности:

Выпускаемая в корпусе SOIC с размерами 10.3 мм × 10.3 мм × 2.65 мм микросхема UCC12050 обеспечивает КПД 60% – вдвое больше, чем у конкурирующих устройств аналогичного размера, – и удвоенную плотность мощности по сравнению с сопоставимыми изолированными модулями питания. Новая архитектура с выход-

ной мощностью 0.5 Вт повышает надежность, позволяет использовать небольшое количество внешних компонентов и упрощает разводку печатной платы.

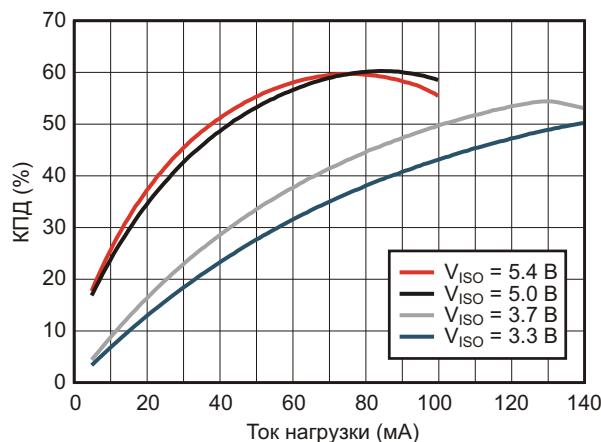
- **Сверхнизкий уровень излучаемых помех:**

Интегрированный трансформатор микросхемы UCC12050 с очень низкой проходной емкостью оптимизирован для минимизации электромагнитных излучений, а его бесшумная схема управления облегчает инженерам прохождение тестов CISPR 32 Class B на соответствие стандартам электромагнитной совместимости, гарантируя достаточный запас даже при использовании двусторонней печатной платы. Новое решение также дает возможность исключить внешние компоненты фильтра, такие как LDO регуляторы и ферритовые бусины, которые обычно требуются для выполнения требований по уровню излучаемых помех, что значительно сокращает время выбора компонентов и проектирования.

- **Усиленная изоляция, широкий температурный диапазон:**

Усиленная изоляция UCC12050 с длинами путей утечки по корпусу и между выводами, равными 8 мм, используется для защиты от разности земляных потенциалов. Высокий КПД прибора и расширенный диапазон рабочих температур от -40°C до 125°C обеспечивают большую мощность в экстремальных условиях.

Этот изолированный преобразователь энергии с высокой плотностью мощности является новейшим и лучшим в отрасли устройством управления питанием в портфеле TI, отличающимся небольшими размерами и простотой использования в любых промышленных приложениях, требующих изоляции. Кроме того, выпущена новая микросхема

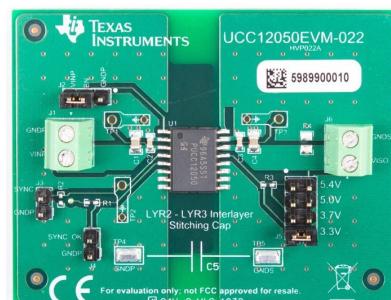


Типовая зависимость КПД от тока нагрузки при входном напряжении 5.0 В.

ма UCC12040 с теми же функциями и базовой изоляцией 3 кВ с.к.з.

Корпус, доступность и цены

UCC12050 и UCC12040 в 16-выводных корпусах SOIC с размерами 10.3 мм \times 10.3 мм \times 2.65 мм доступны для приобретения в промышленных количествах у официальных дистрибуторов TI. В лотах из 1000 приборов цена одной микросхемы начинается от \$3.90 и \$3.15, соответственно. Изучить возможности этих устройств разработчики могут с помощью оценочного модуля UCC12050EVM-022, приобретя его на сайте TI.com за \$99.

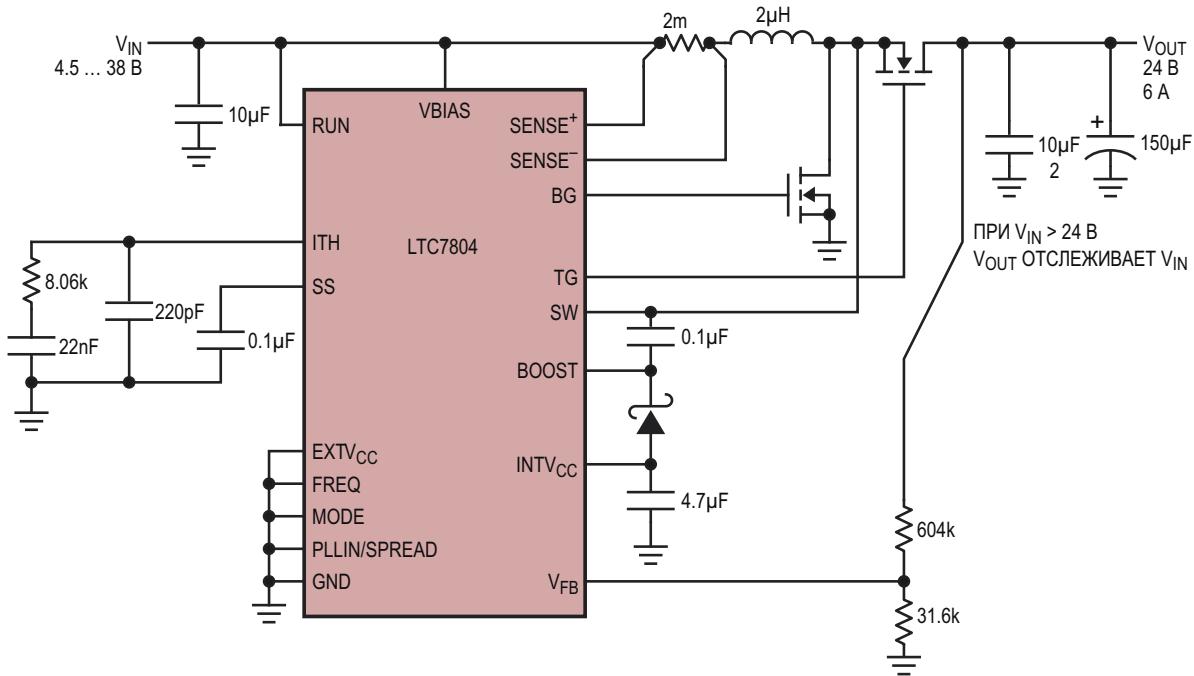


Оценочный модуль UCC12050EVM-022.

Analog Devices анонсировала высокоэффективный контроллер синхронного повышающего DC/DC регулятора

Analog Devices представила микросхему высокоэффективного контроллера синхронного повышающего DC/DC регулятора LTC7804, управляющего всеми мощными N-канальными MOSFET. Синхронное выпрямление повышает КПД, снижает потери мощ-

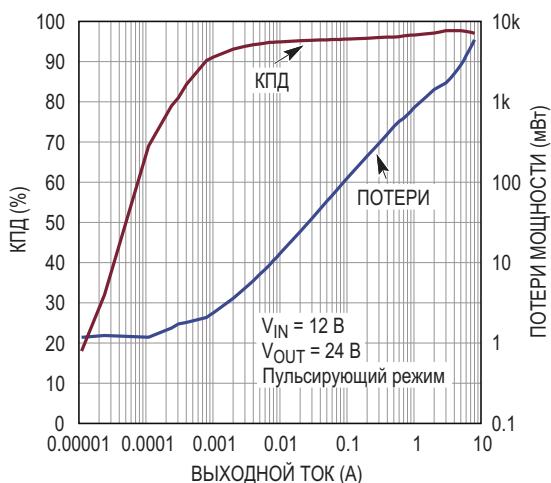
ности и упрощает отвод тепла. Архитектура управления по току индуктивности с фиксированной частотой переключения позволяет схеме ФАПЧ захватывать частоту до 3 МГц. LTC7804 работает в широком диапазоне входных напряжений от 4.5 В до 40 В. В случае



Типовая схема включения LTC7804.

смещения от выхода повышающего преобразователя LTC7804 после запуска может работать при входном напряжении до 1 В.

Очень низкий ток, потребляемый в отсутствие нагрузки, увеличивает время работы устройств с батарейным питанием. Частотная коррекция петли обратной связи OPTI-LOOP позволяет оптимизировать переходную характеристику в широком диапазоне емкостей и ESR выходных конденсаторов. Вывод MODE предназначен для выбора при легких нагрузках пульсирующего режима, режима пропуска импульсов или режима непрерывного тока дросселя.



Зависимость КПД и потерь мощности от тока нагрузки.

В LTC7804 реализован дополнительный режим расширения спектра импульсов синхронизации, существенно снижающий пульсации напряжения и кондуктивные помехи как на входе, так и на выходе, что облегчает прохождение тестов на соответствие стандартам электромагнитной совместимости.

Основные технические характеристики

- Синхронный режим работы для увеличения КПД и снижения тепловыделения;
- Широкий диапазон входных напряжений от 4.5 В до 40 В с возможностью работы после запуска при напряжении от 1 В;
- Выходное напряжение до 40 В;
- Низкий собственный ток потребления: 14 мА;
- Дополнительный режим модуляции рабочей частоты для расширения спектра;
- Поддержка работы синхронного MOSFET в транзитном режиме (коэффициент заполнения 100%);
- Измерение тока на внешнем резисторе или сопротивлении дросселя;
- Программируемая фиксированная частота переключения (от 100 кГц до 3 МГц);
- Фазовая синхронизация частоты переключения в диапазоне от 100 кГц до 3 МГц;
- Выбор при легких нагрузках между пульсирующим режимом, режимом пропуска

- импульсов или режимом непрерывной проводимости;
- Низкий ток в режиме останова: 1.3 мкА;
- 16-контактные корпуса QFN 3 × 3 мм и MSOP со сниженным тепловым сопротивлением.

Области применения

- Транспорт;
- Промышленность;
- Военное оборудование и авионика;
- Телекоммуникации.

Holtek выпускает новый ARM-микроконтроллер с 24-битным АЦП

Тайваньская компания Holtek объявила о выпуске нового усовершенствованного микроконтроллера HT32F59041 с ядром ARM Cortex-M0+ и 24-битным АЦП. Устройство наилучшим образом подходит для приложений высокоточных измерений, таких как электронные весы, тонометры, термометры, контрольно-измерительные приборы и т. д.

Прибор содержит 24-битный АЦП с эффективным числом бит, достигающим 20.7. Максимальная частота преобразования для высокоточных измерений составляет 1.6 кГц, а в сочетании с 12-битным АЦП она может быть увеличена до 1 МГц для быстрых измерений. Богатый спектр ресурсов устройства включает в себя 32-разрядное микропроцессорное ядро ARM Cortex-M0+, флеш-



память программ емкостью 64 К×8, ОЗУ данных 64 К×8, несколько коммуникационных интерфейсов и т.д.

HT32F59041 выпускается в 48-контактном корпусе LQFP. Обладая разнообразными ресурсами и расширенными функциями, это новое устройство сможет найти применение во множестве разрабатываемых продуктов.

Infineon выпустила новый многорежимный контроллер обратноходового преобразователя для импульсных источников питания

Infineon Technologies выпустила первый в отрасли цифровой контроллер обратноходового преобразователя XDPS21071 с переключением при нулевом напряжении (zero-voltage switching – ZVS), увеличивающим КПД системы. Этот контроллер предназначен, прежде всего, для приложений быстрой зарядки, таких как USB-PD или QuickCharge. КПД при легкой нагрузке оптимизирован для приложений с переменной выходной мощностью.



XDPS21071 содержит высокоэффективный цифровой контроллер обратноходового преобразователя с интегрированным драйвером сдвоенного MOSFET и 600-вольтовой цепью запуска на обедненном МОП-транзисторе. Контроллер первичной стороны управляет внешним высоковольтным MOSFET обратноходовой схемы и внешним низковольтным MOSFET, формирующими импульсы, обеспечивающие условия ZVS для высоковольтного MOSFET. Устройство поддерживает фиксированную частоту переключения до 140 кГц.

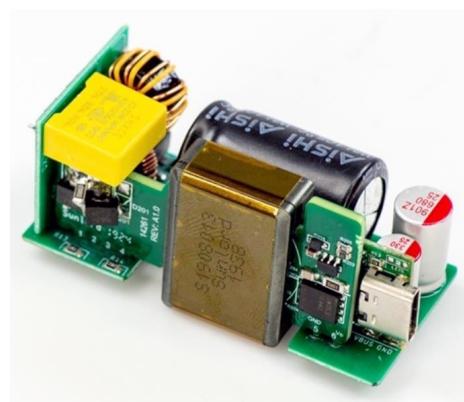
Запатентованная схема коммутации с принудительной частотой резонанса (FFR), реализованная с помощью цифрового алгоритма, настраиваемого путем установки параметров через имеющийся порт UART) поддерживает высокий уровень характеристик и облегчает соблюдение требований к эфек-

тивности преобразования, установленных международными стандартами (например, EU CoC версия 5 Tier 2 и DoE Уровень VI). Интеллектуальная самонастройка, благодаря которой для каждой нагрузки автоматически устанавливается наилучший рабочий режим (FFR, режим критической проводимости, пульсирующий режим) упрощает процессы проектирования и оптимизации системы. Работа в режиме ZVS обеспечивает минимальный уровень коммутационных потерь. Высочайшие характеристики системы достигаются за счет минимального увеличения цены конечного решения. В контроллер интегрирована схема адаптивной защиты от перегрузки по току. Прибор не содержит свинца и отвечает требованиям директивы RoHS.

Доступность

Контроллер XDPS21071 уже доступен для приобретения в SMD корпусе DSO-12. Помимо микросхемы контроллера, с марта 2020 года Infineon будет предлагать оценочный набор 45-ваттного устройства быстрой заряд-

ки USB-PD Type-C (REF_XDPS21071_45W1), содержащего цифровой контроллер обратноходового преобразователя XDPS21071, 700-вольтовый MOSFET с суперпереходом IPD70R360P7S семейства CoolMOS P7, MOSFET синхронного выпрямителя BSC0805LS семейства OptiMOS PD и мало-сигнальный MOSFET BSL606SN.



Базовый проект 45-ваттного адаптера USB-PD на основе XDPS21071.

STMicroelectronics подготовила к производству новое семейство драйверов высоковольтных бесщеточных двигателей

STMicroelectronics добавила четыре новых устройства к семейству СИК управления двигателями STSPIN32F0, которые упростят проектирование бытовых электроприборов и промышленного оборудования с сетевым питанием, включая проводные электроинструменты, приводы, насосы, вентиляторы и компрессоры.



250-вольтовые устройства STSPIN32F0251 и STSPIN32F0252, а также 600-вольтовые STSPIN32F0601 и STSPIN32F0602, содержащие трехфазные драйверы затворов и микро-

контроллер Arm Cortex-M0, упрощают конструкции приводов высоковольтных бесщеточных двигателей постоянного тока. Представляются популярные алгоритмы управления и примеры приложений, включающие одно- и трехшунтовое векторное управление, а также традиционные конфигурации с однoshунтовым измерением тока и с 6-ступенчатым бессенсорным управлением.

Все четыре устройства совместимы по выводам, позволяя использовать одни и те же схемные и программные решения для работы в сетях 110 В AC или 250 В AC. Микросхемы имеют режим ожидания, минимизирующий энергопотребление в состоянии бездействия.

В драйверы затворов интегрированы бутстрепные диоды и цепи защиты, формирующие интервалы мертвого времени и предотвращающие возникновение сквозных токов. Кроме того, блокировка при пониженном напряжении в низко- и высоковольтной секциях управления исключают работу силовых ключей в низкоэффективных или опасных режимах. Также реализована запатентованная быстродействующая интеллектуаль-

ная функция Smart ShutDown (smartSD), защищающая от перегрузки по току.

Интегрированный 48-мегагерцовый микроконтроллер STM32F0 позволяет пользователям при создании своих приложений использовать богатую экосистему разработки STM32. 4 Кбайт СОЗУ и 32 Кбайт флеш-памяти обеспечивают хранение данных и программного кода, а аналоговая и цифровая периферия включают 12-разрядный АЦП с числом каналов до 10, 6 таймеров общего назначения, 21 вход/выход общего назначения, а также порты I²C, UART и SPI. Встроенный загрузчик дает возможность гибкого управления жизненным циклом устройства, позволяя выполнять обновления программного обеспечения в полевых условиях.

Предлагаются четыре оценочные платы инверторов, полностью совместимые с X-CUBE-MCSDK (набор программных средств для управления двигателями), начиная с его версии 5.4.1. Этот инструментарий упрощает разработку драйверов, использующих управление с одним и тремя токоизмерительными шунтами. 600-вольтовые платы EVSPIN32F0601S1, EVSPIN32F0601S3, EVSPIN32F0602S1 и 250-вольтовые EVSPIN32F0251S1 содержат источник пита-

ния и выходные каскады на MOSFET, допускающие замену силовых приборов альтернативными MOSFET или IGBT в корпусах DPAK или PowerFlat. Съемный отладчик ST-LINK позволяет конфигурировать и отлаживать программы с помощью стандартных инструментов STM32. Имеются также разъемы однопроводного интерфейса отладчика (SWD) и UART.

STSPIN32F0251, STSPIN32F0252, STSPIN32F0601 и STSPIN32F0602 выпускаются в корпусах TQFP размером 10 мм × 10 мм и при заказе 1000 приборов продаются по цене от \$1.84 до \$2.09 за штуку.



EVSPIN32F0601S1 – оценочная плата трехфазного инвертора на основе STSPIN32F0601.

Diodes представляет 6-амперный DC/DC преобразователь для источников питания, локализованных к нагрузке

Diodes представила синхронный понижающий DC/DC преобразователь AP62600 для локализованных к нагрузке источников питания в таких приложениях, как телевизоры, мониторы, бытовая техника, потребительская электроника и больший интегральные схемы.

При входном напряжении от 4.5 В до 16 В AP62600 может отдавать в нагрузку ток до 6 А. В устройство интегрированы MOSFET верхнего и нижнего плеча с сопротивлениями открытых каналов 36 мОм и 14 мОм, соответственно.

AP62600 дополняет последние DC/DC преобразователи Diodes AP64xxx (40 В) и AP63xxx (32 В) с лучшими в своем классе характеристиками электромагнитных помех. Запатентованная схема драйвера затворов AP62600 в сочетании с быстрым откликом на переходные процессы снижает излучение



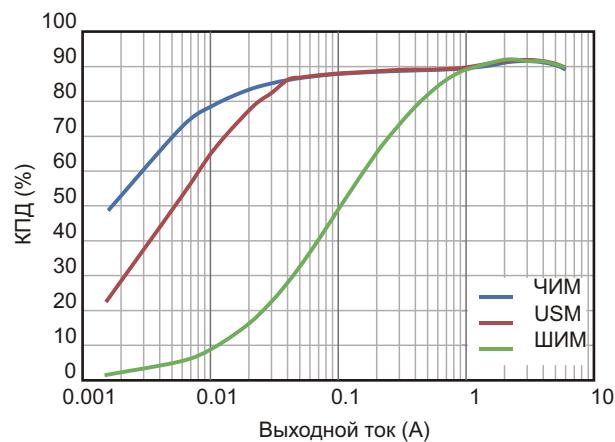
высокочастотных электромагнитных помех, а также сводит к минимуму звон в коммутационном узле.

Несмотря на высокий уровень интеграции, микросхема выпускается в корпусе размером всего 2 мм × 3 мм, что дает возможность использовать ее в самых миниатюрных продуктах. Выбираемая из значений 400 кГц,

800 кГц и 1.2 МГц частота переключения дает разработчикам больше гибкости в выборе проектных решений, позволяя им оптимизировать выбор компонентов для повышения КПД или уменьшения размеров.

Имеется индикатор «Питание в норме», предупреждающий пользователей о любых возможных неисправностях. Программируемые параметры мягкого старта управляют пусковыми токами при включении преобразователя, позволяя инженерам задавать последовательность включения при использовании нескольких микросхем AP62600 для питания больших интегральных устройств, таких как ПЛИС, специализированные микросхемы, цифровые сигнальные процессоры и микропроцессоры.

Режим частотно-импульсной модуляции (ЧИМ) обеспечивает высокий КПД при любых нагрузках. Другие возможные режимы включают широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) для минимизации пульсаций и



Зависимость КПД от выходного тока при входном напряжении 12 В, выходном напряжении 3.3 В, индуктивности дросселя 1.2 мкГн и частоте переключения 800 кГц.

ультразвуковой режим (USM), устраняющий слышимый шум при легких нагрузках.

AP62600SJ-7 выпускается в корпусе V-QFN2030-12.

Самый миниатюрный 36-вольтовый модуль питания Texas Instruments позволит на 30% сократить размеры решения

Самый миниатюрный 36-вольтовый модуль питания Texas Instruments позволит на 30% сократить размеры решения

Texas Instruments (TI) представила самый миниатюрный в отрасли 36-вольтовый модуль питания с выходным током 4 А в безвыводном корпусе QFN. Модуль понижающего DC/DC преобразователя TPSM53604 площадью 5 мм × 5.5 мм позволяет инженерам на 30% сократить размеры их источников питания, снизив при этом потери мощности на 50% по сравнению с аналогичными конкурирующими модулями. Новый модуль питания поставляется в корпусе с теплоотводящим основанием, оптимизирующим теплопередачу и позволяющим инженерам упростить монтаж и разводку платы.



TPSM53604 может работать при температуре окружающей среды до 105 °C в высоконадежных приложениях автоматизации производства, сетевой инфраструктуры, контрольно-измерительного оборудования, промышленного транспорта, аэрокосмической и оборонной промышленности.

При совместном включении TPSM53604 с компактным понижающим модулем, таким как TPSM82813 или TPSM82810, инженеры могут создать законченное решение для локализованного к нагрузке источника питания в системе с шиной 24 В, сведя к минимуму время проектирования.

Ключевые особенности и преимущества модуля TPSM53604

- Уменьшает размеры и упрощает разработку источников питания:

При общей площади корпуса, пригодного для монтажа на одностороннюю плату, равной 85 мм², модуль является самым компактным решением для распростра-

ненных 24-вольтовых 4-амперных промышленных приложений. Стандартное посадочное место QFN упрощает разработку и ускоряет вывод продукта на рынок.

- **Эффективное рассеивание тепла при высоких температурах окружающей среды:**

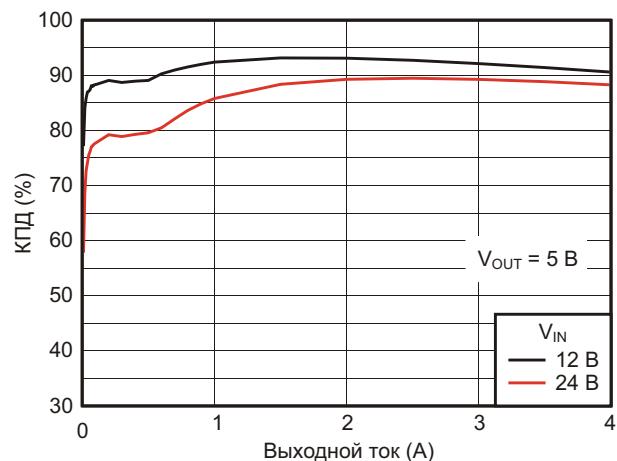
Площадь контакта TPSM53604 с печатной платой составляет 42% от площади корпуса, обеспечивая более эффективную теплопередачу по сравнению с корпусами BGA (с массивами шариковых выводов). Кроме того, благодаря интегрированным мощным MOSFET с низкими сопротивлениями открытых каналов, КПД преобразования достигает 90% при входном напряжении 24 В и выходном напряжении 5 В.

- **Простота выполнения требований стандартов электромагнитного излучения:**

Интегрированные в TPSM53604 высокочастотные развязывающие конденсаторы и отсутствие проволочных соединений кристалла помогают инженерам в соблюдении требований стандартов ЭМИ, установленных комитетом CISPR.

Корпус, доступность и цены

TPSM53604 уже можно приобрести непосредственно у TI или у официальных дистрибуторов компании в корпусе QFN размером 5 мм × 5.5 мм. Для партий объемом 1000 модулей цена одного прибора начинается от \$3.65. За \$49 на веб-сайте TI можно купить



Зависимость КПД от тока нагрузки.

оценочный набор для модуля TPSM53604. Доступны также 2- и 3-амперный версии TPSM53602 и TPSM53603. При заказе 1000 этих модулей у TI или у официальных дистрибуторов цена одного прибора начинается от \$2.64 и \$3.21, соответственно.



Оценочный модуль TPSM53604EVM.

Новые светодиоды Osram позволяют создавать ультратонкие автомобильные фары

Светодиоды Osram Boost HM обеспечивают исключительные значения яркости при компактных размерах

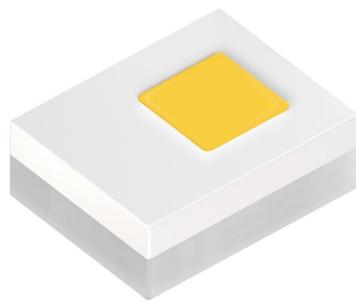
Свет – это новый хром для автомобилей. Технический прогресс в автомобильном освещении привел к тому, что в последние годы свет стал неотъемлемым элементом дизайна современных автомобилей. Снижение размеров и увеличение яркости источников света сделали возможной разработку более компактных и универсальных фар. Сконструированные Osram мощные светодиоды Osram Boost HM отдают дань этой тенденции, позволяя создавать ультратонкие конструкции автомобильных фар.



Для многих функций, таких, например, как адаптивные фары, часто называемых освещением с изменяемым углом наклона или матричным освещением, миниатюризация этого компонента играет особенно важную роль. Разработчикам Oslon Boost HM из Osram удалось достичь выдающейся яркости 415 лм при токе 1.5 А и площади кристалла всего 0.5 мм².

Корпус светодиода также исключительно компактен (1.9 мм × 1.5 мм × 0.73 мм), что обеспечивает возможность без ущерба для светоотдачи создавать решения для передних фар шириной в палец. Световой поток 255 кд/мм² при токе 1.5 А является абсолютно наивысшим в своем классе значением для этого типа светодиодов.

Помимо фар, Oslon Boost HM могут использоваться в сочетании с другими светодиодами в источниках дополнительного дальнего света. Благодаря своей сверхвысокой яркости светодиод подходит и для использования в системах адаптивных фар на основе МЭМС. При создании нового прибора Osram Opto Semiconductors смогла также использовать свой многолетний опыт в области конструирования корпусов. Благодаря электрически изолированной подложке, прочный



керамический корпус светодиодов Oslon Boost HM обеспечивает простое управление внутренней температурой компонентов. Тепло, выделяемое внутренними структурами специальной конструкции, легко рассеивается светодиодом. Текущее сопротивление светящегося светодиода составляет всего 4.62 К/Вт.

«Выпуском Oslon Boost HM мы не только расширяем наше семейство продуктов Oslon Boost приборами с особо высокими уровнями яркости, но и помогаем нашим клиентам создавать ультратонкие конструкции фар, – объясняет Флориан Финк (Florian Fink), менеджер по маркетингу приборов для автомобильного экстерьера в Osram Opto Semiconductors. – Благодаря нашим продуктам будущие автомобили будут иметь новое лицо».

Мощные тонкопленочные резисторы Vishay Intertechnology снижают стоимость автомобильных приложений

Рассчитанные на непосредственную установку на радиатор приборы с номинальной мощностью до 800 Вт выдерживают импульсы с энергией до 1500 Дж

Vishay Intertechnology представила первые на рынке мощные резисторы, отвечающие требованиям автомобильного стандарта AEC-Q200. Выпущенные подразделением Vishay Sfernice приборы LPSA 300, LPSA 600 и LPSA 800, предназначенные для непосредственного монтажа на теплоотвод, рассеивают высокую мощность и выдерживают большие импульсные перегрузки, помогая

разработчикам сократить количество компонентов и снизить затраты в автомобильных приложениях.

Устройства будут использоваться в качестве резисторов предварительной зарядки или разрядки для инверторов и преобразователей электрических и гибридных транспортных средств, а также гибридных автомобилей с подзарядкой от электросети. В этих приложениях резисторы LPSA 300, LPSA 600 и LPSA 800 с номинальной мощностью 300 Вт, 600 Вт и 800 Вт, соответственно, позволят разработчикам заменить одним резистором несколько компонентов меньшей мощности. Новые приборы выдерживают импульсы с энергией от 400 Дж до 1500 Дж при длительности от 0.05 с до 0.5 с, что позволяет уменьшить размеры печатной платы, используя их



для замены более крупных проволочных резисторов.

LPSA 300, LPSA 600 и LPSA 800 имеют широкий диапазон значений сопротивлений от 0.03 Ом до 900 кОм и могут работать при температуре до +175 °C. Они также отличаются высокой электрической прочностью, без пробоя выдерживая напряжения до 12 кВ с.к.з. Устройства, соответствующие

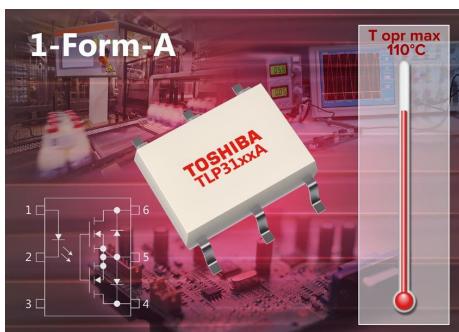
требованием директивы RoHS, имеют безындуктивную конструкцию, допуски до ±1% и превосходно прошли испытания на надежность в автомобильном оборудовании (1000 термоциклов и 1000 часов эксплуатации).

В настоящее время доступны как единичные образцы, так и промышленные партии новых резисторов. Срок выполнения крупных заказов составляет от 10 до 12 недель.

Toshiba анонсирует три новых сильноточных фотореле

Новые устройства заменят механические реле в приложениях промышленной и фабричной автоматизации

Toshiba Electronics Europe объявила о доступности трех новых фотореле, предназначенных для приложений промышленной и фабричной автоматизации, в которых они смогут заменить механические реле с одним нормально разомкнутым контактом.



Приборы TLP3106A, TLP3107A и TLP3109A основаны на технологическом процессе U-MOS IX, использующем транзисторы с щелевой структурой, что позволило снизить сопротивления в открытом состоянии до 30 мОм, 40 мОм и 65 мОм, соответственно. Предлагается ряд опций новых устройств, включая

допустимое напряжение на разомкнутых выходах от 30 до 100 В и непрерывный выходной ток от 3 до 4.5 А. Допустимые значения импульсных токов замкнутых фотореле составляют от 9 до 13.5 А.

Все три устройства имеют напряжение изоляции 1500 В с.к.з. и могут работать в диапазоне температур от -40 °C до +110 °C. Приборы выпускаются в небольшом 6-выводном корпусе SOP для поверхностного монтажа.

Механические реле с одним нормально разомкнутым контактом широко используются в приложениях переменного и постоянного тока, включая средства производственной автоматизации, интерфейсные платы ввода/вывода, оборудование систем отопления, вентиляции и кондиционирования воздуха, устройства защиты и измерительные приборы. Новые фотореле могут заменить электромеханические приборы во всех этих приложениях, позволив значительно сократить пространство, требуемое как для самих реле, так и для их драйверов, и повысить надежность системы.

AKM предлагает новый комплект приборов для NDIR датчиков горючих газов

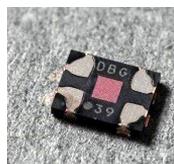
Компания Asahi Kasei Microdevices (AKM) разработала три новых устройства. AK9703AJ – это инфракрасный (ИК) светодиод с пиковой длиной волны излучения в ИК-полосе поглощения метана, который является одним из наиболее известных горючих газов. ИК-датчик AK9730AJ оснащен оптическим фильтром с

максимумом пропускания в ИК-полосе поглощения метана. Эти продукты, содержащие также быстродействующие драйверы, отличаются высокой надежностью и компактностью, что может способствовать уменьшению габаритов и снижению энергопотребления систем обнаружения горючих газов.

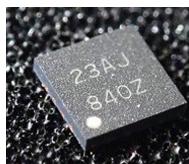


Одновременно начнутся продажи устройства AK9723AJ, представляющего собой аналоговый входной интерфейс (AFE) ИК-датчика с драйвером ИК-светодиода. Коэффициент усиления AFE и ток возбуждения светодиода можно настраивать программно. AK9723AJ отличается низким потреблением тока и малыми размерами корпуса.

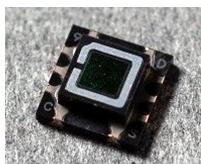
Сочетание этих трех продуктов позволяет легко сконфигурировать недиспергирующий инфракрасный анализатор (NDIR) для системы обнаружения горючих газов. Эта система идеально подходит для таких приложений, как малогабаритные портативные детекторы нижнего взрывоопасного порога горючего газа и детекторы утечки для газотранспортных систем, работающие на солнечных элементах.



AK9703AJ



AK9723AJ



AK9730AJ

Ранее AKM уже выпустила серию продуктов для NDIR измерения CO₂: ИК-светодиод, ИК-датчик и аналоговый входной интерфейс ИК-датчика с драйвером ИК-светодиода. Они успешно используются в системах кондиционирования воздуха со встроенными датчиками CO₂, обеспечивая высокую эффективность и комфорт.

Технические характеристики

AK9703AJ (Мощный ИК светодиод)

- Высокое быстродействие драйвера: 100 кГц и более;
- Высокая надежность пластикового формованного корпуса;
- Миниатюрный 8-контактный корпус SON с размерами 2.6 × 1.9 × 0.4 мм.

AK9730AJ (Высокочувствительный быстродействующий инфракрасный датчик)

- Более чем в три раза улучшенная чувствительность и в 1000 раз более высокая скорость отклика, чем у решений на основе термопреобразователей;
- Встроенный полосовой инфракрасный оптический фильтр, настроенный на спектр поглощения метана – типичного горючего газа;
- Миниатюрный 10-контактный корпус SON с размерами 3 × 3 × 1.01 мм.

AK9723AJ (Входной интерфейс ИК-датчика с драйвером ИК-светодиода)

- Программная настройка коэффициента усиления AFE и тока возбуждения светодиода;
- Низкий ток потребления: типовое значение 8.1 мА (при времени интегрирования 100 мкс и времени измерения 149 мкс);
- Миниатюрный 16-контактный корпус QFN с размерами 4 × 4 × 0.7 мм.

Области применения

- Детекторы воспламеняющихся газов;
- Детекторы утечки природного газа.

Power Integrations расширяет семейство драйверов двигателей BridgeSwitch новыми 400-ваттными приборами

Высоковольтные полумостовые драйверы двигателей, КПД которых достигает 99.2%, не нуждаются в теплоотводах, сокращают время сертификации и снижают стоимость системы

По сообщению Power Integrations, семейство ее полумостовых драйверов двигателей BridgeSwitch теперь расширено микросхемами, поддерживающими приложения

мощностью до 400 Вт. Микросхемы BridgeSwitch содержат усовершенствованные FREDFET верхнего и нижнего плеча (полевой транзистор + диод с быстрым восстанов-



лением обратного сопротивления) и датчик тока, не имеющий потерь, что в приложениях управления бесщеточными двигателями постоянного тока обеспечивает КПД инвертора до 99.2%. Это лучшее в отрасли значение КПД наряду с распределенным тепловым потоком, обеспечиваемым драйвером полумоста, устраниют необходимость в радиаторе, снижая как стоимость, так и вес системы.

Новые 400-ваттные микросхемы BRD1167 и BRD1267 способны отдавать среднеквадратичные токи до 1.33 А и пиковые токи до 11.5 А. Как и остальные члены семейства BridgeSwitch, они имеют автономное питание и выпускаются в том же компактном корпусе InSOP-24C, предназначенному для поверхностного монтажа. Эти устройства могут управлять одно- или многофазными высоковольтными синхронными или асинхронными моторами, поддерживая все популярные микроконтроллеры и алгоритмы управления двигателями. Все микросхемы BridgeSwitch имеют цепи поциклового аппаратного ограничения тока, а также защиты от повышенного и пониженного напряжения и от перегрева,

что позволяет без программных компонентов реализовать многие функции безопасности. Это упрощает сертификацию продуктов на соответствие требованиям стандартов IEC 60335 и IEC 60730, экономя время и деньги разработчиков.

Так же, как и другие микросхемы семейства BridgeSwitch, новые устройства BRD1167 и BRD1267 с улучшенными характеристиками имеют встроенную защиту, средства мониторинга системы, а также надежный однопроводной интерфейс регламентного обслуживания, который обеспечивает подключение к микроконтроллеру двигателя до трех драйверов BridgeSwitch. Каждое устройство BridgeSwitch может быть сконфигурировано с различными порогами ограничения токов верхнего и нижнего плеча, что исключает участие микроконтроллера и внешних схем в защите системы от обрывов или замыканий обмоток двигателя.

Комментирует старший менеджер по маркетингу продуктов Кристиан Ионеску-Катрина (Cristian Ionescu-Catrina): «BridgeSwitch – это масштабируемое решение для одно- и многофазных преобразователей. Увеличенная до 400 Вт мощность позволит семейству поддерживать приложения с более высокими среднеквадратичными токами и более строгими тепловыми требованиями, такие как кухонные вытяжки, компрессоры, вентиляторы и насосы».

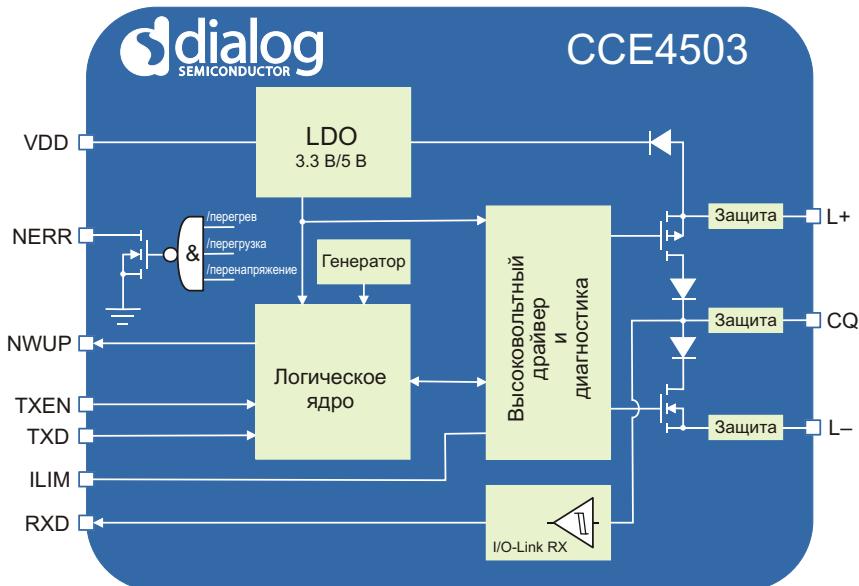
Образцы микросхем BRD1167 и BRD1267 семейства BridgeSwitch будут доступны в мае 2020 года. Цена одной микросхемы, установленная для партий объемом 10,000 штук, будет начинаться от \$1.72.

Новый приемопередатчик Dialog соединит устройства Industry 4.0 нового поколения с сетями IO-Link

Новейшая микросхема IO-Link в расширяющемся семействе продуктов Dialog для Интернета вещей обеспечивает надежное подключение для самых миниатюрных и требовательных к стоимости оконечных устройств IO-Link

Dialog Semiconductor сообщила о появлении в семействе продуктов для интерфейса IO-Link устройства CCE4503. Добавление этой новой микросхемы расширяет возможности компании на рынке промышленного Интернета вещей (IIoT) и позволит подключать к IO-Link самые миниатюрные и наиболее чувствительные к цене исполнительные устройства и датчики.





Блок-схема микросхемы CCE4503.

CCE4503 является первой микросхемой IO-Link, выпущенной Dialog после приобретения компании Creative Chips в ноябре 2019 года, и дополняет хорошо зарекомендовавшие себя семейства IO-Link Device и Master IC. IO-Link – первая глобально стандартизированная технология последовательной двухнаправленной двухточечной связи (стандарт IEC 61131-9) для сетей промышленной автоматизации. Она обеспечивает надежную связь для последних метров между датчиками, исполнительными устройствами и любой промышленной шиной в сети.

CCE4503 – это очень надежный и простой в использовании приемопередатчик в крошечном корпусе DFN10 размером 3 × 3 мм, совместимый со стороной устройства IO-Link и сочетающий в себе стандартные средства

связи IO-Link с усовершенствованной схемой защиты и низкой рассеиваемой мощностью. Это позволяет добавить возможность подключения к IO-Link промышленных датчиков и исполнительных устройств с наиболее жесткими ограничениями по занимаемому объему. Кроме того, конструкция была строго оптимизирована по стоимости, что увеличит количество устройств, подключаемых к IO-Link, чтобы обеспечить более глубокий доступ к облачным данным.

В настоящее время предлагаются опытные образцы микросхемы CCE4503. Прибор поддерживается полным набором инструментов разработки, стандартным программным обеспечением IO-Link и полнофункциональной оценочной платой.

К вопросу об использовании светодиодов в качестве фотоприемников



Басков М. П.

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

В работе [1] авторами описан RGB-сенсор, использующий в качестве фотоприемников маломощные цветные светодиоды. Описанный сенсор успешно используется в лабораторной практике. Недостатком изготовленного сенсора является его относительно низкая чувствительность, что приводит к необходимости размещать сенсор в непосредственной близости от объекта (1.2 метра). Поэтому появилась необходимость в разработке более чувствительного сенсора.

Можно повышать чувствительность прибора за счет усиления в канале, что для усилителя постоянного тока крайне нежелательно.

Другой путь – увеличение чувствительности фотоприемника. Поэтому как-то естественно возникла идея использовать мощные светодиоды, имеющие большую площадь кристалла.

На момент начала эксперимента мы располагали одно- и трехваттными noname светодиодами со следующими длинами волн:

385 нм, 425 нм, 440 нм, 470 нм, 490 нм, 520 нм, 540 нм, 560 нм, 600 нм, 630 нм и 660 нм.

Светодиоды с длинами волн 490 нм (голубой) и 540 нм (желтый), к сожалению, не годились в качестве фотоприемников, поскольку по сути являлись синими светодиодами, кристаллы которых были покрыты люминофором, излучающим вторичные фотоны с нужной длиной волны. В качестве же излучателей они вполне хороши.

Самый первый эксперимент принес вполне ожидаемые результаты. В Таблице 1 сравнивается чувствительность трех светодиодов мощностью в 1 Вт. Сравниваемый параметр – выходное напряжение в мВ на нагрузке 1 МОм.

Относительно низкий результат прироста чувствительности для желтого фотоприемника объясняется, на наш взгляд, разной длиной волны фотопика. Ниже мы вернемся к проблеме желтого фотоприемника.

Нас интересовала также возможность использовать в качестве фотоприемников

Таблица 1. Сравнение чувствительности маломощных и мощных светодиодов

№	Цвет светодиода	Длина волны излучателя	Маломощный 3 мм	Мощный 1 Вт	К
1	Красный	630 нм (красный)	10 мВ	120 мВ	12
2	Желтый	520 нм (зеленый)	15 мВ, 540 нм	110 мВ, 560 нм	8
3	Зеленый	470 нм (синий)	5 мВ	90 мВ	18

Таблица 2. Сравнение чувствительности ИК-светодиодов и других ИК-фотоприемников

№	Тип	Марка	$U_{\text{вых}}$
1	Светодиод	EL-IR204, 5 мм, 940 нм	80 мВ
2	Светодиод	WEIDLY, 3 мм, 940 нм	180 мВ
3	Фотодиод	BPW34	350 мВ
4	Светодиод	Noname 3 Вт, 940 нм	410 мВ
5	Фототранзистор	RT204-6B, 5 мм, 940 нм, два вывода	800 мВ
6	Фототранзистор	BPV11, 5 мм, 940 нм, три вывода	980 мВ

мощные инфракрасные светодиоды. В Таблице 2 приведены выходные напряжения инфракрасных светодиодов, включенных в режиме фотоприемника. Сравниваемый параметр – выходное напряжение в мВ на нагрузке 1 МОм. Все светодиоды испытывались в идентичных условиях, т.е. ток излучателя, расстояние между излучателем и приемником и их взаимное положение было одинаковым. Для сравнения: в этом же режиме испытывался фотодиод BPW34, имеющий площадь кристалла 7.5 мм^2 и максимум на длине волны 940 нм, и два 940-нм фототранзистора, включенных по схеме с общим коллектором и резистором нагрузки 10 кОм. Для проверки спектральной чувствительности был сконструирован специальный стенд, для повторяемости результатов оформленный как отдельный корпусный прибор. В качестве узкоспектральных излучателей использовались светодиоды с известной длиной волны, перечисленные выше. Результаты в цикле выводились на цифровой осциллограф с возможностью постобработки.

Световой поток каждого светодиода был приведен в соответствие с калибровочной кривой, в качестве которой использовался график спектральной чувствительности интегрального фотоприемника OPT101. Описание испытательного стенда выходит за рамки статьи и приводится в конце статьи в виде видеофайла. Изучалась спектральная чувствительность красной группы светодиодов (660 нм, 630 нм, 620 нм) для использования в качестве фотоприемника красной части спектра, оранжево-желтой группы светодиодов (580 нм и 560 нм) для использования в качестве фотоприемника зеленой части спектра и зеленого светодиода (520 нм) для использования в качестве фотоприемника синей части спектра.

Первые полученные результаты не вселили особого оптимизма. Красный спектр «расплылся» в область оранжевого, к которому, кстати, стремились и фотоприемники на базе светодиодов с длинами волн 580 и 560 нм. Зеленый светодиод имел наибольшую чувствительность в ультрафиолетовой (385 нм) части спектра. Это ограничивало применение светодиодов большой мощности в качестве RGB-сенсоров, где требуется достаточно четкое разделение R, G и B компонент.

Особое огорчение вызвало отсутствие 540-нм светодиода с открытым кристаллом, который должен был служить фотоприемником зеленой части спектра. Тщательные поиски на просторах Интернета показали, что такие светодиоды отсутствуют как класс.

Поскольку сама по себе работа мощного светодиода в качестве селективного фотоприемника нас уже не удивила, мы начали искать возможность как-то обойти возникшие ограничения. После небольшого брейнсторминга мы пришли к выводу, что цветные корпуса маломощных светодиодов способствуют более четкому разделению частей спектра, работая как светофильтры.

Таким образом, нам надо было подобрать вспомогательные светофильтры, которые эффективно разделили бы части спектра. Разумеется, мы понимали, что применение светофильтров снизит чувствительность фотоприемников.

Поэтому мы необходимо применили цветные фильтры: для красного светодиода – красный фильтр с длиной волны около 630 нм, и зелено-синий фильтр 500 нм для янтарного (560 нм) и зеленого (520 нм) светодиодов. Сине-зеленый фильтр эффективно подавил оранжевую составляющую для янтарного светодиода, а для зеленого – частично уменьшил чувствительность для света с длиной волны меньше 460 нм.

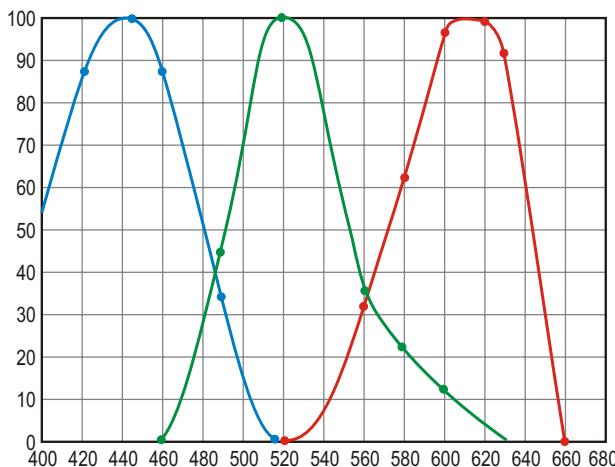


Рисунок 1. Нормированные графики спектральной чувствительности 3-ваттных светодиодов, используемых в качестве фотоприемников.

На Рисунке 1 представлен результирующий спектр принимаемых длин волн для красного, янтарного и зеленого светодиодов с соответствующими фильтрами. Плавные изгибы кривых – результат моделирования, так как из за малого количества опорных точек график имел бы странный вид. Точки, в которых были произведены измерения, отчетливо видны на графиках.

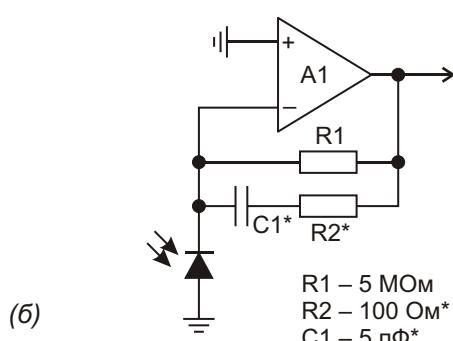
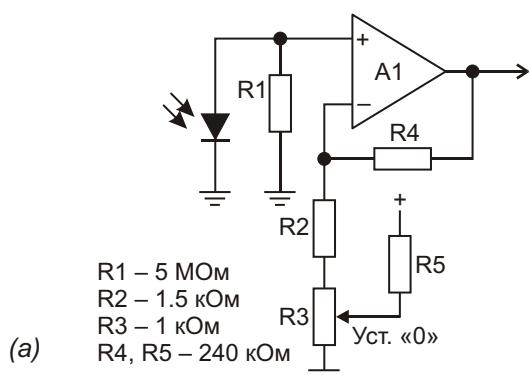


Рисунок 2. Практические схемы усилителей сигнала фотоприемника.

Теория и практика применения использования фотодиодов и трансимпедансных усилителей прекрасно описана в работе [2], поэтому отсылаем заинтересованного читателя к этой работе. Здесь мы говорим только о простых практических примерах использования светодиодов в качестве фотоприемников.

Ниже приведены две практические схемы, имеющие различное включение светодиода в качестве фотоприемника. В схемах используется бюджетный усилитель LM358.

В первой схеме, изображенной на Рисунке 2а, фотоприемник работает в качестве генератора напряжения. Схема обладает высокой чувствительностью, малыми собственными шумами, плохими частотными свойствами и нелинейной зависимостью выходного напряжения от светового потока.

Во второй схеме, изображенной на Рисунке 2б, фотоприемник работает в режиме генератора тока. Эта схема имеет высокую линейность и лучшие частотные свойства. Резистор R2 и конденсатор C1 предотвращают самовозбуждение и оптимизируют передаточную характеристику в области высоких частот. При продуманном монтаже эта цепочка может отсутствовать. Выходной сигнал этой схемы представлен на Рисунке 3.

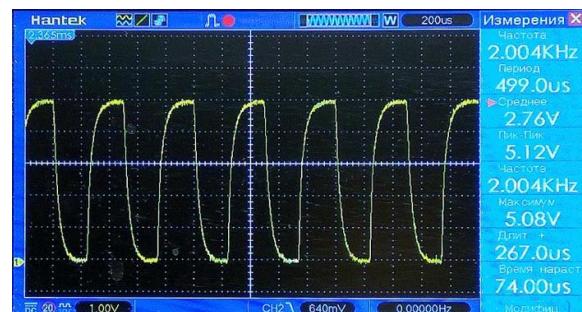


Рисунок 3. Сигнал на выходе усилителя по Рисунку 2б.

Каковы возможные применения мощных светодиодов в качестве фотоприемников? Здесь мы можем говорить, только о тех применениях, которые внедрены нами в практику или прошли экспериментальную проверку.

Первый пример. После замены мало мощных светодиодов в RGB-сенсоре [1] на мощные светодиоды, его чувствительность возросла более чем в пять раз.

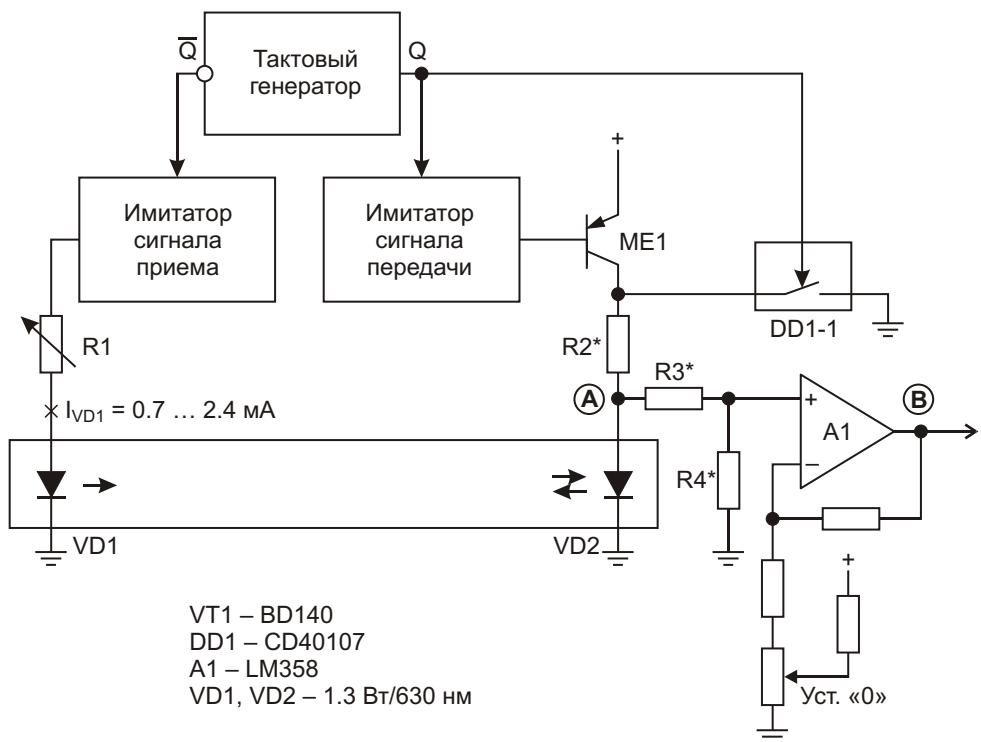


Рисунок 4. Блок-схема макета Приемопередатчика.

Второй пример. Использование в качестве приемопередатчиков низкочастотного телеметрического сигнала в условиях, когда проводное и радио соединения невозможны. Поскольку светодиод принципиально может совмещать функцию излучателя с функцией фотоприемника, это позволяет резко упростить конструкцию оптического узла такого приемопередатчика.

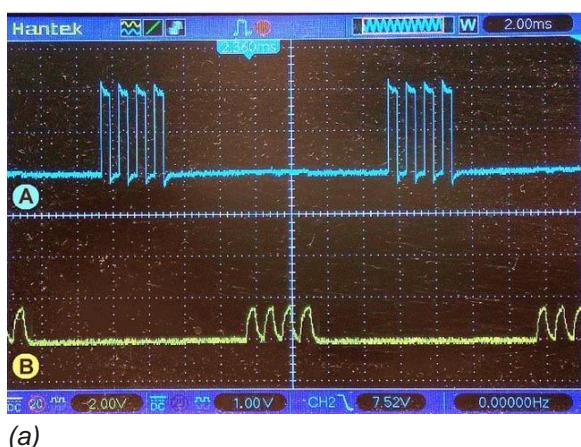
Чтобы не перегружать статью сложной схемой контроллера приема-передачи, мы

специально для данной статьи собрали простейший испытательный стенд для демонстрации этих возможностей (Рисунок 4).

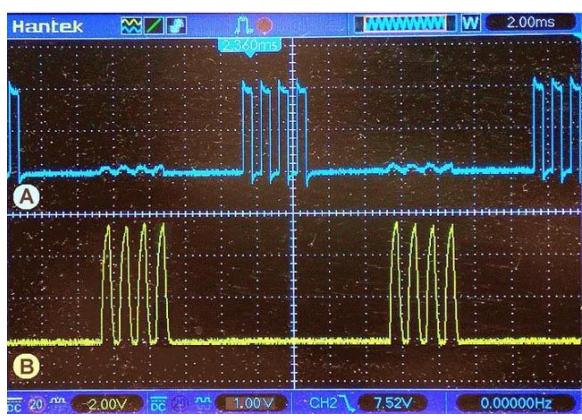
Все несущественные детали и номиналы элементов, не участвующих в описании работы макета, опущены. Усилитель идентичен изображенному на Рисунке 2а.

Рассмотрим работу макета.

Генератор тактовых импульсов имеет противофазные выходы, единичный сигнал на которых поочередно инициирует имитаторы



(а)



(б)

Рисунок 5. Ток светодиода имитатора приема равен 0.7 мА (а). Ток светодиода имитатора приема равен 2.4 мА (б).

сигналов приема и передачи, каждый из которых генерирует пачку из четырех импульсов. Сигнал с выхода имитатора передачи инвертируется и усиливается по току транзистором VT1, затем возбуждает светодиод VD2. Управляющий сигнал, инициирующий имитатор передачи, поступает на вход КМОП инвертора с открытым стоком CD40107, выходной транзистор которого, открываясь, шунтирует вход операционного усилителя A1, препятствуя проникновению на вход A1 мощного сигнала передачи.

После окончания цикла передачи вход A1 разблокируется и он переходит в режим приема. Имитатор сигнала приема возбуждает светодиод VD1, вспышки которого имитируют удаленный источник. Ток через этот светодиод регулируется резистором R1. Ввиду того, что моделируется именно удаленный источник, импульсный ток через светодиод очень мал и составлял в нашем случае 0.1 – 2.5 мА. R2 минимизирует сквозной ток в процессе отладки. Он незначительно влияет на частотную характеристику схемы, поэтому в действующем образце он сохранен. В макете использовались два светодиода мощностью в 1 Вт с длиной волны 630 нм. Светодиоды разделяла металлическая трубка-экран длиной 120 мм. На Рисунке 5 изображены осциллограммы, демонстрирующие работу макета в режимах минимального и максимального входного сигнала. Длительность информационного импульса ограничивается частотными свойствами светодиода-фотоприемника.

На Рисунке 6 показан опытный образец двухканального Приемопередатчика, прошедший испытания на объекте. Для наглядности светозащитные тубусы сняты. В Приемопередатчике используются спектрально далекие красный и синий цвета, что исключает применение корректирующих фильтров, снижающих чувствительность. Угол излучения/приема равен 15 градусов.

Третий пример. Мощный инфракрасный (940 нм) светодиод использован в качестве приемника в оптическом локаторе (Рисунок 9 в [3]). Часть схемы, установленная в тубусе фотоприемника, заменена схемой на ОУ, изображенной на Рисунке 2б.

Приемный светодиод установлен в объектив без предварительной юстировки, аналогично передающему светодиоду (Рисунок 4 в [4]) Полученный результат является рекордным для объектива с углом 10 градусов. Человек ростом 160 см в темно-серой зимней одежде уверенно обнаруживался на

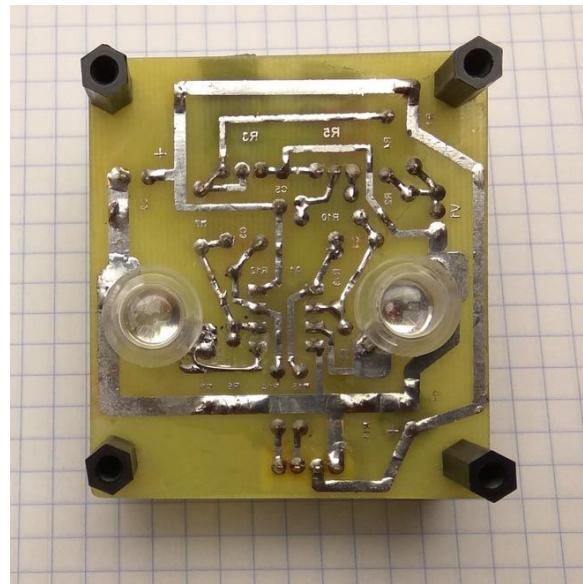


Рисунок 6. Двухканальный Приемопередатчик телеметрического сигнала.

расстоянии 21 м. Площадь светового пятна, создаваемого 10-градусным локатором на таком расстоянии составляет около 7.5 м^2 . Отражающая площадь «мишени» составляет $1.6 \times 0.45 \text{ м} = 0.72 \text{ м}^2$, то есть более чем в 10 раз меньше площади светового пятна. Рассматриваемый пример является предельным случаем, поскольку, как показано в [4], оптимальное расстояние для использования 10-градусного локатора составляет 10 метров и менее.

Заключение

В статье рассмотрены вопросы применения мощных светодиодов в качестве селективных фотоприемников и приведены три практических примера использования этого свойства. В приложении рассматривается конструкция прибора для снятия характеристик спектральной чувствительности фотоприемников.

Авторы предупреждают, что приведенные в статье результаты действительны только для конкретных партий попате- светодиодов, которыми они располагали для проведения экспериментов. **РЛ**

Литература

1. Басков М.П., Левашов О.Д. RGB-сенсор на светодиодах // РадиоЛоцман. – 2019. – №12. – С. 44
2. Иоффе Д., Хоббс С.Д. Усилители для фотодиодов на операционных усилителях // Компоненты и технологии. – 2009. – №3. – С. 46

3. Басков М.П., Левашов О.Д. «[Некоторые вопросы конструирования любительских оптических локаторов. Часть 1.1](#)»
4. Басков М.П., Левашов О.Д. «[Некоторые вопросы конструирования любительских оптических локаторов. Часть 1.2](#)»

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM358](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD40107B](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor BD140](#)
4. [Datasheet Texas Instruments OPT101P](#)

Загрузки



[Прибор для изучения спектральных характеристик фотоприемников](#)



Сбор энергии из холодного ночного неба. Это не шутка

Bill Schweber

Electronic Design



Используя физический принцип радиационного охлаждения неба, команда смогла собрать небольшое, но полезное количество энергии из холодного ночного неба, используя простое, недорогое и некритичное устройство

Способы сбора «бесплатной» энергии часто могут показаться колдовскими, даже если они основаны на твердых законах физики. Судите сами: команда, возглавляемая Аасватом Раманом (Aaswath Raman, Рисунок 1), доцентом материаловедения и инженерии Самуэльской школы инженерии в Калифорнийском университете Лос-Анджелеса (UCLA), совместно с докторантом Вей Ли (Wei Li) и профессором электротехники Шанху Фаном (Shanhui Fan), работающими в Стэнфордском университете, продемонстрировала недорогой, простой и надежный способ извлечения небольшого количества энергии из холодного темного ночного неба.

Нет, это вовсе не какое-то шаманство или очередной вечный двигатель. Для сбора небольших, но пригодных для использования количеств энергии в ночное время, которое, очевидно, для солнечных элементов является бесполезным, они применили хорошо известный теплофизический принцип радиационного охлаждения неба.

Радиационное охлаждение неба – это процесс, при котором поверхность, обращенная к небу, отдает тепло в воздух в форме лучистого переноса. Часть этой тепловой энергии в конечном итоге поднимается в верхние слои атмосферы, а затем в более холодные области космоса. (Если вы когда-нибудь задумывались об этих явлениях, то именно поэтому при небольших плюсовых температурах по



Рисунок 1. Аасват Раман. Самуэльская школа инженерии.

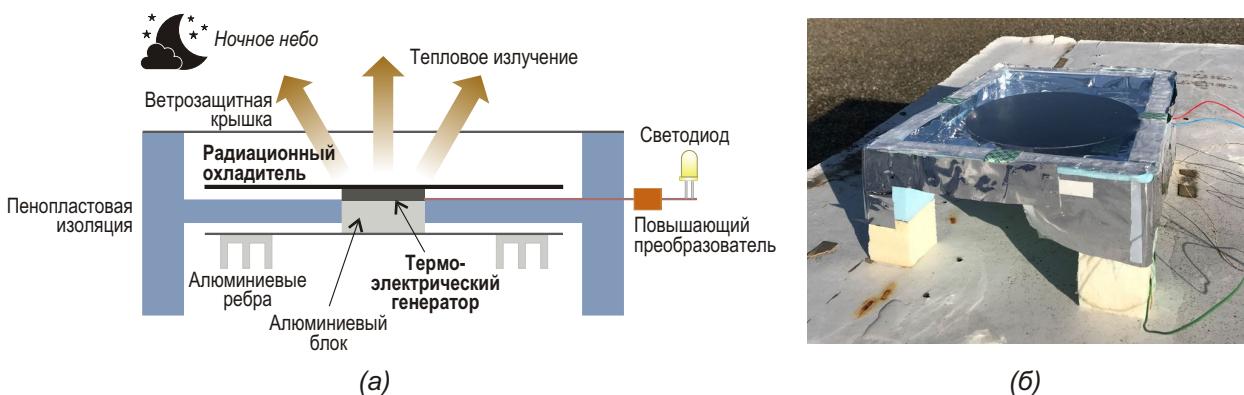


Рисунок 2. Простота схемы, использующей радиационное охлаждение неба для сбора энергии, очевидна из блок-схемы (а). Устройство настроено для «полевых» (на самом деле на крыше) испытаний (б). Фото: UCLA.

ночам на траве образуется иней, а на ветровых стеклах автомобилей даже в ясную ночь появляются капли воды).

Технология сбора энергии основана на разности температур и улавливает часть тепла из окружающего воздуха, которое в противном случае ушло бы в небо. Затем тепло преобразуется в электрическую энергию с помощью простого, недорогого (порядка \$30), надежного и не требующего обслуживания устройства (см. Рисунок 2).

Оно состоит из пенопластового корпуса около одного метра в поперечнике, для минимизации теплового излучения покрытого алюминизированным майларом и накрытого прозрачной для инфракрасных лучей ветрозащитной крышкой, расположенного на столе на высоте одного метра над уровнем крыши. Устройство извлекало тепло из окружающего воздуха и выпускало его в ночное небо через простой черный излучатель, представлявший собой алюминиевый диск, выкрашенный в черный цвет со стороны, обращенной к небу.

Термоэлектрический генератор, установленный под диском на алюминиевом блоке с дополнительными радиаторами для охлаждения, превращал это тепло в электричество. Все устройство сбора энергии было сделано из стандартных деталей, которые можно приобрести в магазинах для радиолюбителей или у дистрибуторов электронных компонентов.

Количество собираемой мощности было очень небольшим – порядка $25 \text{ мВт}/\text{м}^2$, одна-

ко разработчики считают, что в жарком и сухом климате, где эффект радиационного охлаждения сильнее, оно может быть увеличено в 20 раз до $0.5 \text{ Вт}/\text{м}^2$. Такое количество энергии может не только зажечь небольшой светодиод; этот свет, «созданный» из темноты космоса, может также использоваться для подзарядки аккумуляторов или ионисторов в приложениях сбора данных, в которых длинные периоды глубокого сна перемежаются с редкими сеансами сбора и вывода данных. (Не обращайте внимания на фантастические публикации в некоторых нетехнических средствах массовой информации, будто этим устройством сбора энергии вы могли бы покрыть крышу и обеспечить электричеством весь свой дом).

«Мы думаем, что это интригующая демонстрация того, как холод космоса может быть использован в качестве возобновляемого энергетического ресурса, который дает нам скромное, но пригодное к использованию количество электроэнергии, – говорит Раман. – Мы считаем, что это также может послужить основой технологии, дополняющей солнечную энергетику. Хотя выходная мощность всегда будет существенно ниже, чем у солнечных устройств, эта новая технология может работать в те часы, когда не могут работать солнечные элементы».

Работа, поддержанная Министерством энергетики США, подробно изложена в статье Рамана «Генерировании света из тьмы» [1]. (Без сомнения, это одно из самых коротких, интригующих и наиболее читаемых

названий научной статьи, которую я когда-либо видел). Это не первое их исследование в области использования радиационного охлаждения. В предыдущей статье в [2] исследовалось использование того же принципа для охлаждения зданий на несколько градусов ниже температуры окружающей среды. **РЛ**

Ссылки

1. Aaswath P. Raman, Wei Li, Shanhui Fan. «[Generating Light from Darkness](#)». Joule, September 12, 2019.
2. Aaswath P. Raman, Marc Abou Anoma, Linxiao Zhu, Eden Rephaeli & Shanhui Fan «[Passive radiative cooling below ambient air temperature under direct sunlight](#)». Nature, November 2014.



РадиоЛоцман.Журнал

www.rlocman.ru/magazine

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



РадиоЛоцман.Форум

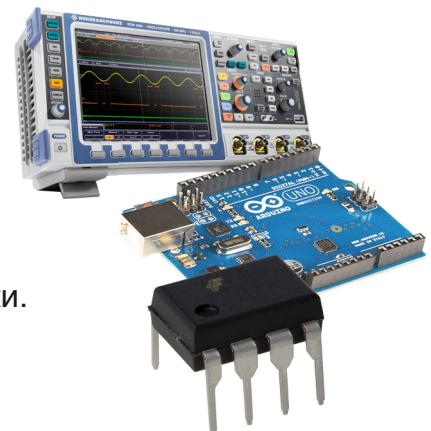
www.rlocman.ru/forum

Обсуждайте статьи и новости, общайтесь!
Приглашаем профессионалов.

РадиоЛоцман.Цены

www.rlocman.ru/price

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



РадиоЛоцман.Соц.Сети

Обновления в привычном формате.



vk.com/rlocman



facebook.com/rlocman



ok.ru/rlocman



twitter.com/rlocman

И еще многое другое на портале:

РадиоЛоцман. ...

www.rlocman.ru

Генерация электричества из ничего

Sam Davis

Power Electronics

Американские и китайские ученые научились извлекать электричество из движений человека и колебаний температуры окружающей среды

Ученые из Университета штата Нью-Йорк в Буффало (University at Buffalo – UB) и Массачусетского технологического института (MIT) заинтересовались неординарными способами генерации электрической энергии. Например, в созданном под руководством исследователей из UB совместно со специалистами Института полупроводников (IoP) Китайской академии наук (Chinese Academy of Science – CAS) трибоэлектрическом наногенераторе в электричество преобразуется энергия трения, а в разработке сотрудников MIT – колебания температуры.

Исследователи из UB и CAS предлагают вырабатывать электричество с помощью тонкой металлической накладки, которая будучи прикрепленной к телу человека способна генерировать электричество, например, при сгибании пальца или в результате других простых движений. Результаты исследования созданного трибоэлектрического генератора были опубликованы в онлайн-журнале Nano Energy [1].

«Никто не хочет быть привязанным к розетке или постоянно носить с собой портативную зарядку, – говорит один из руководителей проекта, доктор философии, адъюнкт-

профессор электротехники в Школе инженеров и прикладных наук UB Цяоцян Гань (Qiaojiang Gan). – А тело человека является богатым источником энергии. Вот мы и подумали – а почему бы не использовать его для выработки электричества?» (Рисунок 1).

Трибоэлектрический заряд возникает после контакта некоторых различных материалов. Например, обычное статическое элек-



Рисунок 1. Прототип трибоэлектрического наногенератора. (Источник: Nano Energy).

тричество, с которым мы сталкиваемся каждый день, имеет трибоэлектрическую природу. На сегодняшний день учеными уже придумано множество различных наногенераторов, основанных на трибоэлектрическом эффекте, однако большинство из них либо сложны в изготовлении, требуя специфической литографии, либо экономически неэффективны.

Генератор, разработанный коллективами UB и CAS, лишен указанных недостатков. Его основой является слой полидиметилсилоксана (Polydimethylsiloxane – PDMS) – полимера на основе кремния, используемого в контактных линзах, «жвачке для рук» (Silly Putty) и других продуктах, зажатый между двумя тонкими золотыми электродами.

Ключевой особенностью генератора является форма одного из электродов. При его изготовлении тонкая золотая фольга вначале растягивается во все стороны, а затем сжимается, в результате чего контактная поверхность становится похожей на миниатюрный горный хребет. Любая повторяющаяся деформация накладки, например, при сгибании пальца, приводит к трению золота о PDMS.

«Трение заставляет электроны перемещаться взад и вперед между слоями золота, – поясняет другой ведущий автор проекта, доктор философии, профессор IoP в CAS Юнь Сюй (Yun Xu). – Чем интенсивнее трение, тем больше вырабатывается электричества». Описанная в исследовании небольшая накладка длиной 1.5 см и шириной 1 см обеспечивала максимальное напряжение 124 В при максимальном токе 10 мА, что соответствовало удельной мощности 0.22 мВт/см². Конечно, этого мало для быстрой зарядки смартфона, однако вполне достаточно для одновременной засветки 48 красных светодиодов.

Соавторами этого проекта также являются Хуэмин Чен (Huamin Chen) из IoP и CAS и аспирант UB Нань Чжан (Nan Zhang).

Поскольку накладка проста в изготовлении, повышением ее эффективности занимается группа студентов под руководством Нань Чжана. Его команда планирует увеличить площадь золотых электродов, что, как ожидается, приведет к увеличению мощности генератора.

Ученые также работают над созданием портативного аккумулятора для хранения энергии, вырабатываемой накладкой. Пред-

полагается, что такая система будет служить источником питания для носимых и автономных устройств.

Исследование, поддерживаемое Национальным научным фондом США, Национальной программой фундаментальных исследований и Национальным научным фондом Китая, входит в число Научно-технических проектов Пекина и ключевых направлений передовых научных исследований Китайской академии наук, а также включено в Национальный план исследований и развития.

Исследования MIT

А вот команда из Массачусетского технологического института придумала новый способ преобразования температурных колебаний в электрическую энергию. В отличие от традиционных термоэлектрических преобразователей, требующих одновременного наличия двух сред с различной температурой, для новой системы достаточно всего лишь колебаний температуры окружающей среды, возникающих в течение суток. (Рисунок 2).



Рисунок 2. Термовой резонатор заполнен материалом, аккумулирующим тепло. Он генерирует электричество из температурных колебаний окружающей среды, возникающих в течение суток. (Источник: Melanie Gonick).

Новый генератор, названный тепловым резонатором, может обеспечить непрерывную работу в течение многих лет, например, устройств дистанционного мониторинга без использования каких-либо дополнительных источников питания или аккумуляторов.

Результаты исследований теплового резонатора опубликованы в журнале Nature Communications в статье под авторством аспиранта Антона Коттрilla (Anton Cottrill), профессора химической инженерии Карбона

П. Дуббса (Carbon P. Dubbs), Майкла Страно (Michael Strano) и еще семи сотрудников кафедры Химической инженерии MIT.

«То, что мы изобрели, похоже на какой-то обман, – говорит Страно. – Наш тепловой резонатор может стоять на столе и генерировать энергию фактически из ничего. А ведь мы постоянно окружены температурными колебаниями разных частот. И эта энергия никак не используется».

Хотя уровни мощности, генерируемые новой системой, пока весьма скромны, преимущество теплового резонатора состоит в том, что ему не нужен прямой солнечный свет, поскольку температура окружающей среды изменяется даже в тени. Это означает, что на него не влияют кратковременная облачность, порывы ветра и другие непродолжительные изменения погодных условий. Ученые считают, что новую установку можно разместить практически в любом удобном месте (Рисунок 3), даже в вечной тени солнечных панелей, причем в этом случае за счет утилизации лишнего тепла она сможет дополнительно увеличить их эффективность.



Рисунок 3. Метеостанция с тепловым резонатором, расположенная на крыше здания MIT, вырабатывает энергию при колебаниях температуры. (Источник: Justin Raymond).

Результаты проведенных Коттриллом испытаний показали, что при одинаковой занимаемой площади мощность теплового резонатора оказалась в три раза больше, чем у коммерческого пироэлектрического материала аналогичного размера, взятого в качестве эталонного термоэлектрического преобразователя.

С самого начала работы стало понятно, что для получения энергии из колебаний температуры необходим материал с высоким значением малоизвестной характеристики – тепловой инерции (Thermal Effusivity), – сво-

йства, описывающего способность вещества сопротивляться изменению внутренней температуры. Термовая инерция напрямую связана с теплопроводностью, определяющей скорость распространения тепла через материал, и теплоемкостью, показывающей, сколько тепла может храниться в данном объеме материала. Большинство материалов имеет высокое значение лишь одного из этих параметров. Например, керамика обладает высокой теплоемкостью, но имеет низкую теплопроводность.

Чтобы обойти это ограничение, пришлось тщательно подобрать комбинацию используемых материалов. Основой теплового накопителя является медная или никелевая металлическая пена, которая для увеличения теплопроводности покрывается слоем графена. Затем эта пена пропитывается октадеканом – напоминающим воск материалом с легким фазовым переходом и температурой плавления 28.18 °C, находящейся в диапазоне рабочих температур установки.

Результаты испытаний тестового образца, изготовленного для проверки концепции, показали, что при разности между дневной и ночной температурами, равной 10 °C, даже крошечный накопитель обеспечивает выходное напряжение 350 мВ и мощность 1.3 мВт, что вполне достаточно для питания несложных датчиков мониторинга окружающей среды или простейших коммуникационных систем.

«Высокая теплоемкость обеспечивается за счет материала с фазовым переходом, – говорит руководитель проекта Коттрилл, – а графен дает высокую теплопроводность», позволяя быстро извлечь это тепло, когда возникает необходимость использовать его для генерации электричества.

«Фактически одна сторона теплового резонатора захватывает тепло из окружающей среды и медленно излучает его на другую сторону, пытаясь достичь теплового равновесия. При этом одна сторона всегда отстает от другой – поясняет Страно. – Это постоянное различие между двумя сторонами затем можно преобразовать в электричество с помощью обычных термоэлектриков. Комбинация металлической пены, графена и октадекана образует материал с самой высокой тепловой инерцией среди всех материалов, описанных в литературе на сегодняшний день».

Пока были проведены только первоначальные испытания установки в условиях 24-часового цикла изменения температуры окружающей среды, однако подбор материалов аккумулятора позволит оптимизировать его для других циклов и использовать тепловой резонатор, например, для отбора тепла от периодически включающихся двигателей холодильников или промышленных установок.

«Мы окружены колебаниями температуры, серьезным изучением которых раньше никто не занимался, – говорит Страно. – И это отчасти потому, что не существовало никакого известного способа их использования».

Конечно, до этого не раз предпринимались попытки извлечения энергии из тепловых циклов с помощью пироэлектрических преобразователей, однако, по убеждению авторов проекта, они создали первую систему, которую можно подстраивать под конкретные периоды колебаний температуры, например, под суточный цикл.

«Колебания температуры являются «неразведанным энергоресурсом», – убежден Коттрилл, – и они могут стать дополнительным источником в гибридной системе, объединяющей несколько методов получения энергии и способной работать даже при отказе отдельных компонентов». Этот проект был частично профинансирован грантом Научно-технологический университета Саудовской Аравии имени короля Абдаллы, который планирует использовать систему для питания сети датчиков, контролирующих условия на нефтяных и газовых месторождениях.

«Они хотят использовать ортогональные, то есть полностью независимые друг от друга источники энергии, – говорит Коттрилл. – Это могут быть топливные элементы, работающие на ископаемом топливе, солнечные батареи, а также наши новые тепловые резонаторы. Это позволит, например, в период неработоспособности солнечных панелей во время песчаной бури иметь дополнительный механизм получения энергии, даже если его мощности хватит лишь для отправки аварийного сообщения».

«Такие системы могут также стать долговечными, хоть и маломощными, источниками энергии для спускаемых и разведывательных аппаратов, предназначенных для исследования отдаленных районов, в том числе на Луне и других планетах, – говорит Владимир Коман (Volodymyr Koman), постдок МИТ и соавтор данного исследования. – При этом большая часть системы может быть изготовлена из местных, а не из предварительно изготовленных материалов».

По мнению заслуженного профессора Мельбурнского королевского технологического университета в Австралии Куроша Калантар-заде (Kourosh Kalantar-zadeh), не принимавшего участия в данном проекте, этот способ «является перспективным направлением с большим будущим, потенциально способным сыграть неожиданную роль в качестве дополнительного источника в системах сбора энергии».

«Чтобы конкурировать с другими технологиями сбора энергии, всегда необходимы более высокие напряжения и мощности, – добавляет он. – Тем не менее, я лично считаю, что вложив в эту концепцию дополнительные средства, вполне возможно извлечь из нее гораздо больше... Это привлекательная технология, за которой в ближайшем будущем потенциально последуют многие другие».

В состав команды также вошли аспиранты химического факультета МИТ Альберт Тянсян Лю (Albert Tianxiang Liu), Амир Каплан (Amir Kaplan) и Сайали Махаджан (Sayalee Mahajan). Кроме того к проекту привлекались ученый Юичиро Кунаи (Yuichiro Kunai), постдок Пингвей Лю (Pingwei Liu) и бакалавр Обри Толанд (Aubrey Toland). Проект был поддержан Управлением военно-морских исследований, KAUST и Швейцарским национальным научным фондом. **РЛ**

Ссылки

1. Huamin Chena, Lin Bai, Tong Li, Chen Zhao, Jiushuang Zhang, Nan Zhang, Guofeng Song, Qiaoqiang Gan, Yun Xu «[Wearable and robust triboelectric nanogenerator based on crumpled gold films](#)»

Оптоэлектронная логика

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены схемы оптоэлектронных базовых элементов позитивной и негативной логики: И (AND)/И-НЕ (NAND), ИЛИ (OR)/ИЛИ-НЕ (NOR), Исключающее ИЛИ (XOR)/Исключающее ИЛИ-НЕ (XNOR). Дано описание принципов работы и способов использования схем оптоэлектронной логики.

Исторически сложилось так, что первые логические элементы, рождение которых относится к 30-м годам прошлого века, собирались на основе вакуумных ламп. В 50-е годы на смену лампам пришли транзисторы, вначале биполярные, а затем и полевые. С повышением степени интеграции электронной техники логические элементы стали выполнять на основе интегральных микросхем. Интересно, что изначально логические элементы создавались для работы с сигналами как положительной, так и отрицательной полярности (позитивная и негативная логика) [1].

В связи с созданием и развитием первых оптоэлектронных приборов (светоизлучающих диодов, резистивных и полупроводниковых фотоприборов) появились и первые оптоэлектронные приборы, способные выполнять функции логических элементов И (AND), И-НЕ (NAND), ИЛИ (OR), ИЛИ-НЕ (NOR) [2–8]. Своевобразной «Terra Incognita» остались логические элементы Исключающее ИЛИ (XOR) и Исключающее ИЛИ-НЕ (XNOR), что резко ограничивало области практического использования оптоэлектронных логических элементов в целом.

Ниже (Рисунки 1–3) предпринята попытка описать новые оптоэлектронные логические элементы, способные в зависимости от спо-

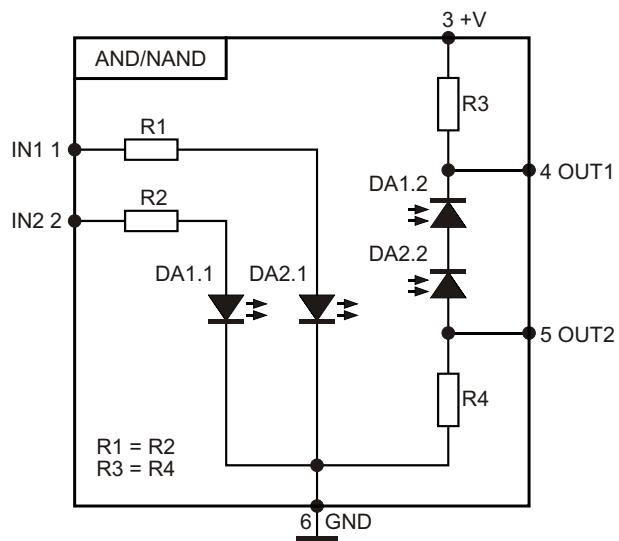
соба их включения выполнять функции базовых элементов позитивной и негативной логики: И (AND)/И-НЕ (NAND), ИЛИ (OR)/ИЛИ-НЕ (NOR), Исключающее ИЛИ (XOR)/Исключающее ИЛИ-НЕ (XNOR).

Если в качестве светоизлучающих приборов оптоэлектронники практически безальтернативно используют светодиоды, то в отношении полупроводниковых фотоприемников выбор более представителен. Это фотосопротивления, фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры и другие элементы. На приводимых далее рисунках в качестве таковых и для иллюстрации самой идеи показаны фотодиоды, к слову, обладающие повышенным быстродействием в сравнении с конкурентами.

На Рисунке 1 показаны типовые электрические схемы выполнения двухходовых базовых элементов оптоэлектронной логики. Как следует из рисунка, логические элементы отличаются исключительной простотой и наглядностью описания их работы. Эти элементы состоят из передающей и приемной частей, причем фотодиоды приемных частей включены либо параллельно, либо последовательно.

Логические элементы позитивной оптологики И (AND)/И-НЕ (NAND) и ИЛИ (OR)/ИЛИ-НЕ (NOR) отличаются от их предшественни-

Позитивная оптология



Негативная оптология

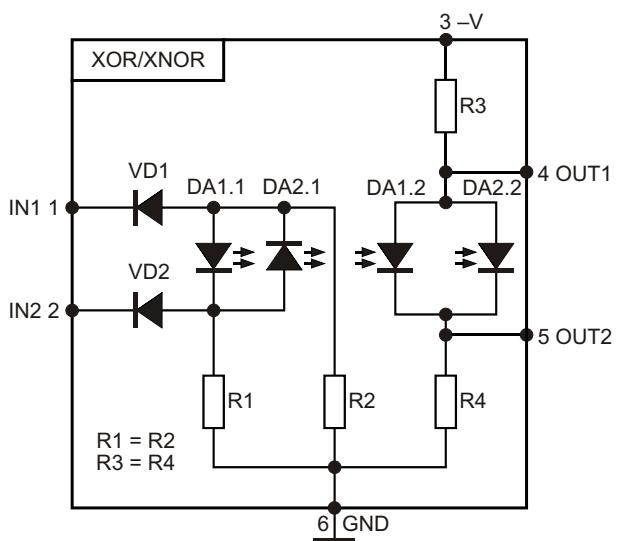
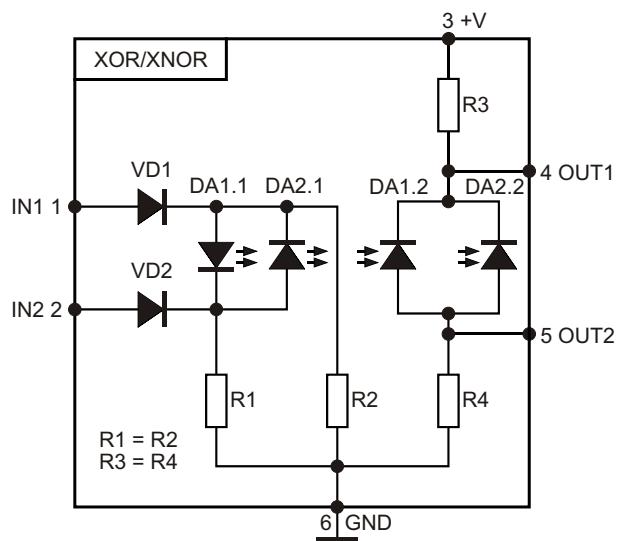
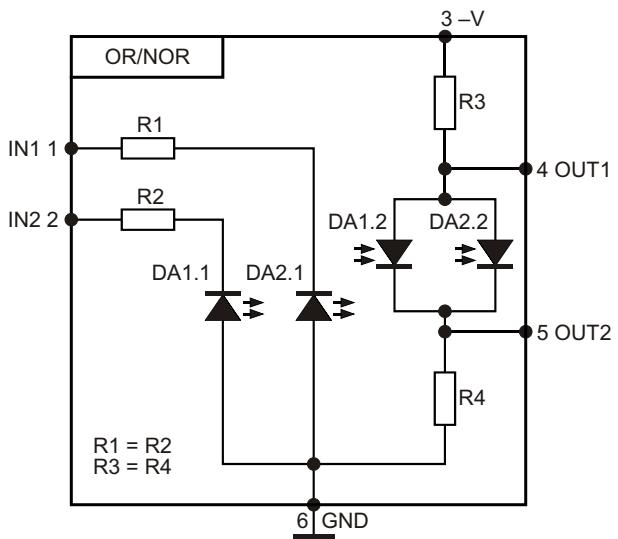
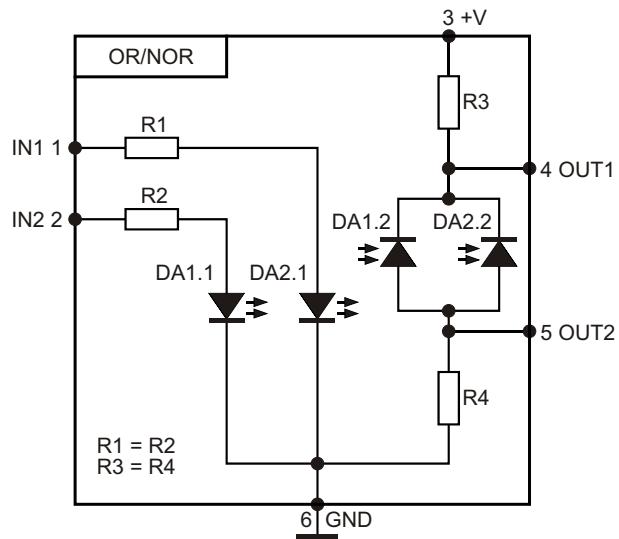
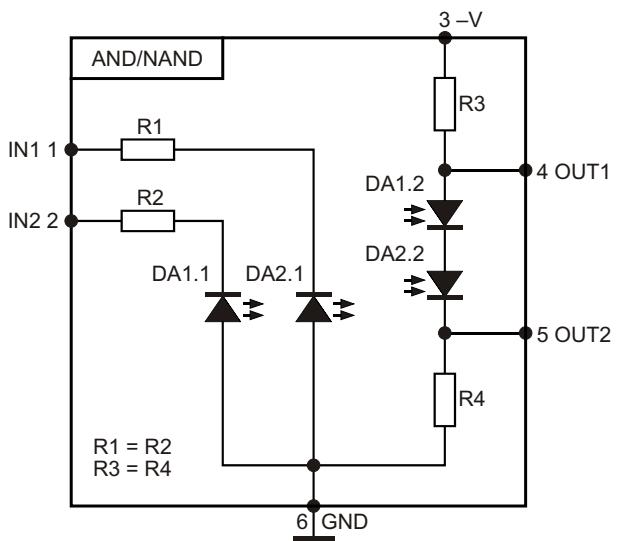


Рисунок 1. Базовые элементы позитивной и негативной оптологии: И (AND)/И-НЕ (NAND), ИЛИ (OR)/ИЛИ-НЕ (NOR), Исключающее ИЛИ (XOR)/Исключающее ИЛИ-НЕ (XNOR).

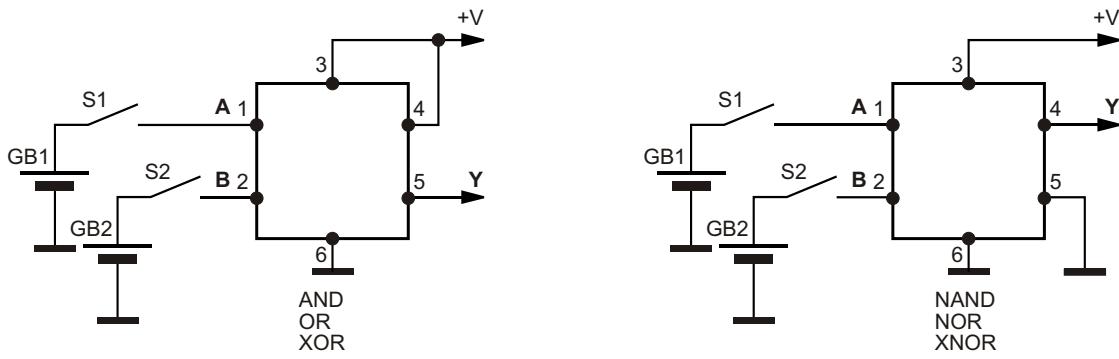


Рисунок 2. Способы подключения базовых элементов позитивной оптологики без инверсии и с инверсией выходного сигнала.

ков [4–7] тем, что в зависимости от способа подключения выходов OUT1 и OUT2 позволяют получить логические устройства, работающие с инверсией или без инверсии выходных сигналов, Рисунок 2.

Что касается логических оптоэлектронных элементов Исключающее ИЛИ (XOR)/Исключающее ИЛИ-НЕ (XNOR), один из нескольких вариантов реализации которых приведен на Рисунке 1, то ранее описания таких, похоже, не встречались. В этой связи на принципе их работы стоит остановиться подробнее.

Допустим, что используется вариант работы логического элемента без инверсии (Исключающее ИЛИ (XOR), вывод OUT1 сое-

динен с шиной питания, сигнал снимается с выхода OUT2), Рисунок 2. Предположим, что на входы IN1 и IN2 логического элемента поданы сигналы логического нуля. Ток через светодиоды DA1.1 и DA2.1 не протекает, светодиоды не излучают свет, фотодиоды приемной стороны DA1.2 и DA2.2 ток не проводят. На выходе элемента присутствует сигнал логического нуля.

Далее, предположим, что на вход IN1 логического элемента подан сигнал логической единицы, а на вход IN2 – логического нуля. Ток протекает через диод VD1, светодиод DA1.1, резистор R1, а также резистор R2. Фотодиод приемной стороны DA1.2 проводит

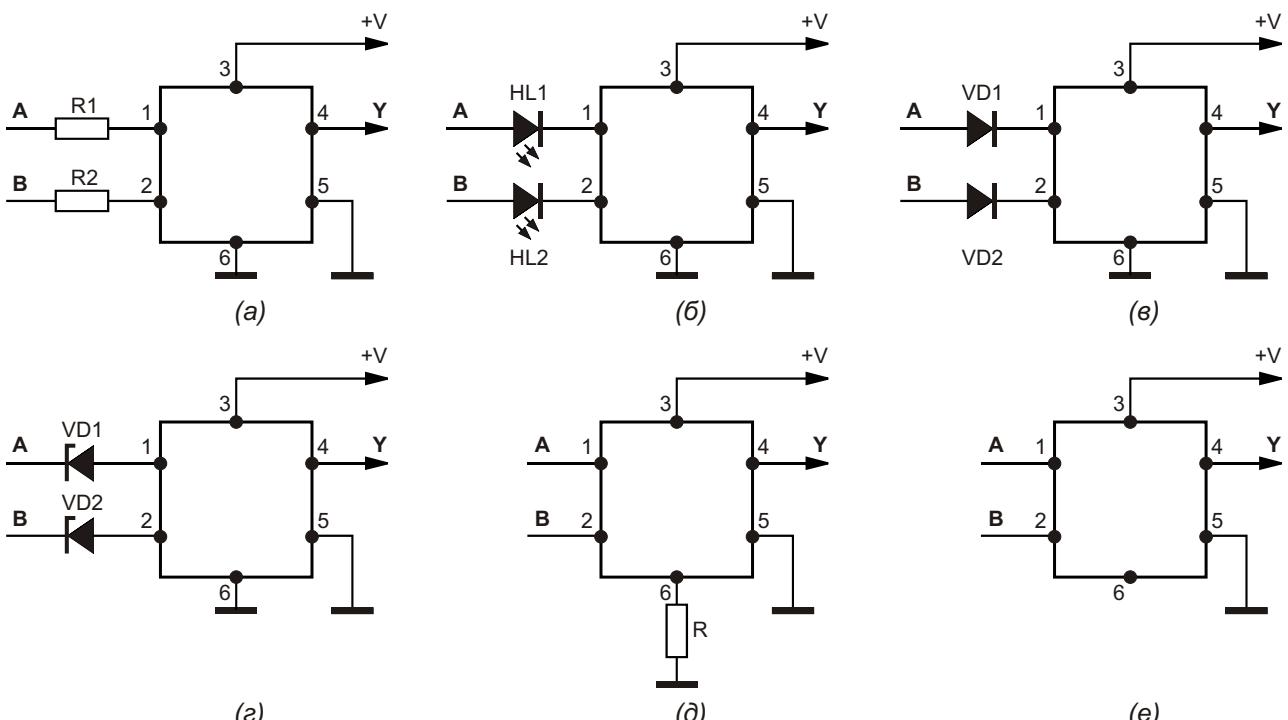


Рисунок 3. Варианты способов подключения базовых элементов позитивной оптологики с инверсией выходного сигнала.

ток, на выходе OUT2 появляется сигнал логической единицы.

Подобная ситуация наблюдается, если на вход IN2 логического элемента подан сигнал логической единицы, а на вход IN1 – логического нуля.

Если же на оба входа логического элемента подать сигналы логической единицы, то система диодов VD1 и VD2, а также резисторов R1 и R2 образует мост, напряжение в диагонали которого равно нулю, вследствие чего светодиоды передающей стороны DA1.1 и DA2.1 не излучают свет, соответственно, фотодиоды DA1.2 и DA2.2 не проводят ток, а на выходе OUT2 устанавливается значение логического нуля.

За счет незначительной модификации (смены полярности включения оптоприборов, или просто разворота элементов схем по вертикали со сменой полярности питания) возможна реализация приборов негативной оптологики (Рисунок 1), что существенно расширяет области применения таких приборов в вычислительной или иной технике.

Отметим, что для обеспечения возможности работы оптоэлектронных логических элементов в области повышенных входных и выходных напряжений возможны различные несложные варианты модификации способов включения их входных и выходных цепей за счет использования внешних навесных элементов. Это могут быть гасящие избыточное напряжение резисторы, светодиоды, диоды, стабилитроны (Рисунки 3а–е), в том числе индицирующие наличие и частоту входных сигналов светодиоды (Рисунок 3б).

Подводя итоги изложенному, выделим достоинства и ... недостатки оптоэлектронных логических элементов.

Положительные свойства оптоэлектронной логики:

- широкий диапазон напряжений и токов, возможность простого схемотехнического расширения этих диапазонов;
- надежная гальваническая развязка входных и выходных цепей;
- возможность дистанционного разнесения входных и выходных цепей;

- совместимость с другими видами логических элементов, а также возможность преобразования и совмещения уровней логических сигналов;
- повышенная помехозащищенность, малая подверженность действию наводок;
- нет явления самозашелкивания;
- простота схем и их низкая стоимость;
- возможность выполнения из дискретных элементов (резисторов, свето- и фотодиодов);
- возможность создания оптико-механических систем;
- адаптируемость;
- возможность трансляции аналоговых сигналов.

Недостатки оптоэлектронной логики:

- относительно высокое энергопотребление;
- нет четких переходных областей уровней логической единицы/нуля для входных сигналов;
- ограниченный частотный диапазон, определяемый быстродействием оптоэлектронных приборов (до единиц МГц и выше). **РЛ**

Литература

1. Шустов М.А. Цифровая схемотехника. Основы построения. – СПб.: Наука и Техника, 2018. – 320 с.
2. Полянин О.В., Ушаков Е.В. Оптоэлектронные устройства. – М.: Энергия, 1969. – 72 с.
3. Дремаков В., Рожукаланс З. Оптикоэлектронные логические элементы // Радио. – 1973. – № 12. – С. 43–44.
4. Носов Ю.Р., Сидоров А.С. Оптроны и их применение. – М.: Радио и связь, 1981. – 280 с.
5. Верещагин И.К., Косяченко Л.А., Кокин С.М. Введение в оптоэлектронику. – М.: Высшая школа, 1991. – 191 с.
6. Ермаков О.Н. Прикладная оптоэлектроника. – М.: Техносфера, 2004. – 416 с.
7. Игнатов А.Н. Оптоэлектронные приборы и устройства. – М.: Эко-Трендз, 2006. – 272 с.
8. Проскурин Н.П. Микромощная оптоэлектронная логика для цифровых интегральных схем. – Саарбрюкен: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2018. – 60 с.

Универсальные оптоэлектронные логические элементы переменного и постоянного тока

Михаил Шустов, г. Томск

Приведено описание базовых оптоэлектронных логических элементов, способных работать как на постоянном, так и на переменном токе.

Ранее на страницах журнала было приведено описание оптоэлектронных элементов позитивной и негативной логики [1]. Незначительное усложнение этих элементов позволяет использовать их в цепях как постоянного тока произвольной полярности, так и в цепях переменного тока. Модернизация логических элементов коснулась как их входных, передающих информацию цепей, так и выходных каскадов (Рисунок 1).

Основное преобразование входных цепей отразилось на способе включения светоизлучающих диодов. Светодиоды каждой из входных цепей включены встречно, что обеспечивает возможность их работы в цепях постоянного и переменного тока и одновременно обеспечивает их самозащиту от перенапряжения.

В выходных приемных цепях оптоэлектронных логических элементов оказалось достаточно добавить выпрямительный мост, в диагональ которого включены последовательно (функция И) или параллельно (функция ИЛИ) фотодиоды.

На Рисунке 2 показаны варианты использования универсальных оптоэлектронных логических элементов.

При эксплуатации таких элементов возможны варианты:

1. Управляющие входные сигналы постоянного тока (или постоянного и переменного тока), напряжение питания выходных цепей постоянного тока любой полярности или переменного тока.
2. Управляющие входные сигналы переменного тока, частотой f_1 , напряжение питания выходных цепей переменного тока частотой f_2 , причем f_1 и f_2 могут как совпадать по частоте и фазе, так и существенно различаться.

При работе оптоэлектронных логических элементов на переменном токе (входные управляющие сигналы постоянного тока) уровни выходных логических сигналов выглядят несколько непривычно (Рисунок 2). Амплитуда сигналов уровня логической единицы переменного тока существенно (не менее чем на 1–2 порядка, в зависи-

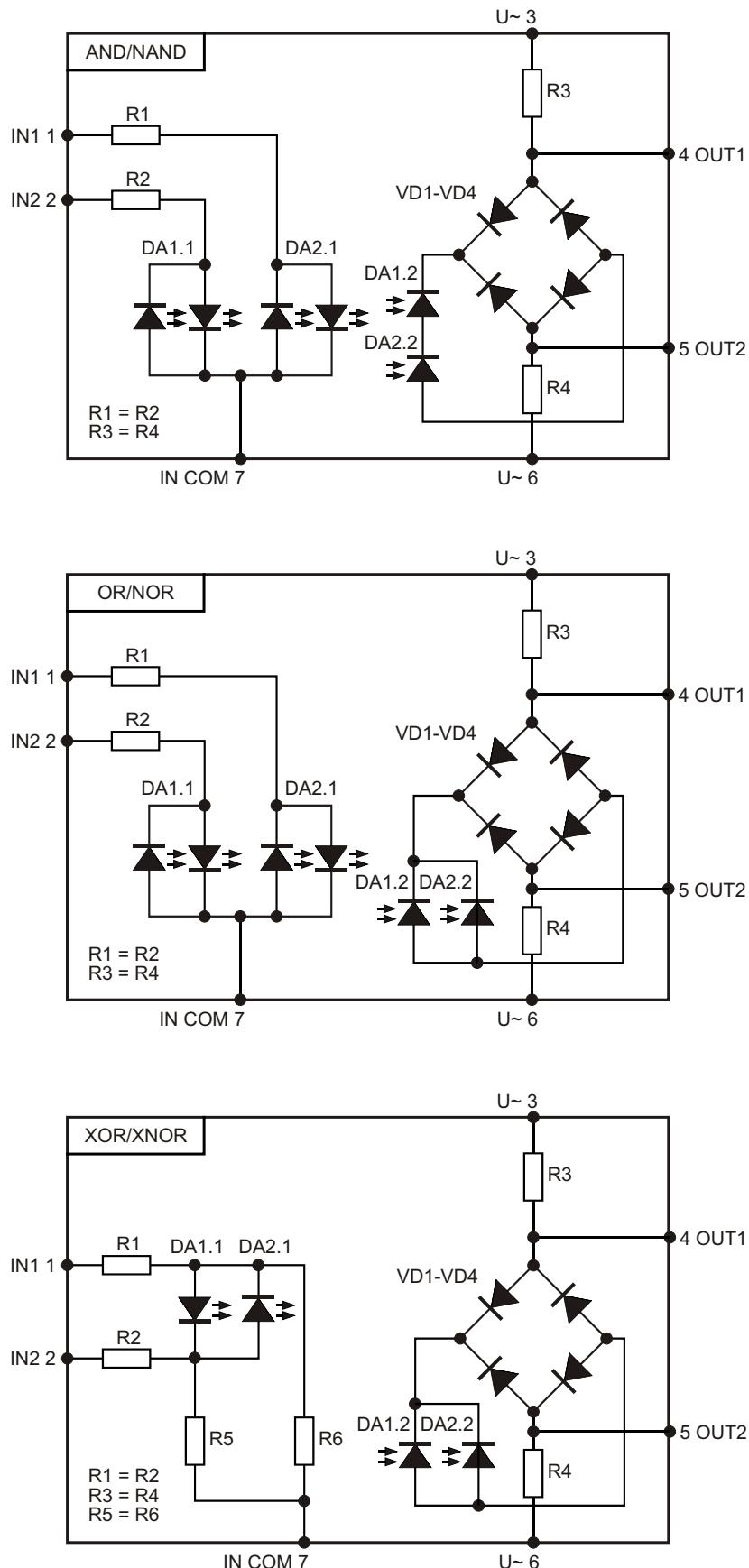


Рисунок 1. Варианты схемотехнической реализации универсальных базовых оптоэлектронных элементов переменного и постоянного тока: И (AND)/И-НЕ (NAND), ИЛИ (OR)/ИЛИ-НЕ (NOR), Исключающее ИЛИ/Исключающее ИЛИ-НЕ (XOR/XNOR).

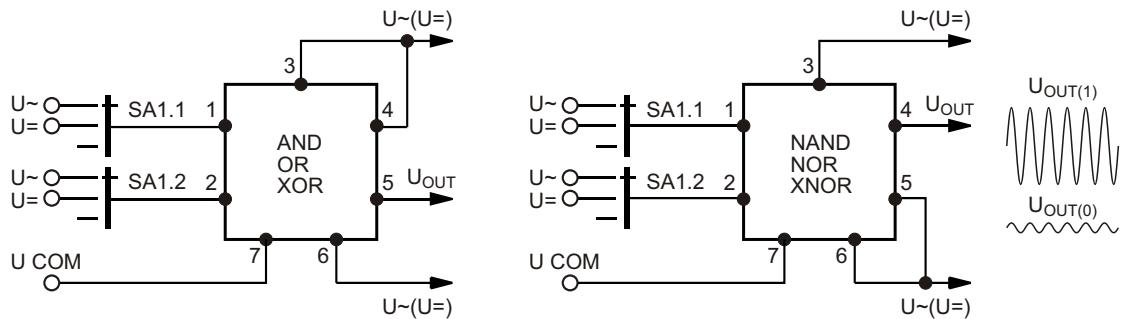


Рисунок 2. Способы подключения универсальных оптоэлектронных логических элементов переменного и постоянного тока без инверсии и с инверсией выходного сигнала.

мости от напряжения питания) превышает амплитуду сигналов уровня логического нуля.

Использование управляющих сигналов и напряжения питания переменного тока различной частоты позволяет осуществлять

модуляцию выходных сигналов и получать выходные сигналы смеси частот. **РЛ**

Литература

- Шустов М.А. Оптоэлектронная логика // РадиоЛоцман.– 2019.– №12.– С. 36–39

Музыкальная история компании Yamaha: звуковые Hi-Fi технологии и схемотехника усилительной аппаратуры 1980/1990-годов



Юрий Петровавловский

Компания Yamaha в 1980-х и 1990-х годах выпустила значительное число моделей интегральных и предварительных усилителей, усилителей мощности, AV-ресиверов и AV-усилителей класса Hi-Fi, получивших признание любителей высококачественного звукоспроизведения. На это указывает большое количество предложений о покупке и продаже подобных аппаратов Yamaha на различных ресурсах Интернета, причем цены некоторых моделей, фигурирующих в предложениях 2019 года, достаточно близки к их исходным ценам 20-30-летней давности.

Несколько новых схемотехнических и технологических решений компания реализовала в юбилейной серии Hi-Fi аппаратуры 10000 Monumental Products [1]. В приложении к усилителям мощности одним из таких решений стала технология HCA (Yamaha HCA class A), примененная в усилителе мощности Yamaha MX-10000 (1987 г.) и ряде аппаратов 1990-х годов. HCA (Hyperbolic Conversion Amplification) – «усиление с гиперболическим преобразованием» является технологией специального управления

выходными транзисторами двухтактных УМЗЧ токами гиперболической формы (Рисунок 1). Предполагается, что при суммировании двух противофазных гиперболических сигналов переходная характеристика усилителя становится весьма близка к линейной с очень малыми гармоническими искажениями. Одной из основных целей внедрения HCA является снижение тока покоя (Idling

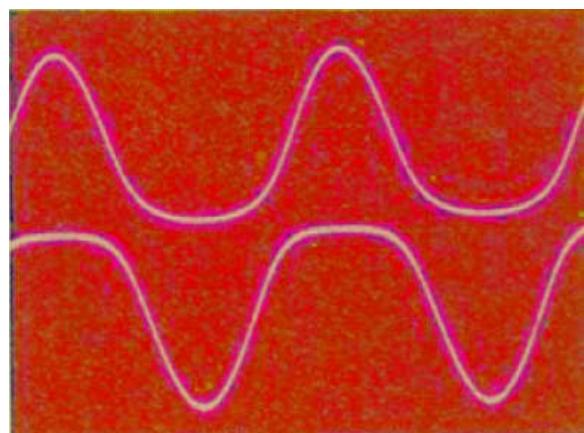


Рисунок 1. Токи гиперболической формы.



Рисунок 2. Усилитель мощности Yamaha MX-1000.

Current) выходных транзисторов УМЗЧ и вывод аппаратов из режима «нагревательного прибора», характерного для усилителей с традиционным классом А. К примеру, усилитель Yamaha CA-1000 в классе А потребляет до 300 Вт при выходной мощности 2×15 Вт, а с применением НСА при соизмеримых уровнях гармонических искажений энергопотребление усилителей в режиме молчания значительно меньше, а достигаемая выходная мощность больше.

В линейке усилителей мощности Yamaha MX-600, MX-800, MX-1000 (Рисунок 2), выпущенных в конце 1980-х годов, кроме НСА применена технология APS (Advanced Power Supply) для обеспечения эффективной работы усилителей во всем диапазоне выходных мощностей. Принцип работы усилителей с

APS основан на регулировании напряжения питания выходных каскадов УМЗЧ в зависимости от уровня выходного сигнала. Подобные режимы работы обычно называют режимами классов G, H или специальными терминами различных производителей, подобными APS. Напряжение питания в схемах APS при достижении определенного уровня выходного сигнала увеличивается, что обеспечивает передачу пиковых значений сигналов без искажений; в то же время средняя потребляемая от источника питания мощность не увеличивается.

Основные особенности и характеристики усилителей MX-600/800/1000:

- Выходная мощность $2 \times 135/170/260$ Вт на нагрузке 8 Ом при THD = 0.003% в полосе частот 20 Гц – 20 кГц ($2 \times 190/230/330$ Вт на нагрузке 4 Ом при THD = 0.02%);
- Максимальная потребляемая мощность 650/1150/1700 Вт;
- Спад плоской вершины импульсов на пиках сигнала (Dynamic Headroom) 2.01–3.51 дБ, в зависимости от модели и сопротивления нагрузки;
- Полоса пропускания на большом сигнале (Power Band Width) 10 Гц – 60 кГц, при этом неравномерность АЧХ в полосе частот 20 Гц – 20 кГц не более ± 0.2 дБ;



Рисунок 3. Интегральный усилитель Yamaha AX-900.

- Отношение сигнал/шум 119-124 дБ, уровень выходного шума (Residual Noise) порядка 16-21 мкВ;
- Габариты 435 × 170 × 425 мм, вес 13/14.5/20.6 кг.

В тот же период времени кроме рассмотренных выше усилителей мощности компания выпустила интегральные усилители (УМ с предусилителем) серии AX и AV-ресиверы серии RX. В моделях интегральных усилителей Yamaha AX-700/AX-900 (внешний вид и вид изнутри AX-900 показаны на Рисунке 3) УМЗЧ аппаратов выполнены по схемам, названным компанией схемами «абсолютно линейного усиления»(ALA, Absolute Line Amplification). Схемы УМЗЧ с ALA выполнены полностью на дискретных полупроводниковых приборах. В модели AX-900 в каждом канале используется более двух десятков транзисторов, выходные каскады УМЗЧ выполнены на комплементарных парах транзисторов 2SA1301 (P-N-P), 2SC3280 (N-P-N) фирмы Toshiba, по два параллельно включенных прибора в каждом плече. Напряжение питания ±62 В для УМЗЧ обеспечивает мостовой выпрямитель D5FB20 (5 А/200 В) с двумя конденсаторами фильтра 22000 мкФ × 71 В. Использование схем ALA конечно не дает абсолютно линейного усиления, однако уровень гармонических искажений усилителей находится на уровне моделей более высокого класса.

Основные характеристики усилителей AX-700/AX-900:

- Выходная мощность 2×110/130 Вт на нагрузке 8 Ом при THD = 0.005% в полосе частот 20 Гц – 20 кГц;
- Полоса пропускания на большом сигнале 10 Гц – 50 кГц;
- Интермодуляционные искажения не более 0.002%;
- Отношение сигнал/шум по входу звукоснимателя MC (с подвижной катушкой) не менее 75 дБ, MM (с подвижным магнитом) – не менее 92 дБ, по входу CD – не менее 100 дБ.

Начало 1990-х годов в России ассоциируется с массовым распространением зарубежной аудио и видеотехники, в этот же время в стране стали появляться и специализированные магазины (салоны) по продвижению высококачественной звуковой техники, а в середине 1990-х годов начали выходить специализированные отечественные



Рисунок 4. AV-усилитель Yamaha AX-2000A.

периодические издания по этой теме. Одним из первых стал журнал Stereo & Video, первый пилотный номер которого вышел в сентябре 1995 года. В обзорах номера фигурировали и продукты Yamaha средней ценовой категории, в частности, AV-ресиверы Yamaha RX770/570/360/460.

Из продуктов компании классов Hi-Fi/Hi-End начала 1990-х годов можно отметить интегральный AV-усилитель Yamaha AX-2000A и усилители мощности Yamaha MX-1, MX-2. Модель AX-2000A (1990 г., Рисунок 4) является модификацией базовой модели AX-2000 и отличается от нее наличием встроенного звукового ЦАП высокого разрешения и коммутируемых видеовходов для подключения источников видеосигналов (видеомагнитофонов, спутниковых тюнеров, проигрывателей видеодисков). Применение встроенного ЦАП было направлено на исключение из домашних Hi-Fi систем популярных в то время внешних ЦАП («конверторов») для CD-проигрывателей высокого класса (CD «транспорты»).

Усилители мощности AX-2000A выполнены по технологии «гиперболического класса А» (HCA); в выходных каскадах применены комплементарные пары транзисторов 2SA1491 (P-N-P)/2SC3855 (N-P-N), по три параллельно включенных прибора в каждом плече усилителей левого и правого каналов (всего 12 мощных транзисторов).

Основные характеристики усилителей AX-2000/2000A:

- Выходная мощность – 2×130 Вт/8 Ом, 2×150 Вт/6 Ом при THD = 0.003% в полосе частот 20 Гц – 20 кГц;
- Отношение сигнал/шум по входам RIAA/MC/MM не менее 85/88 дБ, уровень выходного шума 30 мкВ;
- Параметры встроенного ЦАП модели AX-2000A (2 микросхемы PCM56P фирмы



Рисунок 5. Усилитель мощности Yamaha MX-1.

Burr-Brown): THD = 0.002%, динамический диапазон 100 дБ, отношение сигнал/шум 118 дБ;

• Габариты 473 × 170 × 475 мм, вес 28 кг.

Усилители мощности Yamaha MX-1 (Рисунок 5), MX-2 (1993 г.) выполнены в соответствии с «бескомпромиссной» концепцией построения компонентных домашних систем звуковоспроизведения. Аппараты не имеют каких либо регуляторов, на передней панели есть только кнопки включения питания и выбора подключаемых акустических систем. Для полноценной работы звуковых систем совместно с усилителями мощности необходимо использовать предварительные усилители Yamaha CX-1/CX-2 (можно и любые другие предусилители). Левые и правые каналы усилителей MX-1/MX-2 совершенно независимы, включая источники питания с двумя мощными трансформаторами и конденсаторами фильтра большой емкости. Такому построению, по мнению многих экспертов, усилители обязаны своим удивительно чистым воспроизведением звука и отличной пространственной локализацией источников.

В выходных каскадах УМЗЧ рассматриваемых усилителей используются комплементарные пары транзисторов 2SA1492 (P-N-P), 2SC3856 (N-P-N), по три параллельно включенных прибора в каждом плече. Напряжения питания схемы ±75 В и ±32 В; в выпрямителях использованы диодные мосты D5SB20

и последовательно соединенные конденсаторы фильтра 33000 мкФ × 50 В и 36000 мкФ × 40 В (всего 4 конденсатора).

Основные характеристики усилителей MX-1/MX-2:

- Выходная мощность 2 × 200/150 Вт /8 Ом при THD = 0.008%, динамическая мощность по методу измерения плоской вершины импульсов 2?630/410 Вт/2 Ом;
- Отношение сигнал/шум 125/123 дБ, уровень выходного шума около 20 мкВ;
- Коэффициент демпфирования 250, полоса пропускания на большом сигнале 10 Гц – 60 кГц;
- Потребляемая мощность до 550/360 Вт, габариты 435 × 116 × 486 мм, вес 24/19 кг.

В начале 1990-х годов в области звуковоспроизведения стало быстро развиваться направление многоканальных звуковых систем для домашних кинотеатров. В основном это было вызвано появлением доступных записей на видеокассетах VHS Hi-Fi (стерео и 4-канальных Dolby Pro Logic) и сравнительно недорогих видеомагнитофонов с Hi-Fi звуком. Для этого направления компания Yamaha выпустила целый ряд многоканальных AV-ресиверов и интегральных усилителей.

Новый импульс развитию систем объемного звуковоспроизведения придало появление на мировых рынках в 1996/1997-х годах DVD дисков с многоканальным звуковым сопровождением. Компания Yamaha не осталась в стороне от этого направления и выпустила ряд моделей соответствующих многоканальных AV-ресиверов и усилителей в различных ценовых категориях. По данным упомянутого выше отечественного журнала Stereo & Video за октябрь 1999 года, в России были представлены 5-канальные AV-ресиверы средней ценовой категории (350-600 долларов) Yamaha RX-V692/V592 (1998 г.), RX-V595/V393/V493 (1999 г.), 7-канальные AV-усилители высшего класса (1100-2700 долларов) Yamaha DSP-A1092 (1997 г.), DSP-A3090 (1996 г.), Yamaha DSP-A1 (1999 г.) и некоторые другие модели. Внешний вид перечисленных аппаратов показан на Рисунке 6.

AV-ресиверы Yamaha RX-V692/V592 (имеются исполнения с декодерами сигналов RDS) для 5-канальных систем домашних кинотеатров (ДК) обеспечивают декодирование сигналов системы объемного звука Dolby Pro Logic. В аппаратах также реализована



Yamaha DSP-A1



Yamaha DSP-A1092



Yamaha RX-V595



Yamaha DSP-A590



Yamaha RX-V692



Yamaha DSP-A3090

Рисунок 6. Аппаратура Yamaha, представленная в России в 1999 г.

комбинированная технология ДК на основе системы Dolby Pro Logic и собственной системы Yamaha DSP Technology (CINEMA DSP) с двумя тыловыми каналами (в системе Dolby Pro Logic один тыловой канал). Выходная мощность AV ресиверов RX-V692/V592 составляет $2 \times 75/70$ Вт/8 Ом (фронт) при THD = 0.04% + 75/70 Вт/8 Ом (центр) при THD = 0.07% + $2 \times 40/35$ Вт/8 Ом (тыл) при THD = 0.3% в полосе частот 20 Гц – 20 кГц. Отношение сигнал/шум по входу звукоснимателя (MM) 86 дБ, в режиме приема ЧМ стереосигналов (87.5–108 МГц) – 75 дБ при THD = 0.2%. Ресиверы обеспечивают коммутацию композитных (разъемы RCA) и компонентных (S-Video) видеосигналов; габариты аппаратов $436 \times 151 \times 379$ мм, вес 12.5 кг (RX-V692).

В цифровых и аналоговых трактах аппаратов используются микросхемы различных производителей (Hitachi, Sanyo, Sanken и других), а также собственная микросхема YSS223 – декодер сигналов объемного звука Dolby Pro Logic с автоматическим балансом входов.

В аналоговых трактах аппаратов используются только дискретные полупроводниковые приборы. В выходных каскадах УМЗЧ фронтальных и центрального каналов применены каскодно включенные комплементарные пары транзисторов 2SC3421/2SC5242 (N-P-N), 2SA12358/2SA1962 (P-N-P); напряжение питания на их коллекторах ± 50 В. В УМЗЧ тыловых каналов применены транзисторы 2SC4488/2SC4466 и 2SA1708/2SA1693 при напряжении питания ± 38 В.

AV-ресивер Yamaha RX-V595/V595A по функциональным возможностям и электрическим характеристикам весьма близок к рассмотренным моделям RX-V592/V692, однако по элементной базе, схемотехнике и конструкциям аппараты существенно отличаются. В рассматриваемые AV-ресиверы интегрированы цифровой процессор звукового поля (Digital Sound Field Processor), декодеры сигналов систем объемного звука Dolby Digital, DTS, Dolby Pro Logic, цифровой сигнальный процессор CINIMA DSP. Имеется

возможность комбинированной обработки сигналов с использование технологий Dolby Digital и Yamaha DSP. Предусмотрена балансировка звучания всех акустических систем в автоматическом режиме. Выходная мощность УМЗЧ ресиверов одинакова для всех пяти каналов и составляет 65/70 Вт/8 Ом (RX-V595/V595A) при THD = 0.04% в полосе частот 20 Гц – 20 кГц, отношение сигнал/шум с входа звукоснимателя MM 86 дБ. В цифровых трактах аппаратов используется цифровой сигнальный процессор (DSP) собственного производства YSS918D-F, обеспечивающий декодирование сигналов AC-3, DTS, Dolby Pro Logic и ряд цифровых регулировок. Преобразование цифровых сигналов в аналоговые обеспечивают микросхемы AK4320 – одноразрядный ЦАП и AK4526A-VQ – 20-разрядный 6-канальный ЦАП фирмы Asahi Kasei Microdevices (AKM).

Во всех выходных каскадах УМЗЧ AV-ресиверов применены комплементарные пары транзисторов. Типы выходных транзисторов 2SA1695 (P-N-P)/2SC4468 (N-P-N) или 2SA1492/2SC3856, напряжение питания УМЗЧ ±43.5 В.

Yamaha DSP-A1092 – AV-усилитель под логотипом Natural Sound для ДК с возможностью подключения 5, 6 и 7 акустических систем, сабвуфера и практически любых источников аудио (анalogовых и цифровых) и видеосигналов (композитных и S-Video). В аппарате высококачественные аналоговые звуковые тракты на дискретных компонентах сочетаются с цифровыми схемами обработки сигналов на основе микросхем собственного производства:

- YSS245 (64 вывода) – декодер сигналов объемного звука Dolby Pro Logic и цифровой сигнальный процессор (DSP) для обработки звуковых сигналов;
- YSS243B (128 выводов) – декодер цифровых сигналов Dolby Digital 5.1;
- YM3436 – интерфейс (приемник) сигналов цифровых форматов звука.

Аналоговый звуковой тракт AV-усилителя содержит 7 каналов, реально независимых из которых может быть 5 для сигналов Dolby Digital 5.1 и 4 для Dolby Pro Logic. Сигналы для двух дополнительных фронтальных каналов эффектов формируются искусственно из имеющиеся, в том числе из стереосигналов. УМЗЧ основных пяти каналов аппаратов выполнены

по каскодным схемам. В окончательных каскадах применены только N-P-N транзисторы 2SC5200, а в предоконечных – комплементарные пары 2SA1837 (P-N-P)/2SC4793 (N-P-N); напряжение питания ±54 В.

Основные характеристики AV-усилителя:

- Выходная мощность 5×80 Вт/8 Ом при THD = 0.02% в полосе частот 20 Гц – 20 кГц + 2×25 Вт/8 Ом при THD = 0.05% на частоте 1 кГц;
- Общий коэффициент гармоник зависит от конфигурации входов/выходов и находится в пределах 0.008–0.03% при Р_{вых} = 40 Вт/8 Ом в полосе частот 20 Гц – 20 кГц;
- Отношение сигнал/шум по входу звукоснимателя MM не менее 86 дБ, по другим входам не менее 96 дБ, уровень выходного шума порядка 170 мкВ;
- Габариты 435 × 171 × 470 мм, вес 19.5 кг.

Yamaha DSP-A3090 – AV-усилитель с цифровым процессором звукового поля с пятью цифровыми оптическими и одним коаксиальным входами для эффективной работы с сигналами Dolby Digital 5.1 от DVD-проигрывателей и других источников. Другой важной особенностью аппарата является возможность цифровой обработки многоканальных сигналов, называемой компанией цифровой обработкой звукового поля. Работа данной системы основана на моделировании и формирований пространственных «отражений» из стерео или многоканальной фонограмм и подмешивании их к основным сигналам во всех каналах аппарата.

В качестве цифрового интерфейса в аппарате используется упомянутая выше микросхема YM3436. Декодер сигналов Dolby Pro Logic выполнен на микросхеме собственного производства YSS213-K, декодер сигналов Dolby Digital – на микросхеме ZR38500 фирмы Zoran. Эта микросхема представляет собой 6-канальный процессор для декодирования сигналов всех шести каналов системы AC-3 (Dolby Digital 5.1), преобразования сигналов двух каналов AC-3 в 4 канала Dolby Pro Logic, двухканальных ИКМ (CD стерео) в 4 сигнала Dolby Pro Logic. В аппарате используются микросхемы в основном японских производителей (Hitachi, Sanyo, Toshiba, и других). В качестве канальных преобразователей цифровых сигналов в аналоговые применены упомянутые выше одноразрядные ЦАП AK4320 фирмы AKM.

УМЗЧ AV-усилителей выполнены по традиционной схеме на комплементарных парах транзисторов, по три в каждом плече. В качестве выходных используются транзисторы 2SC3281 (N-P-N) 2SA1837 (P-N-P); напряжение питания ± 51 В. При такой же выходной мощности, как у описанного выше AV-усилителя DSP-A1092, рассматриваемый аппарат характеризуется несколько меньшим уровнем гармонических искажений (0.015%); другие характеристики качества звука, а также габариты и вес примерно такие же.

В заключение коротко рассмотрим особенности упомянутого выше AV-усилителя класса Hi-Fi Yamaha DSP-A1. Этот аппарат обеспечивает декодирование сигналов систем объемного звука Dolby Digital, DTS, Dolby Pro Logic, а также обработку сигналов по технологиям CINEMA DSP/Yamaha DSP. В усилитель, кроме основных 5 каналов, также входят 2 дополнительных фронтальных канала эффектов. Выходная мощность аппарата 5×110 Вт/8 Ом при THD = 0.015% в полосе частот 20 Гц – 20 кГц + 2×35 Вт/8 Ом при THD = 0.05% на частоте 1 кГц (фронтальные каналы эффектов). Неравномерность АЧХ в полосе частот 20 Гц – 20 кГц и отклонения АЧХ от кривой RIAA не более ± 0.5 дБ, общий коэффициент гармоник в главных фронтальных каналах при $P_{\text{вых}} = 55$ Вт не более 0.005%,

отношение сигнал/шум по входу звукоснимателя MM не менее 86 дБ, по другим входам не – менее 96 дБ. Габариты AV-усилителя в титановом корпусе с «золоченной» передней панелью $473 \times 191 \times 473$ мм, вес 25 кг.

Основные микросхемы аппарата:

- HD64F3337YF16 – 8-разрядный микроконтроллер системы управления фирмы Hitachi;
- YSS214 – цифровой сигнальный процессор (CDSP) собственного производства;
- YSS249 – декодер сигналов Dolby Digital (AC-3) собственного производства;
- PM4007A – демодулятор входных (RF/BЧ) цифровых сигналов AC-3 фирмы Pioneer;
- YM3436DK – интерфейс сигналов цифровых звуковых форматов (DIR) собственного производства.

В выходных каскадах УМЗЧ основных 5 каналов используются комплементарные пары транзисторов 2SC5200/2SA1943 при напряжении питания ± 47.7 В, в выпрямителях применены конденсаторы фильтра 27000 мкФ × 71 В. **РЛ**

Ссылки

1. Петропавловский Ю. «[Музыкальная история компании Yamaha: первые 100 лет. Часть 2](#)»

Архитектура и принцип работы обратноходовых источников питания

Bill Schweber

Electronic Design

Обратноходовая топология – это универсальная, широко используемая конструкция импульсного источника питания с рядом интересных характеристик, во многих приложениях обеспечивающих высокий уровень параметров и экономию материалов

Обратноходовой преобразователь – это конструкция импульсного источника питания, которая используется более 70 лет и продолжает развиваться в наши дни. Такие источники питания, называемые также преобразователями энергии, имеют две различные рабочие фазы, в которых мощность со стороны входа передается на выход только тогда, когда коммутатор первичной стороны выключен, и его ток равен нулю или близок к нему. Перечень компонентов ядра обратноходовой конструкции довольно короток и недорог: входной конденсатор, MOSFET ключа первичной стороны, выпрямительный диод на выходе (на вторичной стороне) и выходной конденсатор. Кроме того, есть сам обратноходовой трансформатор; (конечно, как и в любом проекте, окончательная схема будет более сложной).

Конструкция обратноходового преобразователя была разработана в 1930-х и 1940-х годах и существенно усовершенствована в 1950-х годах с появлением коммерческого телевидения. В некотором смысле, она пред-

шествовала нашей современной концепции нелинейных источников питания.

Первоначальным назначением обратноходового преобразователя было создание высокого напряжения, необходимого для питания кинескопа и других электровакуумных приборов, выполнявших функции «активной» электроники до появления транзисторов и микросхем. В результате усовершенствований, стимулируемых огромным объемом рынка телевизоров, преобразователь был оптимизирован для низкой стоимости, высокой надежности, безопасности и технологичности. Обратноходовая конструкция и ее характеристики хорошо подходят для источников питания низкой и средней мощности в диапазоне от 100 до 250 Вт.

Основы обратноходовых преобразователей

В отличие от других конструкций, где трансформатор используется только для понижения или повышения напряжения, в

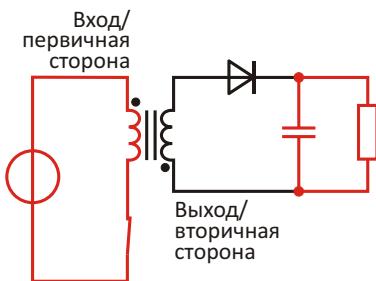


Рисунок 1. В первом цикле обратноходового преобразования ключ первичной стороны замкнут, что увеличивает ток первичной стороны и магнитный поток трансформатора/дросселя. (Источник: Википедия).

обратноходовом преобразователе трансформатор дополнительно служит дросселем – магнитным устройством хранения энергии. Помимо основных обмоток (первичной и вторичной), этот трансформатор имеет дополнительные обмотки, критически важные для работы с обратной связью. Отношение числа витков обмоток трансформатора выполняет две роли: устанавливает уровень выходного напряжения относительно входного и обеспечивает гальваническую изоляцию. При использовании дополнительных обмоток обратноходовая конструкция может одновременно поддерживать несколько выходов.

В основном цикле обратного хода замыкание ключа первичной стороны увеличивает ток и магнитный поток в первичной обмотке трансформатора/ дросселя, поскольку к первичной стороне подключен источник питания (Рисунок 1). Напряжение в обмотке вторичной стороны отрицательно из-за встречной ориентации первичной и вторичной обмоток. Следовательно, диодмещен в обратном направлении и блокирует протекание тока, а конденсатор второй стороны отдает ток в нагрузку во время рабочей фазы.

В следующей фазе цикла ключ разомкнут (Рисунок 2), поэтому ток первичной стороны спадает до нуля и магнитный поток прерывается. Теперь напряжение второй стороны становится положительным, диод открывается, и ток из второй обмотки трансформатора идет в конденсатор, пополняя его заряд.

В обратноходовой схеме выходной конденсатор аналогичен ведру, которое либо наполняется (перезаряжается), либо опорожняется (питает нагрузку), но никогда не наполняется и опорожняется одновременно. Образующиеся в результате пульсации выходного напряжения должны фильтро-

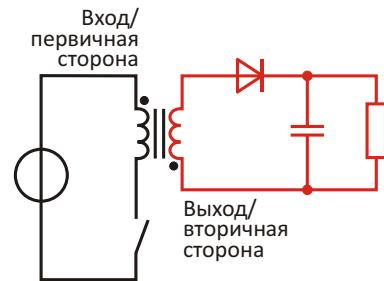


Рисунок 2. Во втором цикле обратноходового преобразования ключ первичной стороны разомкнут, и ток идет из второй обмотки трансформатора в конденсатор. (Источник: Википедия).

ваться конденсатором, заряд которого никогда не должен падать до нуля. Название «обратноходовой» происходит из-за резких прерываний циклов коммутации MOSFET, которые выглядят как внезапное изменение направления тока (Рисунок 3).

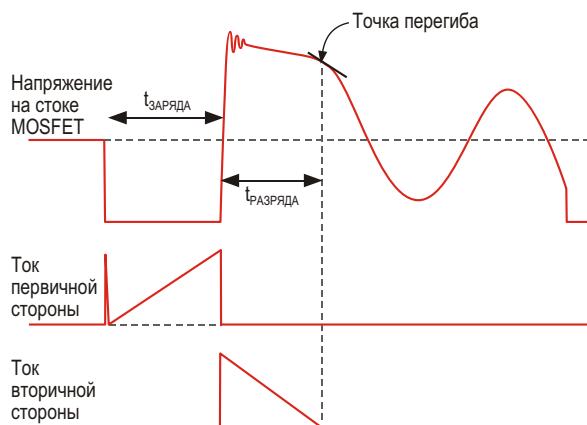
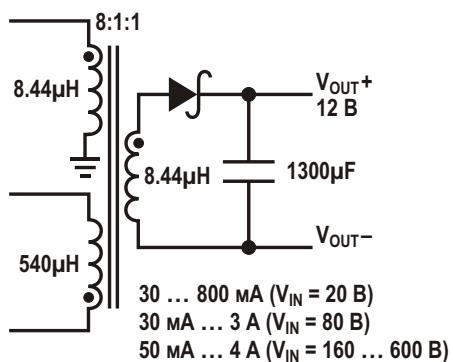
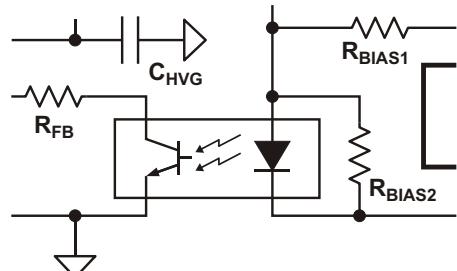


Рисунок 3. Формы токов в основных узлах первичной и вторичной сторон обратноходовой схемы показывают резкие смены направления и скачки. (Источник: Википедия).

Стабилизация выходного напряжения осуществляется за счет изменения коэффициента заполнения импульсов, управляемых ключом первичной стороны. В некоторых конструкциях дополнительно регулируется частота переключения (более быстрое переключение позволяет точнее отслеживать разницу между желаемым и фактическим выходным напряжением). Эта обратная связь с требуемой изоляцией между входом и выходом реализуется либо, как показано на Рисунке 4а, с помощью специальной обмотки трансформатора (традиционный и исторически первый подход), либо с помощью оптоизолютора (Рисунок 4б).



(a)



(б)

Рисунок 4. В традиционной обратноходовой конструкции используется трансформатор/катушка индуктивности с как минимум двумя первичными обмотками и одной вторичной обмоткой (а). В некоторых обратноходовых конструкциях для изоляции цепи обратной связи используют оптопару, функционально эквивалентную второй обмотке первичной стороны (б).

Режимы работы

Обратноходовые (и многие другие типы преобразователей) могут быть спроектированы для работы в одном из двух режимов. В режиме прерывистой проводимости (discontinuous conduction mode – DCM) трансформатор может полностью размагничиваться в каждом цикле коммутации. Обычно такая схема работает на фиксированной частоте переключения с модуляцией пикового тока в соответствии с требованиями нагрузки. В режиме непрерывной проводимости (continuous conduction mode – CCM) ток всегда течет в трансформаторе в каждом цикле коммутации. Поэтому в трансформаторе всегда присутствует некоторая остаточная энергия, поскольку каждый цикл переключения начинается раньше, чем ток успевает полностью прекратиться.

При DCM отсутствуют потери обратного восстановления в выходном выпрямителе, так как в каждом цикле коммутации его ток спадает до нуля. Требуемое значение индуктивности первичной стороны невелико и позволяет уменьшить размеры трансформатора. Теоретически, конструкции DCM присуща более высокая устойчивость, поскольку в правой полуплоскости ее передаточной функции нет нуля. Однако в режиме прерывистой проводимости выходной ток имеет очень большие пульсации, что, соответственно, требует больших фильтров.

В отличие от DCM, CCM имеет небольшие пульсации и среднеквадратичные токи. Эти более низкие токи уменьшают потери прово-

димости и переключения, а меньшие пиковые токи позволяют использовать компоненты фильтров меньших размеров. Однако недостатком CCM является наличие нуля в правой полуплоскости передаточной функции, что ограничит полосу пропускания контура регулирования и ухудшит его динамический отклик. CCM также требует большей индуктивности дросселя и, следовательно, магнитного компонента большего размера.

Усовершенствование обратноходового преобразователя

Как и в случае любой конструкции источника питания, некоторые изменения и улучшения могут превратить хороший источник в очень хороший. В DCM существует мертвое время или «резонансный звон», когда ни диод, ни MOSFET не проводят ток. Этот звон возникает вследствие взаимодействия между первичной индуктивностью трансформатора и паразитной емкостью коммутационного узла. В квазирезонансной схеме пиковый ток и частота переключения регулируются таким образом, чтобы MOSFET включался в первом «провале» этих резонансных колебаний и минимизировал потери.

Современные микросхемы контроллеров сводят к минимуму многие неизбежные проблемы разработки законченных обратноходовых источников питания, улучшая при этом их характеристики. Например, выпускаемый Analog Devices контроллер обратноходового преобразователя LT8316 при входном напряжении от 20 до 600 В может непосредственно

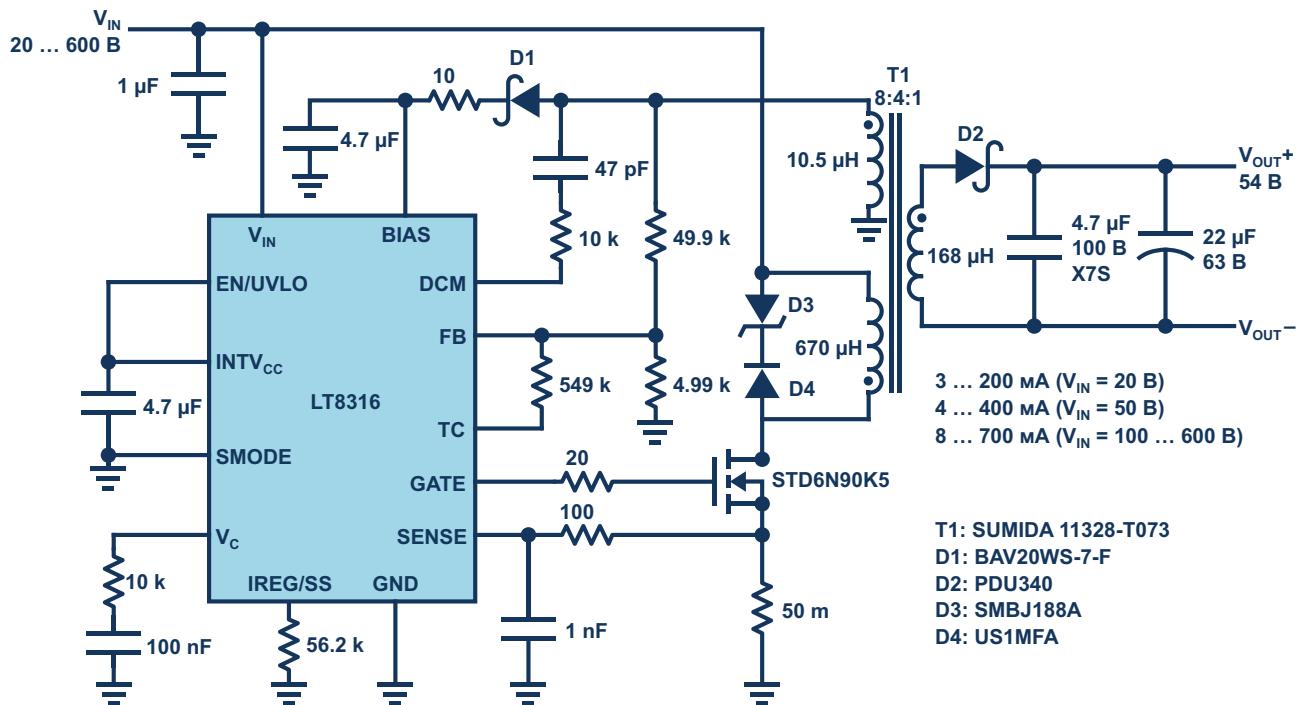


Рисунок 5. Законченный изолированный обратноходовой преобразователь напряжения 20...600 В с выходной мощностью до 100 Вт.

отдавать в нагрузку мощность до 100 Вт (Рисунок 5), поддерживая широкий диапазон выходных напряжений.

Рекомендации, данные в техническом описании, упрощают выбор обратноходового трансформатора, предоставляя таблицу распространенных пар входных/выходных напряжений и токов с соответствующими именами поставщиков и доступными моделями стандартных трансформаторов. В результате разработать хорошую обратноходовую схему стало намного проще.

Заключение

При выборе топологии источника питания или преобразователя существует множество разумных вариантов, каждый из которых

обладает уникальным набором функций, а также положительными и отрицательными характеристиками. Они должны быть сопоставлены с приоритетами системы, их техническими характеристиками и финансовыми затратами. Обратноходовая топология является реальным конкурентом в приложениях мощностью до нескольких сотен ватт при напряжениях от единиц вольт до киловольт, и она особенно привлекательна, когда требуется несколько выходных постоянных напряжений и изоляция входа/выхода. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT8304](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT8316](#)
3. [Datasheet Central Semiconductor CMMR1U-08](#)

Генератор на мосте Вина с внешней синхронизацией

Glen Brisebois

EDN

Недавно мне представилась возможность исследовать работу нового микромощного 6-мегагерцового операционного усилителя (ОУ) LTC6255, управляющего 12-битным АЦП LTC2361 с частотой дискретизации 250 Квыб/с. Я хотел получить БПФ чистой синусоиды частотой около 5 кГц. Но проблема в том, что для получения БПФ чистой синусоиды... ну, в общем, нужна чистая синусоида. Однако большинство программируемых генераторов сигналов имеют довольно пло-

хие характеристики шумов и искажений по сравнению со специализированными операционными усилителями и хорошими АЦП. Но нельзя же измерять искажения и шумы с уровнями 90 дБ, используя источники с уровнем шума 60 дБ. Поэтому вместо того, чтобы пытаться найти практически идеальный программируемый генератор сигналов, я решил сделать генератор с низкими искажениями на основе стабилизированного лампой накаливания моста Вина, используя ОУ с ультранизкими искажениями LT1468-2 (Рисунок 1).

Метод стабилизации амплитуды с помощью лампочки основан на положительном температурном коэффициенте сопротивления ее нити, стабилизирующем усиление операционного усилителя на таком уровне, чтобы компенсировать ослабление в 3 раза, вносимое мостом Вина на его центральной частоте. При увеличении амплитуды выходного сигнала лампа накаливания нагревается, увеличивая сопротивление нити и уменьшая коэффициент усиления и, следовательно, амплитуду. Лампочка типа С7, используемых в таких случаях чаще всего, у меня под рукой не нашлось, поэтому я решил попробовать сравнительно маломощную высоковольтную лампочку для рождественской гирлянды типа С7. Ее сопротивление при комнатной температуре составило 316 Ом, а измерения, сделанные сразу после извлечения лампочки из морозильника (около -15°C), показали 270 Ом. Исходя из паспортных значений 5 Вт, 120 В, можно предположить, что сопротивле-

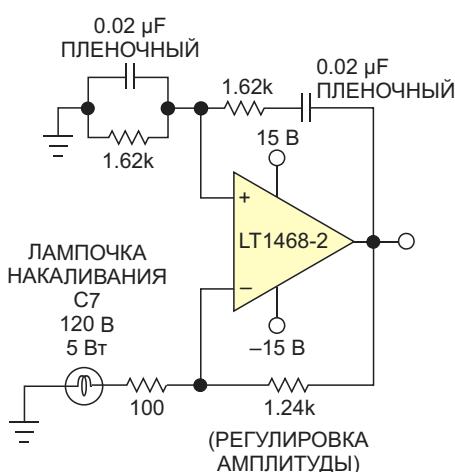


Рисунок 1. В 5-килогерцовом генераторе синусоидальных колебаний с низкими искажениями и шумами на основе моста Вина, стабилизированном лампочкой накаливания, RC-цепь обратной связи в середине частотного диапазона ослабляет усиление в 3 раза. Самонагрев лампочки увеличивает коэффициент усиления ОУ до 3.

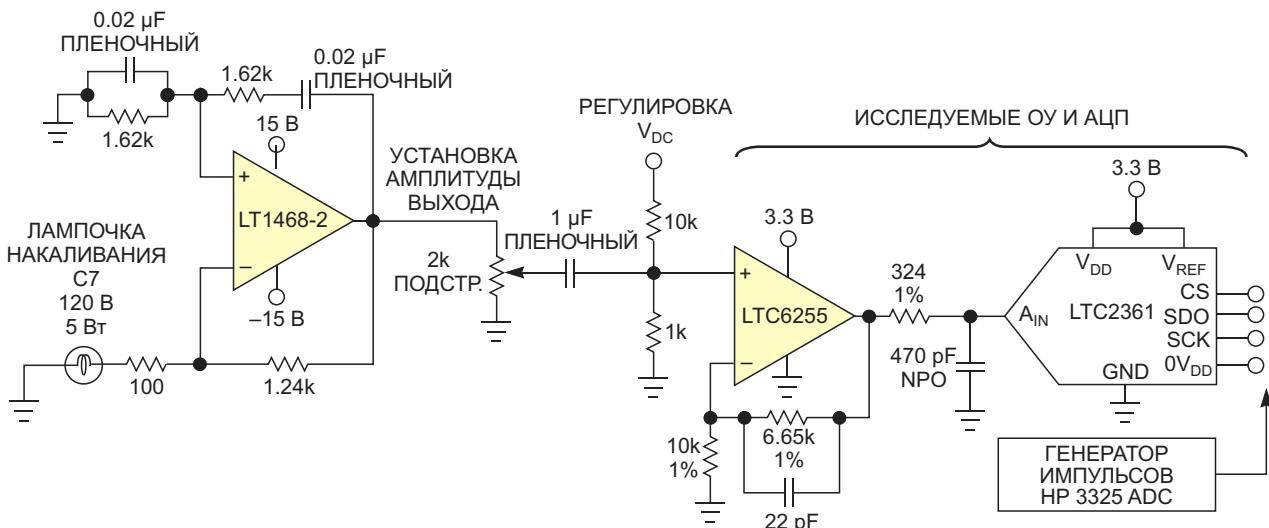


Рисунок 2. Генератор с мостом Вина управляет исследуемыми микросхемами операционного усилителя и АЦП. Результирующее БПФ очищается после наложения окна, но, как показывает Рисунок 3, не до конца.

ние холодной нити равно 2.8 кОм. Такой диапазон сопротивлений показался несколько избыточным для стабилизации усиления на уровне 3, поэтому я решил немного линеаризовать его с помощью последовательного резистора 100 Ом.

При коэффициенте усиления, равном трем, сумма сопротивления лампы и 100 Ом должна составлять половину от сопротивления обратной связи 1.24 кОм (то есть, должна быть равна 612 Ом), поэтому сопротивление лампы должно установиться на уровне 512 Ом. Приблизительный расчет температурного коэффициента сопротивления

$$\frac{316 \text{ Ом}}{25 \text{ С}} \quad \frac{270 \text{ Ом}}{(15 \text{ С})} \quad 1.15 \text{ Ом / С}$$

показывает, что температура нити накала лампы будет равна примерно 195 °С.

Генератор запустился отлично, выдав хороший синусоидальный выходной сигнал с частотой 5.15 кГц и амплитудой в несколько вольт. Независимые измерения показали, что продукты искажений второй и третьей гармоник находятся на уровне ниже -120 дБн. Сигнал генератора я подал на вход ОУ LTC6255 через разделительный конденсатор и регуляторы амплитуды и постоянного смещения, используя конденсаторы и потенциометры, показанные на Рисунке 2. Амплитуда была установлена равной -1 dBFS (дБ от полной шкалы), а постоянный уровень был смешен в середину входного диапазона АЦП. Но,

конечно же, это был чисто аналоговый генератор, и на задней панели у него не было разъема с надписью «Опорный вход 10 МГц», с помощью которого его можно было синхронизировать с тактовой частотой АЦП. В результате БПФ показало существенную спектральную утечку, так что спектральная характеристика была больше похожа на цирковой шатер, чем на одиночный пик. Применение к данным оконной функции Блэкмана-Харриса (с уровнем боковых лепестков -92 дБ) для уменьшения утечки БПФ позволило получить благообразную картинку (Рисунок 3).

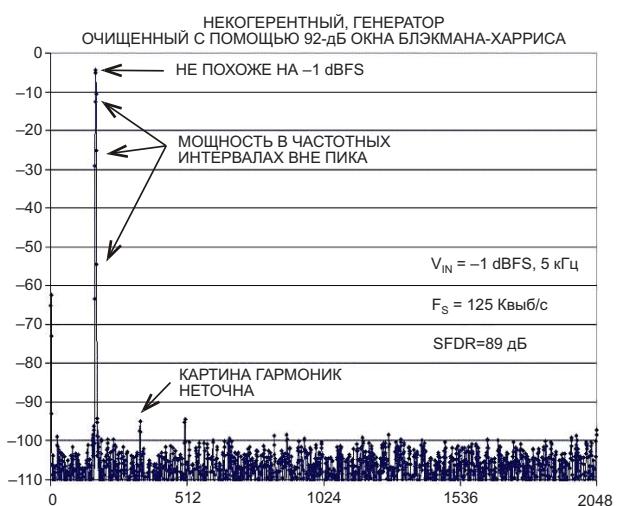


Рисунок 3. Это 4096-точечное БПФ было получено с помощью несинхронизированного генератора с 92-дБ окном Блэкмана-Харриса. Обратите внимание, что уровень пика не похож на -1 dBFS, и что в частотных интервалах вокруг пика есть мощность.

Хотя это БПФ является в определенном смысле точным, при более внимательном рассмотрении выявляются некоторые проблемы. Например, входной сигнал установлен равным -1 дБFS, но на графике он, безусловно, выглядит смещенным ниже, чем до уровня -1 дБ. Причина в том, что даже самая превосходная оконная функция оставляет некоторую часть мощности основной гармоники в частотных интервалах, смежных с основным пиком. Программа включает эти остатки в свои расчеты мощности, и это правильно, но факт в том, что пик выглядит слишком низким и портит впечатление от полученного результата.

То же самое можно сказать и о высоте гармоник; хотя они рассчитаны правильно и точны по отношению к основному пику, в абсолютном выражении они также выглядят слишком низкими. Таким образом, использование окон не может заменить систему когерентно-фазовой синхронизации.

Когда обнаружились эти недостатки, я отчаялся, что придется все опять начинать с чистого листа, или же искать синхронизируемый генератор с низкими уровнями искажений и шумов или с широким выходным фильтром. Как же мне сделать аналоговый, по существу, генератор, когерентный с эле-

ментами дискретизации БПФ, в такой абсолютно цифровой среде? Пассивный режекторный фильтр на 5 кГц будет большим и перегруженным деталями. Я подумал о том, чтобы расстроить генератор с мостом Вина, уменьшив коэффициент усиления, и, тем самым, превратить его в фильтр.

Но потом мне пришло в голову, что мягкого аналогового синусоидального толчка от пусть и искажающего, но хорошо синхронизированного внешнего генератора, может быть достаточно, чтобы сместить частоту моста Вина туда, где она должна быть. Я решил попробовать ввести синусоиду на вход операционного усилителя схемы Вина, используя последовательный резистор с высоким сопротивлением, чтобы одновременно избежать попадания шума и искажений. Я выбрал 200 кОм – примерно в 1000 раз больше уже имеющегося импеданса – и подключил его, как показано в левой части Рисунка 4 («НОВЫЙ ВХОД»). Я настроил Agilent 33250A на синусоидальный сигнал 5 кГц, который подал на новый вход. Наблюдая за выходами 33250A и моста Вина с помощью осциллографа, я медленно настраивал частоту 33250A и, наконец, с волнением увидел, как синусоиды стали «сближаться», а затем вошли в захват.

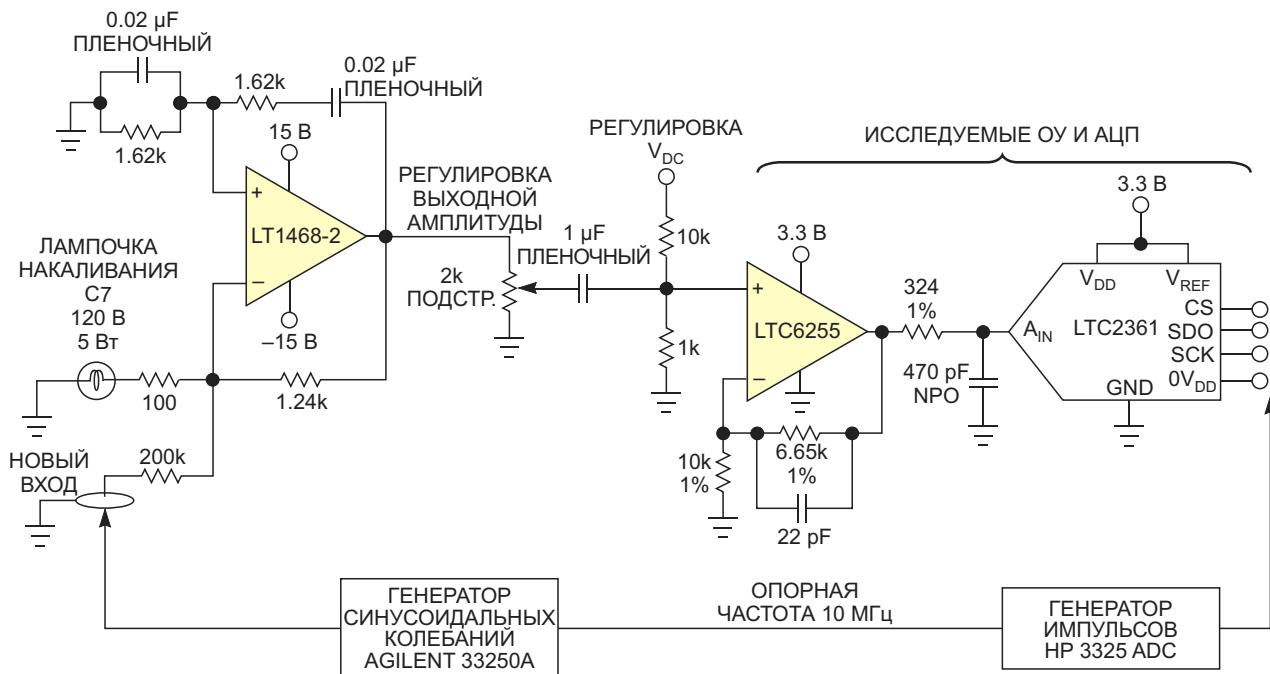


Рисунок 4. При фазовой синхронизацией генератора опорной частотой 10 МГц генератор с низкими искажениями и шумами на основе моста Вина плавно подталкивается к когерентности через высокоомный резистор 200 кОм.



Рисунок 5. Более точное БПФ получено с использованием той же схемы генератора с мостом Вина, но синхронизируемой внешней частотой 5.157 кГц, подаваемой на «НОВЫЙ ВХОД» через резистор 200 кОм от генератора HP33250A. Заметьте, что теперь пик выглядит явно правдоподобно (-1 dBFS), и что мощности в частотных интервалах возле пика почти нет.

Я подключил 10-мегагерцовный калибраторочный сигнал с задней панели и изменил частоту 33250A на 5.157 кГц – ближайший когерентный частотный интервал БПФ. Синусоиды оставались в захвате, и программируемый генератор 33250A успешно немного

отодвинул частоту генератора Вина от его собственной частоты на желаемое расстояние. Результатом было почти идеальное БПФ; все имеющие отношение к анализу основные и искажающие пики были расположены в уникальных частотных интервалах и были точно отображены (Рисунок 5).

Программируемые генераторы синусоидальных колебаний часто имеют отличные характеристики фазового шума и возможности синхронизации частотой 10 МГц, но они также имеют высокие уровни выходного широкополосного шума и искажений. БПФ чувствительно ко всем этим формам искажений источника сигнала и, кроме того, имеет конечное число выходных частотных интервалов. При тестировании высококачественных систем аналоговых и смешанных сигналов правильная комбинация классических генераторов с мостом Вина с программируемыми генераторами может обеспечить практически идеальный источник с синхронной выборкой, генерирующий точные БПФ. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1468-2](#)
2. [Datasheet Analog Devices LTC2361](#)
3. [Datasheet Analog Devices LTC6255](#)

Как мы превращали тепло в электричество (особенности применения термогенераторов)



A. Русу



K. Ильченко

Александр Русу (г. Одесса, Украина), Кирилл Ильченко (г. Киев, Украина)

Вопросы получения бесплатной энергии не давали покоя человеку еще с незапамятных времен, а после череды промышленных революций, когда энергия по своей значимости стала эквивалентна воде и продуктам питания, актуальность этого вопроса лишь возросла. Но если вечный двигатель, как утверждают физики, сконструировать невозможно, то извлечь энергию из окружающей среды вполне реально не только теоретически, но и практически.

На сегодняшний день существует ряд проектов, позволяющих преобразовать в электричество свет, звук, вибрацию, трение, температуру, колебания температуры, электромагнитные волны, а также ряд других низкопотенциальных энергетических источников. К сожалению, эти решения имеют два ключевых недостатка: энергии они дают мало, и она дорогая. Если посчитать стоимость киловатт-часа, полученного с помощью этих систем, а большинство из них такое количество энергии не генерирует даже за весь срок своей службы, то она выйдет в лучшем случае на порядок дороже, чем самое дорогое электричество, получаемое из традиционных источников. Это значит, что системы сбора

энергии окружающей среды (Energy Harvesters) пока еще остаются всего лишь забавой для небольшого количества фанатов этого направления, либо не понимающих до конца сути законов природы, либо имеющих много свободного времени и средств для подобных экспериментов.

Только время не стоит на месте, и двадцать первый век уже подарил множество новых направлений в радиоэлектронике, анализируя которые можно выделить две устойчивые тенденции. Во-первых, если есть хоть малейшая техническая возможность, то устройства стараются делать беспроводными. Во-вторых, энергопотребление современных приборов, даже передающих информацию с помощью «прожорливых» радиоинтерфейсов, катастрофически уменьшается. Уже сейчас большинство беспроводных датчиков для охранных систем, работающих в реальном времени, способно проработать без замены батареи не меньше года, а компании, наиболее продвинутые в этом направлении, например, Ajax Systems [1], уверяют, что их оборудование может до семи лет работать от единственного химического источника тока. И это далеко не предел, ведь в пра-

вильно спроектированном устройстве количества энергии в современных литиевых батареях может хватить на 15 лет непрерывной работы [2].

Однако у традиционных химических источников тока есть множество недостатков, главным из которых является ограниченная (или конечная) емкость – рано или поздно полезные химические процессы в источнике прекратятся, и его придется менять. Да и забрать от него расчетное количество энергии не всегда получается. Так, например, при проектировании оборудования, рассчитанного на работу от литиевых батареек, необходимо учитывать эффект пассивации электродов, иначе оно начнет сбоить уже через несколько лет работы [2]. А если произойдет нарушение условий эксплуатации химического элемента, и он подвернется воздействию аномально высоких или низких значений температур или влажности, то предвидеть дальнейшее поведение системы будет уже крайне сложно.

Только к чему поднимать из-за этого панику, ведь все неприятности в конечном итоге сводятся к простой замене батареек, которые никогда не были особо дорогими? Однако практика показывает, что там, где нет возможности установить электрическую розетку, чаще всего не так просто добраться и до батареики. Например, компоненты систем мониторинга окружающей среды – датчики температуры, давления, влажности, концентрации углекислого газа и прочих вредных веществ – могут устанавливаться далеко не в самых легкодоступных местах, например, на крышах зданий или верхушках дымовых труб. Это же справедливо и для элементов систем безопасности – датчиков дыма, вибрации, движения, присутствия или открытия двери, например, чердачного люка. Еще сложнее ситуация с измерителями смещения различных инженерных конструкций, например, стен зданий или опор мостов, куда, скорее всего, придется добираться на спецтехнике, например, на моторных лодках. Вот и получается, что в подобных системах стоимость замены батареики может намного превышать стоимость самой батареики. Да и в относительно простых, но масштабных, системах для замены, например, 1000 батареек в 1000 датчиков уже необходим небольшой коллектив специально обученных людей под началом главного бухгалтера, которые только и будут этим заниматься. А если добавить сюда еще и эко-

логическую небезопасность всех химических источников тока, то станет понятно, что системы сбора энергии зря подверглись незаслуженному забвению и порицанию.



Рисунок 1. Метеостанция с тепловым резонатором, разработанная коллективом из MIT [3].

В этой статье описан опыт изготовления системы сбора энергии окружающей среды на основе термогенератора, превращающего в электричество перепады температур. Источником вдохновения для этой работы послужил проект теплового резонатора (Рисунок 1), созданного командой ученых и студентов из Массачусетского технологического института (Massachusetts Institute of Technology – MIT) [3]. Прочитав о достижениях этого коллектива, было решено, что ученые и студенты Одесской национальной академии связи им. А.С. Попова тоже могут внести посильный вклад в изучение этого процесса, а магистерская выпускная работа Кирилла Ильченко – соавтора этой статьи – может стать хорошим предлогом для этого исследования.

Первоначально было решено исследовать классический термогенератор на основе элемента Зеебека, позволяющий превратить в электричество перепады температур. Такое решение было принято по двум причинам. Во-первых, на повторение теплового резонатора могло потребоваться достаточно большое количество времени, которого было не так много, а, во-вторых, все-таки информации о подобных системах, а особенно об их практическом применении, крайне мало, а эти пробелы надо восполнить.

Первым удивлением при выборе термогенератора стало практически полное отсутствие в широкой продаже элементов Зеебека. Поисковые системы по данному запросу выдавали только один результат – модуль SP1848-27145 с размерами 40 мм × 40 мм ×

Таблица 1. Характеристики элемента Зеебека SP1848-27145

Разность температур (°C)	Выходное напряжение (В)	Выходной ток (мА)	Выходная мощность (Вт)
20	0.97	225	0.22
40	1.8	368	0.66
60	2.4	469	1.13
80	3.6	558	2.01
100	4.8	669	3.21

× 4 мм, выходным напряжением 4.8 В и максимальной мощностью 3.21 Вт, достигаемой при разности температур между горячей и холодной стороной 100 °C (Таблица 1). Очевидно, что для системы сбора энергии найти среду с подобной разностью температур практически нереально, но даже при 20 °C, выходная мощность модуля SP1848-27145 (0.22 Вт) намного превышает среднюю потребляемую мощность многих беспроводных датчиков. Например, этой мощности вполне достаточно для питания беспроводного инфракрасного датчика присутствия, реализованного компанией Texas Instruments в проекте TIDA-00489 [4], с током потребления в дежурном режиме всего 1.65 мкА при напряжении питания 3 В.

Тем не менее, приобрести единственный широко известный модуль Зеебека, к сожалению, нам не удалось. Большинство поставщиков, к которым мы обращались, даже несмотря на то, что на их сайтах указано, что эти элементы есть в наличии, по факту могли продать их только под заказ (то есть, их «не возят, потому что никто не берет»). А некоторые в качестве «почти равноценной» замены вместо модулей Зеебека предлагали модули Пельтье аналогичного размера, мотивируя обратимостью этих эффектов, а также тем, что последние будут намного «мощнее».

Действительно, эффект Зеебека (возникновение ЭДС при наличии разности температур) является обратным эффекту Пельтье (возникновению разности температур при протекании электрического тока), однако к самим элементам это не относится, поскольку модули Зеебека и модули Пельтье при одинаковой конструкции имеют разное практическое назначение.

Элементы Пельтье предназначены для перемещения тепла; они применяются в различных системах терморегулирования, например, в системах охлаждения, поэтому их внутреннее сопротивление невелико, а мощность может достигать сотен ватт. Судя



Рисунок 2. Модуль Пельтье TEC1-12706.

по наличию выбора и доступности, элементы Пельтье весьма востребованы на рынке, в то время как элементы Зеебека, имеющие гораздо меньшую мощность и высокое внутреннее сопротивление, пока никому не нужны. Тем не менее, в системах сбора энергии при прочих равных условиях именно элементы Зеебека должны дать большее напряжение, а значит – эту энергию будет проще собрать и передать в нагрузку.

К сожалению, по разным причинам проверить это на практике не удалось (зато есть задача на будущее). Вместо элемента Зеебека был приобретен элемент Пельтье TEC1-12706 (Рисунок 2) с аналогичными размерами 40 мм × 40 мм × 4 мм, но достаточно сильно отличающимися электрическими характеристиками (Таблица 2).

Таблица 2. Характеристики элемента Пельтье TEC1-12706

Максимальная разность температур	68 °C
Максимально допустимый ток	8.4 A
Максимально допустимое напряжение	15.4 В
Размеры	40 × 40 × 4.0 мм
Внутреннее сопротивление	1.5 Ом
Максимальная рабочая температура	138 °C
Размеры термопары	1 × 0.7 × 2.2 мм
Количество термопар	127

Главным огорчением от использования этого модуля стало почти в пять раз меньшее выходное напряжение, которое при разности температур 10 °C составило всего 0.2 В (Таблица 3). Здесь нужно сразу уточнить, что никто изначально неставил целью эксплуатацию системы сбора энергии в каких-то экс-

Таблица 3. Зависимость выходного напряжения от разности температур модуля TEC1-12706

Разность температур (°C)	Выходное напряжение (В)
10	0.2
15	0.3
25	0.4
30	0.5
36	0.6
42	0.8
47	0.9
55	1.2
58	1.3
65	1.5

тремальных условиях, то есть никто не собирается один бок элемента Пельтье жарить на медленном огне какого-нибудь газового котла, а второй засовывать в морозильную камеру. Основным вопросом было: можно ли в реальных условиях окружающей среды (на улице или в помещении) с помощью данного элемента извлечь энергию в количестве, дос-

таточном для практического применения, например, для питания устройств, описанных в [1] или [4]. То есть, 10 °С – это максимальная разность температур, которая может оказаться доступной в реальных помещениях или на улице.

Также изначально стало понятно, что без специализированного преобразователя напряжения не обойтись, поскольку даже в лучшем случае напряжение на выходе модуля Зеебека не превышало бы 1.0 В, что явно недостаточно для питания современного оборудования.

После анализа доступных специализированных микросхем было принято решение о выборе микросхемы LTC3108 производства Linear Technology, не так давно ставшей частью Analog Devices. Во-первых, эта микросхема специально разработана для таких задач, в ней интегрированы все необходимые узлы, и для ее работы необходим минимум внешний компонентов (Рисунок 3). Во-вторых, эта микросхема хорошо освещена в технической

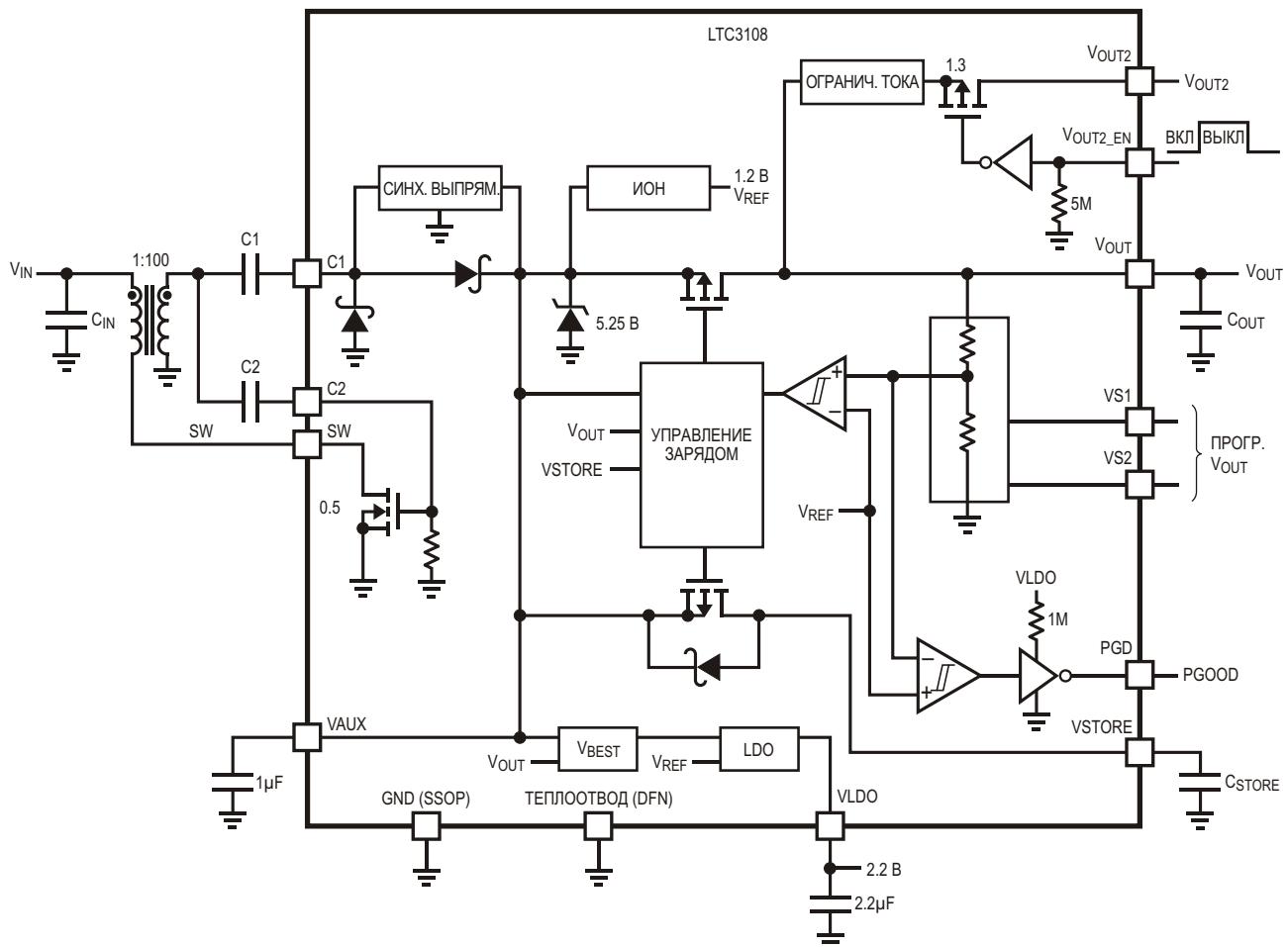


Рисунок 3. Структурная схема микросхемы LTC3108.

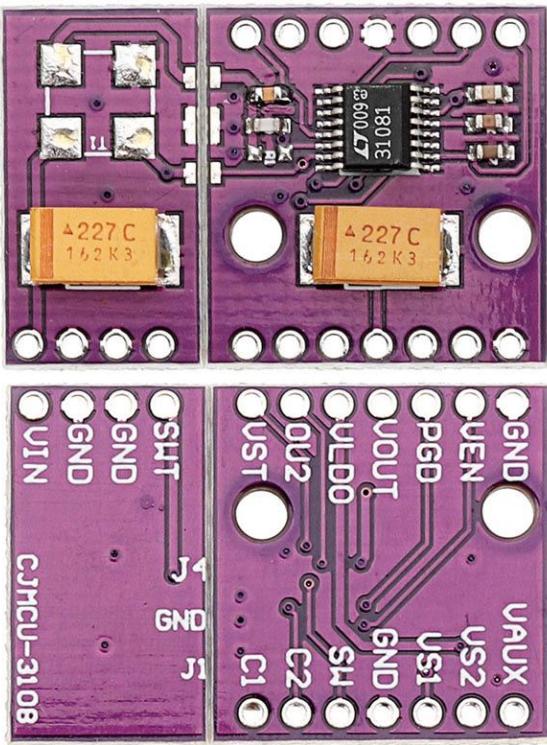


Рисунок 4. Оценочная плата CJMCU-3108.

литературе. С момента появления ее на рынке (в конце 2010 года) уже вышло достаточно много публикаций, в том числе и в журнале РадиоЛоцман [5], где были подробно освещены все особенности ее работы. Кроме того, можно приобрести оценочную плату CJMCU-3108 с уже установленными внешними компонентами (Рисунок 4), что в рамках данной работы также является достаточно весомым аргументом.

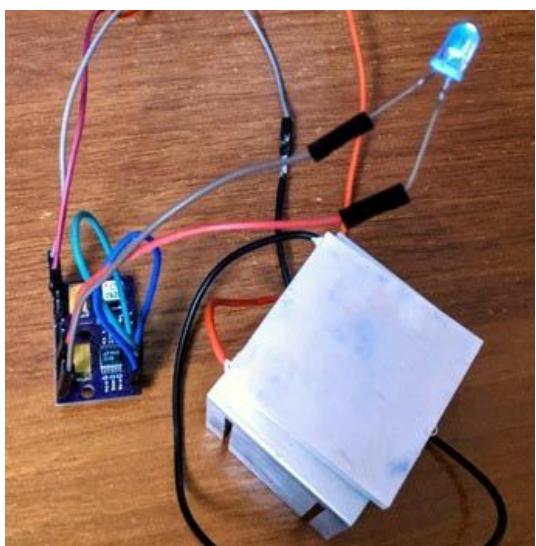


Рисунок 5. Внешний вид и схема системы сбора энергии.

И здесь снова ждал неприятный сюрприз – у всех местных поставщиков электронных компонентов плату CJMCU-3108 можно было приобрести только под заказ, что означало, что кроме нас она, похоже, никому не нужна. Вторым неприятным сюрпризом, который из-за нашей невнимательности возник уже после распаковки платы, оказалось отсутствие на плате ключевого компонента – трансформатора T1. С одной стороны, производителей платы CJMCU-3108 можно понять – они оставляют пользователям выбор, ведь теперь они могут поставить на плату элемент с коэффициентом трансформации 1:20, 1:50 или 1:100, в зависимости от конкретного приложения. С другой стороны, выбора особо нет, ведь количество производителей трансформаторов, которые можно установить на эту плату всего два: Coilcraft (LPR6235) и Würth Elektronik (74488540xxx), а стоимость такого трансформатора из-за его ультракомпактности в два раза больше стоимости платы. Все это создает ощущение некоторого лукавства со стороны производителей платы CJMCU-3108, хотя доказательств этому у нас, конечно же, нет, ведь все делается только с благими намерениями. К тому же, если большинство местных поставщиков электроники про плату CJMCU-3108 хотя бы слышали, то трансформаторы LPR6235 и 74488540xxx для них оказались полной неожиданностью.

В конечном итоге, плату CJMCU-3108 и трансформатор LPR6235-752SMR с коэффициентом трансформации 1:100 были благо-

Таблица 4. Максимальная выходная мощность системы при разных перепадах температур

Разность температур (°C)	Максимальная выходная мощность (мВт)
20	0.26
30	1.2
40	1.6
50	1.7
70	2.0

получено заказаны и доставлены из Китая, а система смонтирована и протестирована (Рисунок 5). Тестирование проводилось классическим для подобных систем способом: термогенератор устанавливался между двух источников с разными температурами, к выходу системы сбора энергии в качестве нагрузки подключался переменный резистор. Выходные напряжение и ток контролировались соответствующими измерительными приборами, а температура – бесконтактным термометром (пиromетром).

Результаты тестирования показали, что микросхема LTC3108 отлично справляется с поставленной задачей и поддерживает выходное напряжение выше 4 В при разности температур, начиная от нескольких градусов. Но это и не должно было стать большим открытием, ведь, согласно технической документации, минимальное напряжение на входе LTC3108 должно быть больше 20 мВ. В конечном итоге, подобная система должна обеспечить нагрузку напряжением в районе 3 В и выходной мощностью хотя бы 0.5 мВт. Как видно из результатов тестирования (Таблица 4), это происходит при разности температур, начиная от 30 °С. При меньшем температурном напоре в системе необходимо устанавливать накопитель энергии – аккумулятор или ионистор, поскольку 260 мкВт (при 20 °С) хватит для поддержания работы беспроводных датчиков в спящем режиме, но при переходе нагрузки в активный режим с передачей данных по радиоинтерфейсу этой мощности, скорее всего, будет недостаточно.

Гораздо более интересным вопросом является, где взять необходимый тепловой напор? Первым экспериментом стала установка термогенератора на радиатор отопления (Рисунок 6). При такой конфигурации системы, где в качестве нагрузки и индикатора использовался светодиод, работала около получаса, после чего генерация энергии остановивалась. Это было связано с перегре-



Рисунок 6. Установка системы на радиаторе отопления.

вом радиатора на охлаждающей стороне, в качестве которого был использован стандартный радиатор для процессоров персональных компьютеров. Такой результат был вполне предсказуем, поскольку рассчитанный на принудительное охлаждение радиатор изначально должен плохо работать в условиях естественного обдува, да и его тепловое сопротивление было бы неплохо вначале рассчитать.

Тем не менее, несмотря на явный крах этого явно непродуманного до конца эксперимента, у подобного способа применения



Рисунок 7. Радиаторный терmostат с программным управлением.

есть реальные практические перспективы, ведь при нормальном охлаждении внешней стороны термогенератора такая система может обеспечить энергией, например, терморегуляторы (термостаты) радиаторов отопления (Рисунок 7). Поскольку на сегодняшний день одним из главных направлений развития техники является интеллектуализация всего, то неудивительно, что современные терморегуляторы имеют программное управление и могут интегрироваться в систему «Умный дом». В конечном итоге, их использование, за счет внедрения гибких профилей температур и учета погоды, позволяет уменьшить затраты на отопление, а это значит, что такие устройства очень скоро перестанут быть диковинкой, превратившись в объективную реальность.

В этом случае в ближайшем будущем вполне вероятно появление «умной радиаторной секции» с интегрированными терморегулятором и подсистемой питания на основе термопреобразователя Зеебека. Работать она будет только в отопительный сезон (а больше и не надо), настраиваться со смартфона через радиоинтерфейс (мощности питания хватит), и, самое главное, не будет требовать ни батареек, ни аккумуляторов. Сейчас терморегуляторы работают от батареек, которых хватает приблизительно на год, причем, когда система отопления останавливается, их тоже нужно выключать. И теперь представьте себе общее количество терморегуляторов (в идеале – по одному на каждый радиатор), например, в помещении бизнес-центра, требующее ежегодного обслуживания только из-за того, что они работают от батареек.

Еще одним источником перепада температур могут стать относительно прохладные конструкционные элементы зданий: стекла окон, металлические колонны, двери или балки, а также места, где присутствуют постоянные или периодические потоки воздуха (сквозняки). Именно в таком месте и был сделан следующий шаг по изучению возможностей системы. В этом эксперименте холодная сторона термогенератора была установлена на металлической колонне одного из складов почтового отделения Новой почты (одного из крупнейших операторов почтовой связи Украины), а радиатор второй стороны (все тот же – от процессора персонального компьютера) обдувался теплым воздухом сквозняка, постоянно возникающего в процессе работы из-за открытия дверей.

Результаты тестирования показали, что в процессе рабочего дня выходная мощность практически не опускалась ниже 800 мкВт (Рисунок 8). А это означает, что в этом месте можно смело устанавливать центр почты вечного питания одного, а может и нескольких беспроводных датчиков, например, контроля качества воздуха, обнаружения вредных веществ, пожарную или охранную сигнализацию или другие подобные устройства.

Заключение

Общее количество денег, потраченное на эту систему, без учета сборки и доставки, составило около 30 долларов США, из них почти половина стоимости пришлась на долю трансформатора. Конечно, при серийном производстве и использовании не таких миниатюрных компонентов цена может уменьшиться в несколько раз, и тогда она станет

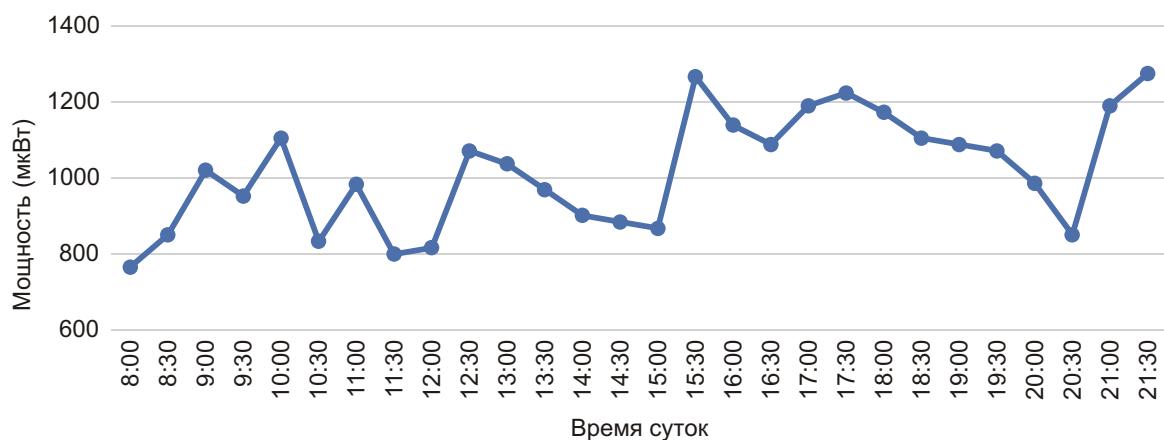


Рисунок 8. Выходная мощность системы в течение рабочего дня.

соизмеримой со стоимостью качественных химических источников тока. Но основная экономическая выгода будет не от замены одного источника питания на другой, а от уменьшения затрат на обслуживание системы (замену батареек).

Очень нужны элементы Зеебека малой и сверхмалой мощности. Очевидно, что увеличение количества последовательно соединенных ячеек элементарных полупроводниковых термопреобразователей при одновременном уменьшении их размера приведет к увеличению выходного напряжения. А это значит что, вполне возможно, можно будет обойтись и более простыми контроллерами, чем LTC3108. Хотя вполне вероятно, что высокая цена этой микросхемы (около 7 долларов США) обусловлена не более чем низким спросом на нее. И, конечно же, использование ультраминиатюрных, ультрапредких и ультрадорогих трансформаторов LPR6235 должно быть, как минимум, обосновано.

В целом, эксперимент можно считать удачным, а это направление – перспектив-

ным. Значит нужно переходить от академических экспериментов к практическим разработкам и осваивать эту новую, но очень нужную и востребованную ветвь альтернативной энергетики. **РЛ**

Список источников

1. [Информационные материалы компании Ajax Systems](#)
2. [Немного магии: применение литиевых батареек в автоматизированных системах учета ресурсов](#)
3. Sam Davis. Генерация электричества из ничего // РадиоЛоцман. – 2020. – №2. – С. 32 – 35.
4. [Беспроводной ИК-датчик движения: десять лет службы от одной литиевой батареи](#)
5. Ю. Петропавловский. [Устройства аккумулирования энергии окружающей среды. Применение термоэлектрических преобразователей для питания беспроводных датчиков](#) // РадиоЛоцман. – 2012. – №2. – С. 31 – 40.

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LTC3108](#)

Напряжение ШИМ ЦАП устанавливается за один период тактовых импульсов

Jordan Dimitrov

EDN

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) является лучшим способом преобразования для регулируемых источников постоянного напряжения с цифровым управлением, требующих высокой точности и разрешения. Изобретенный 50 лет назад [1, 2] метод ШИМ широко используется сегодня в импульсных источниках питания [3] и, в частности, в калибраторах постоянного тока [4, 5], позволяя достичь разрешения в 26 бит и линейности 0.2 ppm [6].

По сути, цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) на основе ШИМ устанавливает постоянную составляющую последовательности импульсов с фиксированным периодом и переменным коэффициентом заполнения. Теоретически постоянная составляющая такого сигнала определяется общим выражением ШИМ:

$$V_{DC} = V_p \frac{t_p}{T}, \quad (1)$$

где

V_p – амплитуда импульсов;

t_p – длительность импульсов;

T – период сигнала.

Для ускорения процесса преобразования в современных ЦАП используются синхронные фильтры низких частот, состоящие из интегратора и схемы выборки/хранения (S/H). В конце каждого периода напряжение интегратора запоминается в схеме S/H, и это напряжение является выходом всего преобразователя.

В некоторых преобразователях между выходом схемы S/H и интегратором включается резистор обратной связи. Чтобы получить быстрое и точное преобразование, надо две постоянные времени сделать равными периоду импульсов. В [2] четко сформулировано требование $R_F \times C = T$. Второе условие – $R_I \times C = T$ – не обсуждается, но его легко найти, применив приведенное выше общее выражение ШИМ к их формуле (4).

Регулировка двух постоянных времени сводится к подбору емкости конденсатора интегратора С или периода Т следования импульсов. Оба подхода связаны с определенными трудностями. Самое важное состоит в том, что нет никаких намеков на то, как выполнить эту регулировку автоматически.

В данной статье представлена схема и простая процедура, позволяющие заполнить этот пробел. Использование предлагаемого метода требует лишь одной регулировки. Вместо постоянной времени регулируется зарядный ток интегратора, что обеспечивает лучшее разрешение и линейность характеристики.

Концепция иллюстрируется Рисунком 1. Во время входного импульса ключ S разомкнут, и конденсатор интегратора заряжается двумя токами. Первый ток $I_1 = V_p/R_1$ определяется импульсами ШИМ; он составляет 95% от номинального тока. Второй ток I_2 задается дополнительным ЦАП. Он поставляет примерно 10% номинального тока, обеспечивая возможность подстройки скорости изменения напряжения интегратора в пределах $\pm 5\%$. В конце импульса напряжение интегратора сохраняется в схеме S/H, после чего ключ S замыкается, и интегратор разряжается.

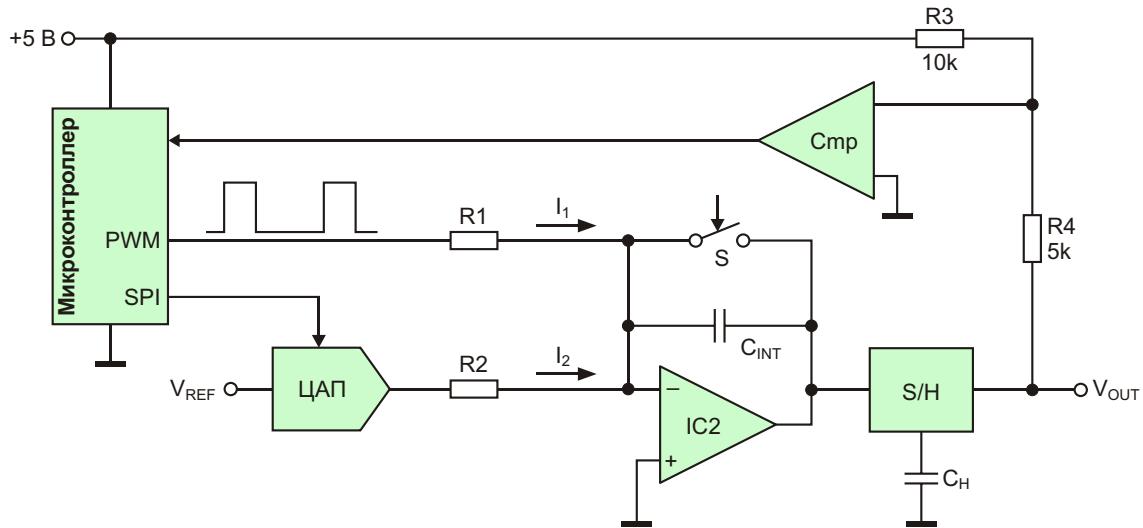


Рисунок 1. Вспомогательный ЦАП обеспечивает диапазон регулировки $\pm 5\%$ для зарядного тока интегратора; компаратор помогает микропроцессору подобрать правильный код ЦАП.

Значение второго тока устанавливается путем записи соответствующего кода в регистр ЦАП. Каждый бит этого кода определяется отдельно с использованием метода последовательного приближения. Критерий регулировки основывается на выражении (1): при коэффициенте заполнения 50% выходное напряжение должно быть вдвое меньше амплитуды входных импульсов. Резисторы

R3 и R4 и компаратор Сmp сообщают микропроцессору, насколько близко выходное напряжение к требуемому значению.

Схема представлена на Рисунке 2. Ее работа контролируется цепью синхронизации, построенной на логических элементах G1-G4, которая формирует импульсы управления для ключа сброса интегратора Q1 и внутреннего ключа устройства S/H.

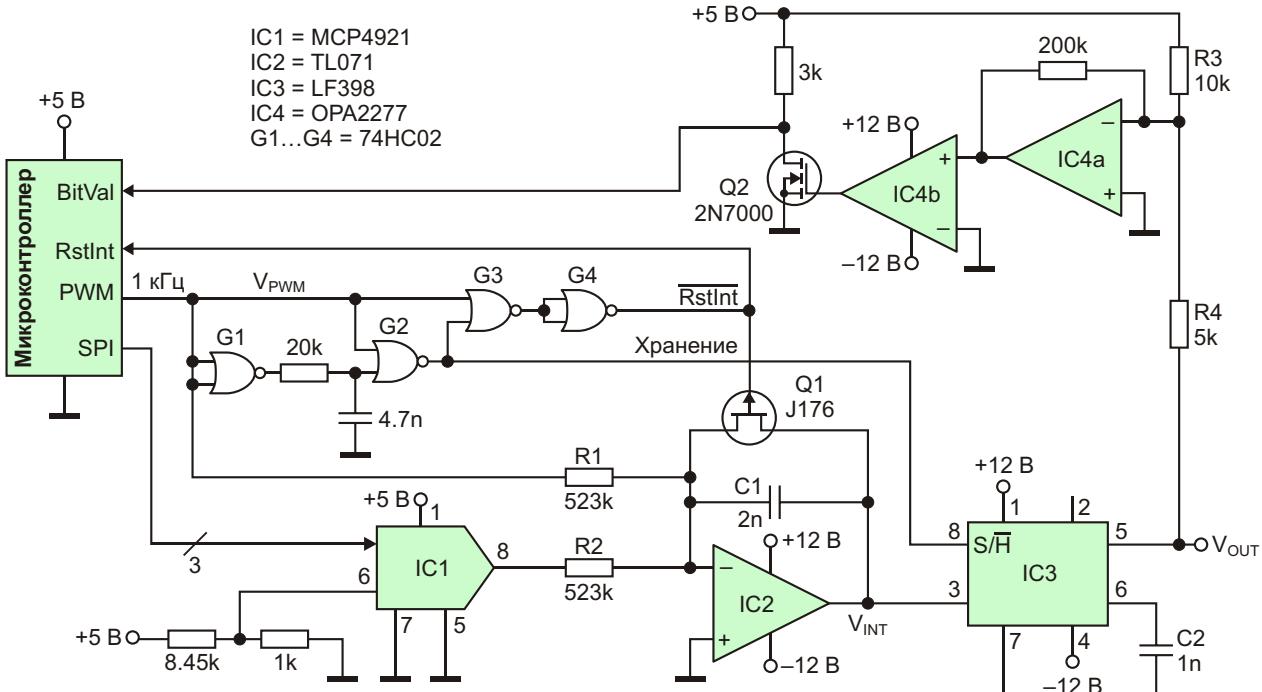


Рисунок 2. Полный набор оборудования включает в себя цепь синхронизации (G1-G4) для управления работой интегратора и схемы S/H, усилитель (IC4a), повышающий чувствительность компаратора и преобразователь уровня (Q2) для сопряжения выхода компаратора с микроконтроллером.

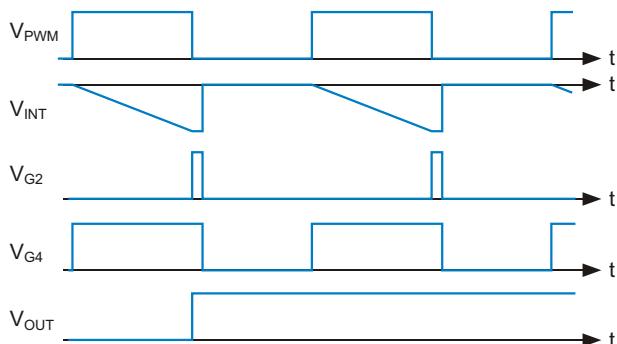


Рисунок 3. Временные диаграммы в ключевых точках схемы для первых двух циклов преобразования.

Как видно из временной диаграммы на Рисунке 3, по спадающему фронту сигнала ШИМ на выходе G4 устанавливается высокий уровень напряжения. Ключ сброса Q1 разомкнут, и интегратор формирует импульсы с отрицательным наклоном. По заднему фронту импульса ШИМ схема на элементах G1 и G2 формирует 10-микросекундный импульс для захвата напряжения интегратора схемой S/H. Элемент G3 суммирует импульсы VPWM и VG2, чтобы ключ сброса оставался разомкнутым, пока не будут завершены интегрирование и запоминание напряжения. По окончании импульса хранения ключ замыкается. Интегратор сбрасывается в ноль, ожидая следующего импульса ШИМ.

В идеале, при амплитуде импульсов 5 В и коэффициенте заполнения 50% выходное напряжение должно быть равно –2.5 В. Калибровка начинается с конфигурирования системы ШИМ внутри микроконтроллера, чтобы установить частоту импульсов 1 кГц и коэффициент заполнения 50%. Затем микроконтроллер посылает в ЦАП код «100000000000» и ждет прерывания по заднему фронту импульса RstInt. По приходе заднего фронта микроконтроллер считывает выходной сигнал компаратора BitVal. Цепь R3-R4 и микросхема IC4 сравнивают V_{OUT} с идеальным значением напряжения –2.5 В. Если напряжение V_{OUT} более положительно, чем –2.5 В, выходной уровень компаратора равен 0, что означает, что первый бит в коде ЦАП должен измениться на 0; в противном случае этот бит сохраняет заданное значение 1. После этого микроконтроллер посылает в ЦАП код « $x100000000000$ » и устанавливает значение второго бита в соответствии с реакцией компаратора. Далее посы-

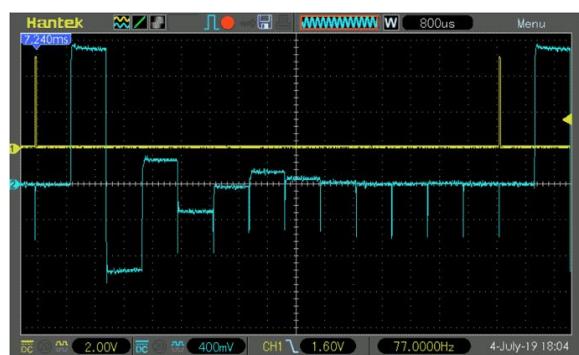


Рисунок 4. Метод последовательного приближения постепенно приводит выходной сигнал к требуемому значению $V_P/2$.

ляется третье число « $xx1000000000$ », и процесс продолжается до тех пор, пока не будут определены все 12 бит кода ЦАП.

Рисунок 4 демонстрирует процесс калибровки в действии. Желтый луч отмечает начало процедуры; это происходит на спадающем фронте импульса RstInt. Синий луч является выходным сигналом IC4a. Он «разбегается» в обе стороны от нулевого напряжения и постепенно сходится к нему. Нулевое значение обозначает выходное напряжение схемы S/H, составляющее половину амплитуды импульсов ШИМ. Реальное значение, измеренное цифровым мультиметром с разрешением 4.5 десятичных разряда, равнялось 0.49947. Использование профессионально изготовленной печатной платы и мультиметра с высоким разрешением, вероятно, позволит добиться лучшего соответствия.

По завершении калибровки микроконтроллер может изменить коэффициент заполнения сигнала ШИМ в соответствии с настройками пользователя. Поскольку скорость изменения напряжения интегратора уже установлена правильно, новое напряжение появится на выходе после всего лишь одного периода импульсной последовательности. Выходное напряжение будет в точности равно постоянной составляющей сигнала ШИМ, как это определяется теорией, и не будет иметь пульсаций. Самое замечательное, что откалибровать преобразователь можно в любое время и полностью автоматически.

Совет для профессионалов

Для достижения наилучшей точности настройки вместо общего источника питания +5 В используйте специальный источник

напряжения. Обязательно проследите, чтобы отношение R3/R4 было максимально близким к 2:1, а напряжения смещения IC2 и IC4 были малы, насколько это возможно. Резисторы R1 и R2 должны быть металлопленочными с допусками 1%. Конденсатор C1 должен иметь точность не хуже 2% и низкий коэффициент диэлектрической абсорбции. Сопротивление открытого ключевого транзистора Q1 должно быть низким. Можно также использовать ЦАП с более высоким разрешением.[РЛ](#)

Ссылки

1. Sugiyama T., K. Yamaguchi, [Pulsewidth Modulation DC Potentiometer](#), IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. IM-19, No. 4, Nov 1970, 286-290.

2. Sugiyama et al., [US Patent 3,636,458](#), Jan 1972.
3. Binitha P., T. Sanish Kumar, [Comparison of PWM and one-cycle control for switching converters](#), IJETAE, vol. 3, No. 4, Apr 2013, 332-336.
4. Eccleston et al. [US Patent 5,402,082](#), Mar 1995.
5. Woodward S., [DC-accurate, 32-bit DAC achieves 32-bit resolution](#), EDN, Oct 30, 2008, 61-62.
6. Fluke, [5700A/5720A Series II Multi-Function Calibrator, Operators Manual](#), May 1996, page 1-8.

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip MCP4921](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TL071A](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LF398-N](#)
4. [Datasheet Texas Instruments OPA2277](#)
5. [Datasheet Texas Instruments CD74HC02](#)
6. [Datasheet NXP J176](#)

Устройство плавного заряда и разряда фильтрующих конденсаторов высоковольтного выпрямителя



Михаил Гурович, США

Статья описывает устройство плавного заряда фильтрующих конденсаторов высоковольтного выпрямителя при подключении питания и разряда этих конденсаторов при снятии/отключении внешнего напряжения

Всем, кто сталкивается с высоковольтными источниками питания большой мощности в своей работе, известна проблема большого пускового тока, который потребляет выпрямитель в самый первый момент после подачи на него входного напряжения питания. Этот ток может в несколько раз превышать номинальный потребляемый ток устройства и приводит к ложному срабатыванию устройств токовой защиты. Пусковой ток достигает больших значений из-за того, что в первый момент после подачи напряжения питания конденсаторы фильтра полностью разряжены, и их сопротивление практически равно нулю. Именно это и приводит к резкому скачку тока. По мере заряда напряжение на конденсаторах увеличивается, и ток заряда падает практически до нуля при полностью заряженных конденсаторах (без нагрузки). Ограничение этого пускового тока – это одна из функций описываемого устройства.

Вторая функция – это разряд конденсаторов фильтра после отключения входного

питающего напряжения при отсутствии нагрузки на выходе выпрямителя. Необходимость в таком разряде вызвана соображениями техники безопасности. Дело в том, что конденсаторы фильтра могут находиться в заряженном состоянии достаточно долгое время после выключения питания, особенно если мы имеем высоковольтный источник с большим выходным током, и конденсаторы имеют большую емкость. Это остаточное напряжение может представлять опасность для обслуживающего персонала. Быстрый разряд конденсаторов фильтра как раз является второй функцией описываемого устройства.

Особенностью этой конструкции является то, что в ней используются только пассивные компоненты – резисторы, конденсаторы, диоды и реле. Решения проблемы заряда и разряда конденсаторов с использованием активных компонентов хорошо известны, но в этой конструкции они не используются, что позволило решить задачу относительно про-

сто, с минимальным количеством комплектующих и без применения дополнительного источника питания, необходимого для электронных модулей.

Описываемое схемное решение было применено в бестрансформаторном трехфазном выпрямителе для питания ультразвукового сварочного генератора. Выпрямитель подключен к трехфазной линии по схеме треугольника с напряжениями 280 В переменного тока между фазами. На выходе трёхфазного диодного моста напряжения достигает 400 В. Номинальный ток, отдаваемый этим выпрямителем, составляет 16 А.

Идея ограничения тока заряда состоит в том, что конденсатор подключается к выходу выпрямителя не напрямую, а через токоограничивающий резистор небольшого сопротивления, и по мере заряда конденсатора этот резистор шунтируется, обычно с помощью контактов реле. В процессе нормальной работы выпрямителя этот резистор остается зашунтированным. В предлагаемой конструкции используется резистор номинала 400 Ом, что ограничивает максимальный ток заряда на уровне 1 А.

При отключении питания разряд конденсаторов происходит в такой последовательнос-

ти: после снятия (отключения) входного напряжения к выходу выпрямителя подключается резистор малого сопротивления, который быстро разряжает конденсаторы практически до нулевого уровня. В описываемой конструкции для разряда и заряда используется один и тот же резистор величиной 400 Ом.

Принципиальная схема устройства приведена на Рисунке 1.

Описание работы схемы и ее компонентов

- Выход выпрямителя моделируется источником питания V1 и выключателем SW;
- C_F – выходной фильтрующий конденсатор (или несколько конденсаторов);
- Relay_CHRG – реле постоянного тока, ответственное за процесс заряда конденсатора C_F;
- Relay_DSCHRG – реле постоянного тока, обеспечивает процесс разряда конденсатора C_F;
- R_CD – резистор, выполняющий две роли: ограничивает максимальный зарядный ток при заряде и служит нагрузкой при разряде конденсатора C_F;

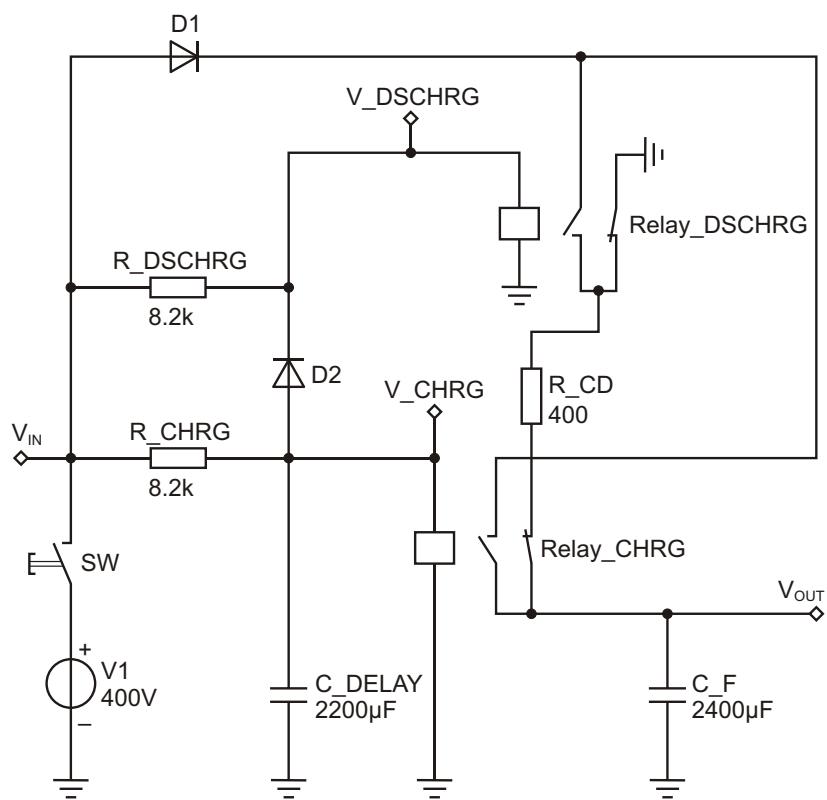


Рисунок.1. Принципиальная схема устройства.

- R_CHRG – резистор цепи питания Relay_CHRG;
- C_DELAY – конденсатор схемы задержки срабатывания Relay_CHRG;
- Резистор R_CHRG и конденсатор C_DELAY образуют цепь задержки включения Relay_CHRG;
- R_DSCHRG – резистор, обеспечивающий режим работы Relay_DSCHRG;
- D1 – диод, необходимый для разделения цепей входа и выхода, обеспечивающего режим быстрого разряда C_F;
- D2 – диод, ускоряющий процесс разряда за счет параллельного включения обмоток обоих реле в режиме разряда.

Состояния устройства и алгоритм работы

Устройство может находиться в одном из четырех состояний.

1. ОТКЛ – оба реле обесточены. Резистор R_CD соединяет выход схемы с землей.
2. ЗАРЯД – подано входное напряжение. Relay_CHRG включается сразу и подключает вывод резистора R_CD (1) ко входу. Вывод резистора R_CD (2) пока подключен к конденсатору C_F. Конденсатор C_F начинает процесс заряда через этот резистор. Relay_CHRG отрабатывает задержку, и за это время конденсатор успевает зарядиться через резистор до некоторого напряжения, при котором

переход на прямое подключение (состояние РАБОТА) не вызывает сильного броска тока.

3. РАБОТА – основное состояние. Оба реле под полным напряжением, конденсатор C_F подключен к входному напряжению напрямую, резистор R_CD зашунтирован контактами реле.
4. РАЗРЯД – состоит из двух фаз: Разряд_A и Разряд_B.
 - Разряд_A – входное напряжение отключено, реле разряда отключается сразу и подключает вывод резистора R_CD (1) к земле. Реле заряда находится во включенном состоянии за счет напряжение на конденсаторе C_DELAY. C_DELAY разряжается через обмотку реле заряда и через D2 и обмотку реле разряда, отрабатывается задержка отключения, и по ее окончании вывод резистора R_CD (2) подключается к конденсатору C_F. В процессе разряда обмотки обоих реле соединяются параллельно через диод D2, что заметно ускоряет процесс разряда конденсатора C_DELAY и уменьшает время начала фазы Разряд_B.
 - Разряд_B – реле заряда отключается и разряжает C_F через резистор R_CD на землю.

Временные диаграммы напряжений в различных узлах схемы показаны на Рисунке 2.

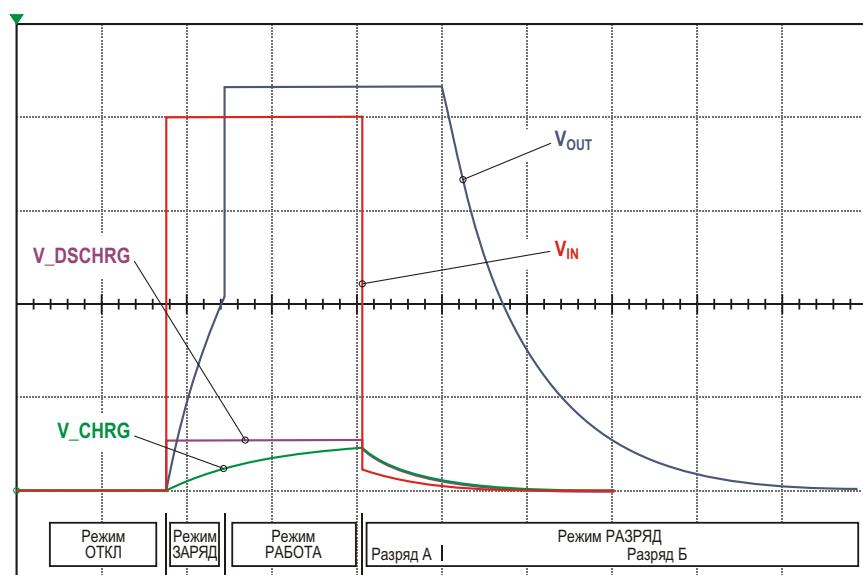


Рисунок 2. Временные диаграммы напряжений в различных узлах схемы. V_{IN} – входное напряжение, V_{OUT} – выходное напряжение, V_{CHRG} – напряжение на обмотке реле заряда, V_{DSCHRG} – напряжение на обмотке реле разряда.

Рекомендации по расчету и выбору компонентов

Расчет и выбор компонентов устройства рекомендуется начать с реле.

Оба реле одинаковые, должны быть рассчитаны на работу на постоянном токе, иметь как минимум одну группу переключающих контактов. Параметры реле, на которые нужно обратить внимание, следующие:

- **Максимальный ток через замкнутые контакты** должен быть выше, чем максимально возможный ток, отдаваемый выпрямителем в нагрузку;
- **Максимальное напряжение на разомкнутых контактах** должно быть выше, чем пиковое напряжение на выходе диодного моста;
- **Сопротивление обмотки постоянному току**;
- **Ток срабатывания и ток отпускания** нужно знать, если вы планируете сначала провести программную симуляцию работы схемы. Обычно эти параметры приводятся в спецификации на реле, но если их там нет, параметры можно определить экспериментально.

Пример расчета компонентов

Вот пример расчета для следующего набора входных и выходных параметров:

Входное напряжение модуля $V_{IN} = 400$ В постоянного тока.

Выходной ток модуля $I_{OUT} = 16$ А.

Номинальное рабочее напряжение реле $V_R = 24$ В постоянного тока.

Сопротивление обмотки постоянному току $R_R = 600$ Ом.

Ток через обмотку реле в рабочем режиме

$$I_R = \frac{V_R}{R_R} = \frac{24 \text{ В}}{600 \text{ Ом}} = 40 \text{ мА.}$$

Сначала рассчитываем полное сопротивление делителя на основе тока через реле

$$I_D = \frac{V_{IN}}{I_R};$$

В нашем случае это

$$\frac{400 \text{ В}}{40 \text{ мА}} = 10 \text{ кОм.}$$

С учетом сопротивления обмотки 600 Ом получаем сопротивление последовательного резистора, равным 9.4 кОм. Фактически были выбраны резисторы чуть меньшего сопротивления (8.2 кОм), чтобы обеспечить надежный режим работы реле при небольших возможных колебаниях входного напряжения. Очень важно отметить, что резисторы эти при работе нагреваются, и нужно рассчитать и выбрать резисторы с запасом по мощности.

Мощность, рассеиваемая на резисторе, составит

$$P_R = (V_{IN} - V_R) I_R = (400 - 24) \cdot 0.04 = 15 \text{ Вт.}$$

Очень рекомендуется выбрать резистор с запасом по мощности. Автор при изготовлении конструкции использовал резисторы мощностью 50 Вт, установленные на шасси.

Выбор резистора R_{CD} достаточно произволен. Автором выбран резистор сопротивлением 400 Ом и мощностью 20 Вт, чтобы ограничить максимальный зарядный ток на уровне 1 А. Следует отметить, что этот резистор работает в первый момент после включения – в фазе ЗАРЯД, и в самый последний момент при выключении – в фазе РАЗРЯД, и ток, напряжение и мощность на нем быстро падают по мере заряда/разряда выходного конденсатора.

Диод D1 должен иметь прямой максимальный ток, больший, чем максимальный ток, отдаваемый выпрямителем, и обратное напряжение, большее, чем максимальное входное напряжение модуля.

Диод D2 должен иметь рабочий ток выше, чем рабочий ток обмотки реле, а обратное напряжение больше входного напряжения модуля. Любой диод с напряжением 600 В и током в 1 А с успехом подойдет.

Величина конденсатора задержки не рассчитывалась, а подбиралась экспериментально при симуляции схемы в программе Multisim. При указанных величинах напряжений, резисторов и конденсаторов время фазы заряда составляет 0.7 с, время задержки разряда 1.0 с, время разряда примерно 3.0 с. **РЛ**

Заземленной синтезированной индуктивности не нужны внешние конденсаторы

Abhirup Lahiri

Electronic Design

Индуктивности на основе активных элементов сегодня очень востребованы разработчиками, поскольку обычные спиральные индуктивности слишком велики, тяжелы и дороги, и они требуют настройки. В течение последних нескольких десятилетий было разработано много различных схем заземленных синтезированных индуктивностей с использованием различных высококачественных активных элементов, таких как обычные операционные усилители и управляемые напряжением усилители тока. Но операционные усилители имеют конечное значение произведения усиления на полосу пропускания (GBP), поэтому их нельзя использовать на высоких частотах.

Но существует одна альтернатива – операционный усилитель с обратной связью по току (current-feedback operational amplifier, CFOA), – очень популярная, поскольку она лишена недостатков операционных усилителей. В описываемой здесь новой конструкции не имеющей потерь синтезированной индуктивности использован серийно выпускаемый компанией Analog Devices CFOA типа AD844AN. Индуктивность сделана без внешних конденсаторов. Вместо этого используется внутренняя емкость компенсационного вывода (Z) CFOA, поэтому такая конструкция может быть классифицирована как схема с активным сопротивлением.

CFOA является активным строительным блоком, а идеальный CFOA характеризуется следующими формулами (см. Рисунок 1):

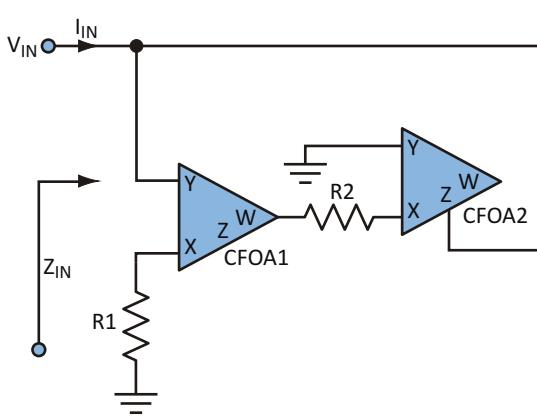


Рисунок 1. Всего два операционных усилителя с обратной связью по току и два резистора позволяют создать синтезированную индуктивность, свободную от недостатков других индуктивностей с активными элементами.

Хотя CFOA и два резистора на рисунке синтезируют заземленную индуктивность, эту идею можно расширить для создания плавающей индуктивности, используя встречное включение.

Поскольку на выводе Z CFOA1 внешнего резистора нет, для точного анализа схемы необходимо учитывать паразитное сопротивление. Если паразитное сопротивление и емкость на выводе Z первого CFOA равны R_{O1} и C_{O1} , а паразитное сопротивление и емкость на выводе Z второго CFOA равны R_{O2}

и C_{O2} , то комплексная входная проводимость будет равна:

$$Y_{IN} = \frac{R_{O1}}{R_1 R_2 s C_{O1} R_1 R_2 C_{O1}} \\ \frac{1}{R_{O2}} s C_{O2} R_{O2},$$

где s – комплексная переменная, относящаяся к преобразованию Лапласа.

Обратите внимание, что, как правило, R_O имеет порядок мегаом, а C_O – пикофарад. С учетом этого, а также полагая, что $R_1 R_2 \ll R_{O1}$ и частотный диапазон этой конструкции не может быть больше единиц мегагерц, входное сопротивление схемы составляет примерно:

$$Z_{IN} \approx L_{EQ}.$$

где

$$L_{EQ} \approx C R_1 R_2.$$

В схеме были использованы резисторы $R_1 = R_2 = 500$ Ом с допуском 5%. На основании технического описания AD844 и исследо-

ваний на макете было установлено, что $C = C_{O1} = 4.5$ пФ и $R_{O1} = R_{O2} = 3$ МОм. Были синтезированы индуктивности с очень низкими значениями, незначительно отличавшимися от теоретических. Типичные значения имели порядок микрогенри. Такие низкие значения индуктивностей особенно хорошо подходят для радиочастотных схем.

Представленная здесь конструкция проста, а структура хорошо известна. Кроме того, легкодоступные, имеющиеся в продаже микросхемы CFOA делают схему очень простой в реализации.[РЛ](#)

Ссылки

1. K. Pal, "Floating inductance and FDNR using positive polarity current conveyors," Active and Passive Electronic Components, Vol. 27, pp. 81-83, 2004.
2. Raj Senani and V.K. Singh, "Novel Single-Resistance Controlled- Oscillator Configuration using Current Feedback Amplifiers," IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, Vol. 43, No. 8, pp. 698-700, 1996.

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD844AN](#)

Усовершенствование фотодиодного усилителя с помощью согласованной пары полевых транзисторов

Paul Rako

Electronic Design

Использование схемы нейтрализации с полевым транзистором может улучшить динамический отклик фотодиода, но при этом добавляет нежелательное постоянное напряжение. Устранить эту проблему можно с помощью сдвоенного полевого транзистора с p-n переходом.

У Linear Technology есть хорошее руководство [1] по использованию дискретных полевых транзисторов для улучшения динамического отклика фотодиодов большой площади.

В схеме применяется повторитель напряжения на полевом транзисторе, включенный со стороны катода фотодиода (Рисунок 1). Такое включение устраниет эффекты влияния внутреннего сопротивления и емкости фотодиода. Если напряжение на фотодиоде не меняется, сопротивление и емкость не сказываются на работе схемы. И динамическая нейтрализация паразитных параметров с помощью полевого транзистора не влияет на фототок, генерируемый диодом.

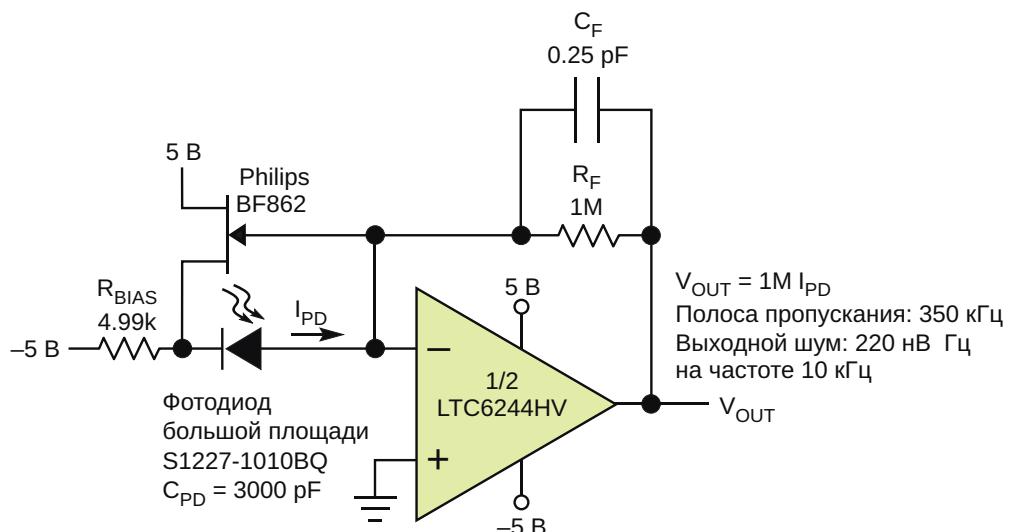


Рисунок 1. Для динамической нейтрализации паразитных параметров катода фотодиода в этой схеме используется полевой транзистор с p-n переходом. Он устраниет влияние сопротивления и емкости диода. Это расширяет полосу пропускания и снижает шумы, однако создает постоянное напряжение на фотодиоде.

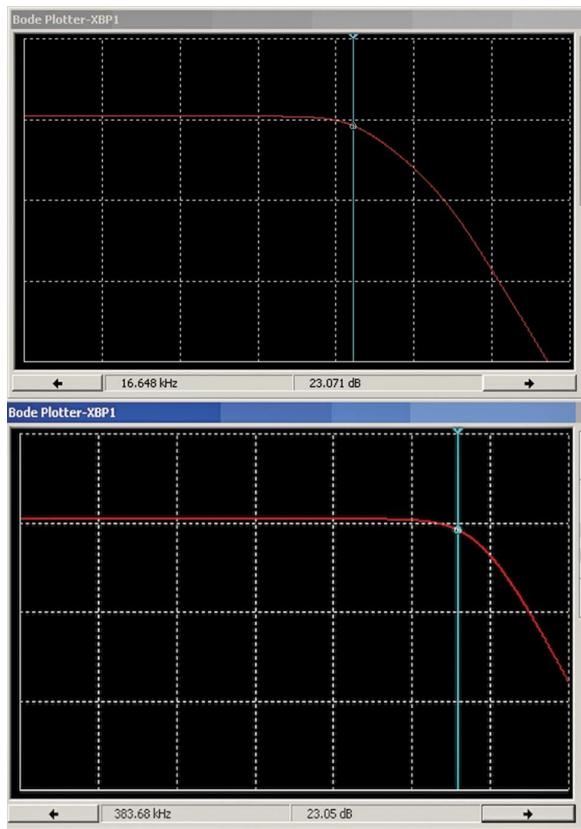


Рисунок 2. SPICE-модель демонстрирует расширение полосы пропускания схемы за счет цепи динамической нейтрализации на полевом транзисторе. Полоса пропускания схемы без нейтрализации составляет 16.6 кГц, а с полевым транзистором она увеличивается до 383.7 кГц.

Полоса пропускания у полевого транзистора больше, чем у усилителя, поэтому нейтрализация расширяет полосу пропускания усилителя при единичном усилении. Благодаря нейтрализации, кажущаяся емкость на выходе усилителя равна нулю при внутренней емкости фотодиода 3000 пФ. Исключение этой емкости удаляет из передаточной характеристики входной полюс или запаздывание, позволяя использовать меньший конденсатор частотной коррекции, что расширит полосу частот схемы (Рисунок 2).

Преимущества нейтрализации

Схема нейтрализации также оказывает благотворное влияние на шум. Шумы фотодиодного усилителя, работающего как транс-импедансный усилитель (TIA), представляют собой сложное сочетание шума диода, токовых шумов усилителя, шумов напряжения усилителя и тепловых шумов Джонсона

резистора обратной связи. Напряжение смещения усилителя и эквивалентное входное напряжение шумов умножаются на шумовое усиление схемы и появляются на выходе. В руководстве по операционным усилителям Analog Devices [2] показано, что шумовое усиление для сигналов низких частот определяется выражением

$$1 \frac{R_F}{R_{IN}},$$

а шумовое усиление для сигналов высоких частот равно

$$1 \frac{C_{IN}}{C_F}.$$

где C_{IN} и R_{IN} – емкость и сопротивление фотодиода, соответственно.

Поскольку нейтрализация делает сопротивление фотодиода практически бесконечным, коэффициент усиления шума для низкочастотного сигнала равен 1. Это означает, что напряжение смещения усилителя, проходя на выход, не умножается.

Повысоким частотам все почти также хорошо. Без полевого транзистора входная емкость схемы представляет собой сумму емкости диода, емкости и любой паразитной емкости печатной платы. Доминирующей здесь является емкость диода 3000 пФ, поэтому коэффициент усиления шума для высокочастотных сигналов составляет $1 + 3015/0.25$ или 12,061. С полевым транзистором входная емкость схемы падает до значения суммы емкости транзистора, входной емкости усилителя и паразитной емкости.

Теперь шумовое усиление для высоких частот равно $1+25/0.25$ или 101. Эквивалентный входной шум усилителя умножается на это шумовое усиление. Улучшения шумовых характеристик схемы очевидны: коэффициент усиления шума для высокочастотных сигналов изменяется с 12,061 до 101. Полевой транзистор добавляет среднеквадратичное значение 1 нВ/ Гц к шумам усилителя 8 нВ/ Гц, в результате чего получается 8.2 нВ/ Гц. Эта среднеквадратичная добавка показывает, что в схеме доминирует намного большее эквивалентное входное напряжение шумов усилителя.

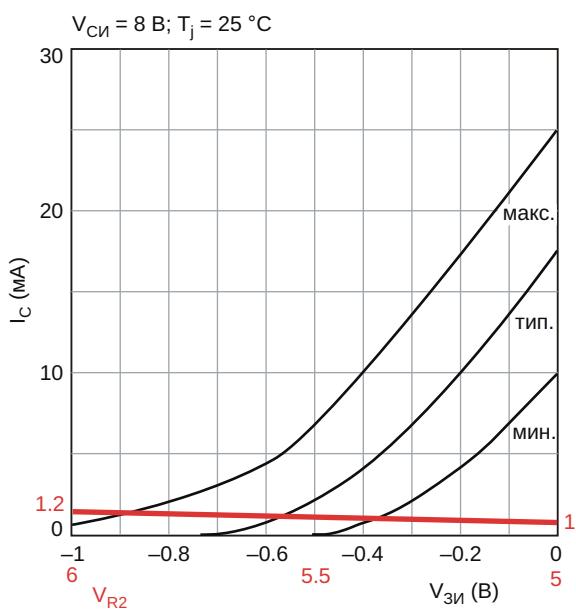


Рисунок 3. Нагрузочная линия для сопротивления 4.99 кОм, нарисованная на взятой из технического описания сток-затворной характеристики транзистора, показывает, что для разных транзисторов ошибка постоянного смещения может составлять от 0.35 до 0.9 В.

К сожалению, полевой транзистор создает постоянное напряжение на фотодиоде. Вы можете заключить это, нарисовав нагрузочную линию для сопротивления 4990 Ом на

передаточной кривой транзистора, приведенной в техническом описании (Рисунок 3). Поскольку неинвертирующий вход операционного усилителя заземлен, потенциал инвертирующего вывода, если не учитывать любые ошибки, вносимые напряжением смещения, также должен равняться потенциальну земли. Это означает, что затвор полевого транзистора заземлен. Следовательно, когда напряжение затвор-исток меняется от -1 до 0 В, напряжение на резисторе R_{BIAS} меняется от 6 до 5 В. Таким образом, ток через R_{BIAS} и транзистор меняется от 1.2 мА до 1 мА.

Нагрузочная линия, нарисованная на взятой из технического описания сток-затворной характеристики транзистора BF862 (Рисунок 3), показывает, что обратное смещение фотодиода, создающее его темновой ток, составляет от 0.35 до 0.9 В. Этот постоянный ток проявится на выходе как ошибка. Хуже того, из-за большого разброса передаточных характеристик полевых транзисторов эта ошибка будет различной для каждой схемы. Постоянное напряжение и порождаемая им ошибка также будут меняться с температурой.

Решение в согласовании

Кирквуд Раф (Kirkwood Rough) из компании Upstairs Amps предложил использовать согласованную пару полевых транзисторов с

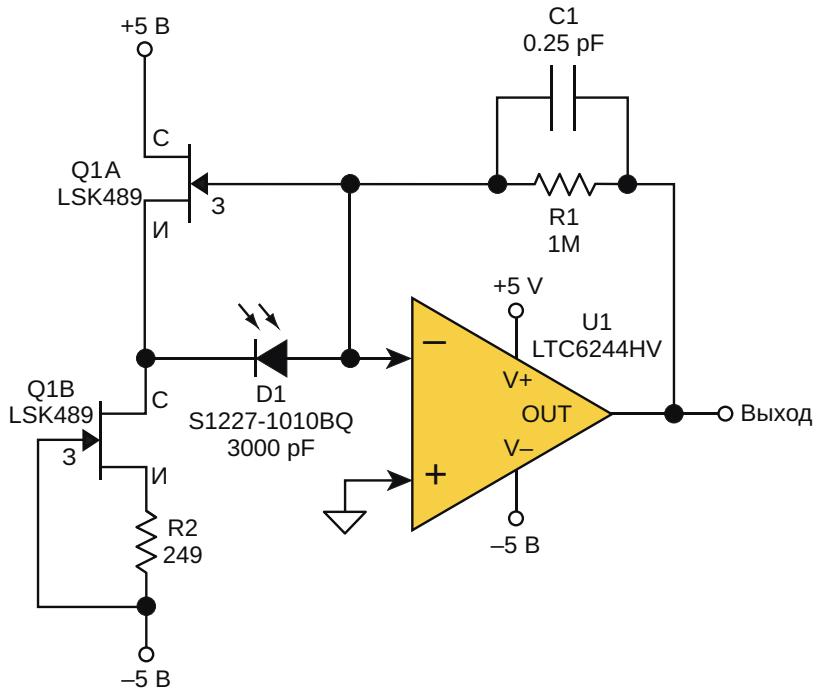


Рисунок 4. Использование сдвоенного полевого транзистора улучшает динамическую нейтрализацию и снижает постоянное напряжение на фотодиоде. Емкость, включенная параллельно истоковому резистору, уменьшает вклад шумов сопротивления.

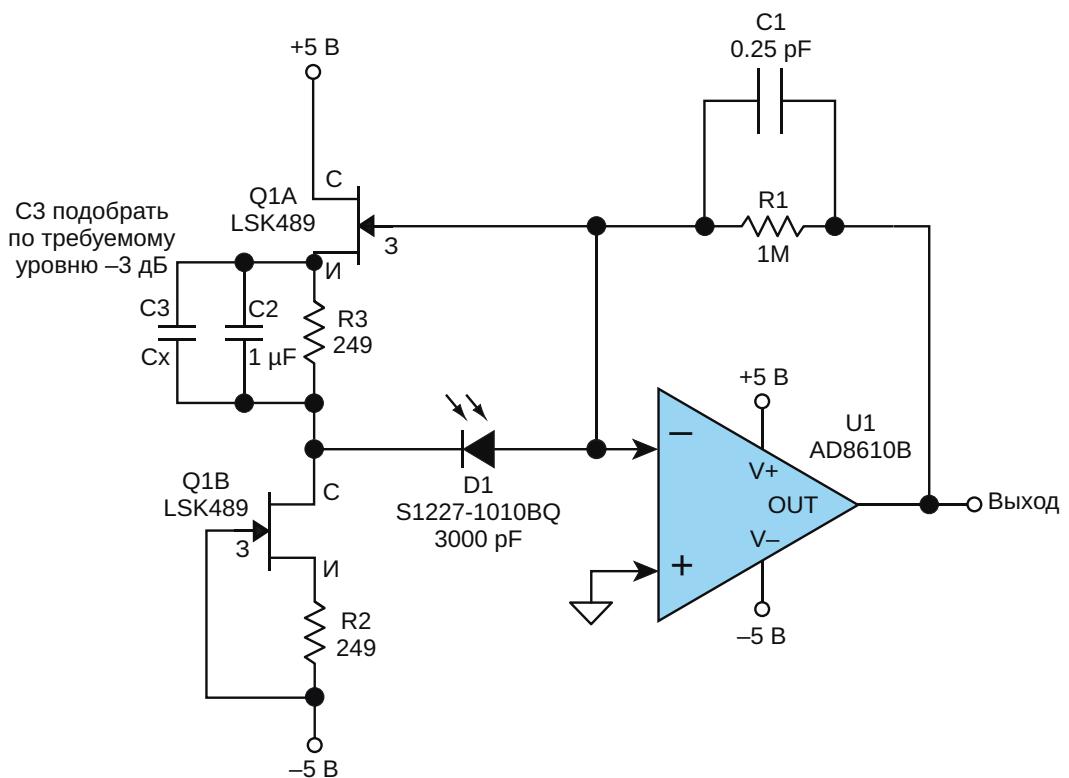


Рисунок 5. Постоянное смещение на фотодиоде становится еще меньше при согласовании сопротивлений истоковых резисторов двух полевых транзисторов.

р-п переходом. Это снимает с фотодиода большую часть постоянного напряжения (Рисунок 4). Нижний транзистор заменяет резистор источником тока, что улучшает отклик повторителя напряжения и делает его более точным.

Скотт Вурсер (Scott Wurcer) из Analog Devices предположил, что согласование резисторов в истоках полевых транзисторов даст гарантию, что напряжение катода фотодиода будет очень близким к 0 В (Рисунок 5). Использование усилителя с меньшим напряжением смещения также позволит уменьшить постоянное напряжение на диоде. Можно подключить параллельную емкость к истоковому резистору полевого транзистора динамической нейтрализации, чтобы снизить шумовой вклад этого дополнительного резистора.

Крутизна сдвоенного полевого транзистора LSK489 намного больше, чем у BF862. В сочетании с нагрузкой в виде источника тока, представленной другим полевым транзистором, это улучшает нейтрализацию, особенно на высоких частотах. Напряжение шумов усилителя AD8610B ниже на 2 нВ/ Гц, что

еще больше улучшает шумовые характеристики. Его ток смещения в семь раз меньше, что уменьшит ошибку выхода по постоянному току. И наконец, его ошибка смещения вдвое меньше, чем у LTC6244.

Тем не менее, ничто не дается даром; полоса пропускания AD8610B в два раза уже, а цена будет, как минимум, на доллар больше. Мало того, это одиночный усилитель, тогда как LTC6244HV – сдвоенный. Полоса пропускания для этой схемы вполне адекватна, но стоимость вызывает вопросы.

Из-за отклонения сопротивления резистора предложенная схема по-прежнему будет иметь непостоянные, хотя и небольшие, ошибки постоянного тока. Чтобы привести напряжение на катоде фотодиода к уровню земли с точностью до нескольких микровольт, можно добавить в схему регулировочные потенциометры (Рисунок 6), – еще одно предложение Кирквуда Рафа. Вурсер предположил [3], что операционный усилитель с низким смещением может поддерживать напряжение в точке смещения на уровне до нескольких микровольт. Пол Грох (Paul Grohe) из Texas Instruments отметил, что

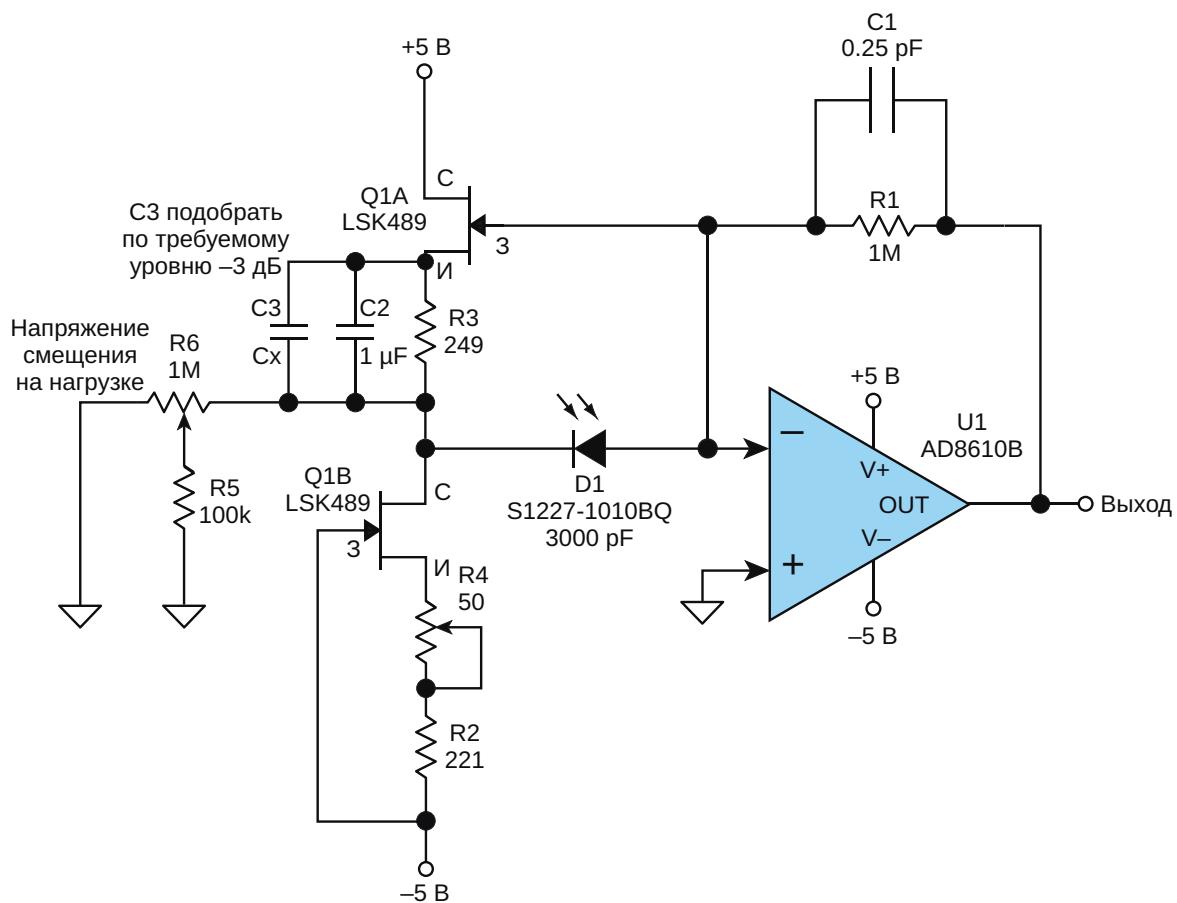


Рисунок 6. Используя потенциометры, можно очень точно компенсировать сколь угодно малое напряжение смещения на фотодиоде. Это полностью исключит любые ошибки темнового тока.

даже лабораторные источники питания добавляют в наши схемы много шума [4].

Чтобы получить оптимальное измерение шума, эти схемы следует питать от батарей. Затем вы можете использовать полученные результаты измерений в качестве базового уровня для оценки влияния шумов источников питания в проектируемом вами устройстве. **РЛ**

Ссылки

1. «[Малошумящие усилители для фотодиодов большой и малой площади](#)», Glen Brisebois

2. «[High Impedance Sensors](#)», Walt Kester, Scott Wurcer, Chuck Kitchin
3. [Linear Audio](#) – Wurcer Scott
4. «[FAO Paul Grohe RE building a Microgram scale](#)»

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8610](#)
2. [Datasheet Linear Technology LTC6244](#)
3. [Datasheet Hamamatsu S1227](#)
4. [Datasheet NXP BF862](#)
5. [Datasheet Linear Systems LSK489](#)

Усовершенствованная схема эффективного импульсного драйвера соленоидов и реле

W. Stephen Woodward

Electronic Design

В этой статье использование основанной на компараторах импульсной схемы драйвера соленоида повышает КПД, изменяя работу драйвера в режимах втягивания и удержания.

Несколько лет назад Пол Рако в соавторстве с покойным Бобом Пизом написал потрясающую статью, посвященную теоретическим и практическим аспектам схем управления электромагнитными соленоидами [1]. Было отмечено, что большинству соленоидов для удержания сердечника после втягивания требуется меньше мощности, чем для его смещения в первый момент. Следовательно, без снижения механических характеристик можно сберечь существенное количество энергии и уменьшить тепловыделение, если начинать с высокого управляющего напряжения для втягивания, а затем понижать напряжение до более низкого значения для удержания.

Метод снижения мощности, предложенный Бобом (первый рисунок в его статье), был элегантно простым; для него требовалось лишь резистор и конденсатор, соединенные параллельно друг с другом и последовательно с катушкой соленоида. Энергия в

переходном режиме втягивания подается через конденсатор, тогда как установившийся ток удержания протекает через резистор, сопротивление которого выбирается равным от 60% до 70% от сопротивления катушки. Поэтому ток удержания снижался примерно до 40%, а выделение тепла катушкой уменьшалось более чем на 60%. Это довольно впечатляющее снижение рассеиваемой мощности катушки. Однако последовательный резистор тоже потреблял мощность – на 70% больше, чем соленоид.

Схема, представленная здесь на Рисунке 1, переносит тот же принцип снижения мощности на следующий логический уровень, исключая последовательный гасящий резистор, и заменяя его эффективным импульсным режимом. (Обратите внимание, что конструкция применима для управления катушками реле и контакторами).

Схема драйвера построена на четырех аналоговых компараторах, содержащихся в «старом друге» – счетверенной микросхеме LM339 (A1–A4), комбинация которых управляет мощным МОП-транзистором (Q1) в соответствии с сигналом логического уровня на входе РАЗРЕШЕНИЕ. Срабатывание солено-

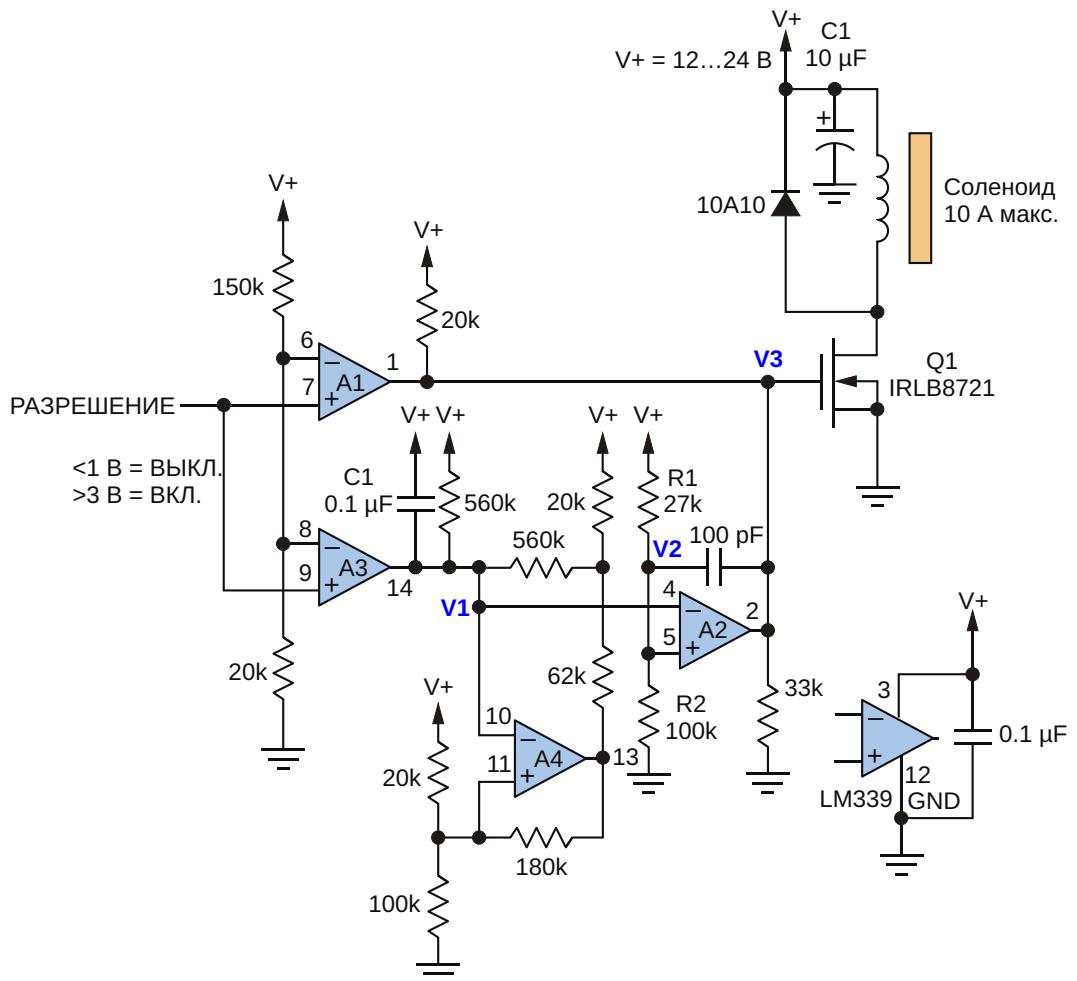


Рисунок 1. Эта основанная на компараторах импульсная схема драйвера соленоидов эффективно управляет формой напряжения.

ида начинается, когда сигнал РАЗРЕШЕНИЕ активирует A1, включая Q1 и A2, и запускает цикл управления (Рисунок 2).

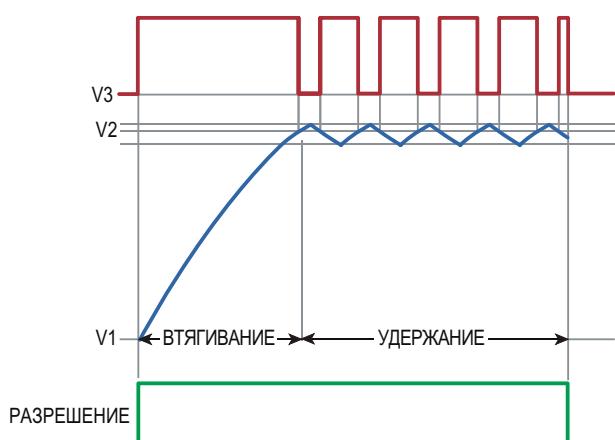


Рисунок 2. Временная диаграмма энергосберегающего управления втягиванием сердечника соленоида и последующим удержанием.

Напряжение V1, которым управляет компаратор A3, нарастает со скоростью, определяемой емкостью конденсатора C1 (время втягивания

$$T_{PULL_IN} = 5 \cdot 10^5 \cdot C_1 = 50 \text{ мс}$$

при $C_1 = 0.1 \mu\text{F}$) и связанной с ним резисторной цепочкой, в результате чего на затворе Q1 формируется начальный импульс втягивания V3 с полной амплитудой V+. Это продолжается до тех пор, пока напряжение V1 не сравняется с напряжением V2 – пороговым уровнем модулятора драйвера A2 (установленным резисторами R1 и R2), и схема переходит в режим удержания с пониженным потреблением мощности. Модуляция напряжения V3 и, соответственно, проводимости Q1, осуществляется генератором A4, который запускается, когда V1 достигает порога компаратора A4, и формирует треугольный

всплеск в узле V1. Это циклически переключает компаратор A2, тем самым, устанавливая коэффициент заполнения для проводимости Q1 равным примерно 70%. В дальнейшем воспроизводится сценарий экономии рассеиваемой мощности соленоида в режиме удержания, описанный в статье Пиза/Рако, но без неэффективного гасящего резистора.

Универсальность получившегося драйвера определяется его способностью работать от любого источника от 12 до 24 В и подстраиваться к току соленоида до 10 А (то есть, до 240 Вт), что позволяет использовать эту единственную схему для управления широким

спектром соленоидов. Потребление мощности в режиме удержания снижается на 60%, а общий КПД легко превышает 90%. Дляброса времязадающего конденсатора С1 требуется меньше миллисекунды.**РЛ**

Ссылки

1. [“What’s All This Solenoid Driver Stuff, Anyhow?”](#),
Electronic Design, August 5, 2013.

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor LM339](#)
2. [Datasheet Infineon IRLB8721](#)
3. [Datasheet Rectron 10A10](#)

Усилители формируют точные комплементарные напряжения

Marián Štofka

EDN

Напряжения, формируемые двумя усилителями, могут использоваться в различных приложениях

Схема на Рисунке 1 формирует два аналоговых напряжения, которые можно изменять комплементарно. Когда прямое выходное напряжение увеличивается, связанное с ним дополнительное выходное напряжение уменьшается, и наоборот. Сумма обоих напряжений постоянна:

$$V_{\text{OUT}} + V_{\text{OUTC}} = V_{\text{REF}},$$

где

V_{OUT} – прямое выходное напряжение;

V_{OUTC} – напряжение на комплементарном выходе;

V_{REF} – опорное напряжение, вырабатываемое внутри микросхемы IC₁.

Соотношение сопротивлений резисторов делителя, подключенного к выходу IC₁, выбирается таким, чтобы опорное напряжение

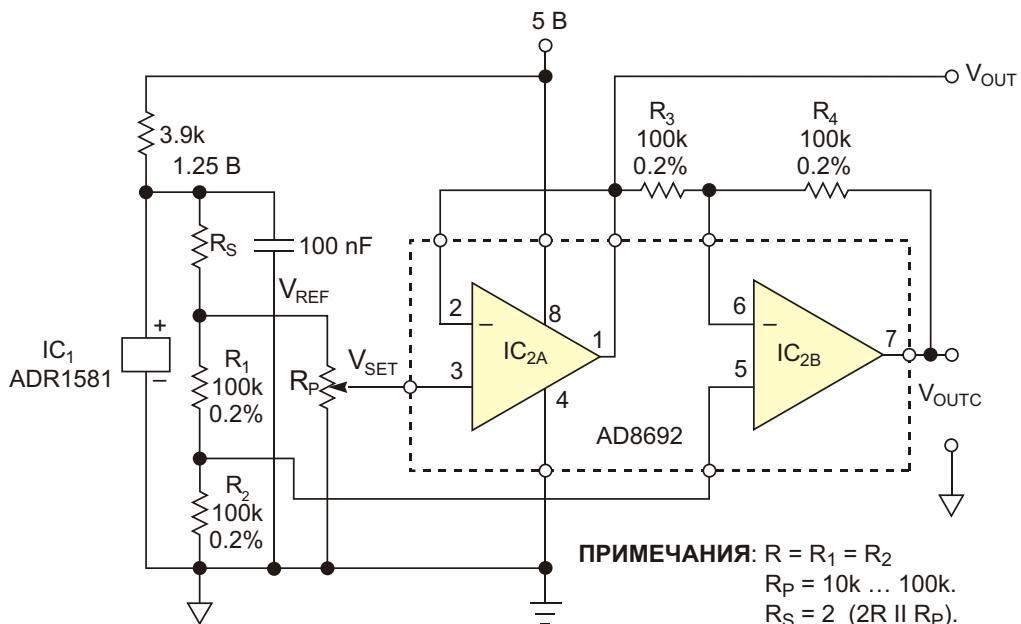


Рисунок 1. Схема формирует два аналоговых напряжения, сумма которых всегда равна опорному напряжению.

равнялось примерно 400 мВ. Потенциометр R_p устанавливает желаемое аналоговое напряжение, которое подается на неинвертирующий вход повторителя напряжения IC_{2A} . Выход IC_{2A} обеспечивает прямое выходное напряжение, которое подается на инвертирующий вход инвертора с единичным усилением IC_{2B} . Неинвертирующий вход IC_{2B} , для сигнала на котором коэффициент усиления равен двум, подключен к середине высокоточного резистивного делителя $R_1 - R_2$, делящего опорное напряжение пополам. Рассчитать уровень выходного напряжения IC_{2B} относительно земли можно с помощью следующей формулы:

$$V_{OUTC} = V_{OUT} + 2 \frac{V_{REF}}{2} = V_{REF} + V_{OUT}.$$

Таким образом, сумма напряжений прямого и комплементарного выходов дает требуемое постоянное значение, равное опорному напряжению.

В качестве точных резисторов $R_1 - R_4$ следует использовать либо матрицу из четырех согласованных резисторов, либо две матрицы из двух резисторов. Резисторы R_3 и R_4 образуют цепь обратной связи усилителя IC_{2B} , а другая пара резисторов делит опорное напряжение пополам. Если вместо IC_{2B} воспользоваться инструментальным усилителем, эти четыре резистора можно будет исключить. В этом случае нужно будет выбрать инструментальный усилитель с rail-

to-rail входами и выходами (RRIO). Разность между выходным напряжением многих типичных инструментальных усилителей RRIO и напряжением нижней шины питания не может быть меньше величины порядка 60 мВ, что серьезно ухудшило бы точность схемы. Однако для выпускаемого Analog Devices операционного усилителя AD8692 типовое значение этого напряжения равно 0.75 мВ при токе нагрузки 10 мкА. Гарантированное значение при этом токе составляет 1 мВ.

Таблица 1. Результаты измерения напряжений на обоих выходах

V_{SET}	V_{OUT} (мВ)	V_{OUTC} (мВ)
V_{REF}	411.45	0.15
0	0.45	410.45
$V_{REF}/2$	205.8	205.1

Схема прошла тестирование при значениях испытательного напряжения, равных опорному напряжению, что соответствует полной шкале, половине опорного напряжения и 0 В. В Таблице 1 представлены напряжения, измеренные на обоих выходах. Любое из выходных напряжений может приближаться к нижней шине питания с ошибкой менее 0.25% при полной шкале 400 мВ. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8692](#)
2. [Datasheet Analog Devices ADR1581](#)



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
популяризовать -
приглашаем к сотрудничеству!