

Журнал для тех, кто интересуется электроникой

РАДИОЛОЦМАН

Апрель 2013 (23)

В поисках логики,
не потребляющей энергии 20

Микромощные датчики тока
на новом классе
аналоговых микросхем 48

В чем разница
между битрейтом и
скоростью в бодах? 29

НЕЗАСЛУЖЕННО ЗАБЫТЫЕ МИКРОСХЕМЫ 15

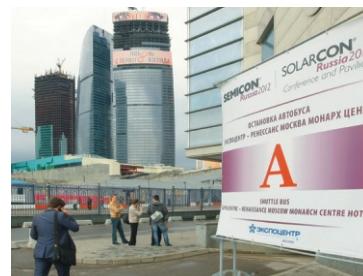
Простая схема
для передачи информации
по низковольтным силовым линиям 45



SEMICON® Russia2013

The Power of [Russia]

5–6 июня
«Экспоцентр»
Москва, Россия



Российский рынок полупроводников на подъёме! Станьте его частью!

Глобальная промышленная ассоциация SEMI работает в области нано- и микроэлектроники, активно поддерживая развитие этой индустрии в России. Выставка SEMICON Russia 2013 и сопутствующие мероприятия помогут Вам встретить новых поставщиков и партнёров, а также узнать о новейших технологиях и тенденциях полупроводниковой промышленности и смежных отраслей.

Факты о SEMICON Russia

- 100 экспонентов (российских и иностранных)
- Более 2200 посетителей
- 80% покупателей
- 73% лиц, имеющих влияние на принятие решений по закупкам
- 220 участников семинаров
- 80% посетителей

Конференции и Сессии

- Рынок микроэлектроники в России
- Сессия по рынку фотовольтаики
- Сессия по MEMS
- Сессия по новым технологиям корпусирования
- Сессия по Стандартам SEMI
- Презентации на TechAрене
- Приём SEMI

www.semiconrussia.org

Проводится совместно с:

SOLARCON®
Russia2013
Конференцией и павильоном



РАДИОЛОЦМАН

Апрель 2013 (23)

Главный редактор:

А. Николаев

**Над номером
работали:**

В. Колесник
С. Муратчаев
А. Николаев
М. Русских
В. Чистяков

Обложка:

А. Кравчук

Директор:

С. Муратчаев

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

Оформление
бесплатной подписки:
www.rlocman.ru/magazine

Новости

- 4 NXP представила решение GreenChip для компактных и энергоэффективных мобильных зарядных устройств
- 4 Allegro MicroSystems создала новый 4-канальный драйвер светодиодов для внутреннего освещения автомобилей
- 5 Texas Instruments представляет первый в отрасли приемник для сенсора Full HD изображения
- 6 Philips создала самую энергоэффективную в мире светодиодную лампу
- 7 NVE предложила бюджетную версию изолированного трансивера интерфейса RS-485
- 8 IQD разработала сверхминиатюрный рубидиевый генератор со стабильностью ± 0.05 ppb
- 8 STMicroelectronics внедряет новый стандарт построения входных узлов высокочастотных устройств
- 9 Infineon представила инновационную технологию корпусирования силовых приборов
- 10 Active-Semi расширила семейство ШИМ регуляторов первичной стороны для «зеленых» сетевых адаптеров
- 11 International Rectifier объявила о выпуске интегрального DC/DC преобразователя третьего поколения с выходным током до 25 А

Статьи

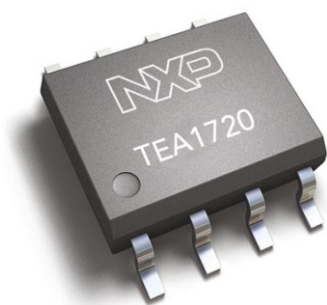
- 15 ИСТОРИЯ ЭЛЕКТРОНИКИ. Незаслуженно забытые микросхемы
- 20 В поисках логики, не потребляющей энергии
- 24 Но это устарело – нет
- 26 Подавление низкочастотных помех в системах автоматического управления. Часть 1
- 29 В чем разница между битрейтом и скоростью в бодах?
- 33 Передача данных по проводам электрических сетей. Технология HomePlug C & C и компоненты для PLC модемов компании Yitran

Схемы

- 40 Драйвер лазерного диода с двойной защитой и напряжением питания от 1 В
- 42 Схема ограничения тока останется холодной
- 45 Простая схема для передачи информации по низковольтным силовым линиям
- 48 Микромощные датчики тока на новом классе аналоговых микросхем
- 51 Магнитотерапевтическая установка

NXP представила решение GreenChip для компактных и энергоэффективных мобильных зарядных устройств

Поскольку грань между смартфонами и планшетами становится все более размытой, становится ясно, что зарядные устройства (ЗУ) для них должны быть маленькими, легкими и эффективными настолько, насколько это возможно. Компания NXP Semiconductors представила новое решение GreenChip, разработанное для того, чтобы сделать ЗУ более компактными, энергоэффективными и дешевыми без ущерба для надежности. GreenChip TEA1720A и TEA1705 используются совместно и представляют собой высокопроизводительные контроллеры с низким энергопотреблением для мобильных ЗУ мощностью до 10 Вт. Новые микросхемы являются последним на сегодняшний день пополнением семейства энергосберегающих ИС GreenChip, поставки которых на мировые рынки в марте 2013 года превысили 1 млрд. штук.



В новом решении GreenChip представлена инновационная архитектура, основанная на использовании вторичной обмотки



(TEA1705) для обнаружения ступенчатого увеличения рабочей нагрузки, и передачи через трансформатор на первичную обмотку сигнала прерывания (TEA1720A) для переключения в режим генерации пачек. TEA1720A представляет собой контроллер первичной стороны импульсного источника питания, управляющий внешним биполярным транзистором, а TEA1705 является контроллером переходных процессов во вторичной обмотке. Работая вместе, TEA1720A и TEA1705 обеспечивают быстрый отклик на изменение напряжения, что позволяет использовать выходные конденсаторы емкостью 2...270 мкФ, или даже меньше. Это, в сочетании с высоким уровнем интеграции всего решения GreenChip, позволяет сократить требуемую площадь печатной платы и сделать компактное ЗУ объемом около 16 см³. Кроме того, обеспечивается очень низкое, менее 10 мВт, энергопотребление при отсутствии нагрузки.

Доступность

Образцы GreenChip TEA1720A и TEA1705 уже предоставляются для опробования основным клиентам компании. Серийное производство намечено на второй квартал 2013 года.

Allegro MicroSystems создала новый 4-канальный драйвер светодиодов для внутреннего освещения автомобилей

Компания Allegro MicroSystems добавила очередной прибор к своему семейству специализированных драйверов светодиодов. Каждый из четырех каналов новой микросхемы линейного программируемого стабилизатора тока способен питать цепочку светодиодов высокой яркости током до 100 мА. Ориентированная, прежде всего, на рынок автомо-

бильной электроники, микросхема A6263 может использоваться как для подсветки карт и освещения салона, так и для внешней подсветки автомобиля.

Выходы устройства можно объединять параллельно или оставлять неиспользованными. Ток всех каналов программируется единственным резистором. Выравнивание



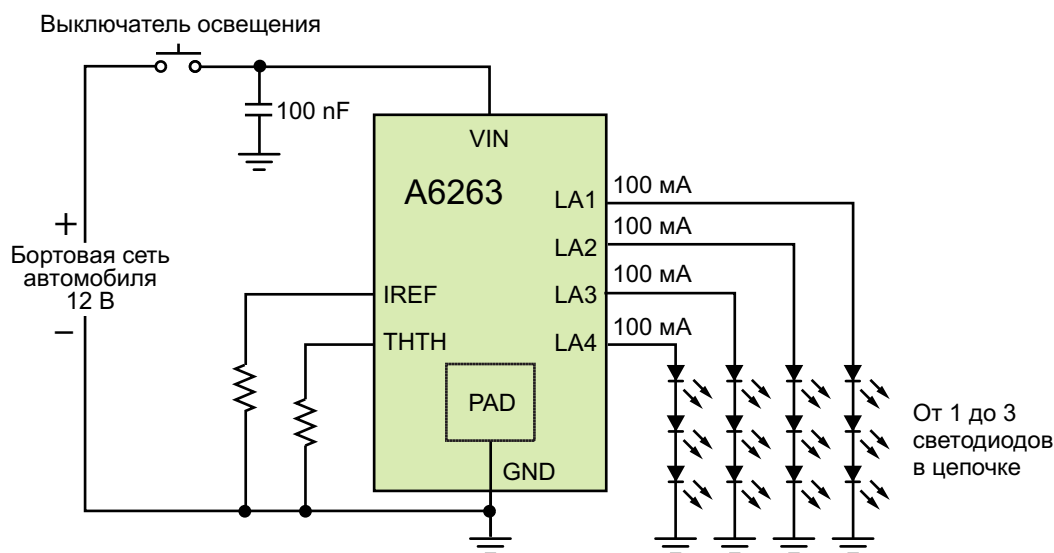
токов цепочек происходит без использования балластных резисторов. Питание светодиодов стабилизированным током обеспечивает безопасную работу при максимально допустимом световом выходе. Микросхема обеспечивает защиту от следующих аварийных ситуаций:

- Замыкание цепочки светодиодов на «землю»
- Единичное или множественное замыкание светодиодов цепочки

- Обрыв цепочки светодиодов
- Короткое замыкание или обрыв вывода микросхемы
- Перегрев кристалла

Если одна цепочка светодиодов разорвана или закорочена на «землю», она отключается, в то время как остальные продолжают работать. Встроенный температурный монитор ограничивает ток драйверов, если температура кристалла превысит установленный порог, который, при необходимости, может регулироваться. Есть также возможность полностью отключить слежение за температурой.

Allegro's A6263KLJTR-T выпускается в узком корпусе SOIC (суффикс LJ) с вскрытым основанием, улучшающим условия теплоотвода.



Типовая схема включения A6263

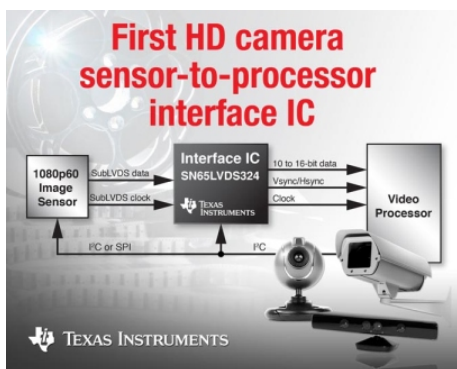
Texas Instruments представляет первый в отрасли приемник для сенсора Full HD изображения

Микросхема интерфейса сенсор-процессор сокращает размер видеосистем и потребление энергии

Texas Instruments (TI) представила первую в отрасли микросхему приемника для сенсора изображения, которая служит в качестве специализированного моста LVDS (дифференциальная передача низковольтных сигналов) между сенсорами изображения и процессорами. По сравнению с существующими решениями на основе ПЛИС (FPGA),

SN65LVDS324 позволяет сократить количество компонентов на 20%, потребление энергии более чем на 10% и размер корпуса на 50%. SN65LVDS324 обеспечивает изображение с разрешением Full HD, 1080p60 в целом ряде приложений для видеосъемки, включая IP-камеры видеонаблюдения и системы видеоконференций, а также промышленное,

потребительское и профессиональное оборудование для видеозаписи.



Основные характеристики и преимущества SN65LVDS324

- **Оптимизированное решение для интерфейса сенсор-процессор:** Как выделенный мост для видео потоков между сенсорами HD изображения и процессорами, SN65LVDS324 обеспечивает до 20% снижения стоимости комплектующих, в сравнении с существующими решения на основе ПЛИС.
- **Выделенный интерфейс сенсор-процессор:** При реализации систем с разрешением 1080p60 энергопотребление SN65LVDS324 составляет, обычно, менее

150 мВт, что более чем на 10% меньше, в сравнении с существующими решениями на основе ПЛИС.

- **Минимальные размеры корпуса:** Специально разработанная функциональная структура обеспечивает сокращение размеров на 50%, в сравнении с существующими решениями на основе ПЛИС.
- **Превосходное разрешение видео:** Поддерживает широкий диапазон разрешений и кадровых частот, вплоть до Full HD 1080p60.

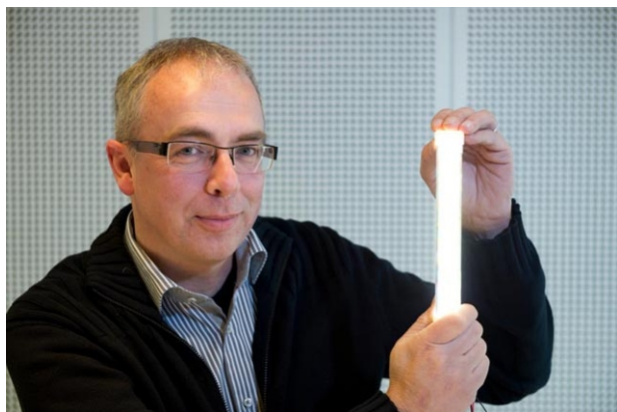
SN65LVDS324 является продолжением популярной технологии последовательных интерфейсов FlatLink TI и FlatLink 3G, которая сокращает количество сигнальных линий, используемых для шинных структур синхронной параллельной передачи данных, без потери пропускной способности. Она также оптимизирована для работы с различными процессорами для видео приложений, включая OMAP и DaVinci компании TI.

Наличие, корпус и цены

SN65LVDS324 доступны в корпусе PBGA (ZQL) размером 4.5 × 7 мм с 59 шариковыми выводами. Ориентировочная стоимость в партии из 1000 штук составляет \$2.65.

Philips создала самую энергоэффективную в мире светодиодную лампу

Прототип первой светодиодной лампы со световой отдачей 200 лм/Вт потребляет вдвое меньше энергии, чем любые существующие светодиодные лампы



Коэн Лайденбуам (Coen Liedenbaum) из Philips Research демонстрирует первый прототип TLED со световой отдачей 200 лм/Вт

Компания Royal Philips Electronics совершила инновационный прорыв в технологии светодиодного освещения, создав самую энергоэффективную в мире светодиодную лампу общего назначения. Прототип лампы, предназначенной для замены трубчатых люминесцентных ламп, исследователи из Philips назвали TLED. Новая лампа излучает исключительно качественный белый свет при рекордной световой отдаче 200 лм/Вт. Заметим, что для флуоресцентных ламп этот показатель составляет 100 лм/Вт, а для традиционных ламп накаливания – всего 15 лм/Вт. Прототип TLED вдвое эффективнее своих предшественников и, соответственно, потребляет вдвое меньше энергии.

С учетом того, что 19% потребляемой в мире электроэнергии расходуется на освещение, инновация Philips сулит колоссальную экономию как финансовых, так и энерге-

тических ресурсов. Ожидается, что примерно в 2015 году TLED лампы со световой отдачей 200 лм/Вт сначала взорвут рынок офисных и промышленных светильников, а позже начнут использоваться в наших домах.

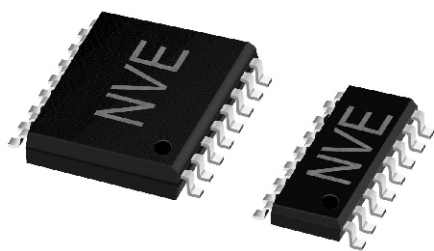
TLED лампы предназначены для замены трубчатых люминесцентных ламп, используемых в офисных и промышленных помещениях, на которые приходится более половины установленных в мире светильников.

NVE предложила бюджетную версию изолированного трансивера интерфейса RS-485

Компания NVE представила бюджетную версию прибора из отмеченной наградами серии изолированных приемопередатчиков RS-485, изготавливаемых по технологии IsoLoop.

Самый миниатюрный в мире

Ранее NVE выпустила уникальный прибор, обозначенный суффиксом 3E, который стал самым миниатюрным в мире изолированным трансивером. Его 16-выводной корпус SOIC шириной 7.62 мм вдвое уже, чем у



любого другого изолятора.

Лучшие в своем классе параметры

Новые приемопередатчики в классе недорогих приборов отличаются самой высокой в отрасли скоростью передачи данных, достигающей 4 Мбит/с, и наименьшим потребляемым током, типовое значение которого со стороны микроконтроллера составляет 3 мА.

Все параметры приборов соответствуют нормам промышленных стандартов ANSI RS-485 и ISO 8482:1987(E), или превосходят их.

Прочный и надежный

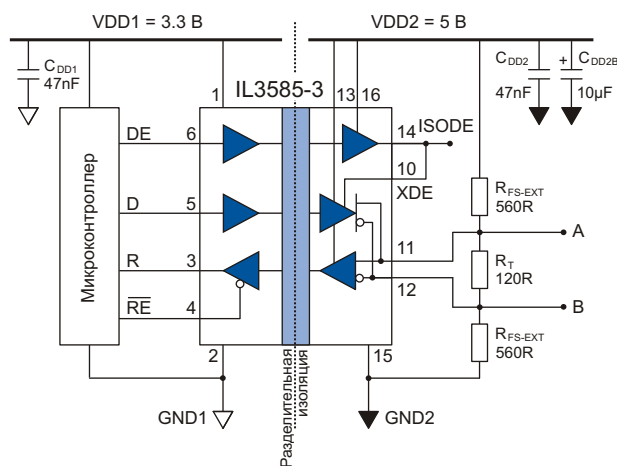
Созданные для ответственных промышленных приложений, приемопередатчики

IL3085 работают в диапазоне температур от -40 до $+85$ °C, выдерживают электростатические разряды до 15 кВ и снабжены защитой от перегрева и повышенного выходного тока.

Микросхемы соответствуют требованиям стандартов IEC 61010-2001 и UL 1577. В отличие от оптоизоляторов, приборы IsoLoop способны работать при высоком напряжении неограниченное время.

Основные технические характеристики

- Скорость передачи данных до 40 Мбит/с
- Корпус SOIC шириной 7.62 и 15.24 мм
- Напряжение питания от 3 до 5 В
- Время задержки распространения 20 нс
- Длительность фронта импульса 5 нс
- Низкий ток потребления
- Срок службы изолирующего барьера 44,000 лет
- Напряжение изоляции 2500 В с.к.з. согласно UL 1577
- Устойчивость к помехам со скоростью нарастания до 20 кВ/мкс



Типовая схема включения

- Устойчивость к электростатическому разряду до 15 кВ
- Защита от перегрева
- Диапазон рабочих температур от -40 до $+85^{\circ}\text{C}$

Уже доступны

IL3085-3E в узком корпусе и IL3085E в широком отгружаются со склада немедленно по поступлении заказа. Цены при объеме партии 1000 шт. составляют \$2.60 за один прибор IL3085-3E и \$3.25 за IL3085E.

IQD разработала сверхминиатюрный рубидиевый генератор со стабильностью ± 0.05 ppb

Компания IQD разработала новейший высококласный генератор IQRB-1, стабильность которого примерно в 1000 раз выше, чем у типичных термостатированных кварцевых генераторов (ОСХО). Это означает, что приборы могут использоваться в качестве автономных источников частоты в системах LTE, предъявляющих исключительно высокие требования к точности синхронизации. Кроме того, устройства найдут применение в приложениях UMTS, CDMA и WiMax.



Основанный на атомных часах, генератор IQRB-1 независимо от колебаний температуры обеспечивает точность $\pm 5 \cdot 10^{-11}$. При этом

необходимо отметить, что лучшие ОСХО, выпускаемые компанией IQD (серия IQOV-70), имеют стабильность до $\pm 3 \cdot 10^{-9}$ (± 3 ppb).

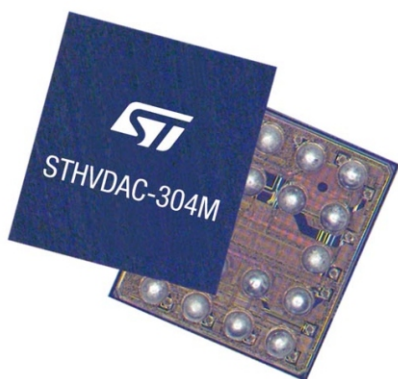
Новые сверхминиатюрные атомные часы заключены в 5-выводной квадратный корпус со стороной 51 мм, габариты которого вполне соизмеримы с существующими ОСХО. Прибор работает на стандартной частоте 10 МГц при напряжении питания от 12 до 18 В. Потребляемая мощность не превышает 6 Вт, а типичное время прогрева равно 5 мин, что, опять же, сопоставимо с ОСХО.

Рассчитанное на эксплуатацию в диапазоне температур от -30 to $+65^{\circ}\text{C}$ устройство имеет среднее время наработки на отказ 100,000 часов. По уровню электромагнитных излучений прибор соответствует спецификации FCC Part 15, Class B. Выходной сигнал имеет форму синусоиды, однако при необходимости покупатель может заказать приборы с выходными уровнями HCMOS. По дрейфу частоты IQRB-1 в 100 раз превосходит ОСХО, а кратковременная нестабильность на отрезке времени 1 с равна $8 \cdot 10^{-11}$.

STMicroelectronics внедряет новый стандарт построения входных узлов высокочастотных устройств

Новая микросхема STHVDAC-304MF3 компании STMicroelectronics имеет 4 канала, предназначенных для управления перестраиваемыми BST конденсаторами (BST – Barium Strontium Titanate – титанат стронция бария) в схемах согласования антенн многодиапазонных GSM/WCDMA/3G-LTE смартфонов. Ключевой особенностью микросхемы является поддержка спецификации RFFE

(RF Front End – входной ВЧ узел) альянса MIPI – недавно появившегося стандарта, призванного упростить разработку устройств сотовой радиосвязи. STHVDAC-304MF3 управляется по высокоскоростному двухпроводному интерфейсу с уровнями сигналов 1.8 В, совместимому с интерфейсом RFFE. Микросхема содержит четыре высоковольтных ЦАП с выходным напряжением от 2 до



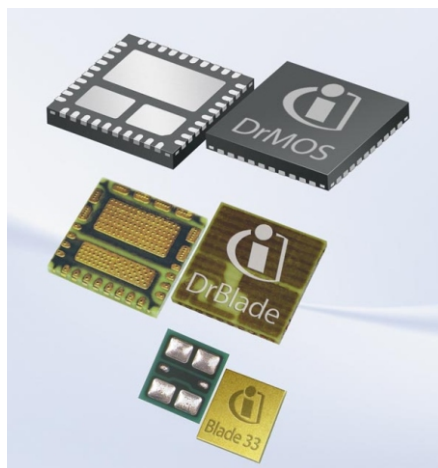
20 В, необходимым для настройки BST конденсаторов. В приборах предусмотрен

режим синхронизации для разгрузки трафика в критичных ко времени приложениях и режим отключения для увеличения ресурса батарей. Новое устройство становится вторым прибором в семействе контроллеров BST конденсаторов компании STMicroelectronics. Появившаяся ранее 3-канальная микросхема STHVDAC-303 имеет стандартный интерфейс SPI-хост.

Устройство выпускается серийно в корпусах с размерами кристалла, имеющими шаг выводов 0.4 мм и высоту 0.6 мм. При заказе более 1000 приборов каждый будет стоить от \$0.50. Образцы предоставляются немедленно по получении запроса.

Infineon представила инновационную технологию корпусирования силовых приборов

Infineon Technologies недавно представила первый многокристальный силовой модуль, созданный с использованием принципиально новой технологии корпусирования, получившей название DrBlade («blade» в



переводе означает «лезвие»). DrBlade содержит низковольтный DC/DC преобразователь с драйвером последнего поколения и два MOSFET семейства OptiMOS. Новые приборы позволят достигнуть высочайших уровней эффективности схем DC/DC преобразователей для источников питания компьютерных и телекоммуникационных систем, включая блейд- и стоечные серверы, материнские платы персональных компьютеров, ноутбуки и игровые консоли.

Новая технология корпусирования «Blade»

Не имеющая аналогов в отрасли инновационная технология корпусирования Blade

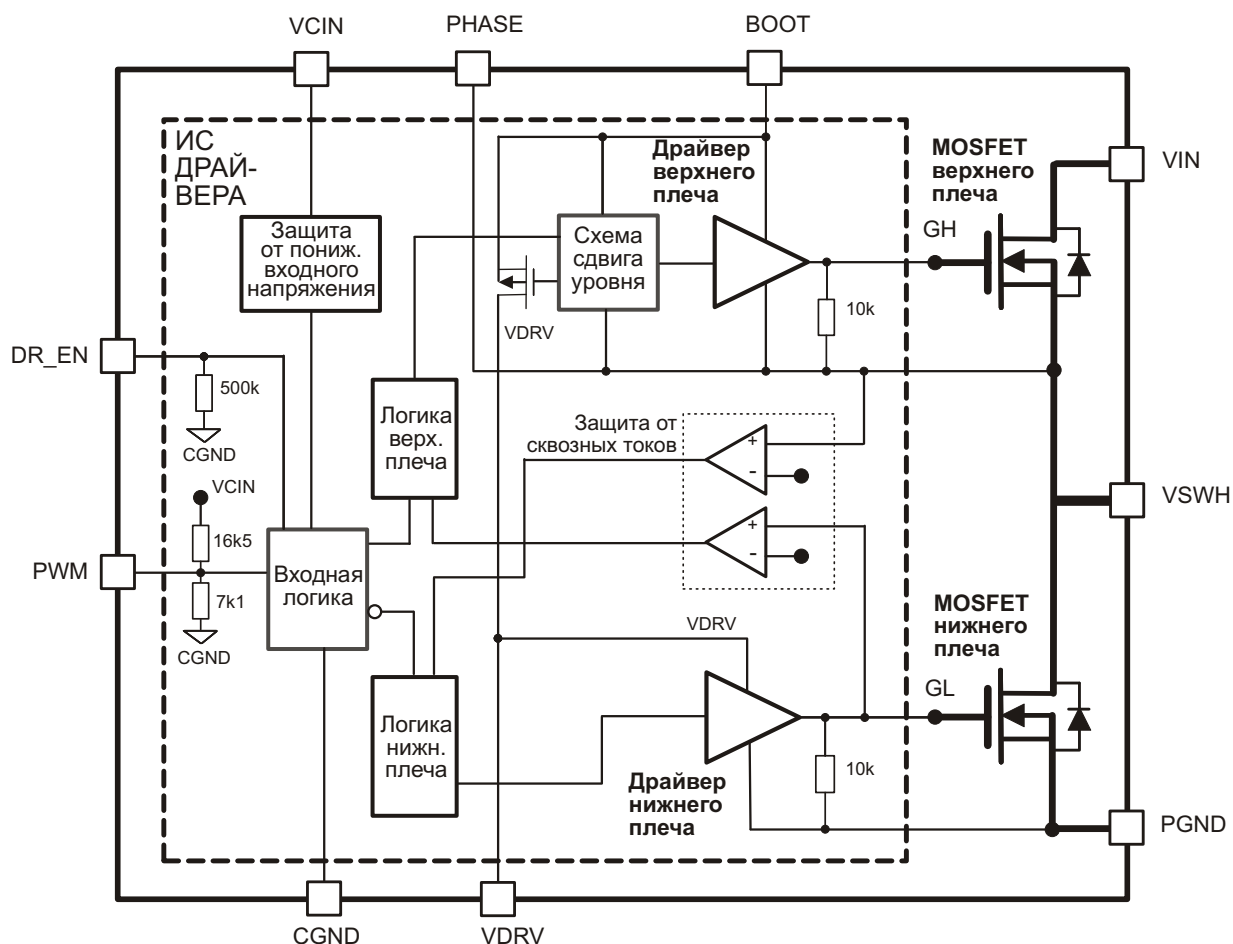


Сравнение технологий корпусирования: традиционная (слева), Blade (справа).

основана на концепции встроенного кристалла. Такие стандартные процессы герметизации, как термокомпрессионная сварка выводов и опрессовка компаундом заменены гальваническими процессами. Кроме того, кристалл дополнительно ламинируется защитным слоем фольги. Как результат, значительно снижаются размеры корпуса, его сопротивление и индуктивность, а также тепловое сопротивление.

Экономия объема и выигрыш в эффективности

Имея размер 5 5 мм при высоте 0.5 мм корпус DrBlade полностью отвечает требованиям разработчиков компьютерных систем в отношении плотности мощности и занимаемого объема. Продуманное расположение



Упрощенная функциональная схема DrBlade.

выводов корпуса упрощает топологию печатной платы. Новая технология встраивания кристалла в комбинации с изготавливаемыми Infineon MOSFET семейства OptiMOS делают DrBlade самым совершенным в отрасли решением в сегменте низково-

льтных преобразователей напряжения.

Доступность и цена

В настоящее время доступны образцы DrBlade. Начало массового производства запланировано на II квартал 2013 г.

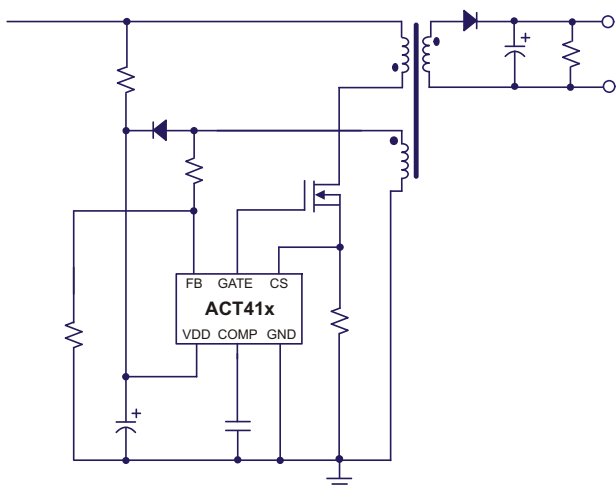
Active-Semi расширила семейство ШИМ регуляторов первичной стороны для «зеленых» сетевых адаптеров

Active-Semi объявила о расширении семейства ActivePSR двумя микросхемами ШИМ регуляторов первичной стороны для квазире-



зонансных преобразователей. Устройства, содержащие многочисленные цепи защиты, помогут повысить КПД конечных устройств и снизить уровень электромагнитных излучений.

Новые приборы ACT410 и ACT411 дополнили защищенную патентами серию автономных контроллеров для сетевых адаптеров общего назначения. Микросхемы предназначены для обратных преобразователей, работающих в режиме прерывистой



Упрощенная схема включения.

проводимости на частоте до 120 кГц, и позволяют сократить размеры и стоимость адаптеров 5 В/2.1 А и 12 В/1 А.

«Active-Semi сосредоточена на разработке инновационных решений для зарядных устройств и сетевых адаптеров общего назначения», — говорит директор по марке-

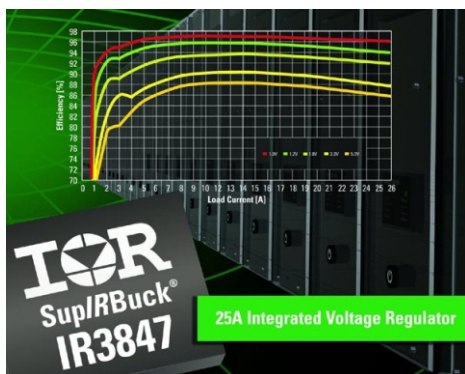
тингу и приложениям подразделения AC/DC преобразователей Питер Хуанг (Peter Huang). — «Наше новое семейство регуляторов первичной стороны АСТ410/1 было создано для того, чтобы создавать самые миниатюрные на сегодняшнем рынке сетевые адаптеры, удовлетворяющие последним стандартам Министерства энергетики. Микросхема АСТ410 позволяет сделать адаптер 5 В/2.1 А для планшетного компьютера, используя трансформатор на очень маленьком сердечнике EFD15. Применяемые в большинстве существующих устройств сердечники EPC17 намного крупнее. Предназначенная для адаптеров 12 В/1 А микросхема АСТ411 работает с сердечником EE16, который также намного миниатюрнее традиционных для этой категории приложений EF20 или EE19. Микросхемы обеспечивают защиту от всевозможных неблагоприятных и аварийных режимов».

Планируемая цена одной микросхемы в партии 10,000 шт. составляет \$0.18 для АСТ410 и \$0.19 для АСТ411.

International Rectifier объявила о выпуске интегрального DC/DC преобразователя третьего поколения с выходным током до 25 А

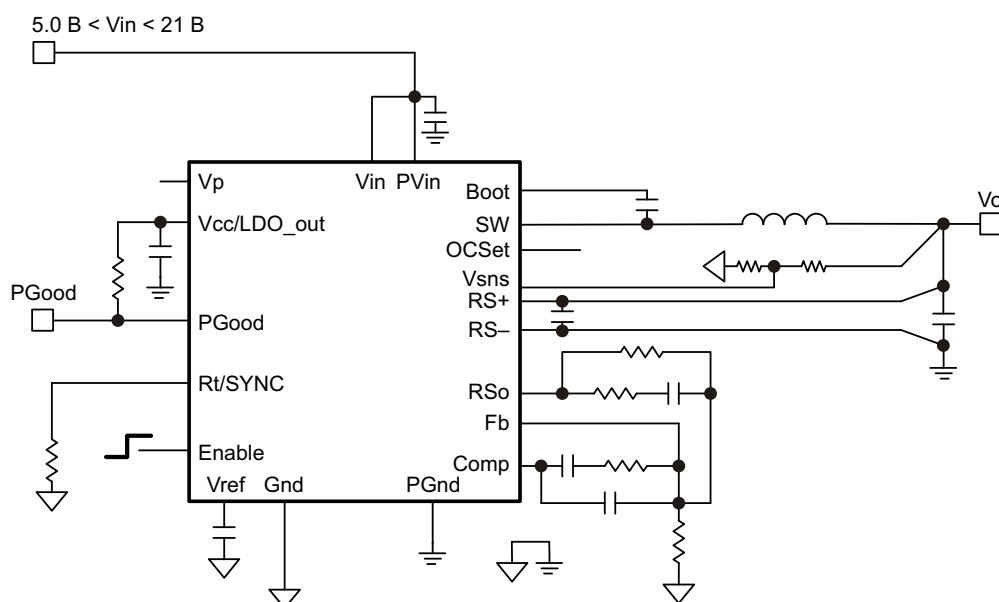
Лучший в своем классе регулятор напряжения для высококачественных коммуникационных и вычислительных систем

International Rectifier объявила о начале продаж сильноточных интегральных регуляторов напряжения для систем распределенного питания. Микросхема IR3847, пополнившая третье поколение приборов семейства SupIRBuck, несмотря на миниатюрный корпус площадью 5 6 мм может отдавать в нагрузку ток до 25 А.



Благодаря новому корпусу с уменьшенным тепловым сопротивлением и ряду инновационных усовершенствований контроллера, IR3847 может без теплоотвода работать при выходном токе 25 А. При этом требуемая для размещения законченного устройства площадь печатной платы может быть сокращена на 20% в сравнении с альтернативными интегральными решениями, и на 70% по сравнению со схемами, использующими дискретные силовые MOSFET. Полнофункциональный 25-амперный источник питания может быть размещен на площади всего 168 мм².

В устройстве использованы новейшие силовые MOSFET и многофункциональный контроллер третьего поколения, позволяющий для минимизации потерь выполнять точную подстройку «мертвого времени» после корпусирования приборов. Встроен-



Типовая схема включения IR3847.

ный интеллектуальный LDO стабилизатор оптимизирует КПД во всем диапазоне нагрузок. Полностью дифференциальный вход внешнего датчика тока, источник опорного напряжения с точностью 0.5% в диапазоне температур от 25 до 105°C, прямая обратная связь от входа и сверхмалый джиттер в комбинации с погрешностью стабилизации менее 3% во всем диапазоне входных напряжений, нагрузок и температур перекрывают список требований, предъявляемых к аппаратуре высококачественных коммуникационных и компьютерных систем.

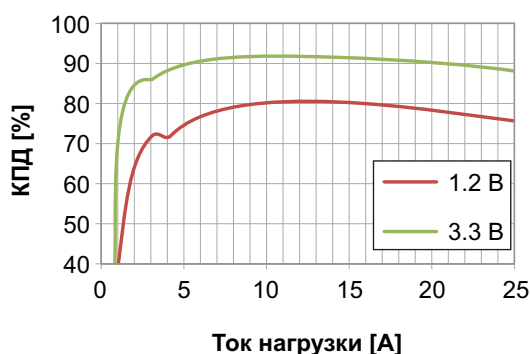
Так же, как и в остальных одноходовых приборах третьего поколения семейства SupIRBuck, в IR3847 реализована оригинальная схема модулятора, в сравнении с аналогами уменьшающая джиттер на 90%. Это дает разработчикам двойное преимущество,

позволяя уменьшить выбросы выходного напряжения примерно на 30% и одновременно повысить рабочую частоту, чтобы сократить размеры устройства, улучшить его переходные характеристики и использовать выходные конденсаторы меньшей емкости.

IR3847 выпускается в небольшом корпусе PQFN площадью 5 6 мм с уникальными для отрасли тепловыми характеристиками, благодаря которым при токе 15...25 А и пиковом КПД до 96% перегрев не превышает 50°C. Среди других особенностей микросхемы необходимо выделить возможность внешней синхронизации, управление последовательностью включения, контроль напряжения в переходных режимах и опцию работы с внешним источником опорного напряжения.

В расположении выводов микросхемы учтено удобство подключения блокировочных конденсаторов, а внутренняя трехуровневая термокомпенсированная схема ограничения позволяет программировать пороги срабатывания токовой защиты без использования дополнительных компонентов и усложнения топологии печатной платы.

Набор возможностей микросхемы IR3847, работающей на частоте до 1.5 МГц, стандартен для семейства SupIRBuck. Это внутреннее смещение входа запуска, исключающее возможность возникновения генерации при включении преобразователя, регулируемая защита от перенапряжения, выход «питание в норме», дополнительный выход усилителя



Зависимость КПД от тока нагрузки при входном напряжении 12 В и частоте переключения 600 кГц.

ошибки для подключения цепи обратной связи и внутренняя схема мягкого запуска. Минимальное входное напряжение равно

1.0 В (с внешним смещением), диапазон рабочих температур перехода – от –40 °С до 125 °С.

Технические характеристики

Прибор	Корпус	Схема	Диапазон V_{IN} (В)	Диапазон V_{OUT} (В)	I_{OUT} (А)	Рабочая частота (кГц)
IR3847MTRPbF	PQFN 5 6 мм	Одиночный выход	1 ... 21	0.6 ... 86% V_{IN}	25	300 ... 1.500

Оценочный комплект	Целевое устройство	V_{IN} (В)	V_{OUT} (В)	I_{OUT} (А)	Рабочая частота (кГц)
IR3847MTRPbF	PQFN 5 6 мм	12	1.2	25	600



Средства разработки

Справочные данные и указания по применению можно найти на сайте International Rectifier. Для новых приборов разработан также оценочный набор IRDC3847.

Цены и доступность

Минимальная цена IR3847M установлена в размере \$2.23 за штуку при покупке 100,000 микросхем. Оценочный набор IRDC3847 может быть приобретен за \$29.

ОКО Архив АВТО GPS/GSM

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

ОКО Мобайл 3G

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



ВИДЕОРЕГИСТРАТОРЫ СЕРИИ “ОКО АРХИВ”

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

ОКО Архив 4NET

подключение по LAN/internet
сменный жесткий диск

ОКО Архив 4NET LE

подключение по LAN/internet
встроенный жесткий диск

ОКО Архив LITE CF

запись на карту Compact Flash

ПРОФЕССИОНАЛЬНЫЕ ИНСТРУМЕНТЫ ДЛЯ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ



“Децима”

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

тел: +7 (495) 988 48 58

<http://www.decima.ru>

Незаслуженно забытые микросхемы

Dennis Feucht, Innovatia Laboratories

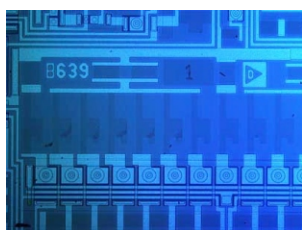
EDN

Что заставляет нас считать микросхему устаревшей? Мы вспомним о некоторых оригинальных компонентах, и обсудим, так ли уж плоха идея вернуться к их использованию.

По мере своего взросления электроника начинает проявлять некоторые признаки старения. Истинные инновации появляются все реже, ждем мы их все дольше, зато риски изготовителей становятся все ниже. Несколько десятилетий назад, когда авантюрный дух еще не умер, некоторые изготовители микросхем были готовы предложить рынку совершенно экзотические и концептуально необычные приборы. Например, Signetics в самом начале 1970-х годов решила выпустить разработанную Хансом Камензиндом (Hans Camenzind) микросхему таймера 555 [1]. Никому не надо объяснять, что значит для нас эта микросхема и сейчас, спустя много десятилетий после ее создания.

Есть ли еще примеры подобных схем? Да, и о некоторых мы хотим рассказать в этой статье, и объяснить, чем полезны для нас они могли бы быть сегодня.

Универсальный тригонометрический функциональный преобразователь AD639



Очень давно Барри Гилберт (Barrie Gilbert) занимался исследованиями дифференциального усилителя на двух биполярных транзисторах,

передаточная функция которого выражается гиперболическим тангенсом:

$$i_o = i_o + i_o + I_o \tanh \frac{V_i}{2V_T},$$

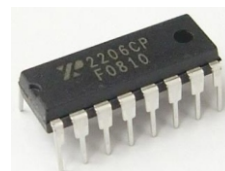
где

I_o – ток эмиттера,

$V_T = 26$ мВ – термический потенциал при комнатной температуре

Для улучшения линейности последовательно с эмиттером усилителей был включен внешний резистор. Фактически, Гилберт на практике использовал инженерную поговорку: «Если Вы не можете устранить недостаток, обратите его себе на пользу».

Гиперболические тангенсы в определенной степени связаны с тригонометрическими функциями, и Алан Гребин (Alan Grebene) из Emax использовал одиночный дифференциальный каскад в микросхеме функционального генератора XR2206 для преобразования последовательности треугольных импульсов в синусоиду. Хотя результат получился вполне приличным для первого поколения подобных приборов, Гилберт продолжал развивать базовую идею, предложив концепцию, названную multitanh (от слов «multi-» – много, «tanh» – гиперболи-



ческий тангенс). Концепция Гилберта заключалась в каскадном соединении нескольких дифференциальных усилителей, входы которых были смещены относительно друг друга на некоторое фиксированное напряжение. Такое решение расширило функциональные возможности и диапазон входных сигналов схемы, а также принесло с собой ряд других новых возможностей, некоторые из которых были использованы в преобразователе AD639.

Эта 16-выводная страна тригонометрических чудес с богатейшим набором функций с полным основанием могла бы претендовать на красивую жизнь и в наше время. К сожалению, Analog Devices убрала эту микросхему с рынка, не предложив никакой замены. Почему – не знает даже сам Гилберт. А в свое время казалось, что AD639, способной синтезировать все основные тригонометрические функции ($\sin$, $\cos$, $\tan$, $\cot$, $\sec$, $\csc$ и обратные им функции), суждено стать легендой электроники.

Точность воспроизведения синусоидальной функции 0.02%. Много ли сейчас подобных функциональных генераторов? А аудио усилителей с таким нелинейными искажениями? Микросхема содержит также схему смещения, умножитель и делитель. Однако преобразователю не удалось пробиться на



Рисунок 1. Двухканальный портативный осциллограф Tektronix 2205 с полосой 20 МГц.

рынок измерительных или других приборов, требующих высокой точности или низких нелинейных искажений. Микросхема была рассчитана на работу с сигналами в диапазоне частот до 1.5 МГц.

Вероятно, единственной проблемой AD639 было то, что Analog Devices, прекрасно понимая степень привлекательности микросхемы, установила на нее совершенно запредельную цену, чем, собственно, и помешала широкому распространению преобразователя. Возможно, Rochester Electronics – главный поставщик компонентов, снятых с производства оригинальными изготовителями, мог бы возродить производство этих приборов, слегка изменив своей основной миссии изготовителя запчастей для старых приборов. Может быть, второе пришествие AD639

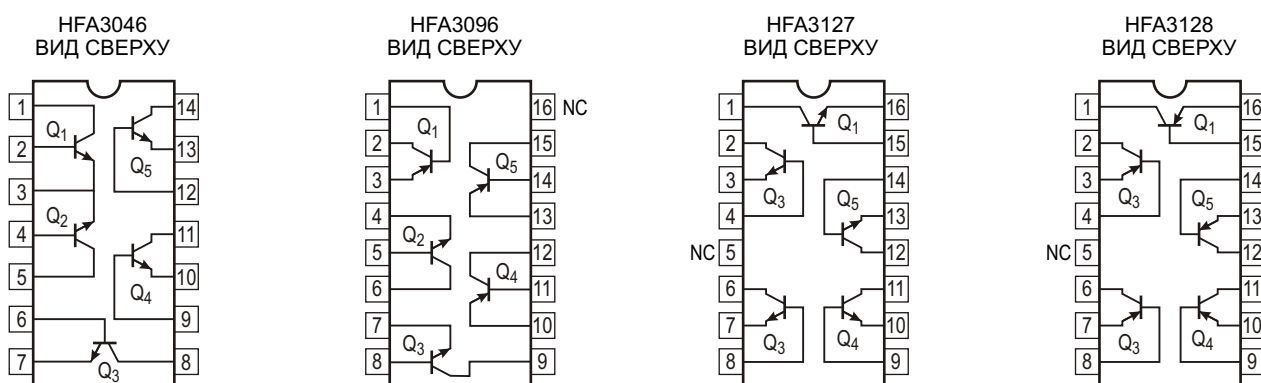


Рисунок 2. С заменой микросхем серии CA3000 на HFA3000 граничная частота транзисторов выросла до нескольких гигагерц, но снизилось их пробивное напряжение. В Таблице 1 приведен фрагмент справочных данных компании Intersil.

Таблица 1. Характеристики согласования дифференциальной пары транзисторов микросхемы HFA3046.

Параметр	Условия измерений	Кристалл			SOIC, QFN			Ед. изм.
		мин.	тип.	макс.	мин.	тип.	макс.	
Входное напряжение смещения	$I_C = 10 \text{ мА}, V_{CE} = 5 \text{ В}$	–	1.5	5.0	–	1.5	5.0	мВ
Входной ток смещения	$I_C = 10 \text{ мА}, V_{CE} = 5 \text{ В}$	–	5	25	–	5	25	мкА
Темп. коэфф. напряжения смещения	$I_C = 10 \text{ мА}, V_{CE} = 5 \text{ В}$	–	0.5	–	–	0.5	–	мкВ/°C

получилась бы более успешным, и микросхема завоевала бы ту популярность, которую упустила в первый раз.

Матрица биполярных транзисторов CA3096

В чем-то похожи на преобразователь AD639 и универсальные транзисторные сборки. В свое время компания RCA выходила на рынок с несколькими матрицами биполярных транзисторов серии CA3000. Граничная частота коэффициента передачи тока NPN транзисторов в некоторых приборах превышала 1 ГГц, что понравилось бы и современным конструкторам. Когда RCA прекратила свое существование, ее полупроводниковый бизнес отошел к Intersil, потеряв при этом преимущество устаревшей технологии с большими размерами элементов. Разработчики Tektronix использовали микросхемы CA3046 (или эквивалентные LM3046 компании National) в усилителе канала вертикального отклонения своего осциллографа 2205 (Рисунок 1).

Intersil унаследовала от RCA солидный запас этих компонентов, которые можно приобрести даже сейчас. Жаль, что их не стали

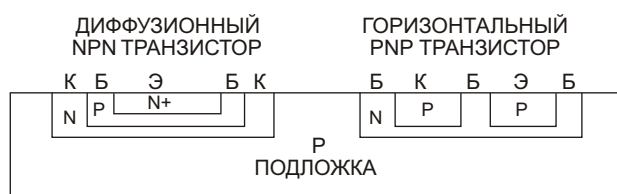


Рисунок 3. PNP биполярные транзисторы в сборке CA3096 имеют горизонтальную структуру.

производить по первоначальной технологии. Используя новые производственные процессы, Intersil заменила старые матрицы серий HFA3000 в корпусах SOIC с увеличенной до нескольких гигагерц граничной частотой транзисторов, но с соответственно сниженным напряжением пробоя (Рисунок 2).

Если для микросхем оригинальной серии CA3000 оптимальное напряжение питания составляло ± 12 В, то микросхемы серии HFA рекомендовалось использовать при питании ± 5 В, хотя транзисторы могли выдерживать напряжение до 10 В. Но что принципиально отличало серию HFA – это PNP транзисторы с диэлектрической изоляцией, намного улучшившие параметры прибора по сравнению с CA3096, изготавливаемой на основе транзисторов с горизонтальной структурой (Рисунок 3).

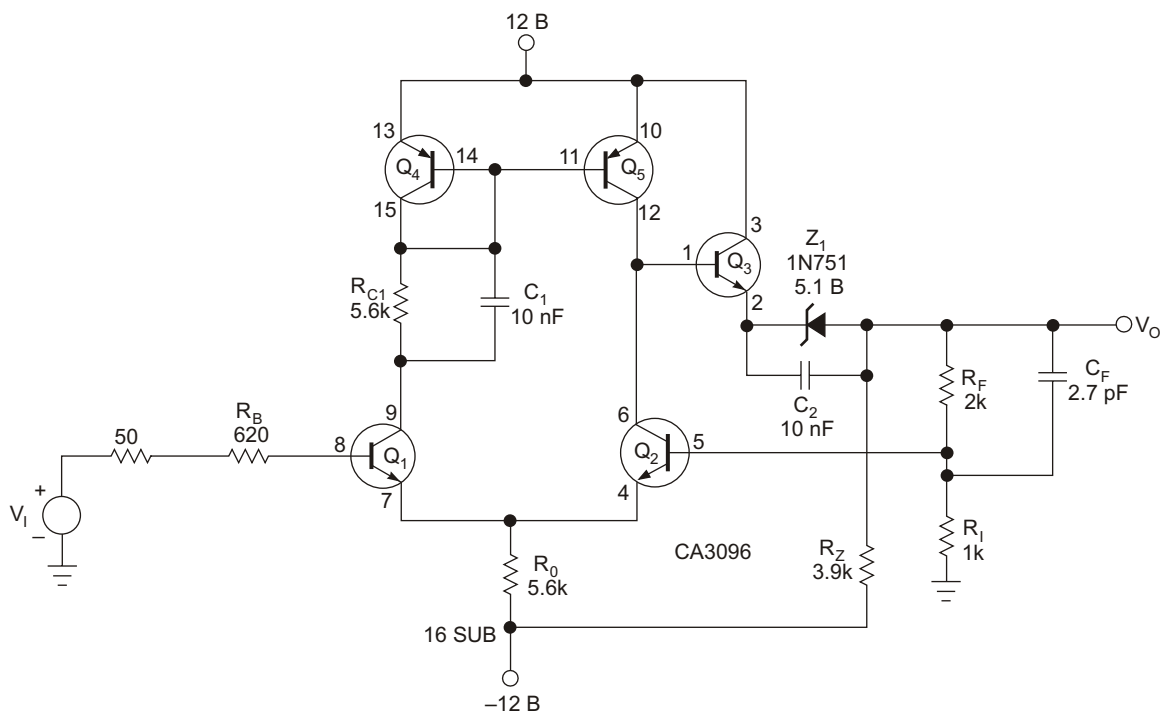


Рисунок 4. Этот усилитель с обратной связью имеет квазистатический коэффициент усиления равный 3 и полосу пропускания более 50 МГц. В усилителе использованы все пять транзисторов сборки CA3096. Единственный дополнительный полупроводниковый элемент – стабилитрон Z1.

СА3096 – это универсальный элемент, содержащий три NPN и два PNP транзистора. Одним из его недостатков было то, что горизонтальные PNP транзисторы имели граничную частоту всего 6 МГц, поскольку изготовление тонкой базы у горизонтальных транзисторов является очень сложной задачей. Впрочем, ограниченный частотный диапазон не помешал использованию приборов во множестве устройств.

В показанном на Рисунке 4 примере усилитель с обратной связью имеет квазистатический коэффициент усиления равный 3 и полосу пропускания более 50 МГц. Он имеет два пути прохождения сигнала: медленный через токовое зеркало на PNP транзисторе и быстрый через транзистор Q2 входного каскада дифференциального усилителя. В усилителе использованы все пять транзисторов сборки. Единственный дополнительный полупроводниковый элемент – стабилитрон Z₁.

Маловероятно, что вы захотите применить эту микросхему, учитывая полную неопределенность ее будущего. Вдобавок, у сборок серии HFA очень невелик диапазон допустимых напряжений. Поэтому идеальным вариантом было бы возрождение производства СА3000, но с диэлектрической изоляцией PNP транзисторов.

Промышленный элемент управления MC14500B

16-выводная микросхема MC14500B компании Motorola представляет собой 1-разрядный КМОП процессор с тактовой частотой 1 МГц [2]. В ней имеются три однобитных регистра (триггера) и АЛУ, выполняющее 16 инструкций. Новые микроконтроллеры полностью выдавили MC14500B с рынка компонентов, но речь идет о другом. Это универсальный логический блок, для работы которого требуются только внешний счетчик и управляемая им память программ. Память данных и устройства ввода/вывода разделяют общее адресное пространство. Четыре выходных бита памяти управляют входами выбора кода операции микросхемы MC14500B, а остальные служат для адресации подсистем управления вводом/выводом, таких, как двунаправленные 8-разрядные



защелки (MC14599B) и 8-входовые мультиплексоры или селекторы данных (MC14512).

Однобитный аккумулятор был назван регистром результата (RR). Набор инструкций включает загрузку RR, загрузку дополнения RR, логическое «И» с регистром результата, логическое «И» с дополнительным кодом, все логические операции, загрузку RR, загрузку дополнения RR, пересылку данных в регистры ввода или вывода и ряд других команд. Кроме того, имеются инструкции вывода флагов, пропуска следующей команды, JMP и RTN. Для загрузки адреса в программный счетчик может использоваться флаг JMP. Инструкция RTN выводит флаг RTN и пропускает следующую команду.

Для синхронизации программного счетчика используется встроенный тактовый генератор. Нарастающий фронт синхроимпульса инкрементирует программный счетчик, после чего в течение положительной фазы синхроимпульса выбирается инструкция. Во время отрицательной фазы инструкция декодируется и выполняется. Какие преимущества эта микросхема с последовательной обработкой битов и интенсивным использованием средств ввода/вывода может дать сегодня? Необходимость в дополнительном программном счетчике и памяти данных исключают возможность возврата к использованию этого прибора, неспособного конкурировать с дешевыми 8- и 16-разрядными flash микроконтроллерами. Хотя, сама по себе, микросхема, безусловно, интересна, ей суждено остаться забытой.

Регистры последовательных приближений MC14549 и MC14559

Регистры последовательных приближений (РПП) первоначально входили в серию 4000 разработанных компанией Motorola цифровых микросхем, изготавливаемых преимущественно по КМОП технологии. Приборы были 8-битными и могли каскадироваться для наращивания разрядности. Регистры использовались для создания АЦП последовательных приближений. Внутри микросхемы находились регистр сдвига и регистр с параллельной загрузкой.

Несмотря на свою простоту, РПП выполняют полезную цифровую функцию. Алгоритм



последовательных приближений основан на поочередном, начиная со старшего значения, логическом сравнении измеряемого напряжения с напряжением на вспомогательном ЦАП. Если напряжение выше, устанавливается старший значащий бит, и затем производится последовательное сравнение для остальных бит, до тех пор, пока не будут определены значения всех разрядов. Полный цикл n -битного преобразования занимает n тактов, независимо от уровня оцифровываемого сигнала.

Добавив к одному – двум РПП внешний компаратор и ЦАП, можно построить АЦП, используя элементы, оставшиеся незадействованными в схеме. Хотя такое решение сегодня назвали бы полудискретным, подобная конструкция АЦП имела бы право на существование при использовании микросхем многоканальных ЦАП и многоканальных компараторов.

РПП могут также использоваться в схемах автоматического выбора диапазона, со средним количеством шагов меньшим, чем при последовательном поиске диапазона. Аналогичным образом, с помощью РПП можно подбирать коэффициент передачи усилителя, управляемого напряжением. Несмотря на то, что веса управляющих входов усилителя могут быть десятичными (1-2-5), при их монотонности такая схема будет работать.

МС4530 – сдвоенный пятиходовый мажоритарный элемента

Одна из самых странных логических функций, реализованных в интегральном исполнении, выполнялась сдвоенным пятиходовым мажоритарным элементом, продававшимся компанией Motorola. Выход элемента активизируется в случае, когда три или более из пяти его входов активны. Если вам нравится получать новые впечатления от исследо-

вания экзотических компонентов, можете обратить внимание на эту микросхему. Выходы мажоритарных элементов были объединены по схеме «исключающее ИЛИ» с управляющими входами W , посредством которых изменялась полярность выходных сигналов.

Зачем нужны подобные микросхемы? В общем случае, такой мажоритарный элемент генерирует решение в системах с пяти- или менее кратным резервированием.

Подключив один вход к «лог. 0», а другой к «лог. 1», оставшиеся три можно использовать для «голосования» среди выходов двух из трех управляющих компьютеров, подобно тому, как это сделано на Space Shuttle.

Точно также, если несколько банков конденсаторов заряжены неодинаково, устройство, включающее их разряд, примет решение, что заряд достаточен, если заряжены M из N банков. Функция эгалитарна. Любые M из N будут инициировать событие. Используя инверсную входную логику, статически устойчивый робот-многоножка будет получать сигнал тревоги, если на землю опущены менее M из N его ног.

Иерархическая структура мажоритарного резервирования создается путем соединения выхода одного мажоритарного элемента с одним из входов другого. Тогда пять первых имеют один голос среди пяти вторых. Несмотря на то, что такое использование может быть практически полезным, все же, подобные логические функции сегодня кажутся слишком необычными. Неудивительно, что эта схема забыта. **РЛ**

Ссылки

1. Jack Ward, «Интервью с Гансом Камензиндом – разработчиком самой популярной микросхемы, когда-либо создававшейся в мире», РадиоЛоцман, 2012, февраль, стр. 21.
2. Jack G. Ganssle, «Одноразрядный микропроцессор Motorola MC14500», РадиоЛоцман, 2012, март, стр. 47.

В поисках логики, не потребляющей энергии

Richard F. Zarr, Texas Instruments

Electronic Design

Теория квантовых клеточных автоматов (ККА) имеет большие перспективы в соперничестве с технологией КМОП в области создания логических элементов, используемых для выпуска цифровых интегральных схем. К 2025 году она, возможно, станет основным средством производства компонентов для наших электронных устройств.

Что было бы, если логическое состояние определялось не потоком электронов, а положением каждого из них? Это не научная фантастика. Это целая область исследований, получившая название «Теория квантовых клеточных автоматов» (ККА), которая является частью процесса поиска преемника для стареющего полевого транзистора (ПТ), а также решением проблемы соотношения плотности и рассеиваемой мощности, наблюдаемой на молекулярном уровне. По сути, эта технология может стать следующим революционным изменением в полупроводниковой промышленности.

Предпосылки

Скромный ПТ является рабочей лошадкой современной полупроводниковой промышленности, изготавливающей вычислительные устройства, а также высокопроизводительные приборы обработки аналоговых и смешанных сигналов. Закон Мура говорит о том, что число транзисторов, интегрированных в одно устройство, должно удваиваться примерно каждые два года. Intel и другие производители полупроводниковых компонентов разработали КМОП процессы, которые продолжают соответствовать положениям закона Мура или опережают их. Однако, создание меньшего по размерам транзистора – это только часть проблемы. Отношение плотность/мощность в конечном итоге остановит процесс уменьшения размеров ПТ, связанный с возможностью их изготовления.

В таких разработках, как FinFET, применяемой сейчас в семействе процессоров Ivy Bridge компании Intel, продолжается повышение плотности транзисторов. Однако на рассеиваемую каждым транзистором мощность влияет несколько факторов. В основном, комплементарные транзисторы рассеивают мощность при переключении состояния, но и в статическом состоянии присутствуют токи утечки, обусловленные эффектами короткого канала и туннелирования электронов.

В недалеком прошлом, эта утечка была минимальной. Но при сокращении размеров менее 45 нм, когда плотность транзисторов значительно возрастает, порядки величин тока утечки и динамической мощности начинают сближаться. Дальнейшее уменьшение размеров позволяет уместить больше транзисторов на той же самой физической площади, при этом увеличивается плотность как динамической, так и статической рассеиваемой мощности. Считается, что соотношение рассеиваемой мощности и плотности остановит дальнейшую миниатюризацию раньше, чем будет достигнут предел технологических возможностей производства.

Альтернативные структуры

Надвигающийся технологический предел сделал поиски замены логики на ПТ Священным Граалем полупроводниковой промышленности. Несколько одноэлектронных кандидатов, вроде резонансных туннельных диодов (RTD) и туннельно-фазовой логики

(TPL), имеют преимущества по сравнению с традиционными структурами на базе ПТ. Одно из направлений исследований в области одноэлектронных структур, основанное на старой концепции первой половины 20 века и названной теорией клеточных автоматов (КА), имеет большие перспективы в мире вычислительных устройств. КА представляет собой конечный автомат, состоящий из решетки ячеек, каждая из которых может принимать конечное число состояний. Ячейки влияют друг на друга либо в соответствии с физическими законами, либо по программным правилами, которые неизменны во времени. Другими словами, правила не меняются. Изменение состояния входной клетки влияет на состояние соседних, и это влияние распространяется на всю систему. С основами теории клеточных автоматов многие из нас могли познакомиться на таком примере, как написанная в 1970 году Днжоном Хортоном Конвейем (John Horton Conway) компьютерная игра «Game of Life».

Концепцию КА разработал в 1940 году Станислав Улам (Stanislaw Ulam), работая в Лос-Аламосской национальной лаборатории. Дальнейшие исследования продолжались на протяжении 1950-х и 1960-х годов, но до изобретения игры Конвейем эта теория не была востребована за пределами государственных институтов и университетов. Клеточный автомат может иметь любую размерность, хотя два измерения (плоскость), как в игре Конвея, наиболее подходят для логики. Двумерный клеточный автомат представляет собой регулярную решетку ячеек (клеток). Эта решетка обычно имеет структуру квадрата, но может иметь и гексагональную форму, подобную пчелиным сотам.

Клеточные автоматы на квантовых точках

Одной из перспективных областей применения клеточных автоматов являются клеточные автоматы на квантовых точках или просто квантовые клеточные автоматы (ККА). Идея ККА не нова. Она зародилась примерно в начале 1990-х, когда группа исследователей предложила использовать квантовые точки для формирования клеток. Квантовая точка может содержать в себе один электрон. Ячейка, состоящая из четырех квантовых точек, образует квадрат. После заряда такой ячейки двумя электронами, она перейдет в

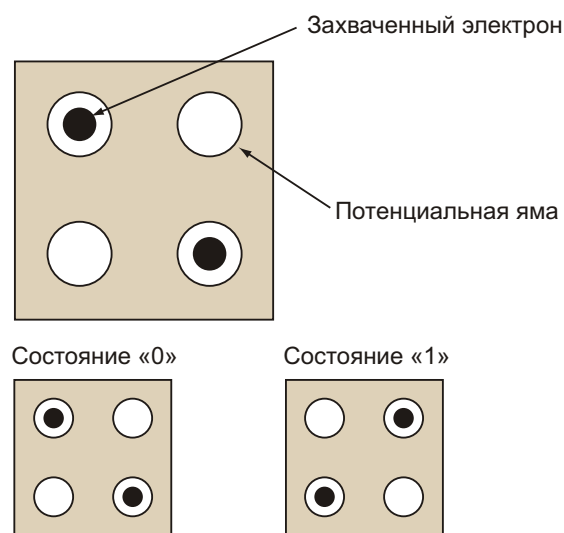


Рисунок 1. Ячейка ККА включает в себя четыре квантовые точки. Квантовые точки не масштабируются с ячейкой.

одно из двух состояний (Рисунок 1). Формируя из этих ячеек структуры, можно создавать логические вентили.

Прототипы твердотельных квантовых клеточных автоматов были созданы с использованием электронно-лучевой литографии и имели размеры порядка 20 нм, что близко к длине затвора стандартных ПТ в КМОП структурах. Однако для работы им не нужно иметь сток или исток. Чтобы сформировать логические элементы, они просто должны быть расположены правильным образом.

Для создания логических вентилях ККА могут быть упорядочены путем размещения друг рядом с другом в определенной последовательности. В ККА имеются две фундаментальные вентиляльные структуры. Одна представляет собой инвертор, а другая называется «мажоритарный вентиль» (Рисунок 2). Мажоритарный вентиль является логическим элементом с тремя входами и одним выходом. В такой конфигурации воздействия электрического поля на входах носят аддитивный характер, а состояние выхода зависит от преобладания единиц или нулей на входах. Подобную структуру также можно рассматривать как программируемый блок, где один вход выбирает функцию двух других входов: либо «И», либо «ИЛИ». Все остальные логические функции являются производными от этих двух структур.

Путем простого построения ячеек в линию могут быть созданы проводники. Также существуют структуры, преобразующие уровни напряжения обычных входов в состояния

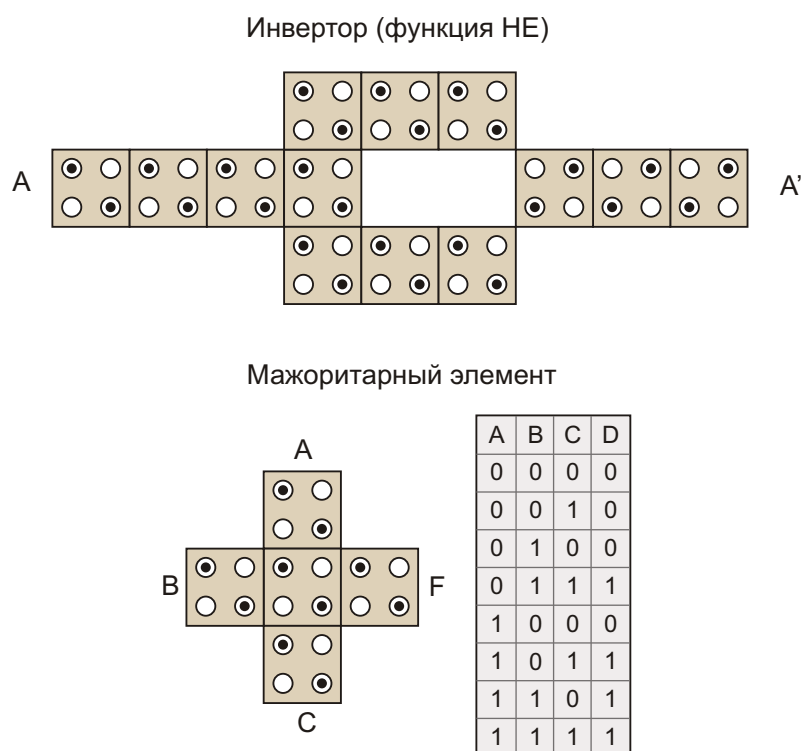


Рисунок 2. Существуют два основных логических элемента: инвертор, или вентиль «НЕ» (вверху), и мажоритарный вентиль (внизу). Такая структура реализует оба вентиля на основе таблицы истинности мажоритарного элемента.

ККА, и выходы, которые преобразуют состояния ячеек ККА в напряжение для интеграции с существующими цифровыми схемами.

Направленность и синхронизация

Интересным архитектурным феноменом ККА является обратимость направления потока данных. То есть, в отличие от обычной КМОП-логики, где отчетливо разграничиваются входная и выходная стороны, ККА может работать симметрично. Это полезно в таких приложениях, как сериализация и десериализация (SERDES), где функция является полностью обратимой. Однако данные по такому логическому конвейеру должны течь в определенном направлении, иначе наступит хаос. Другой проблемой является потеря энергии во время переходов между состояниями, поэтому в системе должны быть элементы усиления.

Обе проблемы можно решить с помощью слоя синхронизации, проложенного ниже квантовых ячеек. Этот проводящий материал находится ниже всех ячеек в пределах определенного синхронизирующего «домена» и управляет переходом вентиля из одного состояния в другое путем увеличения и

уменьшения туннельного барьера между точками. Располагая соседние домены синхронизации в квадратуре (например, сдвигая по фазе на 90°), можно управлять направлением движения логического потока.

Изготовление логических элементов ККА

Первоначально логика на основе ККА будет создаваться с использованием традиционных методов изготовления кремниевых пластин. Сегодня структуры ККА изготавливаются с помощью электронно-лучевой литографии, но она медленна и непрактична для массового производства. Однако фотолитография в дальней области ультрафиолетового спектра и другие нанолитографические методы считаются очень перспективными для крупносерийного изготовления структур с размерами менее 10 нм.

Один из методов, называемый плиточным структурированием ДНК, использует нити ДНК для самосборки участков, содержащих плитки ячеек ККА. Можно формировать разнообразные последовательности, применяя различные конфигурации плиток, содержащих ячейки ККА в фиксированных позициях.

Для формирования цепей эти участки могут быть направлены в канавки, вытравленные с помощью стандартных методов.

Заключение

КМОП технология еще будет востребована какое-то время, и в ближайшем будущем останется основой производства высокопроизводительных логических устройств. Но из-за проблем, связанных с плотностью мощ-

ности и ее рассеянием, масштабирование, в конечном счете, прекратится, что заставит отрасль перейти на альтернативные технологии. В области создания логических элементов для цифровых интегральных схем ККА имеют огромные перспективы и шансы вытеснить технологию КМОП. К 2025 году ККА, возможно, станут основным средством производства компонентов для наших электронных устройств. **РЛ**

Но это устарело – нет

William Wong

Electronic Design

Последовательные порты больше не применяются в ПК, но можно ли утверждать, что они вышли из употребления полностью?

В заголовке используется идиома, которая устарела или, по крайней мере, вышла из моды, но ее смысл разработчики встраиваемых систем должны помнить. То, что может быть устаревшим в одной области применения, вовсе не обязательно будет таковым в других областях. В частных случаях старые технологии все еще могут быть лучшим выбором, поэтому не стоит игнорировать какое-либо решение только потому, что оно кажется вам устаревшим.

В сфере встраиваемых систем можно найти массу примеров, когда многие считают, что давно применяемые технологии уже устарели, а на практике эти старые решения являются очень важной частью современной электроники. Скажем, порт последовательной передачи данных. Это как раз та технология, о которой непосвященный человек думает, как об исчезнувшей, потому что, глядя на такие электронные устройства, как ПК, ноутбуки и планшеты, где порт USB и беспроводное соединение стали уже нормой, он не находит никаких последовательных портов. Действительно, в этой области классический последовательный порт исчез, но лишь немногие знают, что он просто скрылся за адаптером USB. Последовательный порт по-прежнему используется в отладочных интерфейсах множества платформ, даже если у них имеется разъем USB. Таким образом устроена, например, плата Turtlecore (Рисунок 1). Я пользуюсь эмулятором последовательного порта терминала minicom для связи с модулем Gumstix роботизированной платформы.



USB имеет много преимуществ перед последовательными портами, поэтому он доминирует в мире ПК и мобильных систем. Один интерфейс USB может работать с несколькими устройствами. USB 3.0 намного превосходит обычные последовательные интерфейсы, а его профили и классы обеспечивают такой уровень стандартизации интерфейса программирования приложений, о котором не могли и мечтать разработчики устройств с последовательными портами. Это позволяет USB-устройствам различных производителей обмениваться данными без изменения программного обеспечения хоста. Немногие помнят то время, когда каждое USB-устройство, включая флеш-накопители, поставлялось со специальным драйвером.

Материнские платы встраиваемых систем изобилуют последовательными портами RS-232/422. На типичной материнской плате ПК имеются только порты USB, а также слоты PCI Express, разъемы SATA/SAS и, возмож-



Рисунок 1. Плата TurtleCore вставляется в iRobot Create.

но, разъемы для ввода/вывода видео и аудио. Последовательные, параллельные порты и порты PS/2 для подключения клавиатуры заменены портами USB. Порты PS/2 устарели, но последовательные и параллельные интерфейсы все еще живы.

Множество материнских плат для встраиваемых систем имеют до полудюжины разъемов последовательных портов. Все потому, что они обеспечивают стандартный интерфейс, легко подключаются и легко программируются. Это избавляет от проблем при программировании хоста и разработке устройства. Затраты невелики, и последовательные интерфейсы имеют ряд преимуществ по сравнению с USB, включая большее расстояние передачи данных и лучшую устойчивость к электромагнитным помехам, особенно на больших дистанциях. Кроме того, интерфейс может работать без дополнительной обвязки, если используется внутри системы, или хост и устройство размещены на одной плате.

У последовательных портов имеются конкуренты, такие, как интерфейсы SPI и I²C, но широкая публика не знает о них. Зато они хорошо известны разработчикам встраиваемых систем и также критикуются при сравнении с PCI Express, MIPI и USB. Тем не менее, каждый из них имеет свою нишу, которую не займут другие.

Если вы думаете, что последовательные порты являются единственным исключением в устаревшей идиоме, тогда приглядитесь ко всем тем технологиям, которые вы используете сегодня. Сравните VME и VPX, CompactPCI и CompactPCI Serial, PC PCI и PCI Express. Переход на высокоскоростные последовательные интерфейсы идет полным ходом, но эти платформы с параллельной шиной все еще могут многое предложить и не канут в лету.

Как и последовательных интерфейсов, на новых материнских платах для ПК и ноутбуков нет интерфейсов PCI, и даже более старых ISA. PCI Express одержал победу. А теперь посмотрите в сторону встраиваемых систем, где PCI, и даже ISA, живее всех живых. Почему? Высокоскоростные интерфейсы избыточны для многих приложений, особенно в системах управления. Их сложнее проектировать и дороже создавать. Попробуйте реализовать PCI Express Gen 3 на одно- или двухсторонней материнской плате любой сложности. Это можно сделать, но с большим трудом.

Поэтому, прежде чем утверждать, что какая-либо технология устарела, стоит присмотреться внимательнее. Может быть, она и не подходит для вашего решения, зато дает возможность выбора. **РЛ**

Подавление низкочастотных помех в системах автоматического управления



Часть 1

Михаил Русских

Решается задача устранения сетевой помехи, негативно влияющей на работу системы управления, с помощью режекторных фильтров. Приводится расчет параметров фильтра, дается схемная реализация и математическое представление в виде системы численных выражений, пригодной для использования в цифровых устройствах. Предлагается алгоритм адаптивной фильтрации.

В системах управления электроприводами и исполнительными механизмами при их работе на реальных объектах зачастую на входах наряду с полезным сигналом присутствуют искажающие его помехи и наводки. Для борьбы с такими нежелательными воздействиями применяют различные методы фильтрации. Наиболее широко распространена фильтрация высокочастотных помех путем установки на входе апериодического звена. Но на реальных объектах в цепях управления также могут присутствовать низкочастотные помехи, например, сетевая помеха с частотой 50 Гц. Она может быть вызвана нерациональным монтажом, вынужденной непосредственной близостью высоковольтных силовых кабелей и низковольтных каналов управления.

Данная проблема не может быть решена с помощью фильтра верхних частот, который

не будет пропускать низкочастотные помехи, так как ниже частоты 50 Гц может присутствовать полезный низкочастотный сигнал, ликвидация которого серьезно скажется на работоспособности системы. В этом случае желательно применение так называемого режекторного (заграждающего) фильтра, не пропускающего колебания некоторой полосы частот и пропускающего колебания с частотами, выходящими за пределы этой полосы. Такой метод фильтрации с успехом применяется во многих областях техники, например, в телевидении, радиовещании, кардиографии, радиолокационных системах, измерительном оборудовании. В области разработки систем управления электроприводами и исполнительными механизмами этот метод не получил широкого распространения скорее из-за более сложной реализации фильтра. Но сегодня с развитием быстроде-

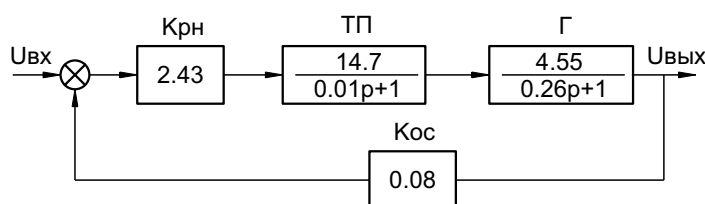


Рисунок 1. Структурная схема контура напряжения.

Таблица 1. Параметры контура напряжения.

Коэффициент преобразователя, K_{TP}	Коэффициент генератора, K_{Γ}	Постоянная времени генератора, T_{Γ}	Коэффициент обратной связи, K_{OC}	Коэффициент пропорционального регулятора напряжения, K_{PH}	Постоянная времени тиристорного преобразователя, T_{TP}
14.7	4.55	0.26 с	0.08	2.43	0.01 с

йствующих контроллеров и цифровых процессоров (DSP) исполнение такого фильтра в цифровом виде не требует больших ресурсов. Также, как будет показано ниже, фильтр можно реализовать на схемном уровне в микроисполнении с конденсаторами небольшой емкости.

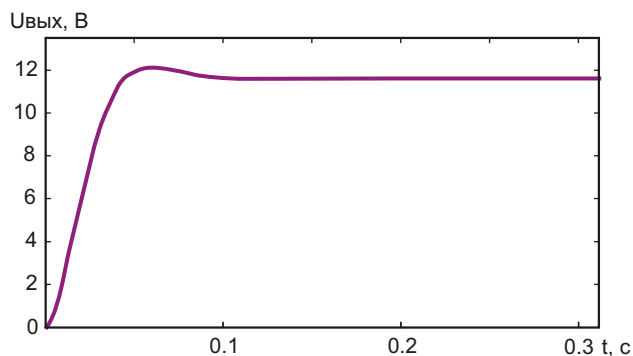


Рисунок 2. Переходный процесс в настроенном контуре напряжения.

Рассмотрим принцип действия режекторной фильтрации на примере работы контура напряжения комплектного тиристорного электропривода серии КТЭ-М. Параметры этого контура приведены в Таблице 1.

На Рисунке 1 представлена структурная схема контура, в которой приняты следующие обозначения:

p – оператор Лапласа, $p = j\omega$, где $j = \sqrt{-1}$;

$U_{ВХ}$, $U_{ВЫХ}$ – входной и выходной сигналы, соответственно;

K_{PH} – пропорциональный регулятор напряжения;

T_{TP} – передаточная функция тиристорного преобразователя, равная $K_{TP}/(pT_{TP} + 1)$;

Γ – передаточная функция генератора, она равна $K_{\Gamma}/(pT_{\Gamma} + 1)$;

K_{OC} – датчик напряжения в обратной связи.

На Рисунке 2 показан переходный процесс, являющийся реакцией системы на Рисунке 1 на воздействие скачкообразного входного сигнала.

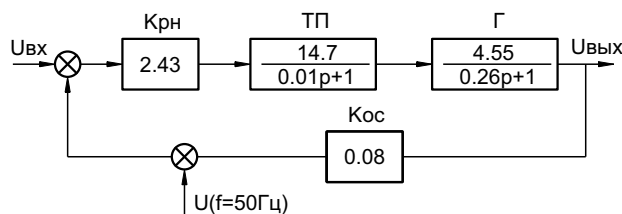


Рисунок 3. Структурная схема контура напряжения с аддитивной помехой в обратной связи.

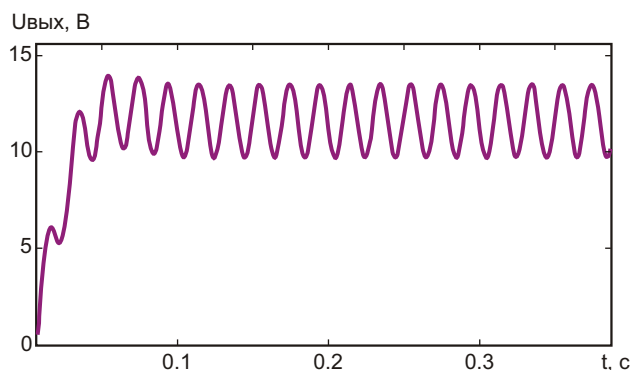


Рисунок 4. Переходный процесс с влиянием низкочастотной помехи.

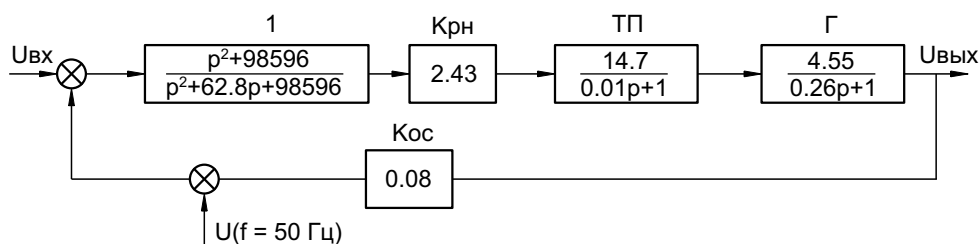


Рисунок 5. Структурная схема контура с режекторным фильтром.

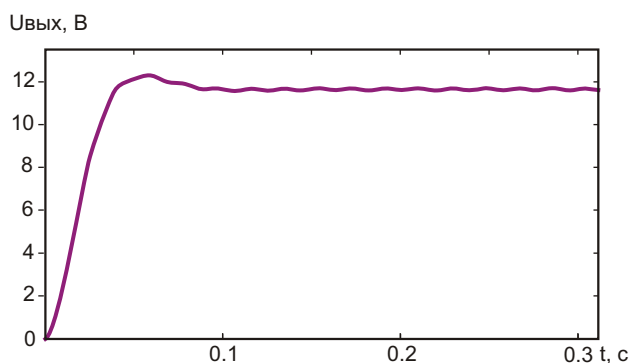


Рисунок 6. Выходной сигнал системы с одним режекторным фильтром.

Теперь симулируем влияние низкочастотной помехи, прибавив к сигналу обратной связи синусоидальный сигнал с частотой 50 Гц ($U(f=50 \text{ Гц})$), как показано на Рисунке 3. Влияние паразитного сигнала изображено на Рисунке 4.

После этого настроим режекторный фильтр и внедрим его в контур. Передаточная функция этого фильтра равна:

$$W(p) = \frac{p^2 + \frac{\omega_0^2}{Q}}{p^2 + p \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (1)$$

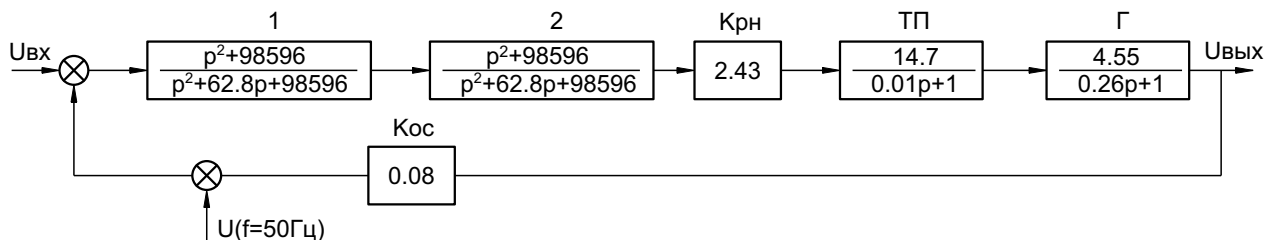


Рисунок 7. Структурная схема контура с двумя режекторными фильтрами.

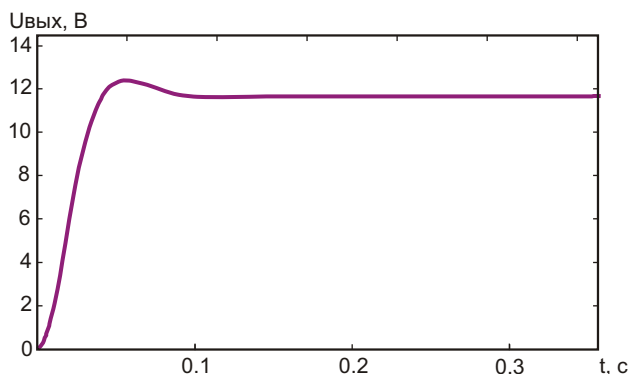


Рисунок 8. Выходной сигнал системы с двумя режекторными фильтрами.

Здесь ω_0 – угловая частота режекции, определяемая по формуле:

$$\omega_0 = 2 \pi f = 2 \pi \cdot 50 \text{ Гц} = 314 \text{ рад/с} \quad (2)$$

Q – добротность, определяющая границы полосы частот, которую подавляет режекторный фильтр.

В данном случае применен вырез частот от $f_1 = 45$ до $f_2 = 55$ Гц. При этом Q будет равна:

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{314 \text{ рад/с}}{254.4 \text{ рад/с} - 282.6 \text{ рад/с}} \approx 5 \quad (3)$$

На Рисунке 5 приведена структурная схема контура напряжения с рассчитанной передаточной функцией режекторного фильтра (1).

На Рисунке 6 представлен график переходного процесса в системе с режекторным фильтром. Как видно из рисунка, фильтр достаточно хорошо справился с помехой, хотя остается видимым незначительное влияние паразитного сигнала. Для того чтобы избавиться от таких шумов можно добавить еще один фильтр (2 на Рисунке 7).

Из Рисунка 8 видно, что второй режекторный фильтр позволяет убрать помеху практически полностью. **РЛ**

В чем разница между битрейтом и скоростью в бодах?

Lou Frenzel

Electronic Design

Скорость последовательной передачи данных обычно обозначают термином битрейт (bit rate). Однако другой часто используемой единицей является скорость передачи в бодах (baud rate). Хотя это не одно и то же, при определенных обстоятельствах между обеими единицами существует определенное сходство. В статье дается четкое разъяснение различий между этими понятиями.

Общая информация

В большинстве случаев в сетях информация передается последовательно. Биты данных поочередно передаются по каналу связи, кабельному или беспроводному. На Рисунке 1 изображена последовательность бит, передаваемая компьютером или какой-либо другой цифровой схемой. Такой сигнал данных часто называют исходным. Данные представлены двумя уровнями напряжения, например, логической единице соответствует напряжение +3 В, а логическому нулю — +0.2 В. Могут использоваться и другие уровни. В формате кода без возврата к нулю (NRZ) (Рисунок 1) сигнал не возвращается к нейтральному положению после каждого бита, в отличие от формата с возвращением к нулю (RZ).

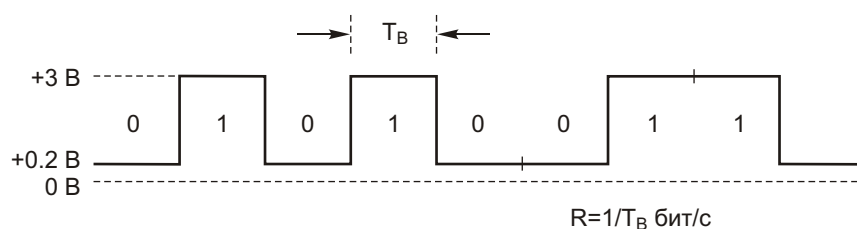


Рисунок 1. NRZ (без возврата к нулю) наиболее распространенный формат двоичных данных. Скорость передачи данных измеряется в битах в секунду (бит/с).

Битрейт

Скорость передачи данных R выражается в битах в секунду (бит/с или bps). Скорость является функцией продолжительности существования бита или времени бита (T_B) (Рисунок 1):

$$R = 1/T_B$$

Эту скорость называют также шириной канала и обозначают буквой C . Если время бита равно 10 нс, то скорость передачи данных определится как:

$$R = 1/10 \cdot 10^{-9} = 100 \text{ млн. бит/с}$$

Обычно это записывается как 100 Мб/с.

Служебные биты

Битрейт, как правило, характеризует фактическую скорость передачи данных. Однако в большинстве последовательных протоколов данные являются только частью более сложного кадра или пакета, включающего в себя биты адреса источника, адреса получателя, обнаружения ошибок и коррекции кода, а также прочую информацию или биты управления. В кадре протокола данные называются полезной информацией (payload). Биты, не являющиеся данными, называются слу-

жебными (overhead). Иногда количество служебных бит может быть существенным – от 20% до 50%, в зависимости от общего числа полезных бит, передаваемых по каналу.

К примеру, кадр протокола Ethernet, в зависимости от количества полезных данных, может иметь до 1542 байт или октетов. Полезных данных может быть от 42 до 1500 октетов. При максимальном числе полезных октетов служебных будет только 42/1542, или 2.7%. Их было бы больше, если полезных байт было бы меньше. Это соотношение, известное также под названием эффективности протокола, обычно выражают в процентах количества полезных данных от максимального размера кадра:

Эффективность протокола = количество полезных данных/размер кадра = $1500/1542 = 0.9727$ или 97.3%

Как правило, чтобы показать истинную скорость передачи данных по сети, фактическая скорость линии увеличивается на коэффициент, зависящий от количества служебной информации. В One Gigabit Ethernet фактическая скорость линии равна 1.25 Гб/с, тогда как скорость передачи полезных данных составляет 1 Гб/с. Для 10-Gbit/s Ethernet эти величины равны, соответственно, 10.3125 Гб/с и 10 Гб/с. При оценке скорости передачи данных по сети также могут использоваться такие понятия, как пропускная способность, скорость передачи полезных данных или эффективная скорость передачи данных.

Скорость передачи в бодах

Термин «бод» происходит от фамилии французского инженера Эмиля Бодо (Emile Baudot), который изобрел 5-битовый телетайпный код. Скорость передачи в бодах выражает количество изменений сигнала или символа за одну секунду. Символ – это одно из нескольких изменений напряжения, частоты или фазы.

Двоичный формат NRZ имеет два представимых уровнями напряжения символа, по одному на каждый 0 или 1. В этом случае скорость передачи в бодах или скорость передачи символов – то же самое, что и битрейт. Однако на интервале передачи можно иметь более двух символов, в соответствии с чем на каждый символ отводится несколько бит. При этом данные по любому каналу связи могут передаваться только с помощью модуляции.

Когда средство передачи не может обработать исходный сигнал, на первый план выходит модуляция. Конечно, речь идет о беспроводных сетях. Исходные двоичные сигналы не могут передаваться непосредственно, они должны переноситься на несущую радиочастоту. В некоторых протоколах кабельной передачи данных также применяется модуляция, позволяющая повысить скорость передачи. Это называется «широкополосной передачей».

Используя составные символы, в каждом можно передавать по несколько бит. Например, если скорость передачи символов равна 4800 бод, и каждый символ состоит из двух бит, полная скорость передачи данных будет 9600 бит/с. Обычно количество символов представляется какой-либо степенью числа 2. Если N – количество бит в символе, то число требуемых символов будет $S = 2^N$. Таким образом, полная скорость передачи данных:

R = скорость в бодах $\log_2 S$ = скорость в бодах $3.32 \log_{10} S$

Если скорость в бодах равна 4800, и на символ отводится два бита, количество символов $2^2 = 4$. Тогда битрейт равен:

$R = 4800 \cdot 3.32 \log(4) = 4800 \cdot 2 = 9600$ бит/с

При одном символе на бит, как в случае с двоичным форматом NRZ, скорости передачи в битах и бодах совпадают.

Многоуровневая модуляция

Высокий битрейт можно обеспечить многими способами модуляции. Например, при частотной манипуляции (FSK) в каждом символьном интервале для представления логических 0 и 1 обычно используются две различные частоты. Здесь скорость передачи в битах равна скорости передачи в бодах. Но если каждый символ представляет два бита, то требуются четыре частоты (4FSK). В 4FSK скорость передачи в битах в два раза превышает скорость в бодах.

Еще одним распространенным примером является фазовая манипуляция (PSK). В двоичной PSK каждый символ представляет 0 или 1. Двоичному 0 соответствует 0° , а двоичной 1 – 180° . При одном бите на символ скорость в битах равна скорости в бодах. Однако соотношение числа бит и символов несложно увеличить (см. Таблицу 1).

Таблица 1. Двоичная фазовая манипуляция.

Биты	Фазовый сдвиг (град.)
00	45
01	135
11	225
10	315

Например, в квадратурной PSK на один символ приходится два бита. При использовании такой структуры и двух бит на бод скорость передачи в битах превышает скорость в бодах в два раза. При трех битах на один бод модуляция получит обозначение 8PSK, и восемь различных фазовых сдвигов будут представлять три бита. А при 16PSK 16 фазовых сдвигов представляют 4 бита.

Одной из уникальных форм многоуровневой модуляции является квадратурная амплитудная модуляция (QAM). Для создания символов, представляющих множество битов, QAM использует комбинацию различных уровней амплитуд и смещений фаз. Например, 16QAM кодирует четыре бита на символ. Символы представляют собой сочетание различных уровней амплитуды и фазовых сдвигов.

Для наглядного отображения амплитуды и фазы несущей для каждого значения 4-битного кода используется квадратурная диаграмма, имеющая также романтическое название «сигнальное созвездие» (Рисунок 2). Каждая точка соответствует определенной амплитуде несущей и фазовый сдвиг. В общей сложности 16 символов кодируются

четырьмя битами на символ, в результате чего битрейт превышает скорость передачи в бодах в 4 раза.

Почему несколько бит на бод?

Передавая больше одного бита на бод можно отправлять данные с высокой скоростью по более узкому каналу. Следует напомнить, что максимально возможная скорость передачи данных определяется пропускной способностью канала передачи.

Если рассмотреть наихудший вариант чередования нулей и единиц в потоке данных, то максимальная теоретическая скорость передачи C в битах для данной полосы пропускания B будет равна:

$$C = 2B$$

Или полоса пропускания при максимальной скорости:

$$B = C/2$$

Для передачи сигнала со скоростью 1 Мб/с требуется:

$$B = 1/2 = 0.5 \text{ МГц или } 500 \text{ кГц}$$

При использовании многоуровневой модуляции с несколькими битами на символ максимальная теоретическая скорость передачи данных будет равна:

$$C = 2B \log_2 N$$

Здесь N – количество символов в символьном интервале:

$$\log_2 N = 3.32 \log_{10} N$$

Полоса пропускания, требуемая для обеспечения желаемой скорости при заданном

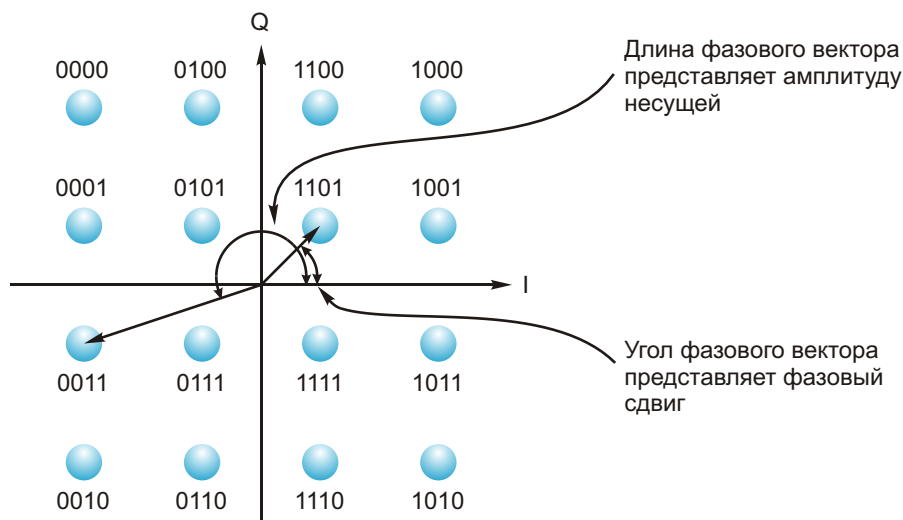


Рисунок 2. Сигнальное созвездие для 16QAM показывает 16 возможных комбинаций амплитуд и фаз несущих, представляющих 4 бита на символ.

количестве уровней, вычисляется следующим образом:

$$B = C/2 \log_2 N$$

Например, полоса пропускания, необходимая для достижения скорости передачи 1 Мб/с при двух битах на один символ и четырех уровнях, может быть определена как:

$$\log_2 N = 3.32 \log_{10}(4) = 2$$

$$B = 1/2(2) = 1/4 = 0.25 \text{ МГц}$$

Количество символов, необходимых для получения желаемой скорости передачи данных в фиксированной полосе пропускания, может быть вычислено как:

$$\log_2 N = C/2B$$

$$3.32 \log_{10} N = C/2B$$

$$\log_{10} N = C/2B = C/6.64B$$

Откуда:

$$N = \log^{-1}(C/6.64B)$$

Используя предыдущий пример, количество символов, необходимых для передачи со скоростью 1 Мб/с по каналу 250 кГц, определится следующим образом:

$$\log_{10} N = C/6.64B = 1/6.64(0.25) = 0.602$$

$$N = \log^{-1}(0.602) = 4 \text{ символа}$$

Эти расчеты предполагают, что в канале отсутствуют шумы. Для учета шума нужно применить теорему Шеннона-Хартли:

$$C = B \log_2(S/N + 1)$$

где

C – пропускная способность канала в битах в секунду,

B – полоса пропускания канала в герцах,

S/N – отношение сигнал/шум.

В форме десятичного логарифма:

$$C = 3.32B \log_{10}(S/N + 1)$$

Какова максимальная скорость в канале 0.25 МГц с отношением S/N равным 30 дБ? 30 дБ переводится в 1000. Следовательно, максимальная скорость:

$$C = 3.32B \log_{10}(S/N + 1) =$$

$$3.32(0.25) \log_{10}(1001) = 2.5 \text{ Мб/с}$$

Теорема Шеннона-Хартли конкретно не утверждает, что для достижения этого теоретического результата должна применяться

многоуровневая модуляция. Используя предыдущую процедуру, можно узнать, сколько бит требуется на один символ:

$$\log_{10} N = C/6.64B = 2.5/6.64(0.25) = 1.5$$

$$N = \log^{-1}(1.5) = 32 \text{ символа}$$

Использование 32 символов подразумевает пять бит на символ ($2^5 = 32$).

Примеры измерения скорости передачи в бодах

Практически все высокоскоростные соединения используют какие-либо формы широкополосной передачи. В Wi-Fi в схемах модуляции с мультиплексированием с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM) применяются QPSK, 16QAM и 64QAM. То же самое верно для WiMAX и технологии сотовой связи Long-Term Evolution (LTE) 4G. Передаче сигналов аналогового и цифрового телевидения в системах кабельного ТВ и высокоскоростного доступа в Интернет основана на 16QAM и 64QAM, в то время как в спутниковой связи используют QPSK и различные версии QAM.

Для систем наземной мобильной радиосвязи, обеспечивающих общественную безопасность, недавно были приняты стандарты модуляции речевой информации и данных с помощью 4FSK. Этот сужающий полосу пропускания способ разработан для сокращения полосы с 25 кГц на канал до 12.5 кГц, и, в конечном счете, до 6.25 кГц. В результате в том же спектральном диапазоне можно разместить больше каналов для других радиостанций.

Телевидение высокой четкости в США использует метод модуляции, называемый eight-level vestigial sideband (8-уровневая передача сигналов с частично подавленной боковой полосой), или 8VSB. В этом методе отводится три бита на символ при 8 уровнях амплитуды, что позволяет передавать 10,800 тыс. символов в секунду. При 3 битах на символ полная скорость будет равна $3 \times 10,800,000 = 32.4 \text{ Мб/с}$. В сочетании с методом VSB, который передает только одну полную боковую полосу частот и часть другой, видео- и аудиоданные высокой четкости могут передаваться по телевизионному каналу шириной 6 МГц. **РЛ**

Передача данных по проводам электрических сетей.

Технология HomePlug C & S и компоненты для PLC модемов компании Yitran



Юрий Петропавловский

Внедряемые в зарубежных странах и России интеллектуальные электрические сети (Smart Grid) основаны на применении автоматизированных систем контроля и учета энергоресурсов (АСКУЭ). Передача данных в таких системах осуществляется по проводам существующих электросетей с использованием технологий PLC (Power Line Communication) – связь по силовым линиям. Важными элементами сетей Smart Grid являются счетчики энергопотребления нового поколения – интеллектуальные счетчики электроэнергии, а также воды, газа и тепла. Интеллектуальные счетчики имеют ряд преимуществ по сравнению с традиционными и выгодны как потребителям, так и энергетическим компаниям. Потребители могут более точно контролировать расход электроэнергии, например, включать отдельные бытовые приборы (стиральные машины, насосы и др.) в период действия ночных тарифов [1, 2].

Для передачи данных по электрическим сетям используются различные способы – широкополосные и узкополосные. При использовании в качестве среды передачи линий электропередач низкого напряжения большой протяженности наиболее распространены узкополосные системы PLC, в состав которых входят активные и пассивные компоненты. Технологии узкополосных PLC используются также в системах управления уличным освещением, сигнализации, вентиляции и кондиционирования зданий. В рамках этой технологии достаточно просто решаются

задачи управления приборами «умных домов», в том числе централизованного.

К основным преимуществам PLC технологий относятся:

- малые затраты на дополнительное оборудование, отсутствие затрат на строительно-монтажные и электромонтажные работы, на эксплуатацию;
- при организации связи через существующие электросети нет необходимости получения разрешений на монтаж и эксплуатацию;
- во многих случаях нет необходимости использования промежуточных усилителей;
- устойчивость связи при любых погодных условиях;
- легкость развертывания;
- возможность использования дополнительных линий связи (кабель, оптика, радиоканалы) для организации связи на большие расстояния.

Однако организация связи по низковольтным электросетям сталкивается и с рядом трудностей, связанным с большой длиной и разветвленностью линий, большим числом потребителей [3].

Использование систем PLC в России регламентируется стандартом ГОСТ Р51317.3.8, разрешающим узкополосную и широкополосную связь в диапазоне частот до 525 кГц, однако на практике в электрических сетях используется преимущественно

узкополосная PLC в диапазоне частот до 148.5 кГц. За рубежом построение сетей PLC регламентируется Европейским комитетом электротехнической стандартизации (CENELEC), Федеральной комиссией связи США (FCC), Ассоциацией радиовещательной Индустрии и Бизнеса Японии (ARIB) и другими организациями. Насчитывается более десятка различных действующих стандартов (CENELEC 50065-1, Euridis IEC62056-31, IEC61334, Flag IEC61107, ECHONET, Mbus EN1434-3 и др.). Значительный вклад в разработку технических спецификаций и протоколов передачи данных по линиям электропередач вносят производители электротехнического оборудования и электронных компонентов, часто объединившиеся в различные альянсы. При этом вначале на рынок выпускается оборудование, а затем уже на базе существующих спецификаций создаются международные стандарты. Из наиболее известных европейских и международных альянсов и консорциумов можно отметить следующие: PRIME, Open Meter, HomePlug, OPERA, UPA, HD-PLC, а также ECHONET (Япония) и Modbus (США).

В альянс PRIME входят ведущие европейские производители электротехнического оборудования (ADD, CURRENT Group, IBERDOLA, STM, LANDIS+GYR и др.), а также компания Texas Instruments. Альянс разрабатывает открытые спецификации для узкополосных PLC технологий со скоростью передачи данных до 128 Кбит/с и модуляцией OFDM [4].

В консорциум Open Meter входят более двух десятков европейских производителей электротехнического оборудования и университетов, в том числе университет в Карлсруэ (Германия), ассоциация потребителей DLMS User Association (Швейцария), компании IBERDOLA, ENDESA (Испания), ENEL (Италия), EdF (Франция), STMicroelectronics (Швейцария) и ряд других. Консорциумом продвигается одноименный проект Open Meter, целью которого является выбор общедоступных открытых стандартов для создания комплексных систем автоматизированного измерения расхода энергоресурсов. Проект согласуется с требованиями европейских организаций стандартизации CEN, CENELEC, ETSI и стандартов IEC 61334, IEC 62056 DLMS/COSEM, IEC 62056, EN13757 [5].

В состав Альянса HomePlug входят десятки ведущих производителей электронного и электротехнического оборудования, полупроводниковых приборов и микросхем. (Renesas, D-Link, STMicroelectronics, Maxim, Mediatek, Sony, Qualcomm, Huawei, Sumitomo и многие другие). Для передачи данных по электрическим сетям альянс использует технологии, регламентируемые стандартами HomePlug 1.0 (2001 г., модуляция OFDM, средняя скорость передачи 3-5 Мбит/с), HomePlug AV (2005 г., диапазон частот 2-28 МГц, скорость передачи до 100 Мбит/с и более), HomePlug C & C (2007 г., скорость передачи до 7.5 Кбит/с). В основу последней технологии и соответствующего стандарта положены решения, примененные в трансивере IT800 компании Yitran. В разработке HomePlug C & C также принимали участие компании Microsoft, Siemens, LG, Hitachi, Mitsubishi, GE, RadioShack, Motorola, Haier и другие [6].

Основные положения HomePlug C & C

HomePlug C & C (HomePlug Command and Control) является универсальным инструментом для реализации систем управления различными бытовыми приборами, домашней автоматикой и системами безопасности, а также для АСКУЭ. Технология HomePlug C & C позволяет активировать (включить/выключить) любой прибор или приложение в сети, послать и принять сообщение об их статусе.

Ключевые области применения технологии:

- автоматическое управление расходом энергоресурсов:
 - интеллектуальные счетчики,
 - термостаты,
 - автоматические выключатели,
 - системы вентиляции и кондиционирования (HVAC),
 - водонагреватели,
 - системы управления питанием и сбором данных,
 - регуляторы нагрузки и т.д.;
- системы реагирования на спрос и управления потреблением электроэнергии (Demand Response/Management);
- домашняя автоматика, дистанционное управление приборами, активация: пото-

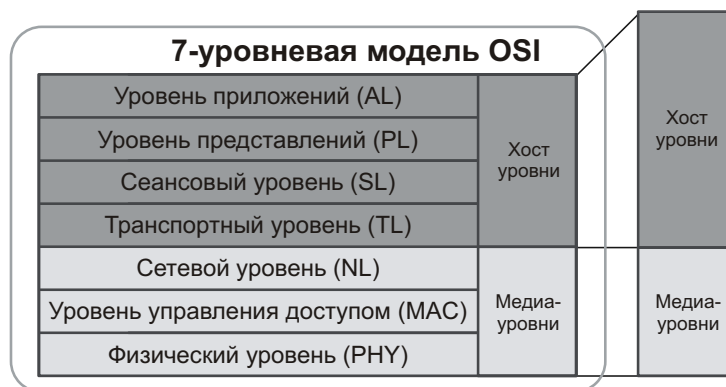


Рисунок 2. Модель OSI.

- соответствие стандартам ФКС (FCC), ARIB, EN50065-1-CENELEC;
- диапазоны скоростей передачи данных в соответствии с требованиями ФКС и ARIB: 7.5 Кбит/с (стандартный режим SM); 5 Кбит/с (устойчивый к ошибкам режим RM – Robust Mode); 1.25 Кбит/с (экстремально устойчивый режим ERM – Extremely Robust Mode). В соответствии с требованиями CENELEC: 2.5 Кбит/с (режим RM); 0.625 Кбит/с (ERM).
- частотное разнесение – 3 приемных цифровых канала с высокой устойчивостью к помехам;
- мощный код коррекции ошибок (ECC) и адаптивное детектирование пакетов;
- циклический избыточный код CRC-8 для основных пакетов и CRC-16 для дополнительного повышения надежности;
- алгоритм восстановления тактовой частоты для обеспечения высокой точности при использовании коммерческих кварцевых резонаторов (150 ppm).

Структура физического уровня HomePlug C & S приведена на Рисунке 3. Система дол-

жна обеспечивать динамический диапазон более 90 дБ, чувствительность не хуже 1 мВ, высокую устойчивость к ВЧ сигналам (CW Interference, SNR < –25 дБ), периодическим шумовым всплескам в линиях переменного тока и изменениям параметров нагрузки [7].

Одним из известных европейских производителей PLC модемов является компания ModemTec, выпускающая продукцию в соответствии со стандартами CENELEC. Компания является членом ассоциации Modbus, а ее модемами оснащаются электросчетчики таких известных производителей, как Landis+Gyr и Křižik. Оборудование ModemTec отличается рядом достоинств, в том числе способностью выявлять свободный от помех диапазон частот для качественного приема данных.

Другие особенности оборудования:

- пропускная способность канала до 10 кбит/с;
- уровень информационных потерь не более 0.1%;
- работа на линиях переменного тока (до 230 В), постоянного тока (до 800 В), выделенных линиях и коаксиальных кабелях;

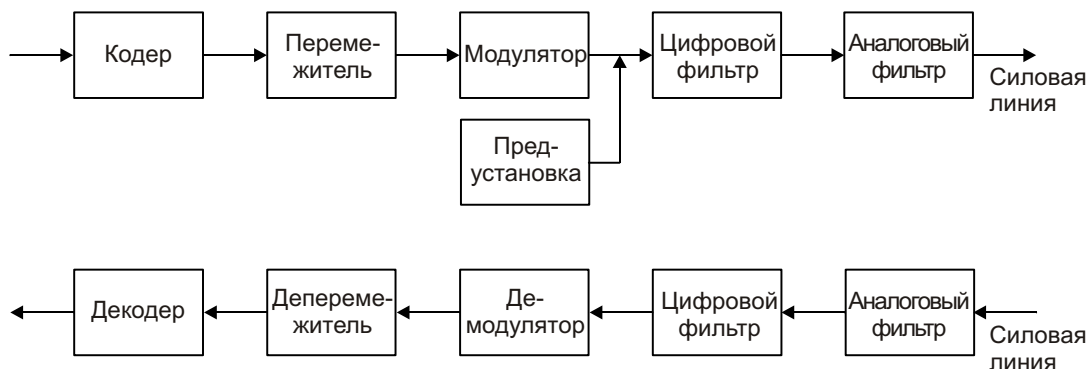


Рисунок 3. Структура физического уровня HomePlug C & S.

- возможность режима ретрансляции для увеличения дальности связи;
- дальность связи в сетях переменного тока до нескольких километров;
- поддержка интерфейсов RS232/485 до 115 кбит/с;
- работа в сетях «точка-точка», «ведущий-ведомый» и сетях Modbus с динамическим чередованием мастера;
- соответствие отечественным стандартам, в том числе ГОСТ Р 51317.3.8.

Примером построения систем учета энергопотребления на базе модемов ModemTес является система ISAR, обеспечивающая круглосуточный контроль показаний счетчиков электроэнергии, воды, газа, тепла в режиме реального времени. Система обеспечивает динамический мониторинг показаний, формирует счета на оплату, обнаруживает несанкционированные манипуляции со счетчиками, дистанционно отключает неплательщиков.

Основой PLC модемов являются специализированные микросхемы, разработкой и производством которых занимается ряд ведущих полупроводниковых компаний: STMicroelectronics, Renesas, Maxim, Analog Devices, On Semiconductor, Texas Instruments, NXP и другие, а также специализирующиеся на решениях для Smart Grid и «умных домов» компании Intellon (США) и Yitran (Израиль).

Компания Yitran, основанная в 1996 году, является разработчиком специализированных микросхем для PLC приложений и не имеет собственных производственных мощностей, однако является одним из ведущих поставщиков передовых технологий для низкоскоростной передачи данных по электрическим сетям. Компания входит в состав альянса HomePlug, а ее партнерами и потребителями продукции являются такие известные фирмы, как Renesas, Mitsubishi, Panasonic, Hitachi, GE, Alps и другие. Продукция Yitran имеет сильные позиции в США, Японии, Китае, Корее, Испании и России.

К основным продуктам Yitran, представленным в каталоге 2013 года, относятся микросхемы типа «система на кристалле» (SoC) IT700, IT800, IT900, предназначенные для узкополосных PLC модемов. На основе этих микросхем успешно реализуются недорогие инновационные технологические решения, обеспечивающие высокую надежность и производительность за счет применения запа-

тентованной технологии дифференциально-кодовой манипуляции (DCSK). Данный вид модуляции обеспечивает исключительно высокую надежность связи, при этом реализуется адаптивный алгоритм задержки на основе стандарта IEEE802.11, оптимизированный для использования в электрических сетях.



Рисунок 4. Плата PLC модема.

Кроме перечисленных SoC компания предлагает полностью интегрированные PLC модемы и прикладные решения в виде микросхем или печатных модулей (см. Рисунок 4), а также беспроводные решения RF-PLC с малой потребляемой мощностью и ZigBee-PLC для поддержки протоколов IPv6, SE 2.0 и IPv4 верхнего уровня. Микросхемы обеспечивают физический уровень повышенной надежности, высокопроизводительный канальный уровень и сетевой уровень, поддерживающий передачу данных на скорости до 7.5 кбит/с (IT700) и 500 кбит/с (IT900). В SoC интегрированы аналоговые дифференциальные входы и линейные выходы, подключаемые к внешним силовым линиям через фильтры, трансформаторы и разделительные конденсаторы.

Параметры и функциональные возможности SoC IT700 полностью соответствуют требованиям стандарта HomePlug C & S. Микросхема выпускается в 56-выводном корпусе QFN56 размерами 7 7 0.9 мм.

Основные особенности и параметры SoC:

- «расширенный» микроконтроллер 8051 с флеш-памятью объемом 256 КБ для пакета протоколов и приложений (Extended 8051 Microcontroller);
- предварительно запрограммированная архитектура контроллера протоколов с коммуникационным стеком;

- версия открытой архитектуры, позволяющая пользователям программировать коды приложений вместе с коммуникационным стеком;
- полный охват домашних потребителей даже при неблагоприятных сетевых условиях;
- напряжение питания 3.3 В (максимальный ток потребления 500 мА);
- внутренняя рабочая частота 46.08 МГц;
- диапазон рабочих температур –40 ... +85 °С.

Параметры физического уровня IT700 соответствуют перечисленным выше параметрам PHY HomePlug C & S.

Параметры канального уровня DLL:

- поддержка до 1023 логических сетей и 2047 узлов в сети;
- передача данных с подтверждением и без подтверждений;
- режим ретрансляции;
- автоматическое управление скоростью передачи данных;
- адаптивный многостанционный доступ с контролем несущей и предотвращением конфликтов (CSMA/CA – Adaptive Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance);
- фрагментация и подтверждение пакетов в полном соответствии с протоколом канального уровня Ethernet.

Параметры сетевого уровня (Network/Y-Net):

- более 1000 различных перекрывающихся сетей (Overlapping Networks);



Рисунок 5. Набор STK4 Y-NET Package.

- поддержка более 2000 узлов в каждой сети;
- поддержка пиринговой и ведущий-ведомый конфигураций (Master-Slave and Peer-to Peer);
- быстрое инсталлирование сетей (Plug & Play Network Setup);
- автоматическое формирование логики сетей (Automatic Logical Network Creation);
- автоматическое распределение адресов узлов (Automatic node address allocation);
- автоматическая и адаптивная маршрутизация (Automatic and adaptive Routing Service);
- восстановление сетевых параметров;
- обнаружение отказов;
- полная защита информации, включая AES 128-битное шифрование и 32-х разрядную аутентификацию.

На основе SoC IT700 компания выпускает законченное решение IT700 module (PIM – Plug In Module), в состав которого входит сама микросхема IT700, аналоговый входной узел AFE (Analog Front End), хост интерфейс микроконтроллера, соединители для линий (Line Coupler) и источник питания. Выпуска-

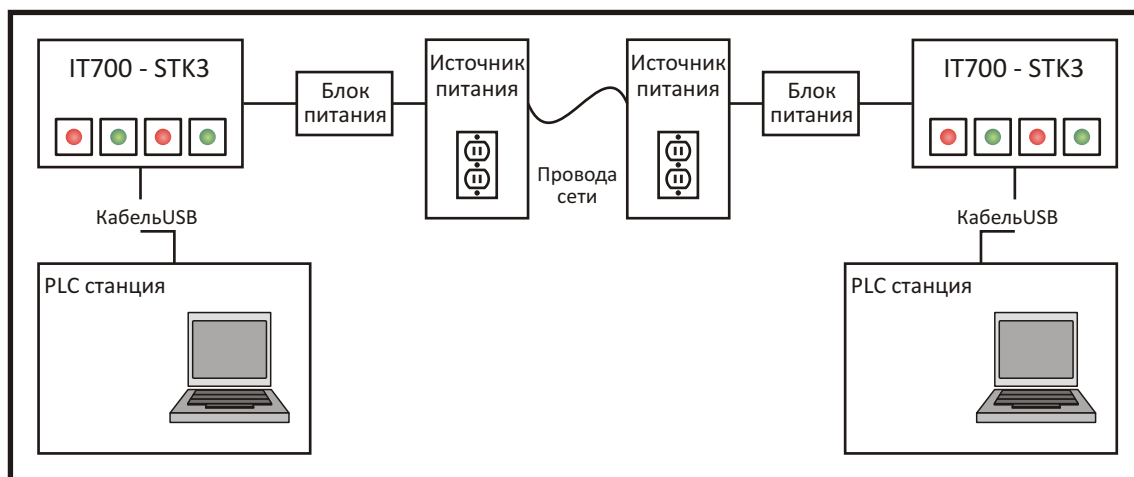


Рисунок 6. Соединение точка-точка.

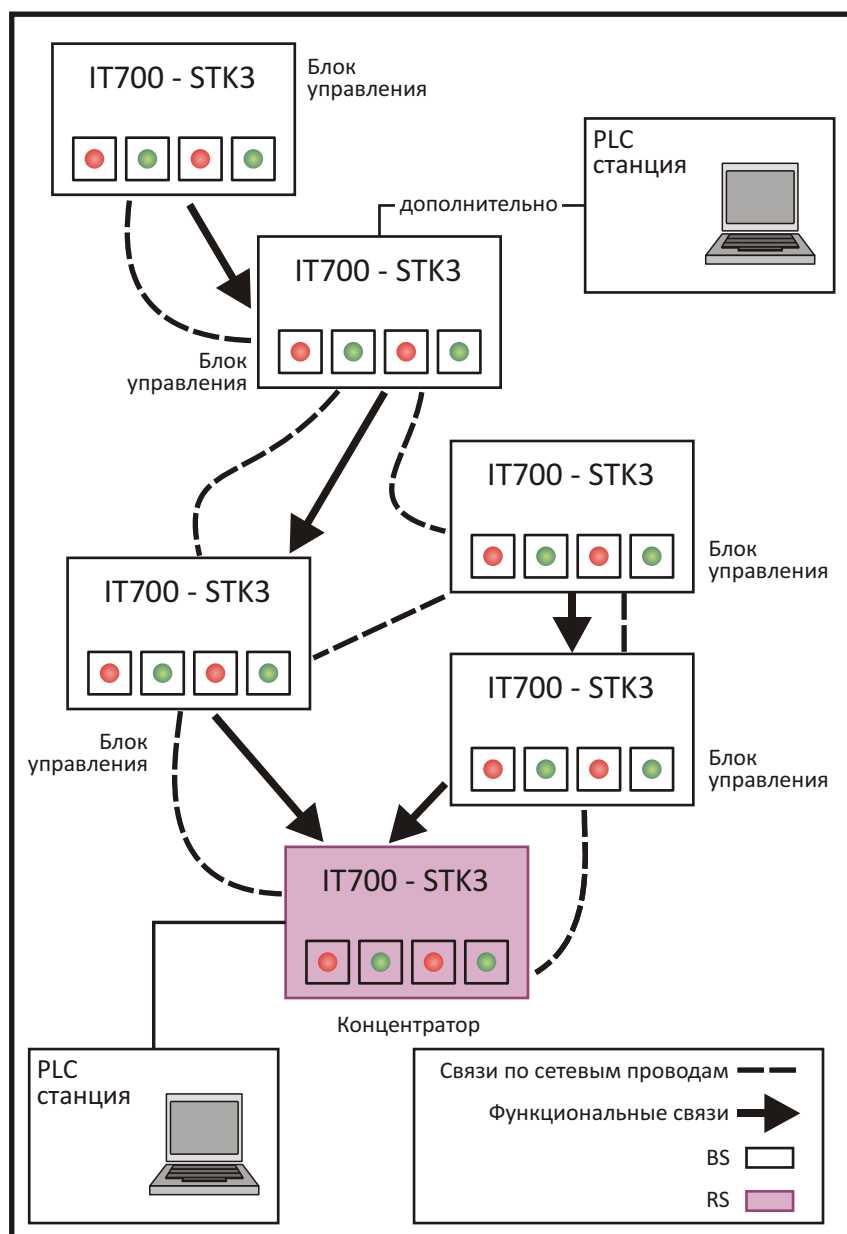


Рисунок 7. Сетевая структура.

ются 6 исполнений модулей: для США (120-140 кГц), Японии (120-400 кГц), Европы: CA (CENELEC диапазон А – 20-80 кГц), CA2 (71-94 кГц), CA3 (65-95 кГц), для помещений (CENELEC диапазон В – 95-125 кГц).

Для отработки практических решений построения PLC сетей компания предлагает комплект IT700 Y-NET Package, состоящий из стартового набора STK4 и CD диска с программным обеспечением и технической документацией. Внешний вид набора STK4, состоящего из сетевого администратора (NC – Network's Coordinator) и пяти узловых станций (RS – Remote Station), показан на Рисунке 5. На основе комплекта могут быть созданы соединения типа точка-точка (см. Рису-

нок 6) и сеть передачи данных (см. Рисунок 7) под управлением программного обеспечения PLC Studio, установленного на обычных персональных компьютерах. **РЛ**

Литература:

1. http://en.wikipedia.org/wiki/Smart_grid
2. http://www.ruggedcom.ru/application/smart_grid/
3. <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=6193309>
4. <http://www.prime-alliance.org/>
5. <http://www.openmeter.com/>
6. <http://www.yitran.com/index.aspx?id=3375>
7. <http://www.yitran.com/index.aspx?id=3413>

Драйвер лазерного диода с двойной защитой и напряжением питания от 1 В

Tai-Shan Liao, Тайвань

EDN

При чрезмерной мощности излучения даже кратковременное попадание в глаза луча лазерной указки может быть опасным для здоровья человека, как при прямом воздействии, так и при отражении от окружающих предметов. По этой причине в большинстве стран устанавливаются нормы безопасных уровней лазерного излучения, регламентирующие максимально допустимую мощность. В статье описывается драйвер лазерного диода, способный работать даже от 1.5-вольтовой батарейки, разряженной до напряжения 1 В. Драйвер снабжен надежной защитой на сдвоенном транзисторе, сводящей к минимуму вероятность выхода интенсивности излучения за установленные пределы.

На Рисунке 1 транзисторы Q_1 , Q_2 и Q_3 образуют составной элемент с отрицательным сопротивлением, значение которого приближенно выражается формулой

$$Z = \frac{V_{DD} - V_{BE}}{R_F}$$

Будем считать, что все транзисторы имеют одинаковые коэффициенты передачи тока и одинаковые напряжения база-эмиттер V_{BE} . Через резистор R_F замыкается цепь обратной связи, а R_1 устанавливает коллекторный ток транзистора Q_1 . За счет генера-

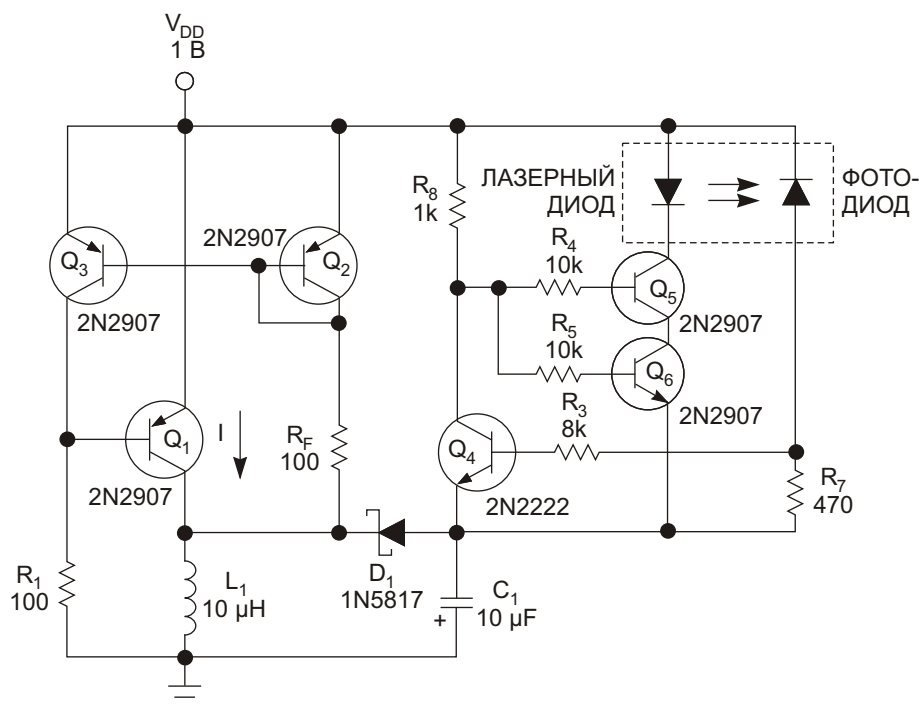


Рисунок 1. Используя повышающий DC/DC преобразователь и управляющий током сдвоенный транзистор, можно создать источник питания для лазера, обеспечивающий безопасный уровень излучения даже при почти полностью разряженной батарее.

ции схемы, обусловленной отрицательным характером ее сопротивления, размах напряжения на включенном в коллектор Q_1 резонансном контуре, состоящем из индуктивности L_1 и паразитных емкостей схемы, достигает 3.5 В при напряжении батареи 1 В. Выходное напряжение полумостового выпрямителя на диоде Шоттки D_1 и конденсаторе C_1 , равное примерно –3 В, через открытые транзисторы Q_5 и Q_6 приложено к катоду лазера. В сумме с 1 В на аноде, напряжение питания лазерного диода составляет 4 В, что заведомо превышает порог его включения.

Током лазерного диода управляют транзисторы Q_5 и Q_6 . Встроенный фотодиод через транзистор Q_4 передает сигнал отрица-

тельной обратной связи на базы Q_5 и Q_6 , стабилизируя интенсивность лазерного излучения. Пара транзисторов Q_5 и Q_6 включена последовательно в целях повышения безопасности. При пробое одного из транзисторов второй продолжит поддерживать излучение на безопасном уровне. Вероятность одновременного выхода из строя двух транзисторов несоизмеримо меньше, чем одного.

Замечание редактора EDN

Из-за разброса параметров лазера и фотодиода для установки необходимого уровня ограничения интенсивности излучения сопротивление резистора R_7 , возможно, придется подбирать. **РЛ**

Схема ограничения тока останется холодной

Anthony Smith

Electronic Design

Многие читатели вероятно знакомы с двухполюсными схемами ограничителей тока, используемыми на протяжении многих лет. Эти схемы исключительно эффективны везде, где рабочие токи относительно малы, а напряжения питания не слишком высоки. Но их существенным недостатком является большая мощность, рассеиваемая на проходном транзисторе в режиме ограничения.

Для многих приложений цена, размеры и вес компонентов защиты, способных выдерживать мощность, рассеиваемую при коротком замыкании, могут оказаться неприемлемыми. Но, добавив всего несколько недорогих элементов, можно сделать схему, эффективно ограничивающую ток и, одновременно, защищающую проходной транзистор. Затемнением на Рисунке 1 выделена традиционная двухполюсная цепь ограничителя тока. Если бы схема состояла только из этих эле-

ментов, напряжение база-эмиттер (V_{BE}) транзистора Q1 приблизительно определялось бы сопротивлением резистора R1 и током нагрузки I_L в соответствии с выражением

$$V_{BE} = \frac{I_L}{R1}.$$

До тех пор, пока напряжения V_{BE} не хватает для того, чтобы открыть Q1, резистор R2 удерживает Q2 в полностью открытом состоянии, и величина выходного тока определяется только сопротивлением нагрузки и падающим на ней напряжением V_L .

Если ток нагрузки увеличится до уровня, при котором V_{BE} приблизится к 0.7 В, Q1 начнет открываться, уменьшая напряжение база-эмиттер транзистора Q2 и частично закрывая его. В результате, ток нагрузки

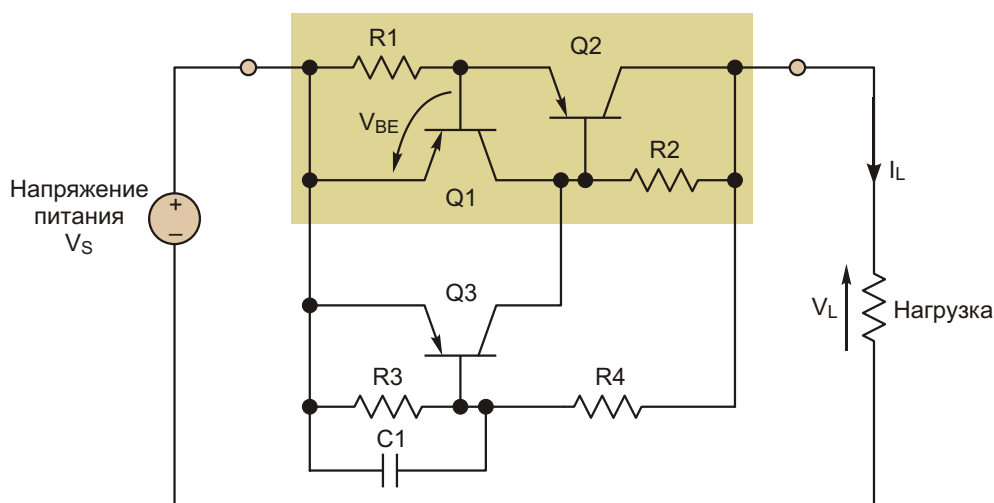


Рисунок 1. При коротком замыкании в нагрузке выделение чрезмерной мощности может вывести из строя традиционный двухполюсный ограничитель тока (затемненная область), но добавление нескольких компонентов надежно защитит схему в подобной ситуации.

зафиксируется на уровне, который, в первом приближении, можно считать постоянным и равным

$$I_{CL} = \frac{0.7 \text{ В}}{R1}.$$

Эта схема прекрасно работает до тех пор, пока величина тока остается в приемлемых границах. Но в случае короткого замыкания нагрузки ток I_L становится настолько большим, что может вывести схему из строя. Например, если расчетный порог ограничения тока составляет 500 мА, а напряжение питания $V_S = 15 \text{ В}$, то при коротком замыкании в нагрузке рассеиваемая на Q2 мощность может достичь почти 7.5 Вт. При этом придется не только выбирать соответствующий транзистор, но и устанавливать его на теплоотвод, чтобы поддерживать температуру перехода на безопасном уровне.

Дополнительные компоненты, изображенные на схеме вне затемненной области, защищают проходной транзистор Q2, выключая его, если рассеиваемая им мощность превысит установленный уровень. Третий транзистор Q3, появившийся в этой схеме, в нормальном режиме остается выключенным и никак не влияет на работу устройства. Но в случае любой неисправности, будь то чрезмерное повышение входного напряжения, или аномальный рост выходного тока, напряжение база-эмиттер Q3 становится достаточно большим, чтобы открыть транзистор.

При включении Q3 напряжение база-эмиттер транзистора Q2 падает почти до нуля, вследствие чего Q2 закрывается, и протекание тока через нагрузку прекращается. Конденсатор C1 выполняет определенную фильтрующую функцию, предотвращая ложные срабатывания схемы. Обычно достаточно емкости от 10 до 100 нФ. Заметим, что в отсутствие нагрузки схема не забирает от источника питания никакой мощности.

Работа схемы защиты основана на том, что напряжение на делителе R3, R4 равно сумме напряжений база-эмиттер транзистора Q1 и коллектор-эмиттер Q2. В нормальном режиме, когда ограничитель активен и удерживает ток нагрузки на постоянном уровне I_{CL} , напряжение V_{BE} транзистора Q1 относительно постоянно и равно примерно 0.7 В, а напряжение коллектор-эмиттер Q2 сравнительно невелико. В результате Q3 остается закрытым.

При возникновении неисправности напряжение коллектор-эмиттер транзистора Q2 увеличится и начнет открывать транзистор Q3. По мере открывания Q3 будет закрываться Q2, снижение напряжения на нагрузке приведет к еще большему падению напряжения на делителе R3, R4, и, наконец, Q3 откроется полностью.

Такая положительная обратная связь гарантирует малое время включения защиты. Схема ограничителя тока окончательно защелкнется ($I_L = 0$) и будет оставаться в таком состоянии либо до выключения и повторного включения питания, либо до отключения нагрузки.

Обратите внимание, что рассеиваемая на транзисторе Q2 мощность прямо пропорциональна его напряжению коллектор-эмиттер. Поэтому падение напряжения на делителе R3, R4 может служить эффективным показателем количества энергии, выделяемой Q2. Делитель может быть рассчитан таким образом, чтобы мощность рассеивания Q2 никогда не превышала безопасного уровня.

Считая, что напряжения V_{BE} транзисторов Q1 и Q3 примерно равны, можно получить выражение, в первом приближении связывающее соотношение сопротивлений резисторов делителя (R3 и R4) с максимальной безопасной мощностью рассеивания Q2 (PD_{MAX}), напряжением база-эмиттер (V_{BE}) и порогом ограничения тока (I_{CL}):

$$\frac{R4}{R3} = \frac{PD_{MAX}}{I_{CL} V_{BE}}$$

Рассмотрим пример схемы с номинальным напряжением питания 12 В и максимальным выходным током 100 мА, отдаваемым в нагрузку с сопротивлением не ниже 80 Ом. При таких условиях максимальная мощность, рассеиваемая транзистором Q2, будет находиться в пределах 330 мВт.

В качестве Q2 выберем транзистор 2N3906 с максимальной мощностью рассеивания 625 мВт при 25°C, и зададимся предельным безопасным уровнем мощности $PD_{MAX} = 500 \text{ мВт}$. Чтобы пороговый ток I_{CL} равнялся 100 мА, величина сопротивления R1 должна составлять приблизительно 6.8 Ом.

Если напряжение база-эмиттер транзисторов Q1 и Q3 равно 0.7 В, приведенное

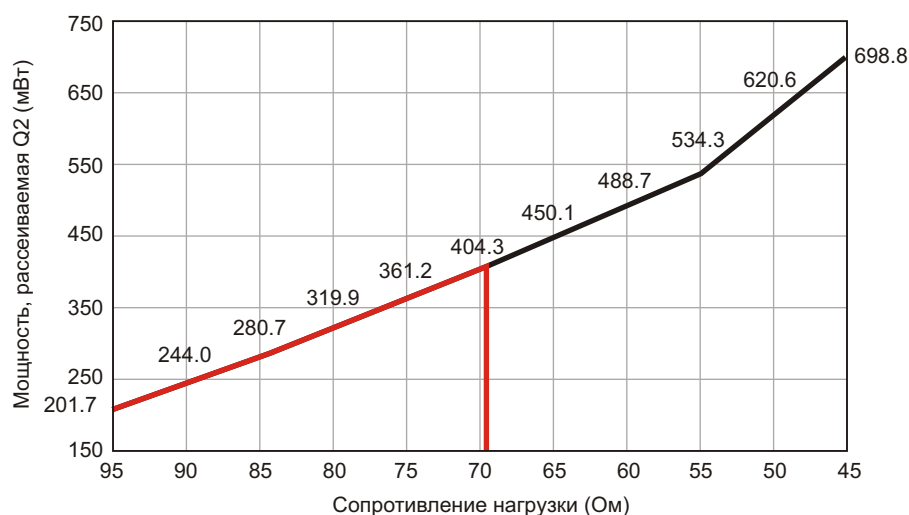


Рисунок 2. В традиционной схеме ограничителя тока (черная линия) мощность рассеивания транзистора Q2 в случае неисправности может достичь опасного уровня. Ограничитель с цепью защиты отключает схему (красная линия), если сопротивление нагрузки становится слишком низким.

выше выражение дает $R4/R3 = 7.14$. Ближайшие стандартные значения сопротивлений равны 6.8 кОм и 1 кОм для резисторов R4 и R3, соответственно. При таких номиналах выключение транзистора Q2 будет происходить при рассеивании им мощности более 470 мВт.

Графики на Рисунке 2 иллюстрируют результаты испытаний схемы, в которой использовались резисторы с рассчитанными выше сопротивлениями. Приведена зависимость мощности, рассеиваемой транзистором Q2, от сопротивления нагрузки при его изменении от 95 Ом до 45 Ом. Все транзисторы типа 2N3906, $R2 = 1 \text{ кОм}$, $V_S = 12 \text{ В}$.

Черная линия описывает поведение ограничителя тока без схемы защиты (Q3, R3 и R4 не установлены). Как видим, рассеиваемая транзистором мощность растет с уменьшением нагрузки, достигая опасного порога при сопротивлении 50 Ом. Короткое замыкание нагрузки почти наверняка разрушило бы схему.

Красная линия соответствует характеристикам полной схемы, в которую добавлены элементы защиты Q3, R3 и R4. В этом случае схема отключается при мощности рассеивания порядка 420 мВт (спад красной линии к нулю), что несколько меньше предсказанного формулой значения 470 мВт. **РЛ**

Простая схема для передачи информации по низковольтным силовым линиям

Julia Truchsess

Electronic Design

Схема решает проблему информационного обмена по кабелю, в котором не осталось свободных проводов. Амплитудно-манипулированный сигнал несущей частоты может передаваться по линиям низковольтного питания.

Иногда возникает необходимость организовать обмен данными, когда для выделенной линии связи в кабеле устройства уже не осталось неиспользованных проводников. Обычно такая задача решается с помощью высокочастотной несущей, модулированной

данными и передаваемой по силовым линиям, в частности, по проводам домашней электропроводки.

Поиски в Интернете показали, что, несмотря на актуальность этой проблемы для многих разработчиков, простых, дешевых и над-

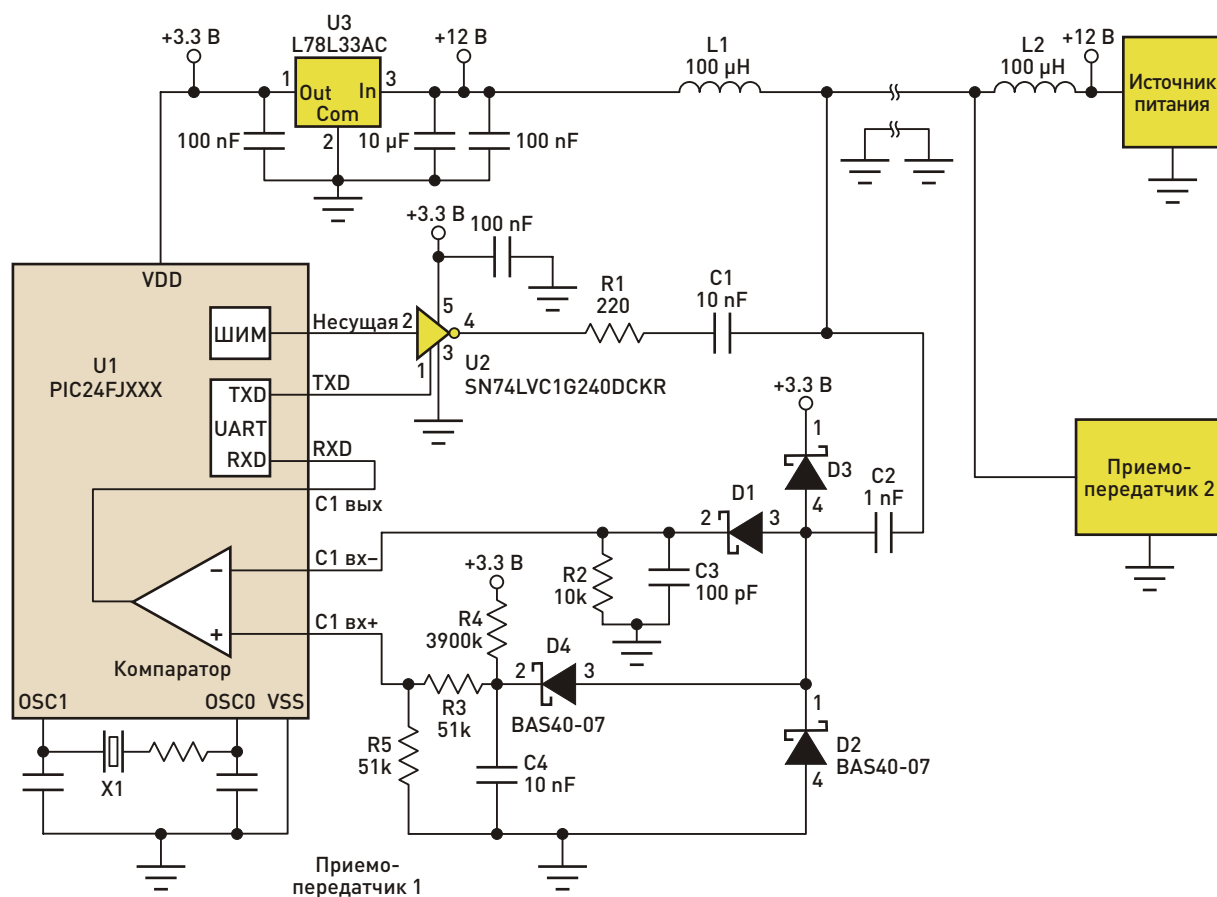


Рисунок 1. Если в кабеле устройства не осталось свободных проводников, эта сравнительно простая схема позволит обмениваться данными по линии низковольтного питания.

ежных решений для низковольтных систем никто не предлагает. Ниже описан результат попытки восполнить это пробел. Имейте ввиду, что без обеспечения специальных схемотехнических мер безопасности эта схема для высоковольтных приложений непригодна.

Устройство, для которого потребуется лишь пригоршня дискретных компонентов и пара микросхем, может надежно передавать и принимать данные на скоростях до 32 кбит/с при частоте несущей 2.6 МГц. Вероятно, эту скорость можно многократно увеличить, если использовать более высокую несущую частоту и соответствующим образом изменить номиналы компонентов. Схема может работать на кабель емкостью до 10 нФ и имеет низкий уровень электромагнитных излучений. Она передает данные в стандартном последовательном асинхронном формате, совместимом с UART, но разработчикам ничто не мешает использовать манчестерское кодирование или иные протоколы.

Для простоты использована амплитудная манипуляция несущей и не предусмотрено никаких схемотехнических решений для подавления собственных шумов, кроме хорошего отношения сигнал/шум. При желании разработчики могут реализовать программное обнаружение и коррекцию ошибок.

ПИС микроконтроллер по набору периферии идеально подходит для нашей схемы. В частности, будет использован его модуль ШИМ или программируемый таймер для генерации прямоугольных импульсов сигнала несущей, а также быстродействующий компаратор с rail-to-rail входами (Рисунок 1). Разумеется, при наличии соответствующих периферийных устройств, можно использовать любой другой микроконтроллер.

В схеме показаны два трансивера. Приемопередатчик 1 (слева) является «удаленным» узлом, получающим питание от «базового» Приемопередатчика 2 (справа). Индуктивности L1 и L2 изолируют высокочастотную несущую от низкоимпедансной шины питания.

Несколько узлов можно соединить в многоточечную шину, если каждый узел отелить от силовой линии развязывающей индуктивностью. Можно использовать небольшие индуктивности для поверхностного монтажа, но их рабочий ток должен с некоторым запасом обеспечивать питание нагрузки.

Передающая часть трансивера сделана на одноканальном трехстабильном драйвере шины U2 семейства TinyLogic (Fairchild). Выходы драйвера подключены к шине через элементы R1 и C1. Резистор R1 обеспечивает некоторую фильтрацию, снижающую уровень электромагнитного излучения, создаваемого крутыми фронтами прямоугольной несущей.

Точка подключения приемника образована элементами C2, D2 и D3, за которыми следуют два пиковых детектора. Первый детектор, с постоянной времени, равной примерно одной третьей длительности информационного бита, демодулирует несущую для восстановления синхронизации данных. Второй, с постоянной времени приблизительно в 50 раз превышающей длительность бита данных, адаптивно восстанавливает уровень несущей. Резисторы R3 и R5 делят этот уровень примерно до двух третей от амплитуды несущей.

Выходы обоих детекторов подключены к входам внутреннего аналогового компаратора микроконтроллера, окончательно формирующего прямоугольные сигналы данных, которые через внешнюю цепь поступают затем на UART. Резистор R4 слегка смещает вверх неинвертирующий вход компаратора, чтобы в отсутствие обмена обеспечить предсказуемый уровень «лог. 1».

Необходимо отметить, что вход и выход трансивера всегда соединены вместе, поэтому надо позаботиться о том, чтобы программа игнорировала сигналы, принимаемые от собственного передатчика.

На Рисунке 2 желтой осциллограммой представлены исходные цифровые данные,

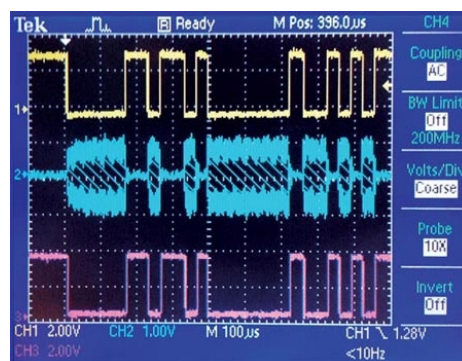


Рисунок 2. Исходные данные (желтый) модулируют несущую, передаются по линии питания (синий) и точно восстанавливаются на выходе компаратора (розовый).



Рисунок 3. Осциллограмма, иллюстрирующая процесс демодуляции и восстановления данных. На этом рисунке: модулированный сигнал (синий), инвертирующий вход компаратора (желтый), неинвертирующий вход компаратора (зеленый), восстановленные данные (розовый).

посылаемые удаленным трансивером в передающий порт UART. Синим цветом показан результат модуляции несущей, наблюдаемый на шине питания. Розовым цветом обозначен демодулированный и восстановленный сигнал, поступающий с выхода компаратора на вход RXD UART.

Рисунок 3 иллюстрирует детали процесса демодуляции и восстановления данных. Входной амплитудно-манипулированный сигнал (синий) после обработки двумя детекторами поступает на инвертирующий и неинвертирующий входы компаратора (желтый и зеленый, соответственно). Данные, восстановленные на выходе компаратора, изображены розовым цветом. **РЛ**

Несколько слов об авторе

Джулия Трассесс (Julia Truchsess) сделала успешную карьеру, создав ряд электронных игрушек, включая MicroJammers, Rhythm



Джулия с одной из крупных моделей Digi-Frame. (Фото: David Friedman).

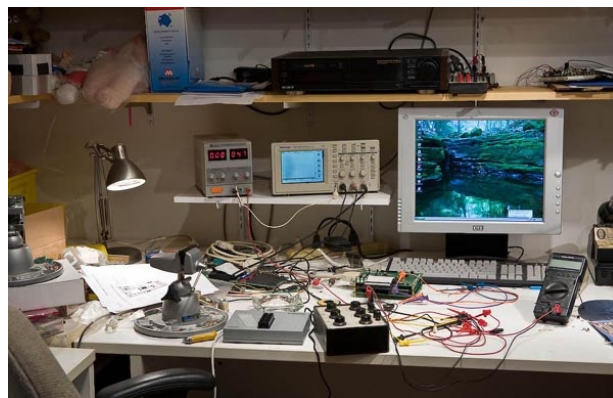
Rods и Singing Bouncy Baby, многие из которых выпускались миллионными тиражами. В конце 1990-х Джулии пришла в голову идея цифровых фоторамок, производство которых вскоре было организовано под брендом Digi-Frame. После дебюта Digi-Frame похожую продукцию начали выпускать многие крупные компании, но, по словам обозревателей,



Джулия в домашнем офисе со своим мужем. (Фото: David Friedman).

Digi-Frame была «Роллс-Ройсом среди рамок».

Джулия возглавляет компанию Pragmatic Designs (www.pragmaticdesigns.com), созданную в 1986 г.



Рабочее место Джулии. (Фото: David Friedman).

Микрометрические датчики тока на новом классе аналоговых микросхем

Martin Tomasz, Sageloo Designs, США

EE Times

Усилители датчиков тока могут контролировать токи аккумуляторов или фотозадающих элементов, позволяя оценивать величину израсходованного заряда и оставшееся время работы. Но если аккумулятор или фотогальванический источник состоит из единственного элемента, очень непросто сделать экономичную схему для измерений при напряжении менее одного вольта. Решить эту проблему позволяет новый класс сверх микрометрических микросхем, представленный операционным усилителем TS1001, потребляющим ток 0.6 мкА при напряжении питания 0.8 В, (Рисунок 1). Эта схема работоспособна при напряжении 0.8 В и в отсутствие нагрузки потребляет всего 860 нА. При измерении токов от 0 до

100 мА выходной сигнал изменяется в диапазоне от 0 до 500 мВ, хотя, пересчитав сопротивление резисторов, это соотношение несложно изменить. При такой исключительно низкой мощности потребления схема может оставаться включенной постоянно, обеспечивая непрерывный контроль тока, значение которого затем может периодически считываться микроконтроллером.

Среди прочего, схема может использоваться для оценки внутреннего сопротивления миниатюрных часовых щелочных батарей, характеризующего уровень неизрасходованного заряда. Измерение напряжения на батарее при неизвестном токе нагрузки обычно дает лишь грубое представление о

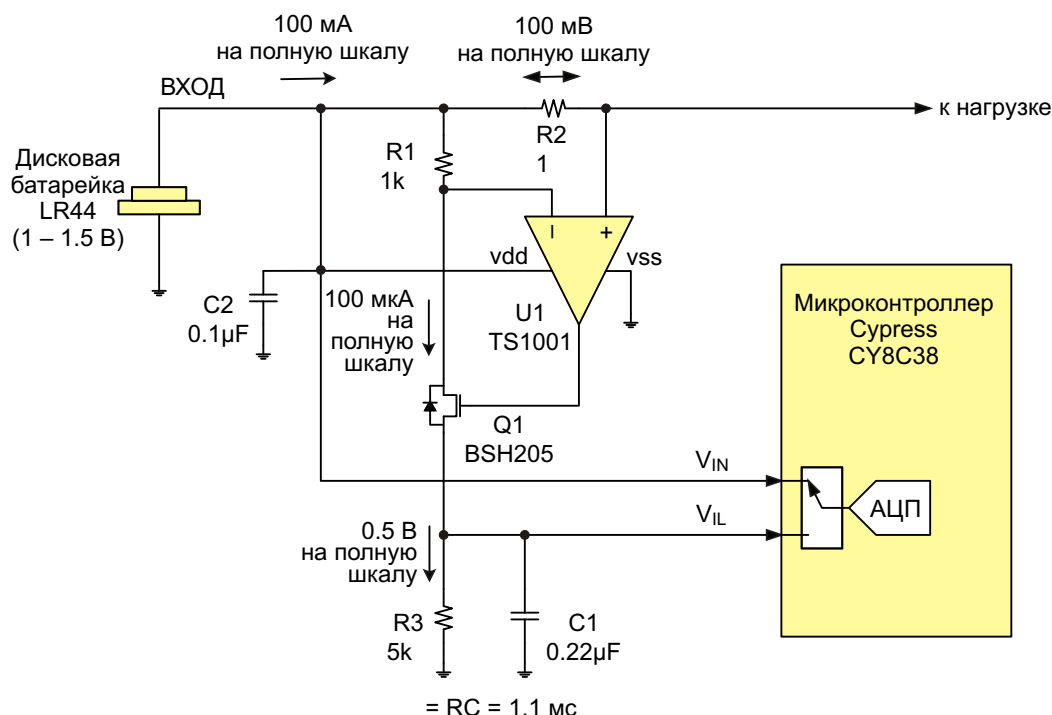


Рисунок 1. Низковольтный усилитель датчика тока на основе сверх микрометрического ОУ и низкопорогового P-канального MOSFET.

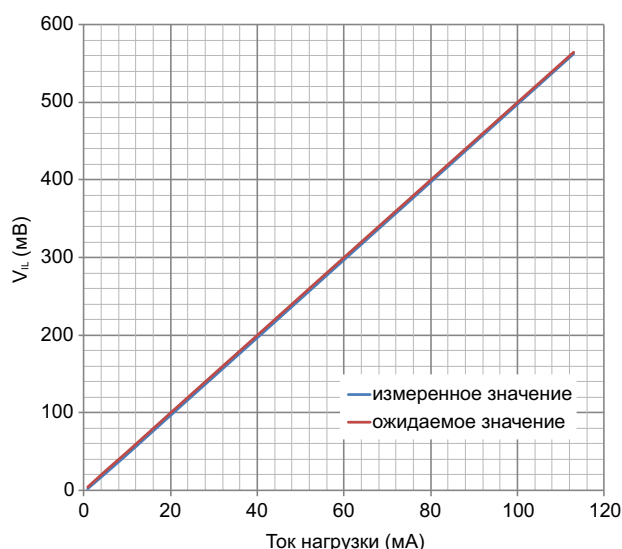


Рисунок 2. Измеренная зависимость V_{IL} от входного тока.

степени ее разряда, а «импульсные тесты», рекомендуемые некоторыми изготовителями батарей, могут оказаться фатальными для подключенной к батарее схемы.

ОУ TS1001 вместе с P-канальным MOSFET Q1 образуют источник тока, протекающего через сопротивление R1 и компен-

сирующего падение напряжения на R2, вызванное током, текущим от входа к нагрузке. Сопротивление R3 преобразует ток стока Q1 в напряжение, а конденсатор C1 обеспечивает фильтрацию, необходимую для корректного измерения среднего значения тока усилителем датчика, позволяющего микроконтроллеру длительное время оставаться в режиме сна и включаться только для считывания уровня тока.

Точность схемы исключительно высока и, как правило, ограничена только точностью используемых резисторов.

Эта схема требует очень внимательного отношения к напряжению смещения усилителя. Согласно спецификации, максимальное напряжение смещения ОУ TS1001 при 25 °C составляет ± 3 мВ, что соответствует ошибке измерения ± 3 мА. На Рисунке 2 смещение равно приблизительно 2.5 мА. Необходимо также учитывать, что ток утечки сток-исток транзистора при 25 °C составляет несколько десятков наноампер, а в полном диапазоне рабочих температур может достигать 1 мкА. Поскольку ток Q1 эффективно стабилизируется петлей обратной связи, замкнутой через

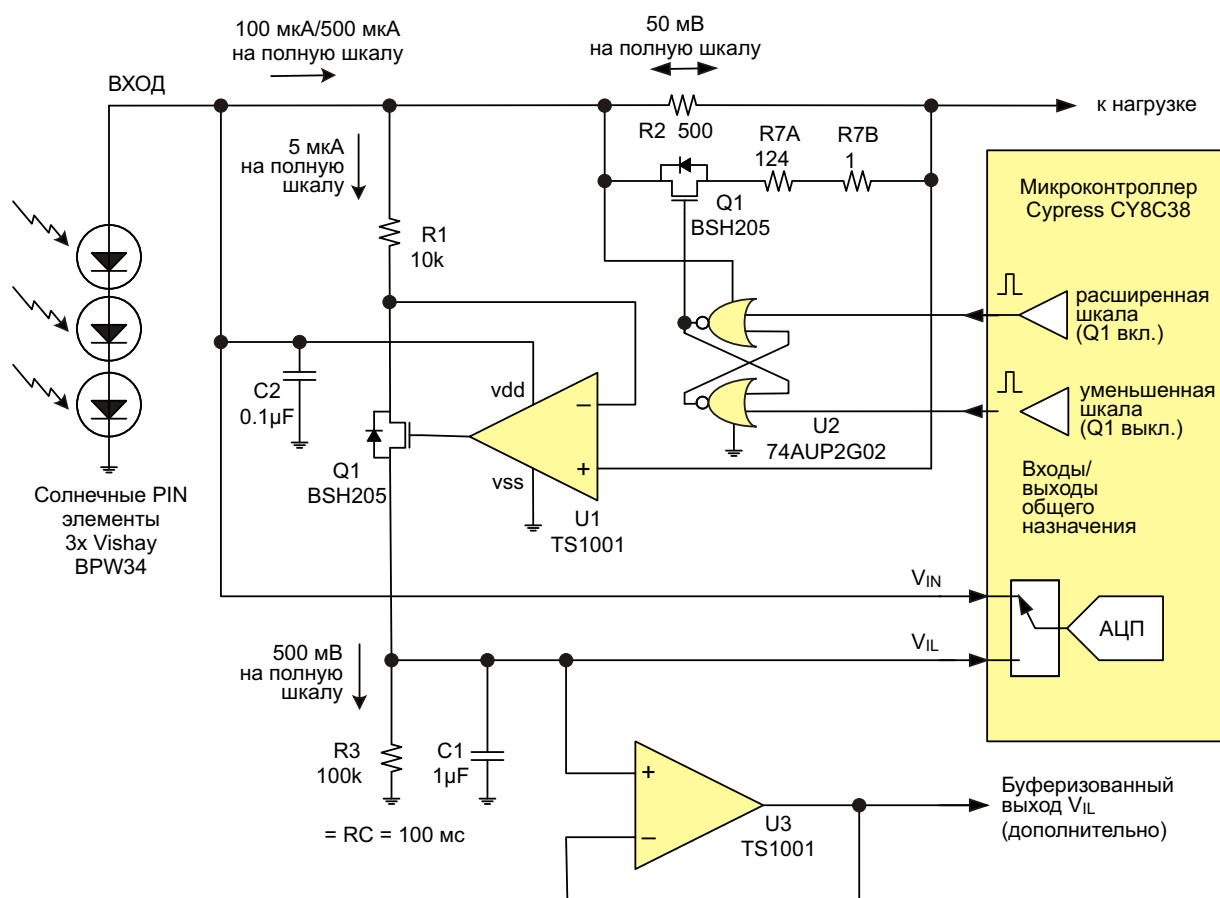


Рисунок 3. Сверхэкономичная схема измерения тока с коррекцией смещения операционного усилителя.

TS1001, любая утечка между стоком и истоком проявляется как дополнительная токовая «подпорка», генерирующая соответствующее падение напряжения на R3, ограничивающее минимальный уровень измеряемого тока. Поэтому используемый обычно метод исключения напряжения смещения в усилителе датчика путем вычитания напряжения V_{IN} , измеренного при отсутствии нагрузки, здесь работать не будет, так как влияние этого фактора невозможно отделить от влияния «подпорки».

На Рисунке 3 приведена альтернативная конфигурация, позволяющая выполнять калибровку усилителя для компенсации смещения. Схема рассчитана на измерение очень маленьких токов, в данном случае, генерируемых тремя последовательно соединенными фотогальваническими элементами на основе PIN диодов. Схему можно использовать для слежения за точкой максимальной мощности в составе системы сбора энергии, где микроконтроллер, управляя нагрузкой, стремится поддерживать максимальный уровень производства $V \cdot I$ для оптимизации извлекаемой мощности.

Принцип работы этой схемы аналогичен предыдущей, изображенной на Рисунке 1, но в ней добавлен переключатель, позволяющий выбирать один из двух диапазонов измерения 100 мкА или 500 мкА. Максимальное падение напряжения на измерительном резисторе R2 для повышения эффективности здесь уменьшено до 50 мВ. Однако изме-

рения на меньшей шкале при смещении ОУ, равном ± 3 мВ, теперь будут сопровождаться ошибкой в 6%, что может оказаться неприемлемым.

Это смещение можно вычислить и вычитать из последующих результатов, измерив один и тот же параметр при двух коэффициентах усиления. Тогда напряжение смещения V_{OF} будет равно

$$V_{OF} = V_{IL_G2} \frac{R_{G1}}{R_{G1} - R_{G2}} - V_{IL_G1} \frac{R_{G2}}{R_{G1} - R_{G2}}$$

где V_{IL_G1} и V_{IL_G2} – напряжения, измеренные, соответственно, на меньшем и большем диапазонах, и где

$$R_{G1} = R_2 \frac{R_2 + R_7}{R_2 - R_7}$$

В последние годы требования к мощности, потребляемой системами с микроконтроллерами, становятся все более жесткими. Появляется возможность их питания от таких источников, как одноэлементные аккумуляторы или миниатюрные фотогальванические ячейки. Микрометричные аналоговые схемы, подобные описанным выше, расходуя ничтожный ток, могут оставаться включенными постоянно, предоставляя контроллеру возможность длительное время оставаться в режиме сна и включаться только для периодического контроля параметров батарей. **РЛ**

Магнитотерапевтическая установка



Сергей Шишкин, г. Саров, Нижегородская обл.

В статье описана магнитотерапевтическая установка, разобран алгоритм ее работы, приведена схемотехника

Магнитотерапевтическая установка (далее установка) предназначена для лечения различных заболеваний путем воздействия на пациента охватывающими его магнитными полями, перемещающимися в пространстве. Установка состоит из блока управления и индуктора. Основная функция установки – обеспечить создание импульсов затухающего трехфазного переменного магнитного поля с возможностью вариации его индукции,

длительности воздействия и конфигурации. При этом необходимо обеспечить соблюдение требований по электробезопасности, предъявляемых к установкам подобного типа, как к изделиям медицинской техники.

Принципиальная схема установки приведена на Рисунке 1, интерфейс блока управления – на Рисунке 2. Обозначения элементов на Рисунке 2, соответствующие принципиальной схеме, показаны условно.

Основные технические характеристики установки

• Сетевое напряжение питания, В	220 ±20%, 50 Гц
• Потребляемая мощность, ВА, не более	150
• Максимальная индукция ($B_{\text{МАКС}}$), мТл	
◦ в центре соленоида	4 ±0.7
◦ вблизи соленоида	26 ±6
• Диапазон регулировки индукции в центре соленоида	от 0.5 $B_{\text{МАКС}}$ до $B_{\text{МАКС}}$
• Дискретность задания индукции, мТл	0.5
• Частота колебаний тока в соленоиде, Гц	100 ±15
• Частота повторения импульсов тока в соленоиде, Гц	1 ±0.1
• Максимальная длительность сеанса, мин	99
• Дискретность задания сеанса, мин	1
• Диаметр соленоида, мм, не более	800
• Количество соленоидов, шт	3
• Вид поля при компоновке соленоидов;	
◦ цилиндр	бегущее поле
◦ призма	вращающееся поле
• Время непрерывной работы	не ограничено
• Габаритные размеры блока управления, мм	360 70 130
• Масса блока управления, кг, не более	10
• Масса индуктора, кг, не более	11
• Условия эксплуатации:	
◦ температура окружающей среды, °С	+15 ... +35
◦ давление, мм. рт. ст.	645 ... 795
◦ влажность, %	45 ... 75

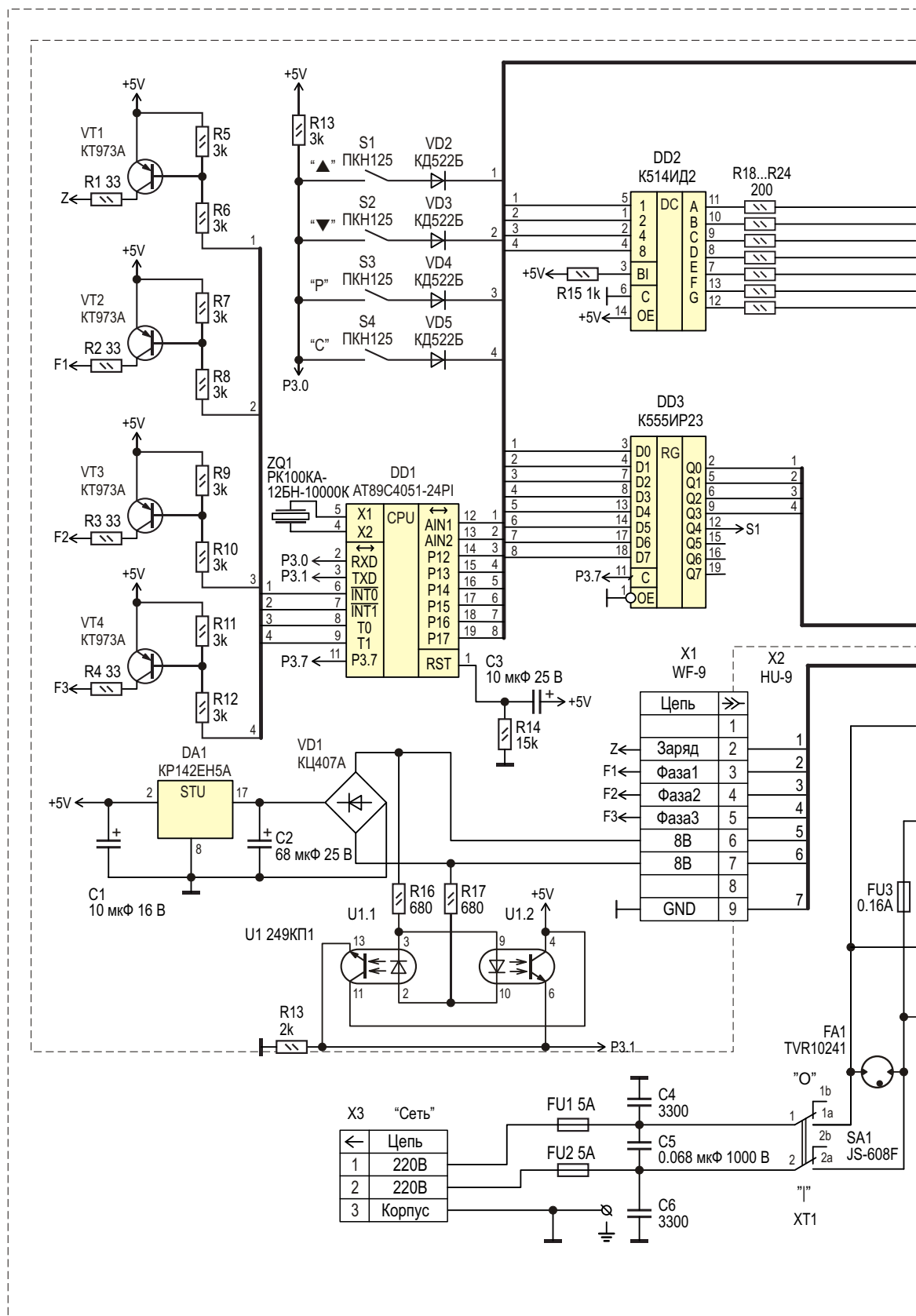
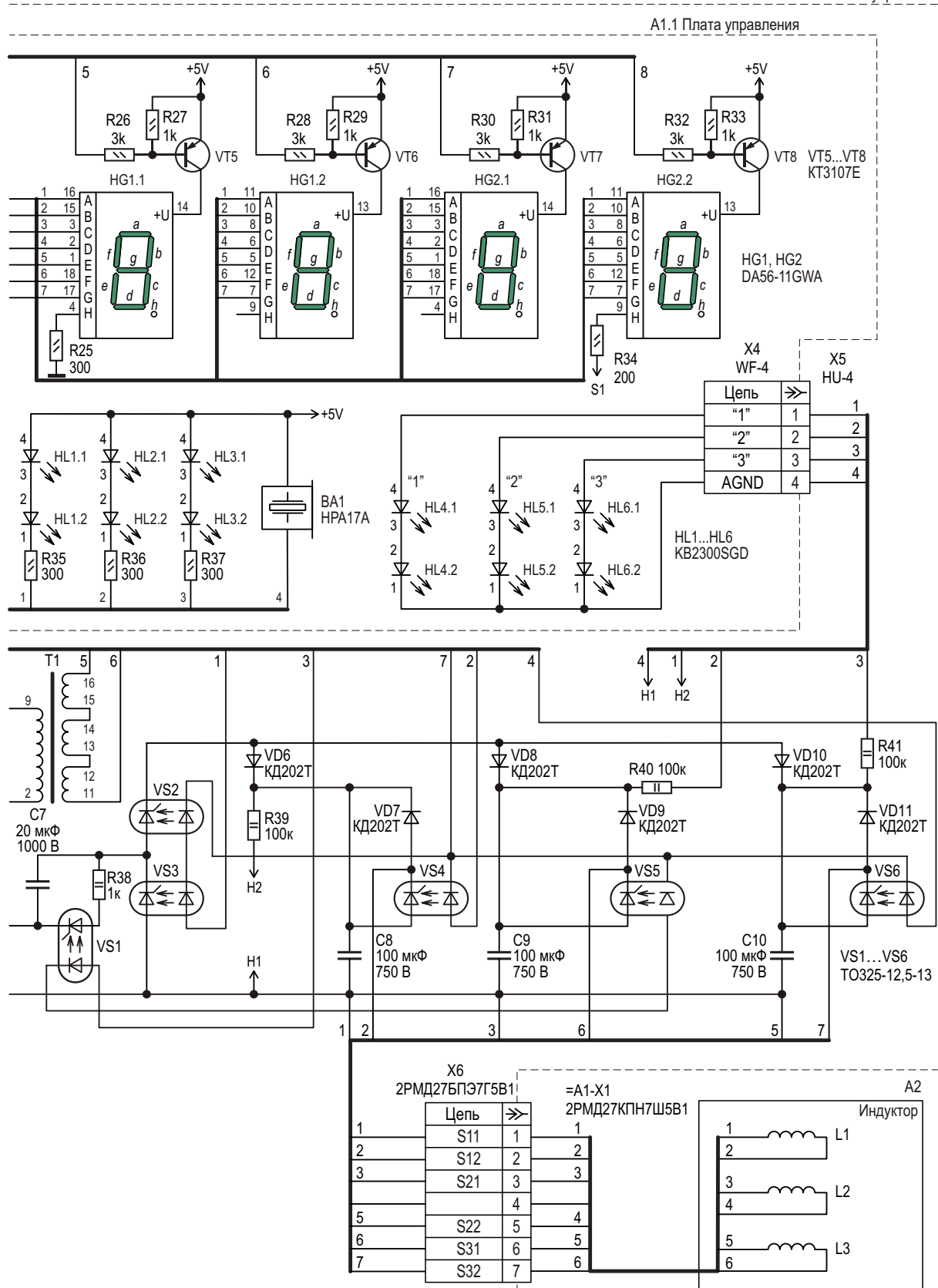


Рисунок 1. Принципиальная схема установки.



Индуктор представляет собой три кольца-соленоида диаметром 800 мм. Причем кольца могут компоноваться при помощи крепежных приспособлений либо в призму для создания вращающегося электромагнитного поля, либо в цилиндр для создания линейно перемещающегося в пространстве поля.

Принцип действия установки заключается в следующем. Микроконтроллер DD1 осуществляет регулируемый заряд трех накопительных конденсаторов C8...C10, затем с выводов 7, 8 и 9 микроконтроллер выдает три задержанных друг относительно друга импульса, управляющих, соответственно, оптотиристорами VS4...VS6. Через оптотиристоры накопительные конденсаторы разряжаются на три соленоида L1, L2 и L3 индуктора А2. Разряд в каждом контуре носит характер свободно затухающих синусоидальных токов, фазы которых смещены на 120 градусов.

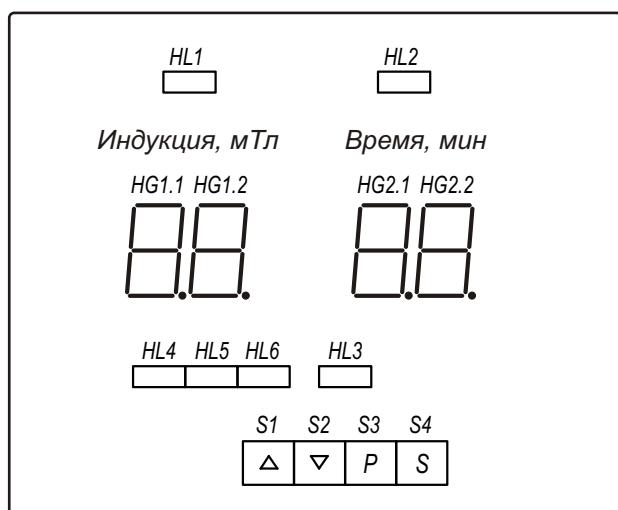


Рисунок 2. Интерфейс блока управления.

В интерфейс блока управления установки (Рисунок 2) входят клавиатура (кнопки S1...S4), индикаторы HL1...HL6 и блок индикации (дисплей) из двух двухразрядных цифровых семисегментных индикаторов HG1 и HG2.

Кнопки клавиатуры имеют следующее назначение:

- S1 (▲) – увеличение уровня магнитной индукции и длительности сеанса (мин). Удержание кнопки в нажатом состоянии более трех секунд в режиме установки длительности сеанса приводит к непрерывному увеличению значения времени на три единицы через каждые 0.2 с.

- S2 (▼) – уменьшение значения магнитной индукции, и длительности сеанса (мин.). Удержание кнопки в нажатом состоянии более трех секунд в режиме установки длительности сеанса приводит к непрерывному уменьшению значения времени на три единицы через каждые 0.2 с.
- S3 (P) – выбор задаваемого параметра: индукция или длительность сеанса. В режиме изменения индукции включен индикатор HL1, HL2 выключен. В режиме изменения длительности сеанса включен индикатор HL2, HL1, соответственно, выключен.
- S4 (C) – («Старт/стоп»). Кнопка запуска или останова процедуры.

Разряды индикации интерфейса имеют следующее назначение (на Рисунке 2 слева направо):

- 1 разряд (индикатор HG1.1) отображает единицы значения индукции (мТл);
- 2 разряд (индикатор HG1.2) отображает десятые доли значения индукции (мТл);
- 3 разряд (индикатор HG2.1) отображает десятки минут;
- 4 разряд (индикатор HG2.2) отображает единицы минут.

Сразу после подачи питания на цифровых индикаторах индицируются нулевые значения. Индикатор HL1 включен, HL2 выключен. Кнопками S1, S2 (▲, ▼) устанавливаются необходимые значения индукции и длительности сеанса. После задания параметров для запуска необходимо нажать кнопку S4 (C). Установка переходит в рабочий режим. Осуществляется заряд и разряд накопительных конденсаторов, идет обратный отсчет заданного времени, отображаемого на индикаторе HG2. Для контроля времени процедуры (или сеанса) в блоке управления организован таймер с обратным отсчетом времени.

Рассмотрим функциональные узлы принципиальной схемы платы управления АВ1. Основой устройства служит микроконтроллер DD1, частота работы которого задается резонатором ZQ1 с частотой 10 МГц. Микроконтроллер управляет работой всего устройства в целом. Клавиатура собрана на кнопках S1...S4. Для обслуживания клавиатуры задействован вывод 2 (P3.0) микроконтроллера. Резисторы R35...R37, R39...R41 – токоограничительные для световых полос HL1...HL3 и HL4...HL6. На сдвоенном оптроне U1 собран датчик, отслеживающий момен-

ты перехода сетевого напряжения через ноль. Выходное напряжение датчика с резистора R13 поступает на вывод 3 микроконтроллера.

Узел динамической индикации сделан на микросхеме DD2, транзисторах VT5...VT8 и двойных цифровых семисегментных индикаторах HG1 и HG2. Регистр DD3 служит для увеличения количества линий вывода микроконтроллера и управляет внутренними исполнительными устройствами: звуковой сигнализацией (пьезоэлектрический излучатель BA1), индикаторами режима (световые полосы HL1 и HL2), световой полосой HL3. Сигнал с выхода 12 регистра DD2 через резистор R34 включает точку h в индикаторе HG2.2. Микроконтроллер управляет оптотиристорами VS1...VS6 через транзисторы VT1...VT4.

Схема заряда конденсаторов C8...C10 построена на основе выпрямителя с удвоением напряжения и включает в себя конденсатор C7, зарядные оптотиристоры VS2, VS3 и диоды развязки VD6, VD8 и VD10. С помощью оптотириستоров путем изменения длительности заряда происходит регулировка величины напряжения конденсаторов C8...C10. То есть, при изменении длительности интервала включения оптотиристоров VS2 и VS3 изменяется величина напряжения заряда накопительных конденсаторов. От величины заряда зависит величина индукции магнитного поля в индукторе A2 при разряде накопительных конденсаторов через соленоиды L1, L2 и L3. Емкость конденсаторов C8...C10, диаметр колец, сопротивление и индуктивность соленоидов рассчитаны таким образом, что при изменении величины напряжения заряда на накопительных конденсаторах от 65 В до 500 В индукция в центре соленоида меняется от 0.5 мТл до 4 мТл. Световые полосы HL4...HL6 служат для визуального контроля процессов заряда и разряда накопительных конденсаторов. Конденсаторы C4...C6 предназначены для уменьшения уровня помех, создаваемых установкой в рабочем цикле. Так же для снижения помех каждый рабочий цикл начинается в момент перехода сетевого напряжения через ноль. Питание на цифровую часть поступает со стабилизатора напряжения, собранного на микросхеме DA1. Для защиты силовой части от перенапряжения установлен варистор FA1. Потребление тока по каналу напряжения +5 В не превышает 500 мА.

Алгоритм работы установки в рабочем цикле поясняется осциллограммами на Рисунке 3.

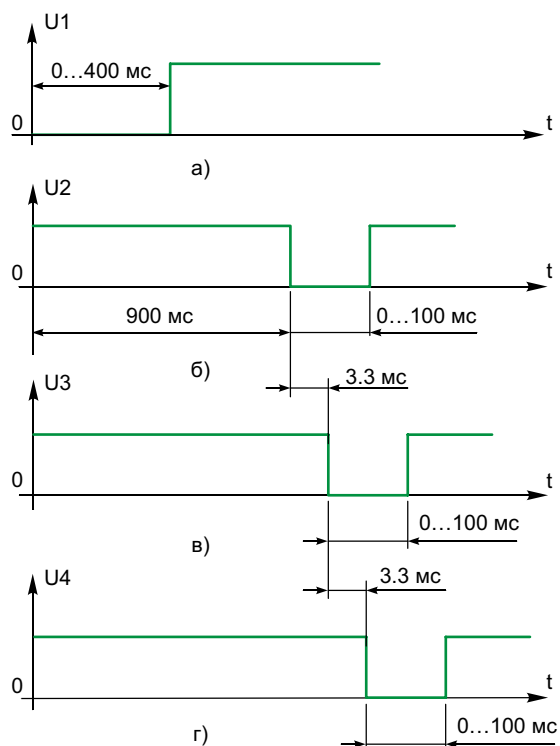


Рисунок 3. Осциллограммы, поясняющие алгоритм работы.

Как уже упоминалось выше после подачи питания необходимо с клавиатуры интерфейса блока управления задать необходимые параметры работы – индукцию и время процедуры. Эти параметры постоянно индицируются на дисплее (индикаторы HG1 и HG2). При инициализации на всех выводах порта P3 микроконтроллера устанавливаются «лог. 1». Установка переходит в рабочий цикл сразу после нажатия на кнопку «Старт/стоп» (S4), при этом включится световая полоса HL3. Микроконтроллер начинает опрашивать вход 3 (P3.1), и при наличии на нем «лог. 0» (что соответствует моменту прохождения сетевого напряжения через ноль) устанавливает «лог. 0» на выходе 6 (Рисунок 3а). При этом открывается транзистор VT1 и включаются оптотиристоры VS2 и VS3. Начинается заряд накопительных конденсаторов C8...C10, который, как упоминалось выше, может продолжаться от 50 до 400 мс, в зависимости от того, какая величина магнитной индукции установлена на дисплее блока управления. Через указанное время микроконтроллер устанавливает «лог. 1» на выходе 6, тем самым, закрывая транзистор VT1 и

выключая оптотиристоры VS2, VS3. Через 900 мс микроконтроллер устанавливает «лог. 0» на выходе 7 (Рисунок 3б). При этом открывается транзистор VT2 и включается оптотиристор VS4 первого разрядного контура. Начинается колебательный процесс разряда C8 через соленоид L1 индуктора. Разряд носит характер свободно затухающих синусоидальных токов. Через 3.3 мс после установки «лог. 0» на выходе 7 микроконтроллера появляется «лог. 0» на выходе 8 (Рисунок 3в), а еще через 3.3 мс «лог. 0» установится на выходе 9 (Рисунок 3г). Соответственно, при этом через открытые транзисторы VT3 и VT4 включаются оптотиристоры VS5 и VS6 (второго и третьего разрядных контуров). Конденсаторы C9 и C10 разряжаются через соленоиды L2 и L3.

Через 100 мс с момента включения оптотиристора VS4 на выводах 7, 8 и 9 микроконтроллер устанавливает «лог.1». Оптотиристоры VS4, VS5, VS6 закрываются. За это время колебательные процессы в контурах заканчиваются. Рабочий цикл завершен. Следующий цикл начнется сразу в момент прохождения сетевого напряжения через ноль. Такие циклы заряда и разряда накопительных конденсаторов продолжают снова и снова, пока не заканчивается время сеанса (или время процедуры). Во время рабочего цикла точка h индикатора HG2.2 мигает с частотой 1 Гц. По окончании заданного времени процедуры на 10 с включается звуковая сигнализация BA1, а световая полоса HL3 начинает периодически мигать с частотой 1 Гц. По истечении 10 секунд световая полоса HL3 выключается, точка h индикатора HG2.2 гаснет. Для того чтобы начать новую процедуру с теми же параметрами необходимо просто нажать на кнопку S4 «Старт/стоп». Для остановки процедуры необходимо нажать на эту же кнопку (световая полоса HL3 погаснет).

Цифровая часть принципиальной схемы установки находится на плате управления A1.1 и гальванически развязана от сети. На плате управления A1.1 размещены все элементы интерфейса.

Программа микроконтроллера управляет зарядом накопительных конденсаторов C8...C10 и таймером обратного отсчета с выводом задаваемых параметров на динамическую индикацию. Таймер TF0 микроконтроллера формирует запрос на прерывание через каждые 310 мкс и играет роль базового

счетчика времени, формирующего временные интервалы, необходимые для отображения разрядов установки и задания временных интервалов в рабочем цикле схемы.

Сразу после подачи питания на выводе 1 микроконтроллера через RC-цепь (R14, C3) формируется сигнал системного аппаратного сброса. Далее идет инициализация программы, в которой задаются параметры работы динамической индикации и счетчиков для задания временных интервалов 3.3 мс, 100 мс и 900 мс. Затем запускается таймер TF0 и разрешается работа устройства по приведенному выше алгоритму. Для работы динамической индикации в ОЗУ микроконтроллера DD1 организован буфер отображения.

В подпрограмме обработки прерываний таймера TF0 через каждые 310 мкс микроконтроллер опрашивает состояние вывода 3 (P3.1). Ячейка Z25MS хранит текущее значение счетчика, формирующего задержку 25 мс. Ячейка ZADER предназначена для счетчика переменной задержки 50 ... 400 мс, устанавливаемой с шагом 50 мс. Задержка определяется индукцией, задаваемой на дисплее интерфейса. В ячейках Z3MS, Z01S и Z09S организованы счетчики, реализующие задержки 3.3 мс, 100 мс и 900 мс, соответственно. Назовем байты, которые микроконтроллер периодически записывает в порт P1 для индикаторов HG1, HG2 и в регистр DD3, соответственно, байтом динамической индикации и байтом световой сигнализации. Младшая тетрада байта динамической индикации поступает на вход дешифратора DD2 и определяет значение разряда. Биты старшей тетрады через транзисторы VT5...VT8 управляют индикаторами HG1 и HG2. Младшая тетрада байта представляет собой двоично-кодированное десятичное число и через дешифратор DD3 управляет сегментами индикаторов HG1 и HG2.

Рассмотрим алгоритм работы управляемого во времени заряда накопительных конденсаторов C8...C10. Каждый новый рабочий цикл начинается в момент прохождения сетевого напряжения через ноль. После установки параметров с нажатием кнопки S4 «Старт/стоп» устанавливается бит, разрешающий работу программы управления зарядом. При наличии «лог. 0» на выводе 3 (P3.1) микроконтроллер устанавливает «лог. 0» на выводе 6, тем самым, через транзистор VT1 открывая оптотиристоры VS2 и VS3. Значе-

ние индукции в индукторе при разряде накопительных конденсаторов зависит от величины напряжения заряженных конденсаторов С8...С10 или от длительности интервала времени, в течение которого оптотиристоры будут открыты. Длительность этого интервала привязана к значению индукции, индицируемого на дисплее интерфейса. Магнитная индукция, может принимать восемь значений от 0 до 4 мТл с шагом 0.5 мТл. Соответствующая длительность интервала должна устанавливаться от 50 мс до 400 мс с шагом 50 мс. Как уже отмечалось выше, эту задержку реализует счетчик, организованный в ячейке ZADER. По окончании этого интервала микроконтроллер устанавливает «лог. 1» на выводе 6, тем самым, закрывая транзистор VT1 и оптотиристоры VS2, VS3, и заряд накопительных конденсаторов заканчивается.

В памяти данных микроконтроллера с адреса 22Н по 25Н организован буфер отображения для динамической индикации. Младшая тетрада каждого байта в буфере отображения представляет собой двоично-кодированное десятичное число, которое определяет значение разряда, а старшая тетрада определяет номер разряда. Таким образом, в каждом байте буфера определено значение числа и его место при выводе на индикацию. Каждый байт из функциональной группы в цикле подпрограммы обработки прерываний таймера TF0 выводится в порт P1 микроконтроллера. Старшая тетрада байта индикации представляет собой код «бегущий ноль». Таким образом, записывая поочередно в цикле в порт P1 байты из функциональной группы буфера, мы получаем режим динамической индикации. В подпрограмме обработки прерываний вначале происходит опрос датчика сети (выполненного на сдвоенном оптроне U1), затем реализуются задержки, потом происходит опрос клавиатуры, и лишь потом выводится в регистр DD3 байт световой индикации, а в порт P1 байт динамической индикации. То есть, почти все время на выводах порта P1 присутствует байт динамической индикации. В регистр R0 записывается адрес ячейки из буфера отображения. При каждом обращении к подпрограмме обработки прерывания регистр R0 инкрементируется.

В основной программе происходит отсчет одной минуты (счетчик организован в регистре R5), декремент текущего времени и установка времени процедуры. Как только задан-

ное время процедуры истекает, на 10 секунд включается звуковая сигнализация BA1. По истечении 10 с микроконтроллер устанавливает все выводы порта P3 в «лог. 1». Разработанная программа на ассемблере занимает порядка 0.82 КБайт памяти программ микроконтроллера.

Плата управления АВ1 имеет размеры 100 140 мм. В устройстве использованы резисторы R1...R37 типа С2-33Н-0.125 и резисторы R38...R41 типа С2-33Н-2. Подойдут любые другие с такой же мощностью рассеивания и допуском 5 %. Конденсаторы С1...С3 типа К50-35, С4 и С6 – К15-5-3 кВ, С5 – К73-11, С7...С10 – К75-406. Трансформатор Т1 типа ТПП254-220-50. У микроконтроллера DD1 и регистра DD3 между цепью +5V и общим проводником полезно установить блокировочные конденсаторы К10-17-Н90-0.1 мкФ. Номинальный ток предохранителей FU1, FU2 – 5 А, FU3 – 0.16 А.

Конструктивно блок управления выполнен в виде функционально законченного модуля. Внутри блока к передней панели крепится плата управления А1.1. На задней панели размещается высоковольтная силовая часть схемы, в том числе сетевой выключатель SA1 и соединитель Х6, к которому подключается соединитель Х1 индуктора А2. Электрически плата управления АВ1 соединяется с высоковольтной силовой частью через соединители Х1 и Х4 (вилки), к которым подключаются соединители Х2 и Х5 (розетки), соответственно. Между передней и задней панелями расположен блок конденсаторов С7...С8. Фотография передней панели блока управления представлена на Рисунке 4.



Рисунок 4. Передняя панель блока управления.

Каждый соленоид индуктора изготовлен в виде кольца диаметром 800 мм и содержит 100 витков провода ПЭВ-2-1.06. Кольцо обмотано лентой из синтепона и вложено в две

оболочки (верхнюю и нижнюю) из полистирола. Соединитель X1 индуктора подключен к соленоиду через кабель ПВС2 1.0. Кабель заходит в кольцо соленоида через кабельный ввод MGB-P-8G.

В установке нет никаких настроек и регулировок, и если монтаж выполнен правильно, то она начинает работать сразу после подачи на нее напряжения питания. Подключать индуктор к блоку управления можно только при выключенном сетевом выключателе. В установке имеется опасное для жизни напряжение до 1000 В, поэтому во время проверки при снятой верхней крышке необходимо

соблюдать меры безопасности. После проверки работоспособности клавиатуры и индикации блока управления целесообразно задать индукцию 0.5 мТл и перейти в рабочий цикл, проверив при этом сигналы, приведенные на Рисунке 3. Увеличивая магнитную индукцию, следует проконтролировать увеличение длительности импульса на выводе 6 микроконтроллера DD1 (Рисунок 3а). Затем необходимо проверить индукцию магнитного поля в центре и непосредственно на поверхности соленоида. Магнитную индукцию можно контролировать миллитесламетром, например, ТП2-2У. **РЛ**

Загрузки

Исходный код и HEX файл

настоящее немецкое качество

Testboy
GmbH, Germany

контрольно-
измерительное
оборудование

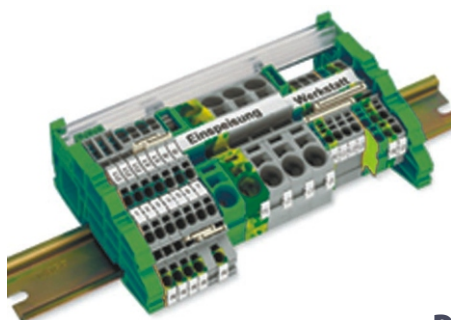


»»JOKARI®
original

инструмент для
разделки кабеля
и снятия изоляции



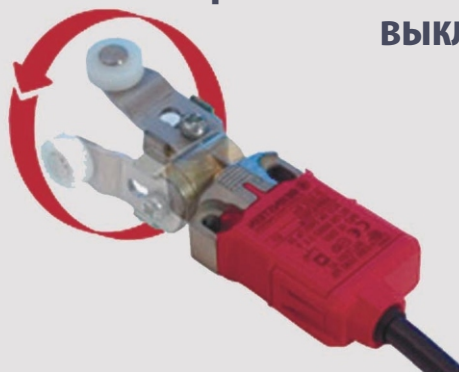
WAGO
INNOVATIVE CONNECTIONS



клеммы
на DIN рейку
и для печатных плат

BERNSTEIN
safe solutions

промышленные корпуса
выключатели
датчики



ДЕЦИМА

ПОСТАВКА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

ДИСТРИБЬЮТОР В РОССИИ

МОСКВА, ЗЕЛЕНОГРАД, +7(495) 988-4858

WWW.DECIMA.RU





РАДИОЛОЦМАН

Журнал для тех, кто интересуется электроникой

Скоро новые
тематические номера:

- ▶ **автоматизация**
- ▶ **автоэлектроника**
- ▶ **аккумуляторы и зарядные устройства**

Если Вам небезразличны эти темы
или Вы являетесь носителем
передовых знаний в других
областях электроники и готовы их
популяризировать -

приглашаем к сотрудничеству!