НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

СХЕМОТЕХНИКА

№12
ДЕКАБРЬ
2002

АУДИОТЕХНИКА

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

АВТОЭЛЕКТРОНИКА

ЦИФРОВАЯ ТЕХНИКА

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

ВСЕГДА НА СКЛАДЕ В ПРОМЫШЛЕННЫХ КОЛИЧЕСТВАХ

- **Продукция ведущих мировых производителей**

EPCOS, AMP, Data Vision, intersil, Analog Devices, IOR, Mitsubishi Electric, Infineon, Kingbright, muRata, Motorola, Crydom

- **Пассивные и электромеханические компоненты гарантированного качества производства Тайвань, Гонконг, измерительное и паяльное оборудование**

- **Широчайший ассортимент компонентов заводов России и ближнего зарубежья**

Honeywell - мировой лидер в области производства компонентов для автоматизации, систем управления и обеспечения безопасности

- Датчики температуры, давления, расхода газов и уровня жидкостей
- Фотоэлектрические и индуктивные датчики положения, ультразвуковые датчики расстояния
- Магниторезистивные датчики, датчики Холла
- Цифровые и линейные датчики тока
- Оптические датчики, фотодиоды, фотоприемники, светоизлучающие диоды и лазеры

www.platan.ru

ПЛАТАН

(095) 73-75-999 (многоканальный)

Бесплатный каталог и CD Платана высылаются по заявкам предприятий

Головной офис: Москва, ул.Ивана Франко, д.40, стр.2, (095)73-75-999, почта: 121351, Москва, а/я100, e-mail: platan@aha.ru **Офис на м. Проспект Мира:** Москва, ул.Гиляровского, 39, (095)284-46-28, prospectmira@platan.ru **Офис на м. Курская:** Москва, ул.Земляной вал, 34 (095)916-23-21, kurskaya@platan.ru **Офис в Санкт Петербурге:** Кронверкский просп., 73, (812)232-83-06, 232-59-87, platan@mail.wplus.net **Офис в Киеве:** ул.Чистяковская, 2, (044)459-02-17, chip@immsp.kiev.ua **Региональные представители: Новосибирск:** (3832)16-33-66 **Казань:** (8432)13-02-57 **Самара:** (8462)35-26-09 **Чебоксары:** (8352)64-05-61 **Томск:** (3822)41-55-70 **Уфа:** (3472)32-33-42 **Воронеж:** (0732)597-557 **Ульяновск:** (8422)37-65-67 **Ижевск:** (3412)43-72-51 **Белгород:** (0722)32-00-82 **Омск:** (3812)24-69-03
Розничная продажа в магазинах Чип и Дип: (095)945-52-51 • Москва, ул.Беговая, 2 • ул.Гиляровского, 39 • ул.Ивана Франко, д.40, стр.2 • ул.Земляной вал, 34 • С.-Петербург, Кронверкский просп., 73 • Ярославль, пр.Ленина, 8а

Схемотехника

№ 12 (26) декабрь 2002

Главный редактор:

Сергей Бирюков

Редакционная коллегия:

Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Йовчик
Юлия Герасимова

Дизайн и верстка:

Ирина Ермолаева
Ирина Чикина

Отдел распространения:

(095) 777-1215
e-mail: sales@dian.ru
Марина Трофимова
Юрий Царев
Сергей Лукин

Отдел рекламы:

Юлия Суханова

Адрес редакции:

Москва, ул. Обручева,
д. 29, офис 216
тел./факс: (095) 777-1215
Адрес для писем:
121351, Москва,
ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2

www.dian.ru
e-mail: editor@dian.ru

Издатель и учредитель
ООО "ИД Скимен"

Отпечатано: ЗАО «Холдинговая компания «Блиц-Информ»

Тираж 5 000 экз.

Журнал зарегистрирован в Министерстве РФ по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций.
Рег. № ПИ77-5262

Редакция не несет ответственности за информацию, приведенную в рекламных материалах

Полное или частичное воспроизведение материалов допускается только с разрешения ООО "ИД Скимен"

Информацию о подписке см. на последней странице журнала

Цена свободная

Содержание

Аудиотехника

Л. Ридико. Усилитель мощности с токовой обратной связью 2
А. Воробьев. Усилители для головных телефонов 7

Источники питания

С. Бирюков. Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах TinySwitch-II 8
С. Шишкин. Импульсные стабилизаторы на микросхеме TL494 13
П. Алешин. Устройство для разрядки аккумуляторов 16
А. Бутов. Регулятор мощности переменного тока на тринисторах Т123-250 17
Д. Хрусталев. Особенности конструирования печатных плат для импульсных источников питания 18

Основы схемотехники

В. Днищенко. Основные принципы пропорционального радиоуправления моделями 20
С. Алексеев. Триггеры Шмитта без источника питания 24

Связь и сетевые технологии

Б. Шевкопляс, С. Сухман, А. Бернов. Усовершенствование измерителей длины кабельных линий передачи данных 25

Софт

О. Петраков. PSpice-модели цифровых устройств 27
В. Зотов. Использование шаблонов HDL-редактора при создании описаний цифровых устройств с помощью языка VHDL 30

Автоэлектроника

Н. Заец. Автомобильный цифровой тахометр 34

Цифровая техника

В. Василенко. Прибор для контроля кабелей 35
О. Вальпа. Эмулятор ПЗУ 36
О. Николайчук. Универсальная модульная система сбора данных на микроконтроллерах фирмы Cygnal 40

Электроника в быту

А. Бутов. Многоканальное управление освещением 43

Справочный листок

О. Николайчук. Современные цифро-аналоговые преобразователи фирмы MAXIM 45

Мастер КИТ

Ю. Садиков. Охранная система со звуковым оповещением на микроконтроллере PIC16C505 48

Содержание журнала «Схемотехника» за 2002 г. (с. 53).
К нашим авторам (с. 44). Наш анонс (с. 55). Подписка-2003 (с. 56).

(Окончание. Начало — №11/2002)

Усилитель мощности с токовой обратной связью

Определенные меры должны быть приняты для защиты выходных транзисторов в условиях, когда их напряжение затвор–эмиттер может превысить максимально допустимое значение ±20 В. По этой причине с каждой стороны источника напряжения смещения на основной выход подключены стабилитроны D9 и D10, которые ограничивают напряжение между выходом каскада усиления напряжения и эмиттерами IGBT на уровне 12 В.

Выходной каскад работает как комплементарный эмиттерный повторитель с током покоя около 100 мА. В затворы транзисторов последовательно включены резисторы R23 и R26, которые ограничивают полосу пропускания выходного каскада и предотвращают возможность паразитной генерации. Ток выходного каскада измеряется с помощью двух низкоомных резисторов R24 и R25, включенных в цепи эмиттеров IGBT транзисторов. Когда падение на любом из этих резисторов достигает 0,7 В, открывается транзистор Q12 или Q13 и замыкает выходной ток каскада усиления напряжения на выход усилителя. Это обычный способ ограничения тока выходного каскада на безопасном уровне. Вместе с двумя ограничительными транзисторами Q12 и Q13 должны использоваться эмиттерные резисторы R19 или R20, поскольку эта цепь имеет некоторое усиление в активном режиме и у нее есть тенденция к генерации на высоких частотах. Когда выходной ток ограничивается, эти транзисторы должны пропускать весь ток каскада усиления напряжения (вплоть до максимального выходного тока ОУ A1). Поэтому падение напряжения на резисторах R19 и R20 будет немного увеличиваться, когда усилитель будет находиться в глубоком ограничении. Это вызовет соответствующее увеличение тока ограничения, и в результате будет обеспечена «мягкая» характеристика.

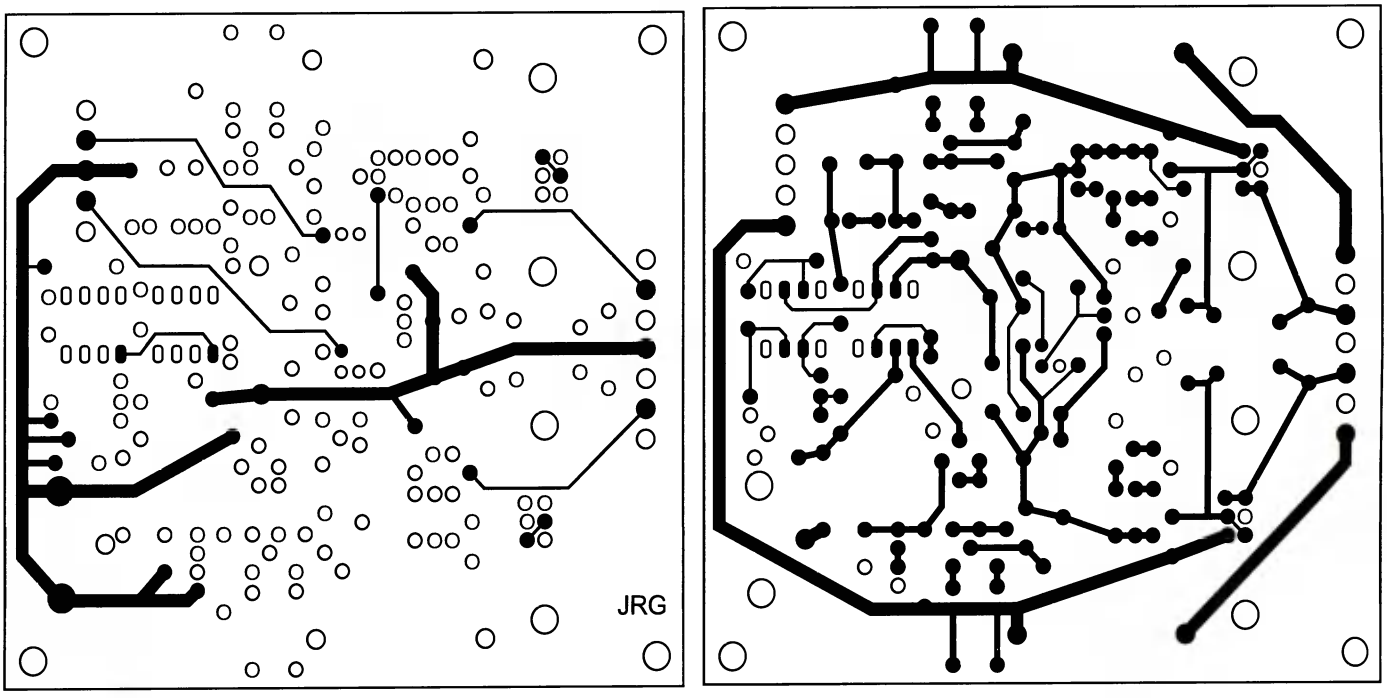
Конечно, только ограничения тока недостаточно для гарантированного сохранения мощных транзисторов в случае замыкания выхода на общий провод. Это следует из того факта, что если порог ограничения тока установлен довольно высоким (обычно это является желательным атрибутом современного усилителя), то и мощность рассеяния в выходном каскаде будет оставаться высокой. Для защиты мощных транзисторов требуются плавкие предохранители в цепях источника питания выходного каскада.

Часто ошибочно считается, что раз найдена приемлемая топология для усилителя мощности, то очень просто сконструировать готовое устройство, которое будет обладать всеми качествами макетного образца. В действительности правильный выбор деталей конструкции усилителя может занять столько же времени, сколько и собственно разработка электроники.

Разводка печатной платы

Это обычно один из самых критичных элементов для широкополосных аудиоусилителей мощности. Ключевым моментом в хорошей разводке платы является обеспечение минимальной длины проводников, везде, где это возможно, и выполнение всей разводки на плате минимальных размеров. На рис. 4, *а* приведена разводка проводников платы на стороне установки элементов, на рис. 4, *б* — на обратной стороне, но разводка дана «на просвет», со стороны установки элементов. Расположение элементов на плате показано на рис. 5. Как видно, плотность упаковки компонентов довольно высокая — размеры платы менее 90×90 мм. Разводка платы драйвера реально следует схеме усилителя, так, например, разводка начинается с левой стороны, где расположен входной каскад, и заканчивается справа, где расположены драйверы выходного каскада.

Шины питания проходят вдоль верхнего и нижнего края платы, с этих шин разные каскады получают питание. Два пленочных блокировочных конденсатора имеют свой собственный путь подключения к общему проводу, изолированный от общего провода сигнальной цепи, которая находится возле входного каскада. Это может выглядеть похожим на какие–то хитрые тонкости, но когда на оригинальной разводке блокировочные конденсаторы использовали тот же общий провод, что и входной каскад, на первом прототипе были замечены странные колебания низкого уровня. Выяснилось, что колебания возникали как результат разрядки блокировочных конденсаторов транзисторами драйвера (и, в конечном счете, затворами выходных транзисторов) во время процесса начальной установки в усилителе. Эта начальная установка в конечном итоге переходила в колебания частотой несколько сотен герц, потому что ток перезарядки конденсаторов создавал на общем проводе достаточно большое падение для образования обратной связи через входной каскад усилителя. При улучшенной разводке (рис. 4) таких аномалий не наблюдается.



а) *б*)

Рис. 4

Выбор критичных компонентов

Выбор некоторых резисторов в усилителе требует повышенного внимания, так как неподходящий тип резистивного элемента приведет к нежелательному ухудшению характеристик. В частности, резистор обратной связи R8 должен быть безындуктивным металлопленочным с мощностью рассеяния как минимум 2 Вт (нужно помнить, что пиковый ток этого резистора достигает 75 мА). Использование резистора меньшей мощности может вызвать термическую модуляцию сопротивления и некоторый рост интермодуляционных искажений, когда на входе присутствуют мощные низкочастотные компоненты. К тому же, очень желательным для этого резистора является низкий температурный коэффициент сопротивления. Резисторы датчиков тока выходного каскада R24 и R25 также должны обладать низкой индуктивностью. Малое время нарастания усилителя (приблизительно 350 нс) вызывает большую скорость изменения тока в нагрузке, следовательно, если эти резисторы имеют повышенную индуктивность, это вызовет увеличение падения напряжения во время быстрого перепада выходного напряжения и преждевременное ограничение тока.

Входной усилитель A1 сильнее всего влияет на общее качество усилителя. Он должен обладать всеми качествами хорошего линейного аудио ОУ, а именно: низкими искажениями, высокой скоростью нарастания, широкополосностью, плюс иметь высокий выходной ток. BiFET аудиоусилитель SSM2131 с полосой 10 МГц и скоростью нарастания 40 В/мкс более чем удовлетворяет всем необходимым требованиям для данного устройства. Усилитель A2 в каскаде поддержания постоянной составляющей должен иметь очень низкие напряжение смещения и входной ток смещения. Это требуется по той причине, что для получения большой постоянной времени, которая необходима для этого каскада, последовательно с его входами включены резисторы 1 МОм. Слишком большой входной ток смещения может вызвать достаточно большую ошибку по постоянному току, выраженную в виде разности падения напряжения на этих резисторах (несколько милливольт и более), и это полностью перекроет низкое напряжение смещения ОУ. OP–97 удовлетворяет всем требованиям, имея входной ток смещения всего 30 пА и напряжение смещения 30 мкВ.

Параллельное включение выходных транзисторов

Это очень важная тема, поскольку в большинстве усилителей используется более чем одна пара выходных транзисторов в каждом канале для того, чтобы иметь возможность нормально работать на низкоомную нагрузку без опасности повреждения выходного каскада. Так как максимальная рассеиваемая выходным каскадом мощность увеличивается при снижении сопротивления нагрузки, желательно убедиться в правильном статическом и динамическом распределении тока между всеми выходными транзисторами. Это минимизирует вероятность перегрева одного из выходных транзисторов. Мощные выходные каскады на MOSFET способны эффективно производить распределение тока при хорошем тепловом контакте между транзисторами и при включении в цепь истоков соответствующих выравнивающих резисторов. Нет оснований считать, что мощные IGBT каскады с их очень схожей квадратичной передаточной характеристикой будут вести себя в схожих условиях по-другому.

Для хорошего распределения тока в MOSFET выходных каскадах номинал резистора в истоке должен быть значительно больше величины, обратной крутизне передаточной характеристике gm для каждого транзистора во всем желаемом диапазоне токов стока. Так как крутизна минимальна при токе покоя выходного каскада, использование этого значения gm гарантирует распределение тока во всем диапазоне. К сожалению, на практике это может приводить к относительно большим номиналам резисторов и, соответственно, большим падениям напряжения при больших токах нагрузки. Лучшим решением является проведение предварительного отбора среди ограниченного числа n– и p–канальных IGBT транзисторов для исключения тех, которые имеют существенное отклонение порогового напряжения U_{TH} и крутизны gm (при токе покоя) от среднего. Если это сделано, то можно использовать эмиттерные резисторы в диапазоне от 0,2/gm до 0,5/gm, что поможет минимизировать падение напряжения. Для выходных IGBT транзисторов фирмы Toshiba, использованных в этой конструкции, типичное значение gm при токе эмиттера порядка 100 мА близко к 1 См. Например, если требуется восемь транзисторов в выходном каскаде, они должны иметь общий ток покоя 400 мА, а последовательные резисторы могут иметь сопротивление от 0,2 до 0,5 Ом при условии предварительного отбора транзисторов.

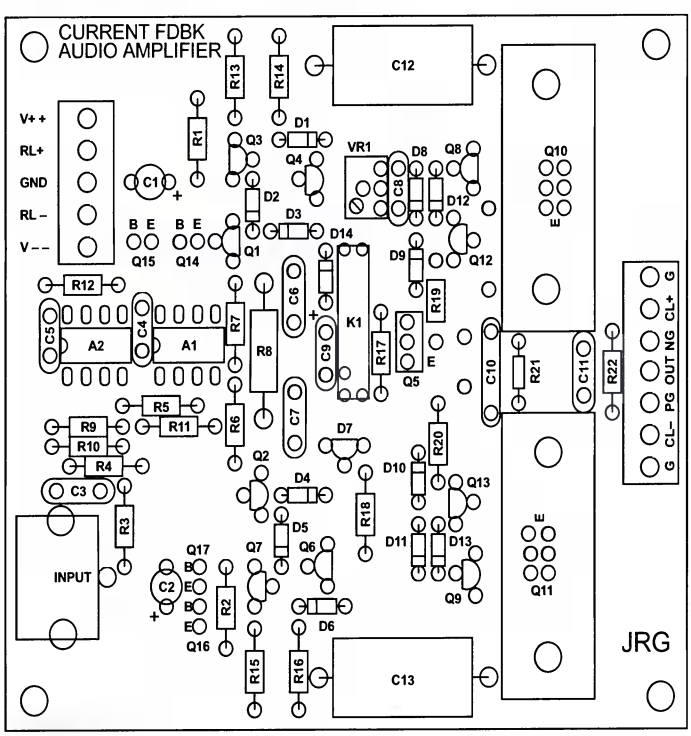


Рис. 5

Правила межсоединений

Некоторые разработчики усилителей относят разводку источника питания и выходных разъемов на последнюю стадию разработки. Однако, поскольку по этим цепям могут протекать большие импульсные токи, содержащие гармоники в аудиодиапазоне, стоит обратить некоторое внимание и на эту задачу. Соединения, вероятно, являются одной из самых критичных вещей в усилителе, они должны выполняться очень грамотно, чтобы конечная конструкция имела максимально близкие параметры к тем, которые были измерены на макете (где проводники обычно короче). Обычно разводка источника питания прорабатывается не очень подробно, на самом деле, достаточно следовать очень простым правилам, чтобы максимизировать вероятность успеха при первом включении.

Одним из самых главных правил в разводке является использование витых пар для прямого и обратного проводника в любой петле. Это минимизирует последовательную индуктивность проводников, так как индуктивность возрастает с увеличением площади витка. Поэтому все провода источника питания от конденсаторов фильтра до выходного каскада усилителя (и платы драйвера) должны быть свиты вместе, как показано на схеме соединений (рис. 6). В цепи питания последовательно включены предохранители для защиты выходного каскада в случае короткого замыкания в нагрузке. Они должны иметь малое время срабатывания и выбираться с запасом, чтобы не срабатывать при пиковых уровнях выходного тока. Провода, которые идут с выходного каскада на разъемы акустических систем, также должны быть свиты вместе для минимизации их индуктивности. Все межсоединения между платами драйверов и соответствующими выходными каскадами должны быть как можно более короткими, чтобы не ухудшить устойчивость усилителя. Резисторы, включенные последовательно в затворы IGBT, должны размещаться в непосредственной близости от выводов этих транзисторов.

Эти советы, несомненно, являются шагом в верном направлении, но существует и другие проблемы, которые на первый взгляд не очевидны. Так как токи через положительный и отрицательный выходные проводники источника питания имеют форму полуволн, как показано на рис. 7, ток гармоник (а здесь будут при–

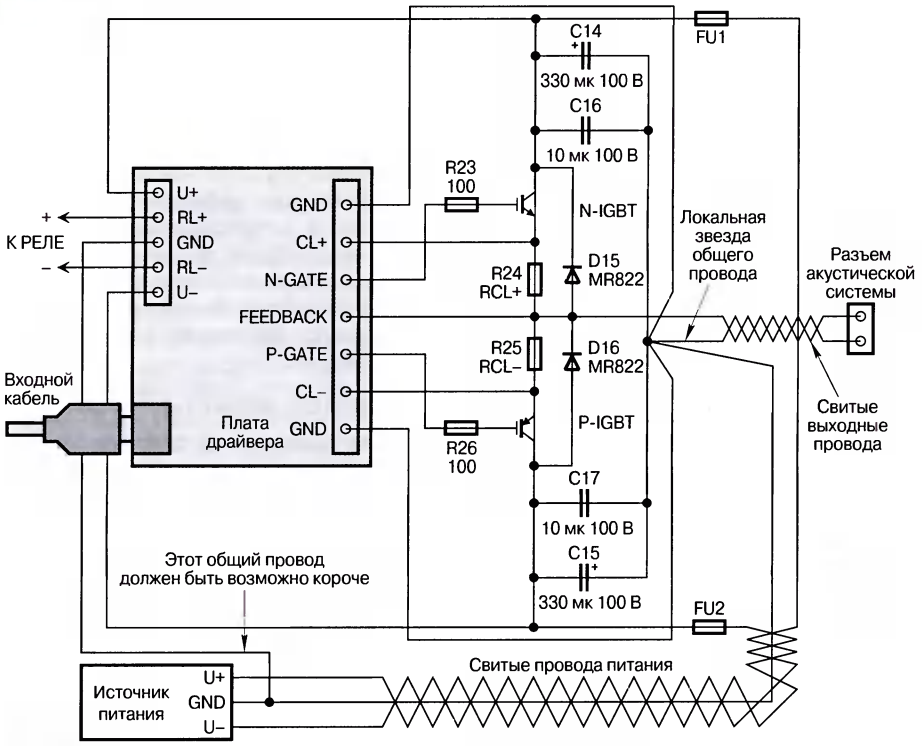


Рис. 6

сутствовать четные гармоники выходного сигнала) протекает по петле, образованной конденсаторами источника питания и выходными транзисторами [2]. Если существует какая-то взаимная индуктивность между цепями источника питания и петлей выходной цепи после той точки, где снимается сигнал ООС, четные гармоники могут наводиться на выходную цепь и они не будут ослаблены действием ООС. Для типичного усилителя с R_L= 8 Ом на синусоидальном сигнале частотой f = 10 кГц уровень наведенной на выходную цепь второй гармоники будет равен примерно 0,33 % на каждый микрогенри взаимной индуктивности. Нужно иметь в виду, что уровень наведенных искажений пропорционален выходной частоте (т. е. они больше на высоких частотах). Искажения могут быть минимизированы путем размещения проводников питания и выходных проводников перпендикулярно друг другу. Поэтому выходные транзисторы должны быть физически соединены с источником питания и выходным разъемом так, как показано на рис. 8. Такой подход минимизирует связь между входом источника питания и выходной цепью усилителя.

Выбор радиаторов

При неправильном выборе радиаторов результатом будет неминуемое повреждение выходных транзисторов из-за превышения температуры их переходов. В большинстве усилителей мощности класса АВ общая мощность рассеивания в выходном каскаде делится поровну между двумя группами выходных транзисторов (n-канальными и p-канальными). Выражение, которое связывает напряжение питания и импеданс нагрузки с общей максимальной мощностью рассеяния выходного каскада при синусоидальном сигнале приведено ниже:

$$P_{DISS}(max) = \frac{2U_{CC}^2}{\pi^2 |Z_L| \cos\theta}, \qquad (6)$$

где Θ является сдвигом фаз в нагрузке. Как пример, рассмотрим усилитель с двумя транзисторами в выходном каскаде с напряжением питания ±60 В, нагруженный на импеданс 8 Ом со сдвигом фаз +30°. В этих условиях максимальная рассеиваемая мощность будет 105,3 Вт. N- и p-канальные IGBT фирмы Toshiba рассеивают 180 Вт при 25 °С, но эта мощность уменьшается до нуля при 150 °С. Тепловое сопротивление переход-корпус ($R_{\Theta JC}$) для этих транзисторов рассчитывается делением полной разницы изменения температуры корпуса (125 °С) на полную разницу мощности рассеяния (180 Вт). В результате получается значение 0,694 °С/Вт. Так как полная мощность рассеяния на выходном каскаде делится поровну между двумя транзисторами, эффективное $R_{\Theta JC}$ равно 0,694/2 = = 0,347 °С/Вт. Чтобы быть уверенным в том, что выходные транзисторы не достигнут своей максимально допустимой температуры переходов 150 °С, полное тепловое сопротивление переход-окружающая среда (при T_A = 25 °С) должно быть не более 125 °С/105,3 Вт или 1,19 °С/Вт. Когда тепловое сопротивление переход-корпус всего выходного каскада вычитается из этой величины, остается тепловое сопротивление корпус-окружающая среда ($R_{\Theta CA}$), равное 0,843 °С/Вт. Эта величина включает тепловое сопротивление изолирующих прокладок, которые необходимы для предотвращения электрического контакта транзисторов с радиатором (часто это сопротивление достигает 0,3 °С/Вт на прокладку). Поэтому в данном примере требуется большой ребристый радиатор с тепловым сопротивлением около 0,69 °С/Вт. Конечно, при наличии двух пар транзисторов в выходном каскаде значение $R_{\Theta JC}$ будет вдвое меньше, и радиатор понадобится несколько меньшего размера. Поэтому существует определенный компромисс между числом выходных транзисторов и размерами радиатора для данного напряжения питания и импеданса нагрузки.

Измеренные характеристики

В табл. 1 приведены основные параметры усилителя с токовой обратной связью с комплементарными IGBT транзисторами на выходе. Несмотря на то, что в этой конструкции не достигнуты поразительно низкие уровни искажений, типичные для более сложных топологий, проделанные измерения показывают, что искажения этого усилителя остаются на весьма низком уровне. На рис. 9 видно, что общий коэффициент гармоник при выходной мощности 50 Вт и сопротивлении нагрузки 8 Ом имеет минимальное значение 0,001 % на частоте 1 кГц, увеличиваясь до 0,009 % на частоте 20 кГц. Это очень хороший результат, учитывая то,

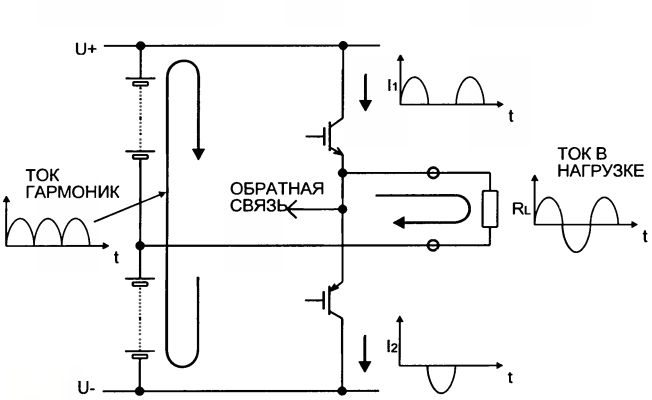


Рис. 7

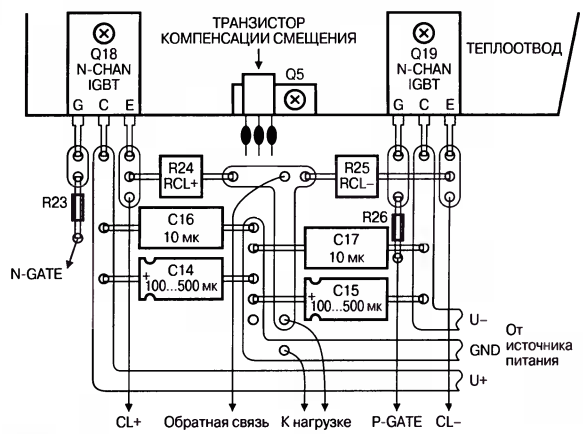


Рис. 8

Отечественные электронные комплектующие

ООО ЗИП 2002

Силовые диоды* В, ВЛ, Д, ДЛ.
Силовые тиристоры* Т, ТЛ, ТО, ТС.
Модули* МТОТО, МТТ2.
Разъемы* ШР, СШР, 2РМ, 2РТ, 2РТТ, ГРПМ(Ш), СНП, РП, МРН, РШ, РГ, РПМ, РС, СНО, Р, ОНЦ, СР...
Измерительные головки * Амперметры, милиамперметры, микроамперметры, вольтметры, переменного и постоянного тока.
Шунты * от 5 до 12000 Ампер - 75мв.
Резисторы * МЛТ, С1-4, С2-23, С2-33.
Охладители * О-111, О-221, О-133, О-151, О-171, О-153 и т.д.
Реле * РП-21, колодки для них.
и другие комплектующие, полный перечень в прайс-листе. А также принимаем заказы на комплектацию другими отечественными радиодеталями.

тел. (095) 443-79-41
тел. (095) 440-10-45
тел. (095) 364-31-24

www.zip-2002.narod.ru
e-mail:rustek999@mtu-net.ru

www.piatan.ru
ПЛАТАН ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР КОМПАНИИ

ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ РЕЛЕ

CRYDOM

- Более 1000 моделей твердотельных реле
- Управление постоянным и переменным напряжением
- Для коммутации токов от 1 до 50 А при напряжении от 12 до 600 В

Наименование	Управляющ. напряж., (V DC)	Управляющ. ток при 5 V DC, (mA)	Напряж. размык., (V DC)	Коммутир. напряж., (V AC)	Макс. ток нагрузки, (A)
ASO241	4-10	15	1.0	12-280	1.5
DO061B	1.7-9	15	0.8	3-60 VDC	1.0
CX241	4-10	15	1.0	12-280	1.5
CX240D5	3-15	15	1.0	12-280	5.0
CXE240D5	15-32	–	1.0	12-280	5.0
CX380D5	4-15	15	1.0	48-530	5.0
CX480D5	4-15	15	1.0	48-660	5.0
CMX60D10	3-10	15	1.0	0-60 VDC	10
PF240D25	3-15	15	1.0	12-280	25
PFE240D25	15-32	–	1.0	12-280	25
PF380D25	4-15	15	1.0	48-530	25
PFE380D25	15-32	–	1.0	48-530	25
PF480D25	4-15	15	1.0	48-660	25
SDV2415	3.5-10	15	1.0	12-280	1.5
D2W202F	3-32	3	1.0	24-280	2.0
D2425	3-32	3.4	1.0	24-280	25
D2450	3-32	3.4	1.0	24-280	50
D2490	3-32	3.4	1.0	24-280	90
D24125	3-32	3.4	1.0	24-280	125
H12D4850	4-32	15	1.0	48-530	50
D53TP25D	3-32	10	1.0	48-530	25

International IOR Rectifier
EPCOS
MITSUBISHI ELECTRIC
Infineon
intersil
MOTOROLA
BOURNS
Honeywell
muRata
AMP
DATA VISION
Kingbright

Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел./факс: (095) 73-75-999
Почта: 121351, Москва, а/я 100
E-mail: crydom@piatan.ru

Интеллектуальные IGBT силовые модули

MITSUBISHI ELECTRIC

Симметрон
электронные компоненты

Минимальные сроки
Отлаженная схема доставки в любой регион
Каталог предлагаемых изделий по заявке предприятий

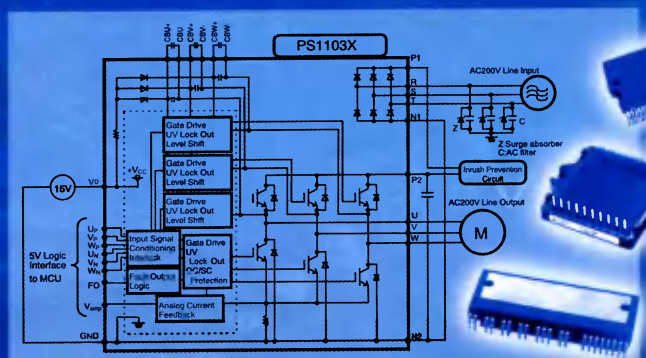
Санкт-Петербург: (812) 449-4000, 449-4005
Москва: (095) 748-5001, 214-2555
Екатеринбург: (3432) 703-384
Новосибирск: (3832) 119-081
Ростов-на-Дону: (8632) 923-273
Ставрополь: (8652) 357-775
Киев: (044) 239-2065
Харьков: (0572) 303-577
Минск: (017) 222-5959

Розничная продажа в магазинах
Микроника
радиодетали и инструменты

Санкт-Петербург, пр. Новочеркасский, 51
(812) 444-0488 www.micronika.ru

Новосибирск, ул. Геодезическая, 2
(3832) 119-045

Киев, ул. М. Расковой, 13
(книги по электронике, инструмент)
(044) 517-7377 www.micronika.com.ua



Тип	Vces, В	Мощность электродвигателя, кВт							
		0,1	0,2	0,4	0,75	1,5	2,2	3	3,7
DIP	600		PS21442 PS21462	PS21443 PS21463	PS21444 PS21464	PS21445 PS21465			
Mini DIP	600		PS21542 PS21552	PS21543 PS21553					
AS IPM	600	PS11011	PS11012 PS11021-A PS11032	PS11013 PS11022-A PS11033	PS11014 PS11023-A PS11034	PS11015 PS11024-A PS11035	PS11016 PS11025-A PS11036		PS11017
	1200		PS12012-A	PS12013-A	PS12014-A	PS12015-A		PS12017-A	PS12018-A

Примечание: DIP и Mini DIP IPM не имеют встроенных диодов AC-DC выпрямителя.

для компактного, высокомощного и экономичного регулируемого привода трехфазных электродвигателей переменного тока промышленного (380 В) и бытового (220 В) назначения.

Отличительные характеристики
- очень компактный корпус
- высокий КПД
- встроенные схемы драйверов и цепи защиты
- широкая номенклатура изделий

Применение.
Устройства промышленной автоматики, преобразователи электроэнергии, источники бесперебойного питания, электроинструмент, стиральные и кухонные машины, холодильники, кондиционеры, электронасосы и т.п.

EPCOS
muRata
International IOR Rectifier
BLUECHIP COMMUNICATION AS
ARIES ELECTRONICS, INC.
WELLS-CTI
ERSA
BERNSTEIN
elme
radiel

Таблица 1. Параметры усилителя ($U_{ПИТ}$=±40 В, ограничение тока 2,5 А среднее значение, R_L=8 Ом)

Параметр	Значение
Выходная мощность для синусоидального сигнала (ограничена напряжением питания), Вт	70
Общий коэффициент гармоник на частоте 1 кГц	0,001% при 50 Вт
Общий коэффициент гармоник на частоте 20 кГц (сильно зависит от тока покоя выходного каскада)	0,009% при 50 Вт
Интермодуляционные искажения SMPTE	0,0004% при 41,7 Вт
Динамические интермодуляционные искажения DIM-100	0,0012% при 50 Вт
Частотный диапазон по уровню —3 дБ, МГц	0...1
Скорость нарастания, В/мкс	>200
Время нарастания (с входным фильтром), нс	400
Общий потребляемый ток в режиме покоя, мА	130...150

что была использована только одна пара выходных транзисторов. К тому же не был использован ФНЧ в виде LR-цепочки на выходе усилителя, который способен ослаблять высокочастотные гармоники. Это может искусственно улучшить параметры в окрестности 20 кГц, что было умышленно исключено. Интермодуляционные искажения SMPTE для 60 Гц и 7 кГц с уровнями 4:1 показаны на рис. 10 как функция эффективного значения входного уровня. Как показывает кривая, искажения экстремально низкие — всего 0,0004 % при мощности 41,7 Вт на нагрузке 8 Ом (входной уровень 0,92 В эфф.). Отсутствие каких-либо существенных выбросов кривой на рис. 10, за исключением той области, где усилитель перегружается при входном напряжении около 0,95 В эфф., говорит об отсутствии эффекта термической модуляции в резисторе обратной связи R8.

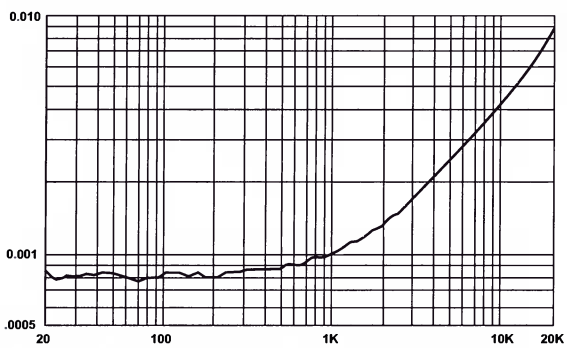


Рис. 9

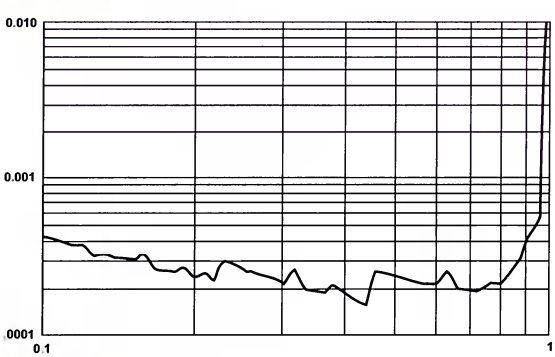


Рис. 10

Оставим измерения статических искажений в стороне, так как то, что переводит усилители с токовой обратной связью в отдельный класс — это динамические характеристики. Высокая скорость нарастания всегда критична при разработке любого усилителя с большими уровнями сигнала, но правильная форма сигнала при передаче прямоугольных импульсов тоже очень важна. Благодаря свойствам каскада усиления напряжения этого усилителя, ограничение скорости нарастания происходит только на очень быстрых сигналах (порядка 250 В мкс). Большинство обычных музыкальных программ вряд ли вызовут ограничение скорости нарастания в этом усилителе, даже при большом размахе выходного напряжения. Величина, измеренная в тесте динамических интермодуляционных искажений DIM-100, получилась очень низкой: 0,0012 % при 50 Вт на нагрузке 8 Ом, как показано на рис. 11. Это наименьшее значение DIM-100 искажений, которое автору приходилось встречать для твердотельных усилителей. Переходная характеристика усилителя, нагруженного на 8 Ом, на частоте 100 кГц для большого сигнала показана на рис. 12, а характеристика ненагруженного усилителя с прямоугольным сигналом 80 В от пика до пика на выходе — на рис. 13. Обе осциллограммы демонстрируют присущую усилителю устойчивость и отсутствие выбросов на крутых фронтах.

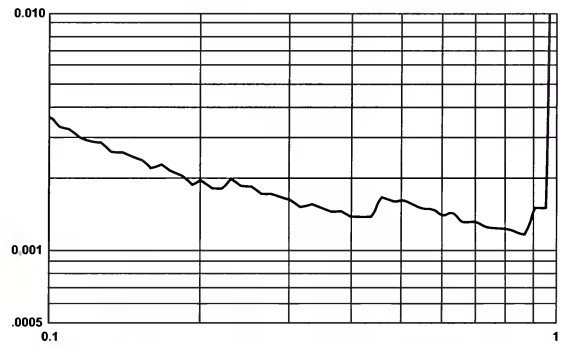


Рис. 11

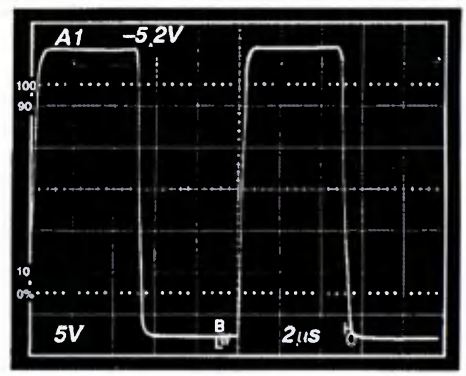


Рис. 12

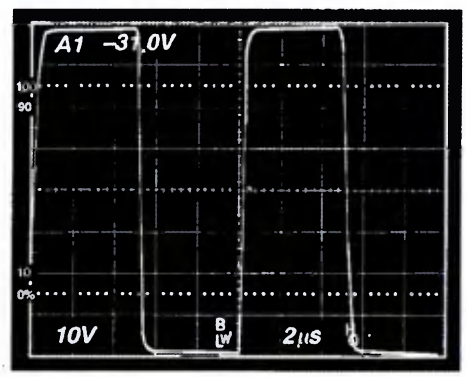


Рис. 13

Частотная характеристика, приведенная на рис. 14, доказывает правильность расчетов, проделанных ранее, и подтверждает то, что полоса пропускания с замкнутой обратной связью простирается до 1 МГц. Такая широкая частотная характеристика заведомо перекрывает характеристику любого аудиоусилителя мощности (200...300 кГц обычно более чем достаточно), но она оказалась вполне достижима для данного усилителя.

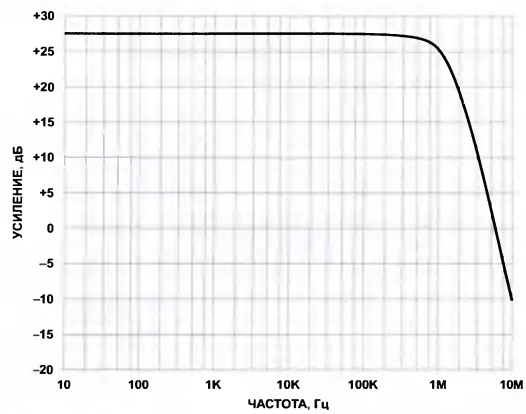


Рис. 14

Заключение

Это один из случаев, когда новая разработка демонстрирует новый способ решения старой задачи и усилитель, представленный здесь, предлагает эволюционный подход к задаче построения аудиоусилителей мощности. Если всем деталям (а многие из них действительно нетривиальны) уделено должное внимание, усилители с токовой обратной связью способны обеспечить лучшее качество звучания, чем все известные топологии.

Перевод Леонида Ридико,
wubblick@yahoo.com

Литература:

2. Edward M. Cherry, "A New Distortion Mechanism in Class B Amplifiers", Journal of the Audio Eng. Soc., Vol 29, No. 5, pp. 327-328, May 1981.

Усилители для головных телефонов

Несмотря на большое разнообразие различных схем усилителей, наибольшей популярностью продолжают пользоваться относительно несложные схемы. Это можно легко объяснить, поскольку чем проще усилитель, тем легче его настроить и избежать множества ошибок, свойственных большинству начинающих радиолюбителей.

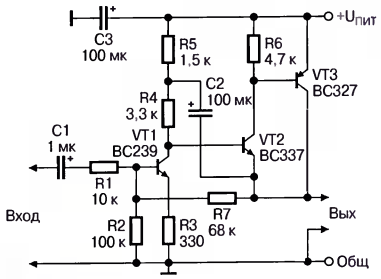


Рис. 1

В данной статье рассматриваются два усилителя. Особенность первого из них состоит в том, что он работает от низковольтного однополярного источника питания с напряжением всего 3 В. Это позволяет сделать «карманный» вариант с малыми размерами и весьма неплохими электрическими показателями. Его также можно применить в различных приемниках или плеерах, как в составе уже имеющейся конструкции, так и при разработке новых.

Основные технические характеристики усилителя:

- потребляемый ток при сопротивлении нагрузки 32 Ом — 35 мА;
- выходное напряжение — 2 В (от пика до пика);
- чувствительность — 90 мВ эфф;
- частотный диапазон — 10 Гц...200 кГц;
- коэффициент нелинейных искажений при сопротивлении нагрузки 32...600 Ом:
  - в диапазоне 1...10 кГц и выходном сигнале 1,5 В — не более 0,05 %;
  - при выходном сигнале 2 В — не более 0,1 %.

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 1.

Входной сигнал через разделительный конденсатор C1 и резистор R1 поступает на базу транзистора VT1. Резистор R1 необходим для того, чтобы исключить влияние внутреннего сопротивления источника входного сигнала на действие общей ООС. Сама ООС подается с выхода усилителя через резистор R7 на базу VT1. Этот резистор определяет режим всего усилителя в целом. При правильной настройке напряжение на нагрузке должно быть равно половине напряжения питания. Цепочка R5C2 является так называемой «вольтодобавкой» и служит для увеличения напряжения питания предварительного каскада. Это позволяет максимально увеличить амплитуду выходного сигнала, что очень важно при низковольтном питании. Конденсатор C3 является блокировочным и необходим для снижения внутреннего сопротивления источника питания при разряде батареи.

Схема другого варианта усилителя изображена на рис. 2. Он не нуждается в налаживании и может работать в широком диапазоне питающих напряжений.

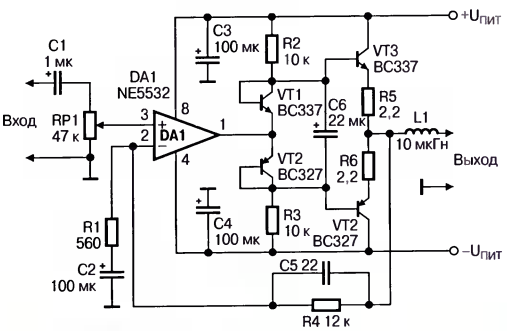


Рис. 2

Основные технические характеристики:

- выходное напряжение при двухполярном питании ±15 В — 5 В эфф;
- чувствительность — 250 мВ эфф;
- частотный диапазон — 30...200 кГц;
- коэффициент нелинейных искажений:
  - при сопротивлении нагрузки 32...600 Ом в частотном диапазоне 1...10 кГц и выходном сигнале 5 В эфф — не более 0,005 %;
  - при выходном напряжении 4 В эфф и сопротивлении нагрузки более 32 Ом — не более 0,003 %.

Входной сигнал через разделительный конденсатор C1 и регулятор громкости RP1 поступает на неинвертирующий вход DA1. Конденсатор лучше всего поставить неполярный пленочный. В качестве регулятора громкости следует применять резистор с экспоненциальной зависимостью (группа В) сопротивлением 10...47 кОм. При сопротивлении резистора RP1 порядка 100 кОм емкость конденсатора C1 может быть уменьшена до 0,1 мкФ. Далее сигнал поступает на ОУ DA1, его коэффициент усиления можно рассчитать по формуле Ку = R4/R1. Транзисторы VT1 и VT2 в диодном включении совместно с резисторами R2 и R3 задают режим выходного каскада. Возможна их замена обычными кремниевыми диодами, например КД521А, но это значительно увеличит КНИ.

Выходной каскад — обычный двухтактный эмиттерный повторитель и особенностей не имеет. Общая ООС подается через резистор R4 на инвертирующий вход DA1. Конденсатор C5 служит для ограничения полосы пропускания усилителя в области высоких частот и повышает устойчивость всего усилителя в целом. Дроссель L1 — бескаркасная катушка, намотанная на оправке диаметром 4 мм проводом ПЭВ-0,5. Число витков при этом некритично и лежит в пределах 6...15. Конденсаторы C3 и C4 желательно расположить в непосредственной близости от DA1, при длинных проводах от источника питания они помогут устранить самовозбуждение усилителя на высоких частотах.

Напряжение питания усилителя может лежать в пределах ±6...15 В. От него будет зависеть максимальный уровень выходного напряжения. При правильном монтаже и исправных деталях напряжение на выводе 1 DA1 и в точке соединения резисторов R5 и R6 относительно общего провода должно равняться нулю.

Александр Воробьев,
alex@hit.mldnet.com

Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах TinySwitch-II

В предыдущих номерах журнала были описаны микросхемы серии TOPSwitch-II и TOPSwitch-FX фирмы Power Integrations, приводился расчет источников питания на этих микросхемах и примеры устройств на них. В предлагаемой статье рассказано о микросхемах серии TinySwitch-II этой фирмы, предназначенных для построения относительно маломощных обратноходовых импульсных преобразователей напряжения.

Микросхемы серии TinySwitch-II по своим возможностям отличаются от описанных в [1, 2] не только меньшей мощностью, но и упрощенной схемой включения. В микросхемы введены усовершенствования, позволяющие повысить надежность работы преобразователей, уменьшить габариты применяемых трансформаторов и повысить КПД.

Особенности микросхем этой серии:

- «мягкий» запуск, уменьшающий перегрузки и облегчающий режим работы микросхемы и других элементов преобразователя;
- контроль снижения напряжения сети за допустимый уровень;
- встроенная модуляция частоты генерации, уменьшающая уровень помех;
- возможность работы без нагрузки;
- тепловая защита с гистерезисом по температуре при выключении и включении;
- упрощенная цепь обратной связи, не требующая дополнительной обмотки;
- малое собственное потребление.

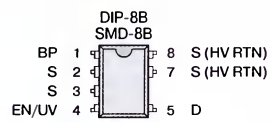


Рис. 1

Микросхемы серии TinySwitch-II выпускаются в корпусах двух типов — DIP-8 и SMD-8 (рис. 1). Для увеличения электрической прочности у корпусов использовано по семь выводов, вывод 6 исключен.

Выводы S и D, так же, как и у рассмотренных ранее микросхем, — это соответственно исток и сток мощного высоковольтного транзистора. Вывод EN/UV выполняет две функции — вход обратной связи цепи стабилизации выходного напряжения преобразователя и вход, блокирующий работу преобразователя при снижении входного напряжения по мере разрядки конденсатора фильтра после выключения. Вывод BP необходим для подключения внешнего сглаживающего конденсатора внутреннего стабилизатора постоянного напряжения.

Примерные значения максимальной мощности преобразователей напряжения на рассматриваемых микросхемах приведены в табл. 1 (суффикс P в обозначении соответствует корпусу DIP-8, G — SMD-8).

Структура микросхем TinySwitch-II в основном соответствует структуре, приведенной на рис. 4 [1], при необходимости ее можно найти в [3].

Рассмотрим особенности работы преобразователей на этих микросхемах.

При «мягком» запуске преобразователь выходит на номинальный режим примерно за 2 мс. В дальнейшем работа происходит аналогично описанному в [1, 2] — при отсутствии перегрузки замыкается цепь обратной связи, поддерживающая необходимое выходное напряжение, в противном случае преобразователь делает повторные попытки плавного запуска примерно один раз в секунду.

Цепи модуляции частоты генерации обеспечивают практически линейное изменение частоты во времени от нижней (типовое значение 128 кГц) до верхней (136 кГц) и обратно. Это уменьшает уровень помех, наводимых работающим преобразователем, примерно на 5...8 дБ.

Защита микросхемы от перегрева срабатывает при температуре кристалла около 135 °С, вновь микросхема включается при охлаждении кристалла примерно на 70 °С.

Для первичного ознакомления с работой обратноходовых источников питания на микросхемах серии TinySwitch-II фирма Power Integrations выпустила набор Design Acceleration Kit (DAK-14), в который входят готовый преобразователь 9 В, 330 мА; печатная плата для такого же преобразователя; по две микросхемы каждого типа в корпусе DIP-8; описание преобразователя и документация [3, 4].

Преобразователь рассчитан на входное напряжение переменного тока в диапазоне 85...265 В. Параметры преобразователя приведены в табл. 2, а принципиальная схема — на рис. 2.

Рассмотрим типовой вариант включения микросхем серии TinySwitch-II на примере этого преобразователя.

Резистор R1 ограничивает бросок тока при зарядке сглаживающих конденсаторов

Таблица 1

Микросхема	Максимальная выходная мощность, Вт, при напряжении сети, В			
	230±15 %		85...265	
	Адаптер	Свободная вентиляция	Адаптер	Свободная вентиляция
TOP264P TOP264G	5,5	9	4	6
TOP266P TOP266G	10	15	6	9,5
TOP267P TOP267G	13	19	8	12
TOP268P TOP268G	16	23	10	15

C1 и C2 входного выпрямителя на диодах VD1—VD4. Дроссель L1 снижает проникновение высокочастотных помех из сети в преобразователь и из преобразователя в сеть. Резистор R2 демпфирует колебательные процессы в контуре C1C2L1.

Цепь VD5R4C3 служит для подавления выбросов на индуктивности рассеяния

Таблица 2

Параметр	Мин.	Тип.	Максим.
Входное напряжение, В	85	115/230	265
Частота входного напряжения, Гц	47	50/60	63
Потребляемая мощность без нагрузки при напряжении сети 115 В			125
Потребляемая мощность без нагрузки при напряжении сети 220 В			250
Выходное напряжение, В	8,37	9	9,63
Пульсации выходного напряжения, мВ, от пика до пика	—	—	100
Выходной ток, А	0	—	0,33
Нестабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки от 0 до I_{MAX} и при изменении входного напряжения в полном диапазоне, %	–2	—	+2
Температура окружающей среды при свободной конвекции, °С	0		50
Коэффициент полезного действия, %	67	71	—

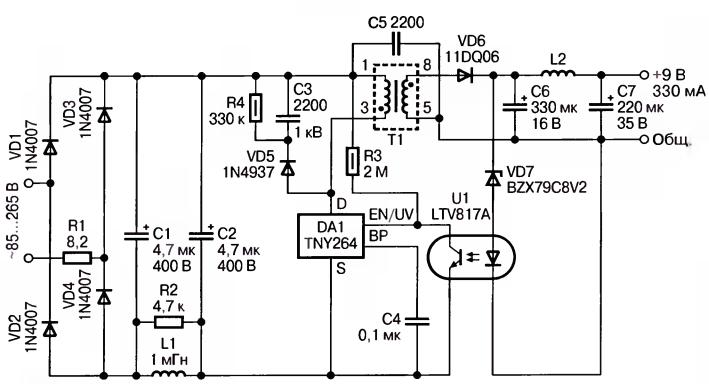


Рис. 2

первичной обмотки трансформатора T1 в моменты закрывания полевого транзистора микросхемы.

Цепь стабилизации выходного напряжения похожа на вариант схемы, приведенный в [1] на рис. 13, *в*, однако фототранзистор оптопары U1 включен между выводом EN/UV и истоком микросхемы. Резистор R3 необязателен, и о его назначении будет рассказано далее.

Существенным отличием микросхем серии TinySwitch–II от ранее рассмотренных является принцип стабилизации выходного напряжения. Если преобразователи на TOPSwitch–II и TOPSwitch–FX поддерживают выходное напряжение на заданном уровне за счет изменения коэффициента заполнения, то в преобразователях на TinySwitch–II в каждом такте импульс тока стока полевого транзистора прекращается при достижении током пороговой величины, а стабилизация выходного напряжения достигается пропуском тактов и (или) снижением порогового значения тока стока. В качестве примера на рис. 3—5 приведены графики, иллюстрирующие работу преобразователя при различной нагрузке. На этих рисунках V_{EN} — напряжение на входе EN/UV микросхемы, CLOCK — запускающие импульсы тактового генератора, D_{MAX} — импульсы генератора с максимально возможным коэффициентом заполнения 65 %, I_{DRAIN} — импульсы тока стока, V_{DRAIN} — форма импульсов на стоке микросхемы.

При нагрузке, близкой к максимальной, для поддержания необходимого выходного напряжения происходит пропуск отдельных тактов (рис. 3). При превышении выходным напряжением необходимой величины увеличивается ток через светодиод и фототранзистор оптрона U1, что уменьшает напряжение на выводе EN/UV микросхемы, в результате и производится пропуск тактов.

При небольшом снижении нагрузки относительно максимальной происходит пропуск большего числа тактов, а при дальнейшем уменьшении нагрузки — снижение порогового значения тока и пропуск большего числа тактов (рис. 4). При минимальной нагрузке производится дальнейшее снижение порогового значения тока (рис. 5). Уменьшение амплитуды импульсов тока снижает акустический шум трансформатора из–за магнитострикционного эффекта при снижении частоты импульсов до звукового диапазона.

При увеличении тока фототранзистора оптрона до 240 мкА (этот ток является вытекающим для вывода EN/UV микросхемы) происходит выключение преобразователя.

Назначение резистора R3 — обеспечить четкое включение и выключение источника при плавном повышении и понижении входного напряжения для исключения сбоев в работе устройств из–за «дребезга» выходного напряжения преобразователя.

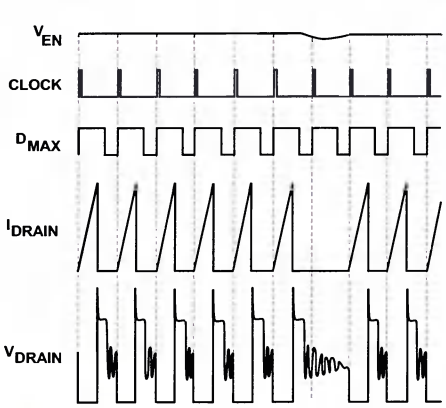
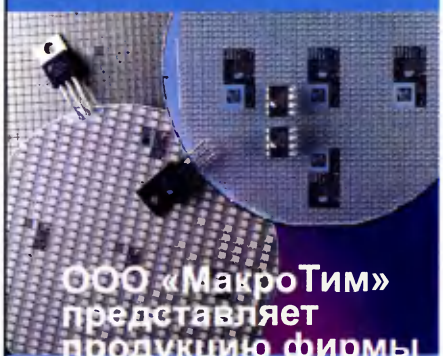


Рис. 3

POWER INTEGRATIONS, INC.



ООО «МакроТим» представляет продукцию фирмы Power Integrations

Power Integrations - ведущий поставщик недорогих однокристальных высоковольтных микросхем для вторичных импульсных источников электропитания.

Основные особенности микросхем:

- ограничение тока;
- защита ключа при снижении напряжения;
- защита от перенапряжения;
- EcoSmart-технология, позволяющая существенно уменьшить потребление энергии режиме работы на холостом ходу.

TinySwitch® - интегрированная на одном кристалле схема управления на основе ШИМ-контроллера и силовой полевой транзистор. Семейство рассчитано для источников мощностью до 23 Вт.

TOPSwitch® - интегрированная на одном кристалле схема управления на основе ШИМ-контроллера и силовой полевой транзистор. Семейство рассчитано для источников мощностью до 250 Вт.

Осуществляется техническая поддержка

МАКРО ТИМ

ООО"МАКРО ТИМ"
111141, Москва
Зеленый проспект, 2/19
Тел.:(095)306-0026/4721/4789
факс: (095)306-0283,
e-mail: pi@macroteam.ru
http://www.macroteam.ru

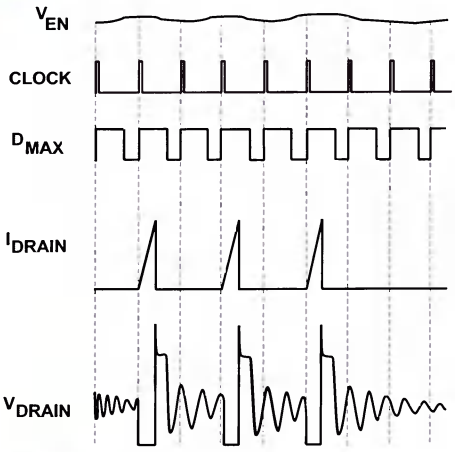


Рис. 4

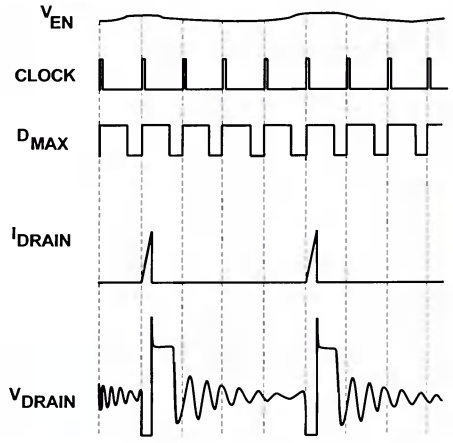


Рис. 5

При включении микросхема определяет, установлен ли этот резистор и в дальнейшем выключается, если ток через резистор (втекающий ток вывода EN/UV микросхемы) станет меньше 50 мкА. При сопротивлении резистора R3, равном 2 МОм, выключение преобразователя будет происходить при уменьшении напряжении на конденсаторе фильтра до уровня 100 В, а при 4 МОм — до 200 В.

Преобразователь собран на печатной плате размерами 30,5×51,5 мм, внешний вид его представлен на фотографии (рис. 6).

Трансформатор T1 намотан на Ш-образном ферритовом сердечнике EF12.6. В сердечник введен зазор, ширина которого обеспечивает значение A_L, равное 0,135 мкГн. Первичная обмотка 1–3 намотана в три слоя проводом диаметром 0,18 мм в двойной изоляции и содержит 96 витков. Вторичная обмотка 5–8 содержит 10 витков и намотана поверх предыдущей проводом диаметром 0,3 мм в тройной изоляции.

Индуктивность первичной обмотки составляет 1250 мкГн, индуктивность рассеяния, определенная как половина от индуктивности первичной обмотки при замкнутых остальных, — 25 мкГн.

Температурный режим преобразователя проиллюстрирован в табл. 3 и на термограмме рис. 7 [4]. На термограмме четко видны наиболее нагреваемые элементы преобразователя — микросхема DA1 (справа внизу), трансформатор T1 (немного выше середины платы), диод VD6 (слева вверху) и холодные оксидные конденсаторы (вверху и слева внизу).

Принципиальная схема еще одного преобразователя напряжения на микросхеме TinySwitch-II приведена на рис. 8 [3]. Его выходная мощность составляет 2,5 Вт, он предназначен для зарядки аккумуляторных батарей. Особенность преобразователя заключается в том, что он, как и зарядное устройство для автомобильных аккумуляторных ба-

Таблица 3

$U_{вх}$, В	$P_{вх}$, Вт	T, °C	Перегрев элементов преобразователя относительно окружающей среды, °C		
			DA1	T1	L1
85	4,08	25	34,9	26,9	9,5
115	4,01	25	32,1	26,0	8,9
230	4,16	25	39,9	28,3	9,5
265	4,27	25	47,5	31,7	1,02
85	4,16	50	34,7	21,8	9,8
265	4,35	50	46,2	27,7	10,0

Рис. 6

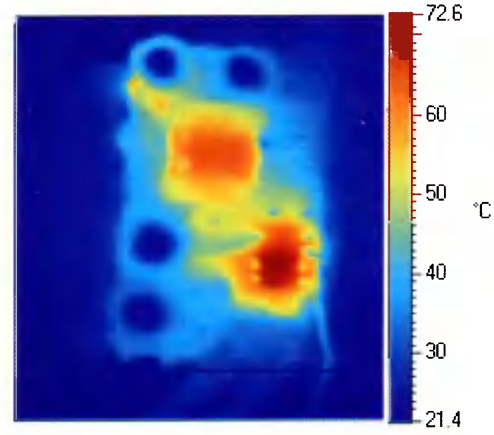


Рис. 7

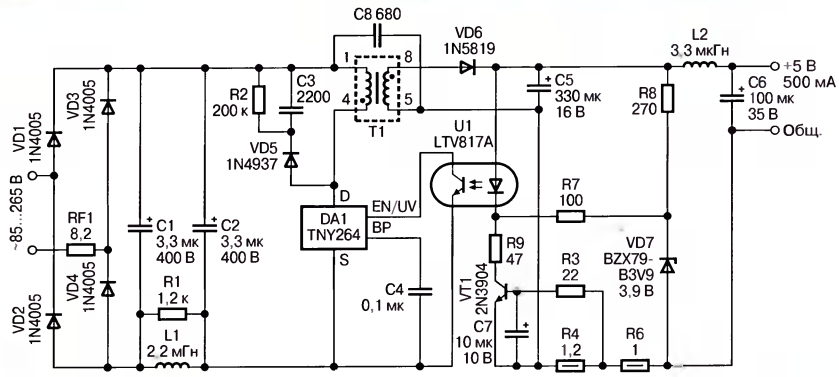


Рис. 8

Таблица 4

Параметр	Обозначение	Микросхема	Значение параметра		
			Мин.	Тип.	Макс.
Рабочая частота, кГц	f	—	124	132	140
Модуляция частоты, кГц	Δf	—		±4	
Максимальный коэффициент заполнения, %	D_{MAX}	—	62	65	68
Вытекающий ток выключения по выводу EN/UV, мкА	I_{DIS}	—	–300	–240	–170
Напряжение на выводе EN/UV при вытекающем токе 125 мкА, В	V_{EN}	—	0,4	1,0	1,5
Напряжение на выводе EN/UV при втекающем токе 25 мкА, В	V_{EN}	—	1,3	2,3	2,7
Пороговый втекающий ток выключения по выводу EN/UV, мкА	I_{LUV}	—	44	49	54
Ток ограничения, мА	I_{LIMIT}	TNY264	233	250	267
		TNY266	325	350	375
		TNY267	419	450	481
		TNY268	512	550	588
Порог выключения по температуре кристалла, °C	T_{OFF}	—	125	135	150
Гистерезис T_{OFF}, °C	—	—	—	70	
Сопротивление сток-исток во включенном состоянии, Ом	$R_{DS(ON)}$ T = 25 °C	TNY264	—	28	32
		TNY266	—	14	16
		TNY267	—	7,8	9
		TNY268	—	5,2	6
	$R_{DS(ON)}$ T = 100 °C	TNY264	—	42	48
		TNY266	—	21	24
		TNY267	—	11,7	13,5
		TNY268	—	7,8	9
Пробивное напряжение сток-исток, В		—	700	—	—
Время нарастания, нс	t_R	—	—	50	—
Время спада, нс	t_F	—	—	50	—

ARGUSSOFT
Департамент Микроэлектроники
Электронные Компоненты
официальный дистрибьютор фирм:

ANALOG DEVICES
ADuC814

Законченная система сбора данных на одном кристалле

ANALOG DEVICES освоил серийный выпуск уникальной микросхемы, совмещающей на одном кристалле 6-канальный 12-разрядный АЦП, два 12-разрядных ЦАП, источник опорного напряжения, датчик температуры окружающей среды, микроконтроллер 8051, FLASH-память и схемы мониторинга питания.

Основные характеристики :

- питание - 3В или 5В
- возможность питания от токовой петли 4-20 мА
- микроконтроллер - стандартный 8x51
- память программ - 8кбайт (FLASH)
- память данных - 640 байт (FLASH), ОЗУ - 256 байт
- 2 последовательных порта (UART+SPI)
- температурный диапазон : от -40°C до +125°C
- корпус TSSOP, 28 выводов

EVAL-ADuC814 — Стартер-Кит : плата, подключаемая к компьютеру; блок питания; программное обеспечение *(ассемблер, симулятор, загрузчик, отладчик, С-компилятор)*; полная документация; микросхемы ADuC814.

Наш [illegible]: 129085, М[illegible], Проспект Мира, 95
Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505
Факс: (095) 216-6642
E-mail: components@argussoft.ru

Офис в Санкт-Петербурге:
191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Гри[illegible]ова, 36
Тел.: (812) 314-3808, тел./факс: (812) 310-6234
E-mail: spb@argussoft.ru

Новый адрес в интернет : http://components.argussoft.ru

ATMEL
TRACO POWER
CLARE
SRC DEVICES
tyco Electronics
BRAUN Communication GmbH
HANTRONIX
Honeywell
muRata

www.platan.ru
ПЛАТАН
ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

ЦЕНТРОБЕЖНЫЕ ВЕНТИЛЯТОРЫ

- Рабочее напряжение 12, 24 В пост. тока, 220 В перем. тока
- Высокая производительность по сравнению с осевыми вентиляторами
- Низкий уровень шума
- Виброустойчивость
- Низкая мощность потребления
- Корпус из PBT термопластика
- Диапазон рабочих температур: -10°C...+75°C

International IOR Rectifier
EPCOS
MITSUBISHI ELECTRIC
intersil
Infineon technologies
MOTOROLA
BOURNS
Honeywell
muRata
AMP
CAYDON
DATA VISION
Kingbright

Сертификат ISO 9002:94 № РОСС RU. ИС46.К00014

Москва, ул. Ивана Франко, д. 2, стр. 2
Тел./факс: (095) 73-75-999
Почта: 121351, Москва, а/я 100
E-mail: platan@aha.ru

Инструментальные средства для микроконтроллеров

Phyton™

- Эмуляторы.
- Симуляторы.
- Контроллеры -конструкторы.
- Программаторы:
  EPROM, EEPROM, FLASH, PLD, MPU.
- Си-компиляторы и ассемблеры.
- Интегрированные среды разработки.

AVR
80C51
Xemics
Sensory
MCS-196
PICmicro

"ФИТОН"
127474, Москва,
Дмитровское шоссе д. 62/2
тел./факс: (095) 904-8631, 904-8652

phyton@phyton.ru
http://www.phyton.ru

тарей, описанное в [1], стабилизирует, в зависимости от степени заряженности аккумуляторной батареи, или ток, или напряжение.

Стабилизация выходного напряжения выполнена так, как это показано на рис. 13, *в*, [1]. Выходной ток стабилизирован примерно так же, как и в зарядном устройстве в [1]. Падение напряжения на резисторе R4 открывает транзистор VT1, что уменьшает выходное напряжение и поддерживает выходной ток на заданном уровне. Резистор R6 вместе с R4 обеспечивают достаточное для включения светодиода оптрона U1 напряжение при замыкании выхода преобразователя, а резисторы R7 и R9 в этом случае ограничивают прямой ток через стабилитрон VD7 и транзистор VT1.

Основные параметры микросхем TinySwitch–II приведены в табл. 4.

Отметим еще одну особенность микросхем этой серии. В основном режиме на внутренние узлы микросхемы питание поступает от вывода D через внутренний линейный стабилизатор напряжения 5,8 В. Выход стабилизатора соединен с выводом BP. К этому же выводу подключают внешний конденсатор емкостью 0,1 мкФ, от него производится питание в те моменты, когда мощный полевой транзистор включен. Средний потребляемый указанным стабилизатором напряжения ток составляет около 1 мА, это определяет потребляемую микросхемой от сети мощность около 250 мВт (при напряжении 220 В). Заметно снизить мощность в ждущем режиме (при отсутствии нагрузки) можно, обеспечив питание внутренних цепей от дополнительной обмотки трансформатора (рис. 9). В таком случае обмотку рассчитывают на напряжение 12...20 В, а резистор R4 — на ток через него порядка 0,6...1 мА. От этой обмотки могут питаться не требующие гальванической развязки от сети узлы устройства, в котором применяется преобразователь. Микросхема, обнаружив превышение напряжения на выводе BP уровня 5,8 В, отключает внутренний линейный стабилизатор. Стабилизация напряжения на выводе BP осуществляется параллельным стабилизатором на 6,3 В, подключенным к этому выводу. Такой прием уменьшает потребление мощности в ждущем режиме до 50 мВт.

Порядок расчета преобразователей на микросхемах серии TinySwitch–II аналогичен расчету преобразователей, использующих TOPSwitch–FX [1, 2]. Суммарное напряжение на нагрузке и диоде выпрямителя вторичной цепи, приведенное к первичной обмотке (U_{OR}), как и для рассмотренных ранее микросхем, должно составлять 135 В, демпфирующий стабилитрон или демпфирующая цепь должны рассчитываться на 200 В, как это описано в [2]. Значение K_{RP} (отношение приращения тока первичной обмотки I_R к пиковому значению тока через нее I_P) для наиболее тяжелого режима работы должно быть равно 1.

Микросхема для преобразователя выбирается по рассчитанному пиковому значению тока I_P, минимальное значение тока I_{LIMIT} должно быть не менее I_P.

Более подробные сведения о параметрах и свойствах микросхем TinySwitch–II можно найти на сайте фирмы Power Integrations <www.powerint.com>.

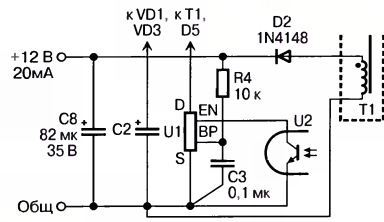


Рис. 9

Сергей Бирюков,
editor@dian.ru

Литература:

1. С. Бирюков. Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах серии TOP22x. — Схемотехника, 2002, № 7, с. 6—10, № 8, с. 7—9, № 9 с. 7, 8.

2. С. Бирюков. Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах TOPSwitch–FX. — Схемотехника, 2002, № 10, с. 14—17, № 11, с. 9—11.

3. TNY264/266–268. TinySwitch–II Family. Enhanced, Energy Efficient, Low Power Off–line Switcher. <www.powerint.com>.

4. Engineering Prototype Report — 3 W Universal Input TinySwitch–II TNY264 Power Supply. <www.powerint.com>.

DSPA-2003

Москва
12 – 14 марта 2003 г.

5-я Международная Конференция и Выставка
Цифровая Обработка Сигналов и ее Применение
Digital Signal Processing and its Applications

Тематика выставки
- новые компоненты различных производителей для цифровой обработки сигналов
- отечественные и зарубежные изделия на базе DSP
- новые технические и алгоритмические решения в области цифровой обработки сигналов
- новые области применения приборов на базе DSP

AUTEX Ltd.
Тел.: (095) 334-7741, 334-9151
Факс: (095) 234-9991, 334-8729
e-mail: info@autex.ru http://www.autex.ru

Подробная информация:
www.autex.ru

Тематика конференции
- теория сигналов и систем
- теория и методы цифровой обработки сигналов (ЦОС)
- цифровая обработка и передача многомерных сигналов
- цифровая обработка речевых и звуковых сигналов
- цифровая обработка изображений
- ЦОС в системах телекоммуникаций
- ЦОС в радиотехнических системах
- ЦОС в системах управления
- цифровая обработка измерительной информации
- нейрокомпьютерная обработка сигналов и изображений
- цифровое телерадиовещание
- защита информации и ЦОС
- проектирование и техническая реализация систем ЦОС
- проблемы подготовки специалистов в области ЦОС

РНТОРЭС им. А. С. Попова
Тел.: (095) 921-0610, 921-7108
Тел./факс: (095) 921-1639
e-mail: nto.popov@mtu-net.ru
http://www.rntores.ru

Импульсные стабилизаторы на микросхеме TL494

Увеличение КПД источников вторичного питания (ИВП), повышение удельной мощности — проблемы всегда актуальные и, наверное, вечные. Автор рассматривает возможности построения различных вариантов импульсных стабилизаторов напряжения на специализированной микросхеме.

В импульсных стабилизаторах напряжения ключевой элемент (транзистор) работает в режиме переключения. В этом режиме рабочая точка транзистора большую часть времени находится в области насыщения или отсечки, а зону активной области проходит с высокой скоростью только в моменты переключения. Значение средней за период коммутации мощности, рассеиваемой на ключевом элементе, намного меньше, чем при его работе в непрерывном режиме. Поэтому импульсные стабилизаторы напряжения по сравнению с непрерывными имеют более высокий КПД. Структурная схема импульсного понижающего стабилизатора приведена на рис. 1.

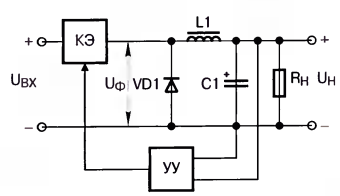


Рис. 1

В импульсном стабилизаторе ключевой элемент КЭ преобразует входное постоянное напряжение $U_{вх}$ в серию последовательных импульсов определенной длительности и частоты, а сглаживающий фильтр (диод VD1, дроссель L1, конденсатор C1) превращает их в выходное постоянное напряжение. С помощью обратной связи узел управления УУ управляет ключевым элементом таким образом, что в итоге позволяет получить заданную стабильность выходного напряжения $U_н$.

Узлы управления в импульсных стабилизаторах различаются в зависимости от способа стабилизации выходного напряжения. Сами же устройства в зависимости от способа стабилизации могут быть отнесены к следующим системам регулирования: релейная система регулирования (РСР), частотно-импульсная модуляция (ЧИМ), широтно-импульсная модуляция (ШИМ).

В релейной системе регулирования (рис. 2, *а*) переключение КЭ на входе сглаживающего фильтра происходит в моменты пересечения напряжением $U_н$ двух пороговых уровней: нижнего U2 при включении КЭ и верхнего U1 при его выключении.

В стабилизаторах с ЧИМ (рис. 2, *б*) длительность импульсов $U_ф$ не изменяется, а их частота уменьшается при превышении выходным напряжением заданного значения.

В стабилизаторах с ШИМ (рис. 2, *в*) частота импульсов $U_ф$ стабильна, а их длительность уменьшается с увеличением выходного напряжения $U_н$.

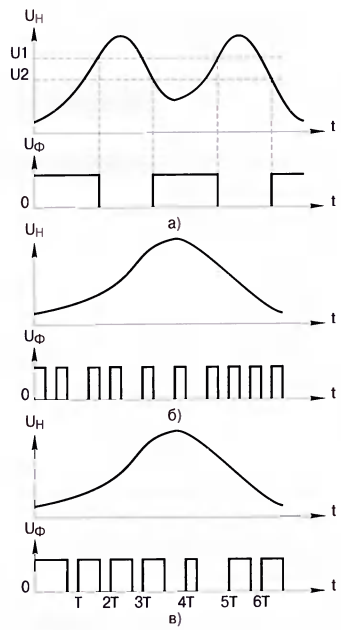


Рис. 2

Импульсные стабилизаторы с ШИМ по сравнению со стабилизаторами других типов обладают следующими преимуществами:

- частота преобразования может быть выбрана оптимально (с точки зрения КПД), она определяется внутренним генератором узла управления и не зависит от каких-либо других факторов;
- частота пульсаций на нагрузке является величиной постоянной, что очень важно в некоторых конкретных случаях;
- возможна синхронизация частоты преобразования неограниченного числа стабилизаторов напряжения, что исключает опасность возникновения биений при питании нескольких стабилизаторов от общего первичного источника постоянного тока.

К недостаткам схемы с ШИМ можно отнести сравнительно сложную схему узла управления. Основные функциональные узлы схемы управления с ШИМ: источник опорного напряжения, задающий генератор, усилитель ошибки (один или несколько), ШИМ-компаратор, выходные усилители. Современные специализированные микросхемы позволяют значительно упростить импульсные ИВП.

В настоящее время на рынке широко представлены микросхемы (отечественные и импортные), которые реализуют различный набор функций ШИМ-управления для конкретных задач. Хорошо себя зарекомендовали ШИМ-контроллеры серии TL494 (отечественный аналог КР1114ЕУ4). Их подробное описание приведено в [1]. Данные микросхемы обеспечивают расширенные возможности при разработке ИВП и реализуют полный набор функций ШИМ-управления. Микросхема осуществляет формирование опорного напряжения, усиление сигнала ошибки, формирование пилообразного напряжения, ШИМ-модуляцию, формирование двухтактного выхода, защиту от сквозных токов и перегрузок, внешнюю синхронизацию, широкий диапазон регулировки, обеспечивает мягкий запуск и возможность внешнего включения. Ниже приведены основные технические характеристики и предельно допустимые режимы эксплуатации этой микросхемы:

- напряжение питания Ucc — 7...40 В;
- напряжение на коллекторах закрытых ключевых транзисторов — не более 40 В;
- ток выходных ключевых транзисторов — 250 мА;
- опорное напряжение — 5 В±5 %;
- общая мощность рассеивания в непрерывном режиме (корпус DIP-16, T_a<25 °С) —не более 1000 мВт;
- рабочий диапазон температур окружающей среды:
  с суффиксом L — от –25 ... +85 °С;
  с суффиксом С — от 0 ... +70 °С;
- ток через вывод обратной связи — не более 0,3 мА;
- емкость времязадающего конденсатора Ст — 0,047...10000 нФ;
- сопротивление времязадающего резистора — 1,8...500 кОм;
- частота генератора — 1...300 кГц;
- ток потребления микросхемы — не более 20 мА;
- фронт импульса выходного тока — не более 200 нс;
- спад импульса выходного тока — не более 100 нс.

Кроме того, независимые выходные формирователи микросхемы на транзисторах обеспечивают возможность работы выходного каскада по схеме с общим эмиттером или по схеме эмиттерного повторителя.

Принципиальная схема импульсного понижающего стабилизатора или импульсного последовательного стабилизатора (далее — стабилизатора) приведена на рис. 3.

В предлагаемом стабилизаторе максимальное входное напряжение составляет 30 В, оно ограничено максимально допустимым напряжением сток-исток p-канального полевого транзистора VT1 RFP60P03 фирмы Mitsubishi Electric. Резистор R3 и конденсатор C6 задают частоту внутреннего генератора пилообразного напряжения, она определяется по формуле:

$$f = 1{,}1/R3 \cdot C6.$$

С источника опорного напряжения (вывод 14) через резистивный делитель R6, R7 на инвертирующий вход усилителя ошибки № 1 (вывод 2) подается часть образцового напряжения. Сигнал обратной связи через делитель R8, R9 подают на неинвертирующий вход усилителя ошибки (вывод 1) микросхемы. Выходное напря-

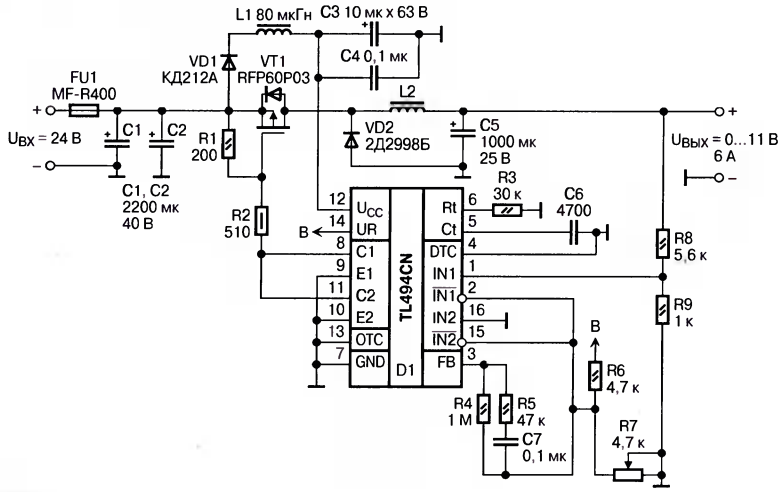


Рис. 3

жение регулируется резистором R7. Резистор R5 и конденсатор C7 осуществляют частотную коррекцию усилителя ошибки.

Следует отметить, что независимые выходные формирователи микросхемы обеспечивают работу выходного каскада как в двухтактном, так и в однотактном режимах. В стабилизаторе выходной формирователь микросхемы включен в однотактном режиме. Для этого вывод 13 соединен с общим проводом. Два выходных транзистора (коллекторы — выводы 8, 11; соответственно эмиттеры — выводы 9, 10) включены по схеме с общим эмиттером и работают параллельно. При этом выходная частота равна частоте генератора. Выходной каскад микросхемы через резистивный делитель R1, R2 управляет ключевым элементом КЭ стабилизатора — полевым транзистором VT1. В цепи питания микросхемы (вывод 12) для подавления различных высокочастотных помех и более устойчивой работы стабилизатора в целом включен LC-фильтр на элементах L1, C3, C4. Как видно из принципиальной схемы стабилизатора, при применении микросхемы TL494 требуется сравнительное небольшое число внешних элементов.

Для защиты стабилизатора от перегрузки по току применен самовосстанавливающийся предохранитель FU1 MF-R400 фирмы Bourns. Принцип работы подобных предохранителей основан на свойстве резко увеличивать свое сопротивление при превышении определенного порогового значения тока или температуры окружающей среды и автоматически восстанавливать свои свойства при устранения этих причин. Ниже приведены технические характеристики вышеуказанного предохранителя:

- максимальное рабочее напряжение — 30 В;
- максимальный ток, который не приводит к изменению параметров предохранителя — 4 А;
- ток, который приводит к скачку сопротивления — 8 А;
- диапазон рабочей температуры — от –40 до +85 °С.

Уменьшить коммутационные потери и повысить КПД стабилизатора удалось благодаря использованию диода Шоттки (VD2) КД2998Б с параметрами:

- постоянное прямое напряжение — 0,54 В;
- средний прямой ток — 30 А;
- диапазон частот без снижения электрических параметров — 10...200 кГц;
- импульсное обратное напряжение — 30 В.

Основные технические характеристики понижающего стабилизатора

Входное напряжение — 24 В

Выходное напряжение — 0...11 В

Максимальный ток нагрузки — 6 А

Амплитуда пульсаций выходного напряжения — не более 100 мВ

Нестабильность выходного при изменении тока нагрузки и температуры окружающей среды — не более 1 %

Среднее значение КПД при максимальном токе нагрузки во всем интервале выходного напряжения — порядка 90 %

Частота преобразования — 15 кГц

Диапазон рабочей температуры — от –25 до +85 °С

Экспериментально было установлено, что стабилизатор имеет максимальный КПД (≈ 90 %) на частоте 12 кГц, но при выходной мощности порядка 40 Вт наблюдается едва заметный свист. Свист пропадает, если увеличить частоту преобразования до 20 кГц (при снижении КПД на 2...3 %). КПД при выходной мощности до 10 Вт (Uвых = 10 В) достигает 93 %.

Дроссель L2 намотан на двух сложенных вместе кольцевых магнитопроводах МП-140 К24×13×6,5 и содержит 45 витков провода ПЭТВ-2 диаметром 1,1 мм, уложенных равномерно в два слоя по всему периметру кольца. Между слоями следует проложить два слоя лакоткани ЛШМС-105-0,06 ГОСТ 2214-78. Индуктивность дросселя — 220 мкГн. Резисторы — С2-33Н. Конденсаторы С1, С2, С3, С5 — К50-35, С4, С6, С7 — К10-17. Переменные резисторы — СП5-3 или СП5-2ВА. Микросхему TL494CN можно заменить на TL494LN или КР1114ЕУ4. Дроссель L1 — ДМ-0,1 индуктивностью 80 мкГн. Самовосстанавливающийся предохранитель серии MF-R можно подобрать для каждого конкретного случая. Диод VD2 можно заменить любым другим диодом Шоттки с параметрами не хуже вышеуказанных, например 20TQ045.

В стабилизаторе узел защиты от перегрузки по току можно выполнить по-другому. В TL494 есть усилитель ошибки № 2 (инвертирующий вход/выход 15, неинвертирующий вход/выход 16). Выходы обоих усилителей ошибки имеют активный высокий уровень и объединены по ИЛИ на неинвертирующем входе ШИМ-компаратора. В такой конфигурации усилитель, требующий минимального времени для включения выхода, является доминирующим в петле усиления.

Фрагмент схемы стабилизатора с узлом защиты от перегрузки по току приведен на рис. 4

Параллельные резисторы R12—R14, выполняющие роль датчика тока, включены последовательно с нагрузкой. Напряжение с датчика тока подается на неинвертирующий вход (вывод 16) усилителя ошибки № 2. Пороговое значение тока (напряжение на инвертирующем входе усилителя, вывод 15) в нагрузке задается делителем R10, R11. Как только ток в

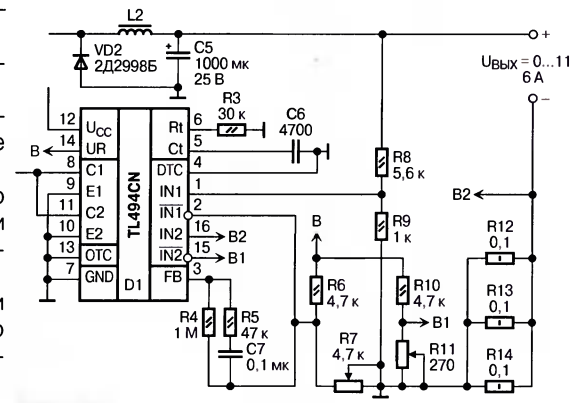


Рис. 4

нагрузке превысит установленное пороговое значение и усилитель ошибки № 2 микросхемы будет доминирующим в петле управления, стабилизатор начнет работать в режиме стабилизации тока. Если ток нагрузки будет меньше порогового значения, стабилизатор вновь перейдет в режим стабилизации напряжения. Для уменьшения потерь мощности датчик тока выполнен с минимальным сопротивлением 0,03 Ом: при максимальном токе нагрузке 6 А рассеиваемая мощность на датчике составляет всего 1,08 Вт. Резисторы R12...R14 — типа С5-16МВ 1 Вт, 0,1 Ом ± 1 %. Резистор R11 — СП5-3 или СП5-2ВА. При необходимости для уменьшения потерь можно еще уменьшить сопротивление датчика тока.

Стабилизатор выполнен на плате с размерами 55×55 мм. При монтаже целесообразно разделить общий провод силовой части стабилизатора и общий провод микросхемы и соединить их у выхода стабилизатора, а также минимизировать длину проводников (особенно силовой части).

Транзистор устанавливают на радиатор с площадью эффективной поверхности не менее 110 см². В налаживании стабилизатор при правильном монтаже не нуждается. В стабилизаторе с узлом защиты от перегрузки по току (рис. 4) необходимо выставить напряжение на выводе 15 микросхемы, которое вычисляется по формуле:

$$U_{15} = I \cdot R,$$

где I — максимальный ток нагрузки; R — сопротивление датчика тока.

Вначале без нагрузки резистором R11 необходимо выставить требуемое напряжение U для максимального тока нагрузки (для тока $I_{пор}$ = 8 А, U ≈ 0,24 В). Первое включение лучше сделать при нагрузке 0,2...0,4 А. Затем медленно увеличить выходное напряжение до максимального значения и далее, увеличивая ток нагрузки, проверить переход стабилизатора в режим стабилизации тока.

Вместо транзистора RFP60P03 можно применить более дешевый RFP10P03, но применение более дешевой элементной базы может привести к ухудшению технических характеристик стабилизатора.

В некоторых случаях необходимо, чтобы выходное напряжение стабилизатора было выше входного. На рис. 5 приведена структурная схема импульсного параллельного стабилизатора повышающего типа.

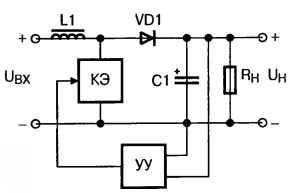


Рис. 5

В данном импульсном стабилизаторе при открытом ключевом элементе КЭ ток от источника $U_{вх}$ протекает через дроссель L1, запасая в нем энергию. Диод VD1 при этом при этом закрыт. Ток в нагрузку в этот промежуток времени поступает только от конденсатора C1. В следующий момент, когда КЭ закрывается, энергия дросселя L1 отдается в нагрузку. При этом выходное напряжение будет больше входного. В отличие от понижающего стабилизатора (рис. 1) здесь дроссель не является элементом фильтра, а выходное напряжение становится больше входного на величину, которая определяется индуктивностью дросселя L1 и скважностью работы ключевого элемента КЭ. Принципиальная схема импульсного повышающего стабилизатора приведена на рис. 6.

В этом стабилизаторе применены, в основном, те же радиоэлементы, что и в ранее рассмотренном.

Основные технические характеристики повышающего стабилизатора

Входное напряжение — 24 В

Выходное напряжение — 26,5...50 В

Максимальный ток нагрузки (при $U_{вых}$ = 50 В) — 1,4 А

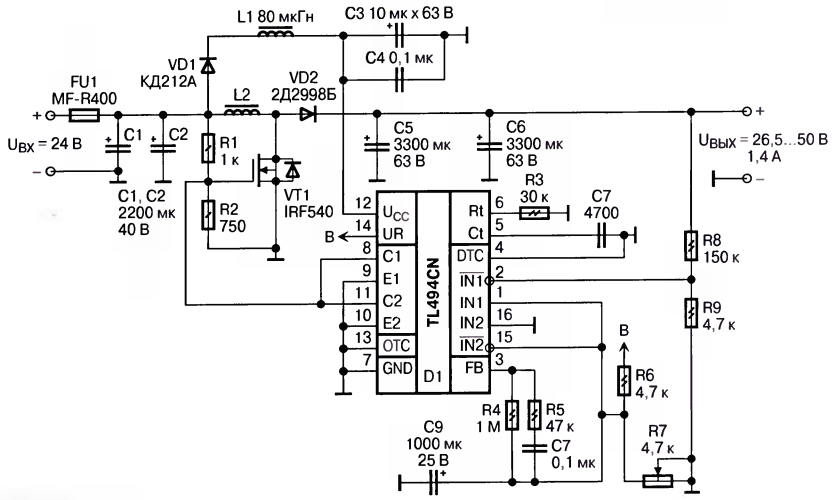


Рис. 6

Амплитуда пульсаций выходного напряжения — не более 200 мВ

Нестабильность выходного при изменении тока нагрузки и температуры окружающей среды — 1,5 %

Среднее значение КПД при максимальном токе нагрузки во всем интервале выходного напряжения — порядка 92 %

Частота преобразования — 15 кГц

Диапазон рабочей температуры — от –25 до +85 °С

Амплитуда пульсаций выходного напряжения стабилизатора при максимальной нагрузке — порядка 200 мВ. Уменьшить пульсации можно, увеличив емкость выходного фильтра. Для более «мягкого» запуска между общим проводом и неинвертирующим входом усилителя ошибки № 1 (вывод 1) включен конденсатор C9. Для защиты стабилизатора от перегрузки по току можно применить функциональный узел, приведенный на рис. 4.

Дроссель L2 такой же, как и в схеме понижающего стабилизатора. VT1 — n-канальный полевой транзистор IRF540 с параметрами: $U_{си}$ = 100 В, $I_{си}$ = 28 А, $R_{си}$ = = 0,077 Ом (максимальные значения). Резисторы — С2-33Н. Конденсаторы C1, C2, C3, C5, C6, C9 — К50-35; C4, C7, C8 — К10-17. Переменные резисторы — СП5-3 или СП5-2ВА. Транзистор VT1 следует установить на радиатор с площадью эффективной поверхности не менее 100 см². Можно применить более дешевый n-канальный полевой транзистор, конечно, с некоторым ухудшением технических характеристик стабилизатора.

Первое включение лучше сделать при небольшой нагрузке 0,1...0,2 А и минимальном выходном напряжении, затем медленно увеличивать выходное напряжение и ток нагрузки до максимальных значений.

Если повышающий и понижающий стабилизаторы будут работать от одного источника напряжения, то их частоту преобразования можно засинхронизировать. В [1] приведена схема синхронизации двух микросхем TL494. Для этого в ведомом стабилизаторе нужно удалить времязадающие резистор и конденсатор и замкнуть выводы 6 и 14 микросхемы, а выводы 5 микросхем обоих стабилизаторов соединить между собой.

В стабилизаторе повышающего типа дроссель L2 не участвует в сглаживании пульсации выходного постоянного напряжения. В стабилизаторах повышающего типа для качественной фильтрации выходного постоянного напряжения необходимо применять выходные фильтры с достаточно большими значениями L или C. Это приводит к увеличению массы и габаритов фильтра и устройства в целом. Поэтому удельная мощность понижающего стабилизатора больше, чем повышающего.

Импульсный инвертирующий стабилизатор выполнен по структурной схеме, приведенной на рис. 7.

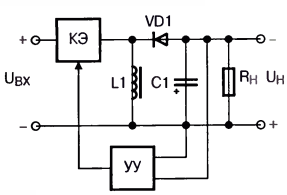


Рис. 7

Также, как и в повышающем стабилизаторе, дроссель при открытом КЭ накапливает энергию, а при закрытом — отдает ее в нагрузку, однако за счет другого порядка соединения элементов стабилизатор обладает свойством инвертирования полярности выходного напряжения относительно входного напряжения.

Принципиальная схема импульсного инвертирующего стабилизатора приведена на рис. 8.

В инвертирующем стабилизаторе использованы, в основном, те же электронные компоненты, что и в ранее описанных.

Основные технические характеристики инвертирующего стабилизатора

Входное напряжение — 24 В

Выходное напряжение — 11 В

Максимальный ток нагрузки — 4,5 А

Амплитуда пульсаций выходного напряжения — не более 150 мВ

Нестабильность выходного при изменении тока нагрузки и температуры окружающей среды — 1,5 %

Среднее значение КПД при максимальном токе нагрузки во всем интервале выходного напряжения — 80 %

Частота преобразования — 15 кГц

Диапазон рабочей температуры — от –25 до +85 °С

Для того, чтобы исключить бросок входного тока, особенно при работе на большую нагрузку, в стабилизаторе реализован «мягкий» запуск за счет введения R3 и C5.

Транзистор VT1 следует установить на радиатор с площадью эффективной поверхности не менее 140 см². Диод VD2 также устанавливается на радиатор с площадью эффективной поверхности не менее 10 см².

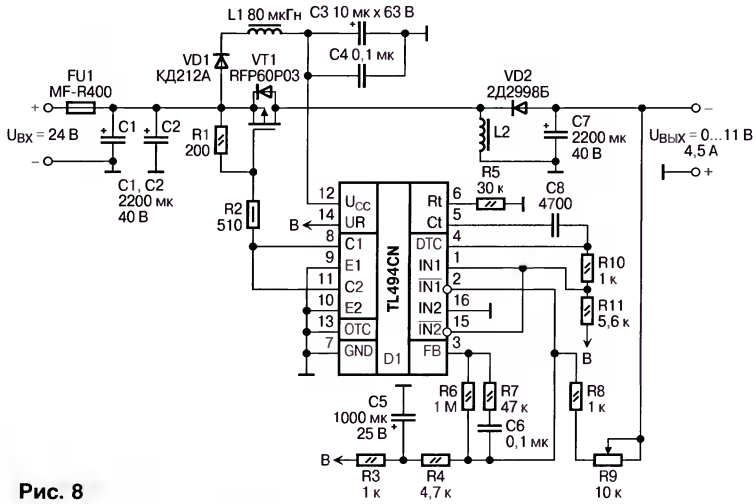


Рис. 8

Входное напряжение стабилизаторов можно уменьшить или увеличить, если учесть все вышеизложенные требования к каждому стабилизатору, но при этом так нужно перерассчитать делитель R1, R2, чтобы ток делителя и напряжение исток–затвор транзистора VT1 не изменились.

Сергей Шишкин,
efrol@yandex.ru

Литература

1. Интегральные микросхемы: Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. — М. Додека, 1997.

2. А. В. Нефедов. Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги. Справочник. Том 8. — М.: ИП РадиоСофт. 1999.

3. Г. С. Найвельт, К. Б. Мазель, Ч. И. Хусаинов и др. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Справочник. Под ред. Г. С. Найвельта. — М. : Радио и связь, 1985.

4. А. Миронов. Диоды Шоттки. — Радио, 2001, № 4, с. 47—50.

Устройство для разрядки аккумуляторов

При эксплуатации аккумуляторов для сохранения их емкости время от времени требуется полностью их разряжать, при этом переразрядка недопустима. Автор предлагает простое устройство для этой цели.

Появление микросхем серии КР1171СП [1] дает возможность изготовить простое устройство, позволяющее автоматизировать прекращение разрядки при достижении необходимого напряжения на аккумуляторе. Пример схемы разрядного устройства для аккумуляторной батареи из 11 аккумуляторов емкостью 1,8 А·ч приведен на рис. 1. При напряжении на аккумуляторе более 11 В выходной транзистор микросхемы DA1 закрыт, ключ на полевом транзисторе VT1 открывается, и происходит разрядка через резистор R3.

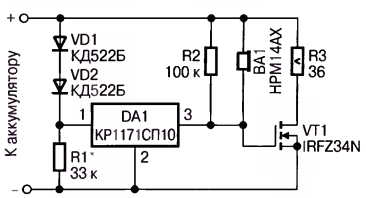


Рис. 1

Когда напряжение на аккумуляторной батарее снизится до 11 В, транзистор микросхемы откроется, ключ VT1 закроется и разрядка прекратится. На звукоизлучатель со встроенным генератором BA1 с батареи поступит напряжение, и прозвучит сигнал, индицирующий окончание разрядки.

Следует иметь в виду, что после прекращения разрядки напряжение на аккумуляторной батарее возрастает, вновь начинается разрядка и т. д., в результате сигнал получается прерывистым.

Серия микросхем КР1171СП выпускается на фиксированный ряд напряжений, и он плохо согласуется с напряжением аккумуляторных батарей [2]. В данном случае для получения порога срабатывания 11 В использована микросхема КР1171СП10 на 10 В. Для повышения напряжения срабатывания последовательно со входом включены два кремниевых диода VD1 и VD2. Точную установку напряжения можно произвести подбором сопротивления резистора R1 за счет регулировки тока через диоды.

Звукоизлучатель в устройстве не обязателен, индикацию режима работы устройства можно обеспечить и светодиодом. Его можно включить последовательно с резистором R2, соответственно уменьшив его сопротивление, и он начнет светиться после прекращения разрядки. Если же светодиод включить вместе с ограничительным резистором параллельно R3, то после окончания разрядки он погаснет.

Полевой транзистор выбирается на необходимый рабочий ток, можно установить практически любой мощный. В принципе возможно применение и биполярного транзистора, лучше составного, например серии КТ972. В этом случае следует внимательно подойти к выбору сопротивления резистора R2, обеспечивающего необходимый ток базы транзистора.

Ток аккумуляторной батареи по мере ее разрядки уменьшается, что не позволяет точно определить ее емкость. Если же это важно, то резистор R3 можно заменить простейшим генератором тока на микросхеме КР142ЕН12А (рис. 2). Сопротивление резистора R1 этого генератора рассчитывают по формуле:

$$R1 = 1{,}25/I_{РАЗР},$$

где 1,25 — напряжение стабилизации микросхемы DA1 в вольтах, $I_{РАЗР}$ — необходимый разрядный ток.

Микросхема КР142ЕН12А должна быть установлена на соответствующий теплоотвод.

Через такой же стабилизатор тока можно производить и зарядку аккумуляторных батарей постоянным током.

Предлагаемое устройство может использоваться для исключения глубокого разряда аккумуляторных батарей в приборах с автономным питанием. В этом случае потребитель энергии включают вместо резистора R3, а звукоизлучатель BA1 исключают. Теперь не страшно забыть выключить радиоприемник и испортить аккумуляторную батарею — когда она разрядится, приемник автоматически выключится. Если устройство собрать на микросхеме КР1171СП20, его можно встроить в радиоприемник или плеер с питанием от двух аккумуляторов. При этом важно подобрать транзистор, который бы надежно включался от напряжения 2 В.

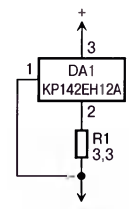


Рис. 2

Петр Алешин,
editor@dian.ru

Литература:

1. Микросхемы для линейных источников питания и их применение — М.: Додэка, 1998.

2. С. Малахов. Индикатор разряда аккумуляторной батареи. — Схемотехника, 2002, № 7, с. 50, 51.

Регулятор мощности переменного тока на тринисторах Т123-250

Фазовый регулятор мощности, о котором пойдет речь в этой статье, выполнен на специализированной микросхеме и двух сильноточных тринисторах и способен управлять нагрузкой мощностью от единиц Вт до нескольких кВт, а при необходимости и соответствующем конструктивном исполнении — до 45...50 кВт.

И промышленностью, и радиолюбителями создано уже немало конструкций устройств силовой электроники на тринисторах и симисторах для работы в цепях переменного тока напряжения 220 В, которые позволяют управлять мощностью, подаваемой на лампы накаливания, электронагревательные установки, коллекторные электродвигатели и др. Диапазон мощностей, в котором устойчиво и надежно работает большинство подобных устройств, обычно находится в интервале 40...1000 Вт. Это хоть и удовлетворяет большинству применений, но все же в некоторых случаях может оказаться недостаточным. К тому же, многие из таких регуляторов обычно имеют небольшой запас при перегрузке как по току, так и по напряжению питания. Промышленные регуляторы, работающие в широком диапазоне мощностей и тока нагрузки, которые могли бы удовлетворить большую часть пользователей, дороги и не всем доступны.

Принципиальная схема простого регулятора мощности, предназначенного для работы в цепи переменного тока 220 В, который может удовлетворить самым широким запросам, приведена на рис. 1. Его основу составляет узел на микросхеме фазового регулятора мощности КР1182ПМ1 [1, 2]. Так как эта микросхема способна работать с нагрузкой мощностью только до 150 Вт, для увеличения нагрузочной способности регулятора установлен узел на двух сильноточных тринисторах VS1, VS2 типа Т123-250, работающих при напряжении до 400...1200 В и допускающих постоянный ток в открытом состоянии до 250 А, а импульсный ток — до 4500 А.

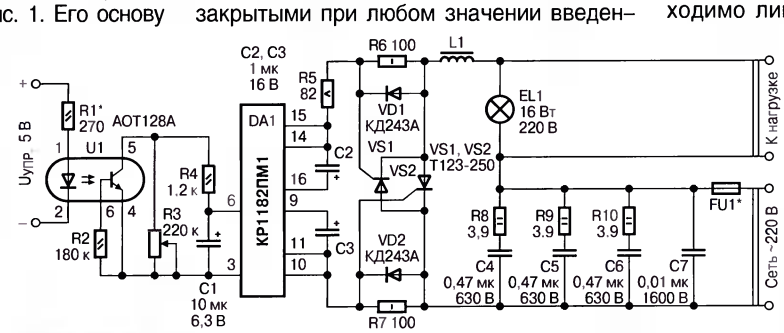


Рис. 1

Уровень подаваемой на нагрузку мощности регулируется переменным резистором R3 — чем меньше его сопротивление, тем меньшая мощность подается на нагрузку. С помощью транзисторного оптрона U1 можно управлять микросхемой от внешнего устройства. Управление может быть от аналогового узла (силой тока, протекающего через светодиод оптрона) и от цифрового (предпочтительнее использовать импульсы с ШИМ). Кроме того, узел на оптроне можно использовать в системе аварийного отключения питания нагрузки, например, при перегреве тринисторов или значительных отклонениях сетевого напряжения питания от номинального.

Резистор R5 ограничивает импульсный ток через транзисторные аналоги тринисторов микросхемы и управляющие электроды тринисторов VS1, VS2 до безопасного уровня. Сетевой фильтр на элементах R8—R10, C4—C7 уменьшает уровень помех как излучаемых в сеть, так и приходящих со стороны сети, которые могут дестабилизировать работу устройства. Ослабляет уровень помех и сильноточный дроссель L1. Индикаторная лампа накаливания EL1 светится с яркостью, соответствующей эффективному значению подаваемого на нагрузку напряжения. Для увеличения срока службы лампы на 220 В 8...25 Вт последовательно с ней можно включить токоограничительный резистор С5-37 сопротивлением 150 Ом и мощностью 10 Вт. При работе с нагрузкой, имеющей большую индуктивность, например, однофазным сварочным трансформатором, для устойчивой работы устройства на месте EL1 рекомендуется установить лампу на 60...100 Вт. При суммарной мощности нагрузки менее 25...40 Вт оба тринистора указанного на схеме типа остаются закрытыми при любом значении введенного сопротивления резистора R3, а управление нагрузкой осуществляет микросхема DA1.

Переменный резистор можно установить типа СП3-33а, СП3-4, СП-35. Резистор R5 обязательно должен быть проволочным сопротивлением 56...100 Ом, например, типа С5-37 мощностью 5...10 Вт или ПЭВ-10. Остальные резисторы — МЛТ, С2-23, С2-33Н. Конденсаторы С1—С3 могут быть как оксидные, так и пленочные, например, К50-35, К50-51, К53-30, К73-17. Диоды VD1, VD2 подойдут любые из серий КД243, КД226, КД247, 1N4001—1N4007. Оптрон можно заменить на 4N35, имеющий одинаковую с АОТ128А цоколевку, но гораздо большее допустимое напряжение гальванической развязки.

Дроссель L1 можно намотать на двух склеенных вместе ферритовых сердечниках от выходных строчных телевизионных трансформаторов ТВС110-Л6, предварительно сточив боковые выступы. Половинки сердечников соединяются с зазором около 0,3 мм. Дроссель содержит 16 витков медного многожильного провода сечением около 12 мм^2 и позволяет работать с нагрузкой мощностью до 8 кВт.

Для эффективного охлаждения каждый тринистор зажимают между двумя ребристыми теплоотводами с применением изолирующих втулок и шайб. При необходимости применяют принудительное воздушное охлаждение. Монтаж сильноточных цепей выполняют проводом с диаметром медной жилы не менее 6 мм^2. Если регулятор будет предназначаться для работы с нагрузкой мощностью более 10 кВт, что случается очень редко, то сильноточные цепи необходимо усилить. Следует отметить, что длительное и частое использование этого регулятора с мощными электронагревательными приборами нерационально, так как практически невозможно полностью избавиться от создаваемых им помех, к тому же существуют и иные эффективные способы управления температурой радиаторов и электроплит.

Плавкий предохранитель предназначен не столько для защиты тринисторов, сколько для защиты монтажа и электропроводки. Можно установить и автоматический пакетный предохранитель типа АЕ201 или аналогичный импортный малогабаритный исходя из тока, на который будет рассчитана эта конструкция.

Правильно собранное устройство не требует настройки и регулировки. Необходимо лишь проверить работоспособность сильноточных тринисторов VS1, VS2. Для этого в качестве нагрузки подключают лампу накаливания на 60...75 Вт. При включенной лампе поочередно и кратковременно замыкаются выводы катод-управляющий электрод каждого тринистора, и по снижению яркости лампы определяют, что тринистор работоспособен.

Так как все элементы устройства, кроме диодной части оптрона и резистора R1, находятся под напряжением осветительной сети 220 В, то при эксплуатации этой конструкции следует соблюдать необходимые меры безопасности.

Андрей Бутов,
butov@friends.lll.pp.ru

Литература:

1. И. Кольцов. Микросхема фазового регулятора КР1182ПМ1. — Схемотехника, 2001, № 10, с. 50—53.

2. А. Немич. Микросхема КР1182ПМ1 — фазовый регулятор мощности. — Радио, 1999, № 7, с. 44—46.

3. А. Бутов. Акустическое реле. — Схемотехника, 2002, № 3, с. 2, 3.

4. А. Татаренко. «Сага» о регуляторах мощности. — Радиоаматор, 2002, № 2, с. 39—41.

Особенности конструирования печатных плат для импульсных источников питания

Разработка печатной платы любого импульсного источника питания (ИИП) является конечной стадией его проектирования. К этому процессу следует подходить очень ответственно, так как ошибки приводят к повышенному уровню паразитных электромагнитных излучений (ЭМИ) и нестабильности работы блока питания. Поэтому для выполнения качественного проектирования печатной платы нужно понимать физический принцип работы ИИП.

Особенности структурной схемы ИИП

При работе ИИП имеют место высокочастотные излучения, а любой проводник печатной платы может играть роль антенны. Проводник определенной длины и ширины имеет собственные сопротивление и индуктивность, определяющие его частотные (резонансные) свойства. Даже если по нему протекает постоянный ток, он все равно может принимать ЭМИ от соседних проводников. Необходимо, чтобы все проводники, по которым течет переменный ток, были как можно короче и шире. Собственные сопротивление и индуктивность проводника пропорциональны его длине и обратно пропорциональны ширине. Чем больше длина проводника, тем меньшие по частоте ЭМИ он может излучать и принимать и тем выше уровень паразитных излучений.

Правильный выбор ключевого транзистора для коммутации или синхронного выпрямления также позволяет снизить уровень ЭМИ.

Каждый ИИП имеет четыре контура тока (рис. 1):

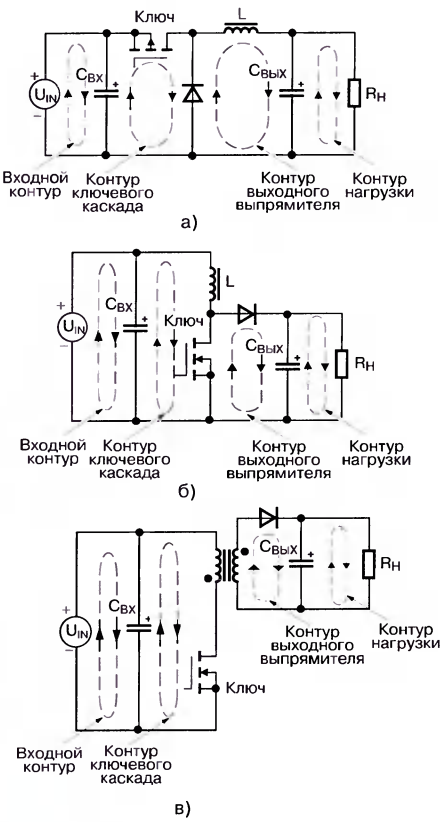


Рис. 1

- контур переменного тока мощного ключа;
- контур переменного тока выходного выпрямителя;
- контур постоянного тока входного источника напряжения;
- контур постоянного тока нагрузки.

Входной контур и контур нагрузки проблем не представляют, поскольку в них протекают постоянные токи, а импульсные составляющие переменного тока незначительны — для подавления пульсаций переменного тока в эти контуры устанавливают специальные фильтры. Выводы конденсаторов входного и выходного фильтров должны быть подсоединены к этим контурам в точках подключения к источнику. Конденсатор на входе заряжается током входного контура, близким по форме к постоянному. Однако источник не может запасать энергию для высокочастотных импульсов, необходимых ИИП. Поэтому главная функция конденсатора фильтра — обеспечить накопление энергии. Конденсатор выходного фильтра запасает энергию высокочастотных импульсов от выходного выпрямителя подобно конденсатору на входе. Это позволяет использовать запасенную энергию в цепях постоянного тока нагрузки для уменьшения его пульсаций. Если соединительные линии входного или выходного и ключевого или выпрямительного контуров не подведены непосредственно к выводам конденсаторов, энергия переменного тока будет циркулировать в цепях входного или выходного фильтров и при этом излучаться в окружающую среду.

Переменный ток в ключевом и выпрямительном контурах представляет собой трапецеидальные импульсы большой амплитуды, их идеализированная форма представлена на рис. 2. Эти импульсы насыщены гармоническими составляющими, частоты которых лежат выше основной частоты коммутации. Их амплитуда может быть в пять раз больше значения постоянных входного или выходного токов. Время переключения ключевого транзистора и тока в контуре составляет, как правило, величину порядка 50 нс. Эти два контура являются основным источником ЭМИ.

Разводку проводников печатной платы для ключевого и выпрямительного контуров следует производить в первую очередь. Разместите три основных компонента, формирующие каждый контур — конденсатор

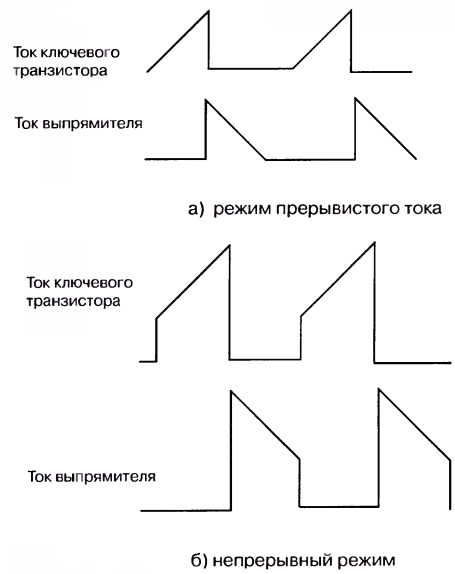


Рис. 2

фильтра, ключевой элемент или выпрямитель, дроссель или трансформатор так, чтобы они располагались по соседству. Расположите элементы так, чтобы токоведущие проводники между ними проходили как можно ближе друг к другу. На рис. 3 показан пример разводки силовой части понижающего преобразователя напряжения по схеме на рис. 1, *а*.

Разводка в соответствии с этими требованиями обеспечивает наилучший эффект подавления паразитных ЭМИ. Рекомендуется также использовать компоненты в корпусах DPAK или SO-8, в которых сигнальные цепи не связаны с теплоотводящими контактами.

Роль общего провода

Роль общего провода является оборотной стороной вопроса о контурах тока, рассмотренного выше. Точки соединения с ним выполняют очень важную функцию, являясь опорой всех контуров. Поэтому к выбору размещения точек подключения к общему проводу на плате следует подходить очень внимательно. Неправильное определение их положения может привести к нестабильной работе ИИП.

Особое внимание следует уделить соединению силового общего провода с цепью управления, объединяющей пассивные компоненты микросхемы управления. Определять его разводку следует только после разводки контуров переменного тока. Существует несколько специфических точек, в которых общий провод управления может соединяться с силовыми цепями (рис. 4). В понижающих

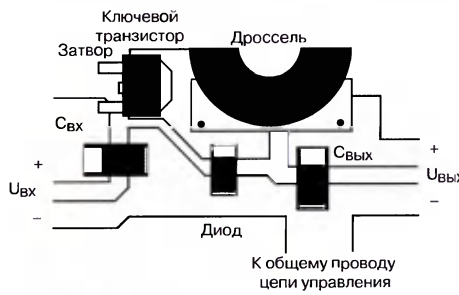
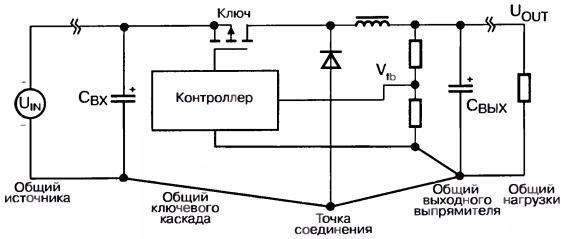
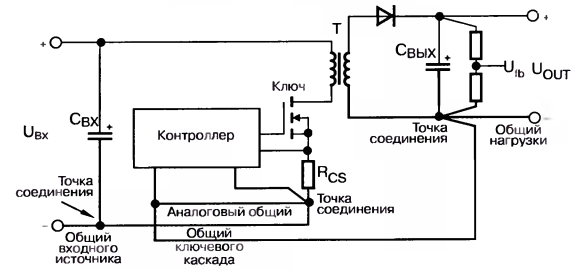


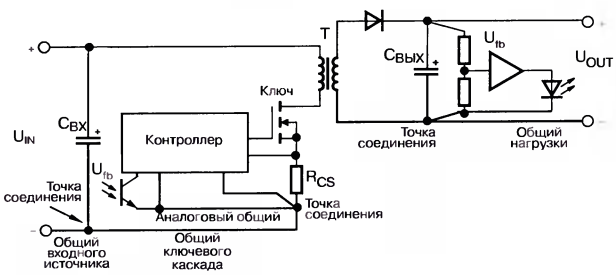
Рис. 3



а) неизолированный DC/DC конвертер



б) неизолированный конвертер с трансформатором



в) изолированный конвертер с трансформатором

Рис. 4

преобразователях (рис. 4, *а*) общий провод управления подключают к «холодному» концу делителя напряжения на выходе ИИП. Это сделано для обеспечения малошумящего и температурно-независимого соединения между токочувствительными компонентами и чувствительными входами микросхемы. При наличии токоизмерительного резистора R_{CS} в цепи истока ключевого транзистора общий провод управления подключают к нему. Если общий провод цепи управления подключить непосредственно к любой точке контура тока, помехи внутри этого контура будут суммироваться с сигналами управления. Это существенно снижает эффективность работы управляющей микросхемы.

Необходимо, чтобы общий провод контура с высокими значениями тока представлял собой короткий и широкий проводник на печатной плате.

Высоковольтный узел переменного тока

В каждом ИИП есть один узел, в котором имеется наиболее высокое напряжение переменного тока по сравнению с остальными узлами. Это узел переменного тока на стоке (коллекторе) ключевого транзистора. В DC/DC преобразователях без развязки по питанию этот узел соединен с дросселем и выходным выпрямителем. В ИИП с трансформаторной развязкой он разделен обмотками трансформатора и электрически все еще представляет собой общий узел, только отраженный через трансформатор.

Высоковольтный узел переменного тока является причиной другой проблемы. Она состоит в том, что между проводниками существует емкостная связь, а также имеют место паразитные ЭМИ. К сожалению, проводники должны выполнять еще и роль теплоотводов как для силового ключа, так и для выпрямителей, особенно в ИИП, собранных по технологии поверхностного монтажа. С точки зрения повышения электрических характеристик они должны иметь как можно меньшую площадь, а с точки зрения теплоотводящих свойств — наоборот, быть как можно большими. Существует компромиссное решение этой проблемы (рис. 5). Можно выполнить две одинаковые контактные площадки, расположенные друг против друга на обеих сторонах печатной платы и соединить их между собой в нескольких точках через сквозные отверстия.

Такой способ значительно снижает емкостную связь с другими проводниками и при этом более чем

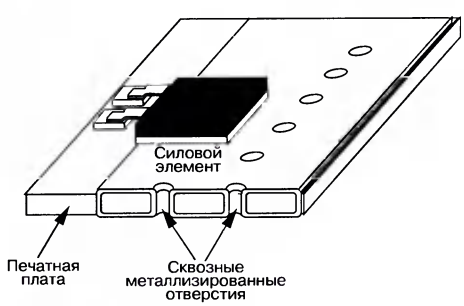


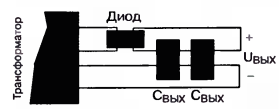
Рис. 5

вдвое увеличивается площадь теплоотвода. Например, в качестве ключевого транзистора используется мощный n-канальный полевой транзистор МОП структуры в корпусе SO-8. Если он припаян только к площадке размером 325 мм^2 на одной стороне печатной платы, тепловое сопротивление составит 50 °С/Вт. Если же добавить такую же площадку на другой стороне платы и соединить обе площадки через восемь сквозных отверстий, то тепловое сопротивление снизится до 39 °С Вт. Существенно уменьшится и емкость такого теплоотвода, поскольку с другой стороны печатной платы нет проводников, по которым проходят другие сигналы. Такое решение можно применять и в других устройствах.

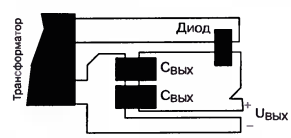
Параллельное соединение конденсаторов фильтра

Очень часто применяют параллельное соединение конденсаторов с целью снизить эквивалентное последовательное сопротивление (ESR) для улучшения качества фильтрации. Это также позволяет распределять переменную составляющую тока через каждый конденсатор. Однако равномерное распределение тока возможно лишь в том случае, если сопротивление проводников между каждым из конденсаторов и источником тока равны между собой. Это означает, что длина проводников между выходами выпрямителя или ключевого каскада для каждого из конденсаторов должна быть одинаковой.

Появляется искушение разместить конденсаторы в ряд один за другим (рис. 6, *а*).



а) пример неудачного расположения соединенных параллельно конденсаторов



б) вариант удачного расположения соединенных параллельно конденсаторов

Рис. 6

Но такой способ их близкого расположения по отношению к ключевому каскаду или выпрямителю связан с более высокими значениями тока через один из этих конденсаторов, чем через другой, а это существенно снижает срок его службы. На рис. 6, б представлен другой, более удачный способ размещения на печатной плате включенных параллельно конденсаторов.

Дмитрий Хрусталев,
pierce_arrow@mtu-net.ru

Литература:

1. Marty Brown. Designing PCB for embedding switching power supplies. Electronics Engineer, December, 1999.
2. www.ee.asiansources.com.

Вниманию читателей!

На сайте журнала «Схемотехника» по адресу http://www.dian.ru/programs/index.html выложены программы и таблицы прошивки ПЗУ к статье «Частотомер на микроконтроллере AT89C51» (№ 2, 2002), к публикациям в последних номерах журнала, чертежи печатных плат к статьям «Автомобильный тахометр на К1003ПП1» (2001, № 10) и «Сотовый телефон в канале охранной сигнализации» (2002, № 11), а также содержание всех вышедших номеров журналов «Схемотехника» (перечень статей в формате Excel).

Основные принципы пропорционального радиоуправления моделями

Ранее на страницах журнала были опубликованы схемы радиоканала и нескольких вариантов приемников для аппаратуры радиоуправления моделями. В последующих номерах планируется продолжать эту тематику. Для лучшего понимания взаимосвязей между составными частями аппаратуры и особенностей их схемотехнических решений, а также для успешной настройки отдельных каскадов полезно представлять принципы работы аппаратуры в целом. Публикуемая статья дает возможность читателям познакомиться с этими принципами.

Сначала необходимо отметить, что аппаратура является источником радиоизлучений и для выполнения условий электромагнитной совместимости должна строиться в строгом соответствии с требованиями Государственной инспекции по электросвязи (ГИЭ), изложенными в [1]. В соответствии с инструкцией для радиоуправления моделями разрешается использовать радиопередатчики, работающие в диапазонах 28...28,2 МГц и 144...146 МГц мощностью не более 1 Вт и с занимаемой полосой частот не более 25 кГц. Кроме того, можно применять частоту 27,12 МГц ± 0,6 % (26957...27283 кГц) с максимальной мощностью 0,5 Вт и полосой до 20 кГц. Во всех случаях, когда мощность передатчика превышает 10 мВт, необходимо получать разрешение на его постройку в местном отделении ГИЭ. Ограничений на вид используемой модуляции инструкция не накладывает.

При дистанционном управлении моделями возникает необходимость в передаче на их борт команд двух типов. Во первых, это разовые команды, предназначенные для включения или выключения различных исполнительных устройств, их называют дискретными. Такие команды и соответствующая им аппаратура используются в простейших моделях или как составная часть более сложных. Управляющим органом в этом случае служит обычно кнопка, инициирующая передачу команды. В предлагаемой статье аппаратура дискретного радиоуправления не рассматривается.

Второй тип команд предполагает возможность плавного изменения какого-либо параметра движения модели пропорционально углу отклонения соответствующего органа управления на пульте передатчика. Это обеспечивает большую степень подобия управляемой модели реальному ее прототипу. Для передачи именно таких команд и служит аппаратура пропорционального управления.

В процессе пропорционального управления моделью обычно регулировке подлежат параметры движения двух типов: это либо частота вращения вала электродвигателя (например, тягового в модели автомобиля), либо угол отклонения рулевого устройства (передние колеса автомобиля, руль высоты у авиамодели и т. п.). Принцип формирования команд управления здесь одинаков, однако исполнительные устройства существенно отличаются друг от друга. В первом случае такое устройство называется **регулятором хода** и, как правило, должно обеспечивать только плавное изменение величины и полярности напряжения, питающего двигатель. Во втором случае применяются **рулевые машинки**, двигатели которых работают кратковременно, только в период установки рулевого устройства в новое положение, обеспечивая пропорциональную зависимость между текущими положениями ручки управления на пульте передатчика и углом поворота рулевого устройства.

Рассмотрим структурную схему наиболее распространенного варианта двухканальной аппаратуры. Пусть для определенности канал «А» предназначен для управления скоростью движения модели, а канал «Б» — для управления положением передних колес модели автомобиля. **Управляющим сигналом** будем называть отклонение ручки управления на пульте передатчика, **командным сигналом** — соответствующую ему электрическую величину (как правило, напряжение u(t)). Параметр движения модели, подлежащий управлению назовем **регулируемой величиной**.

Принцип дискретной передачи непрерывного управляющего воздействия

При пропорциональном управлении регулируемая величина может принимать любые значения в заданном интервале. Например, угол поворота передних колес автомобиля должен иметь возможность плавно изменяться в пределах ±60°. Очевидно, что для этого и управляющий сигнал должен меняться плавно в определенном диапазоне. Это, в свою очередь, означает, что и передаваемый командный сигнал должен быть величиной непрерывной. При необходимости управления двумя и более регулируемыми величинами возникает проблема параллельной передачи нескольких командных сигналов. Известны, по крайней мере, два способа решения этой задачи.

В первом случае каждому из командных сигналов выделяется свой частотный канал и тогда возможна одновременная передача всех команд. Для исключения взаимного влияния частоты каналы должны быть разнесены на значительное расстояние друг от друга. Передатчики и приемники такой аппаратуры должны быть многочастотными, и в эфире потребуется для этой цели относительно широкая полоса частот. Устройства получаются громоздкими и дорогостоящими. Такой способ называется частотным уплотнением каналов и применяется в профессиональной аппаратуре специального назначения.

Второй способ называется временным уплотнением и предполагает последовательную во времени передачу командных сигналов различных каналов. Понятно, что в этом случае сигналы уже не могут быть непрерывными во времени. Но это оказывается и не обязательным. Известно, что подвижное изображение на экране телевизора создается путем проецирования на него пятидесяти неподвижных картинок в секунду. Другими словами, например, непрерывный процесс движения автомобиля, заменяется последовательностью его неподвижных изображений через небольшие промежутки времени. Если правильно выбрать величину этих промежутков, то дискретность формирования изображения ощущаться не будет.

Точно также непрерывный командный сигнал u(t) можно заменить передачей

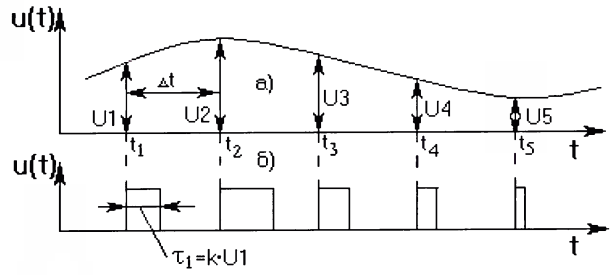


Рис. 1

его значений в отдельные моменты времени (U1, U2, U3... на рис. 1, *а*).

Такие значения называют отсчетами сигнала. Чем резче меняется во времени командный сигнал, тем чаще должны следовать отсчеты. Теорема Котельникова дает точное указание по выбору максимально возможного промежутка времени Δt, при котором не нарушается плавность передачи изменяющейся величины: $\Delta t \le 1/2f_в$, где $f_в$ — наибольшая частота в спектре командного сигнала. Эта величина зависит от максимально необходимой скорости изменения управляемого параметра движения модели и для большинства из них не превышает 25 Гц. Соответствующее максимальное значение Δt равно 20 мс. Таким образом, период обновления информации о значении управляющего сигнала каждого канала может быть выбран равным $T_п$ = 20 мс. Именно такое значение и используется в большинстве образцов аппаратуры пропорци-

онального управления, как промышленного производства, так и самодельной.

Значение отсчета, полученное в момент времени t_1, необходимо передать на управляемую модель до момента очередного отсчета t_2. Сделать это можно разными способами. В аппаратуре управления моделями обычно передается прямоугольный импульс, длительность которого τ пропорциональна значению отсчета (k — коэффициент пропорциональности на рис. 1, *б*). Способа кодирования командного сигнала, проиллюстрированного рис. 1, было бы достаточно, если бы он был однополярным. Реальный сигнал должен нести информацию не только о величине отклонения ручки управления на пульте, но и направлении отклонения. Поэтому окончательно командный сигнал представляет собой последовательность импульсов, называемых **канальными**, опорная длительность которых, соответствующая нейтральному положению ручки управления, выбирается равной t_o = 1,5 мс, а отклонение ручки либо в одну, либо в другую сторону учитывается соответственно увеличением, либо уменьшением длительности в пределах $\Delta\tau$ = ± 0,5 мс. Результирующая длительность канального импульса $t_к$, очевидно, может лежать в пределах 1...2 мс. Таким образом, пропорциональна команде теперь не длительность импульса, а ее отклонение $\Delta\tau$ от опорного значения.

Поскольку ранее говорилось, что период обновления команды для одного канала берется равным 20 мс, нетрудно подсчитать, что за один период можно передать, в принципе, командные сигналы десяти каналов. На практике последние четыре миллисекунды каждого периода используются для передачи специального синхронизирующего импульса, индицирующего границу между соседними периодами. Таким образом, максимальное число каналов уменьшается до восьми.

Приведенные числовые характеристики являются стандартными для большинства промышленной и любительской аппаратуры, однако совсем не обязательны. Придерживаться их имеет смысл в том случае, если требуется обеспечить совместимость самодельных и покупных узлов. Принципиальными же ограничениями на параметры командных импульсов являются, с одной стороны, необходимая плавность изменения регулируемой величины, а с другой — допустимая полоса излучаемых радиосигналов.

Сформированными вышеописанным способом канальными импульсами далее модулируют высокочастотные колебания передатчика, формируя тем самым радиосигнал, подлежащий излучению в эфир.

Восстановление передаваемого командного сигнала из принимаемых канальных импульсов

На выходе приемника бортовой части аппаратуры последовательность импульсов каждого из каналов выглядит так же, как и передаваемые канальные импульсы (рис. 1, *б*). Процедуры их дальнейшей обработки для каналов «А» и «В» будут существенно отличаться. Рассмотрим их.

Канал регулятора хода (канал «А»)

На рис. 2, *а* изображены два соседних периода канальных импульсов. Поскольку скорость изменения передаваемой команды невелика по сравнению с частотой следования импульсов, их длительность в соседних периодах отличается незначительно. Пусть для определенности длительность канального импульса больше опорной ($\tau_к > \tau_o$). Так как информация о величине передаваемой команды содержится в разности $\Delta\tau = \tau_к - \tau_o$, в первую очередь ее и необходимо восстановить. Для этой цели фронтом принятого канального импульса запускают местный одновибратор. Длительность вырабатываемых им импульсов должна быть равной τ_o = = 1,5 мс (рис. 2, *б*). Далее производится вычитание этих импульсов во времени с получением разностных составляющих (рис. 2, *в*).

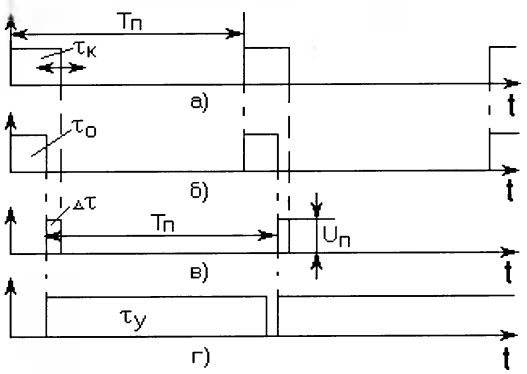


Рис. 2

Очевидно, что при отклонении ручки управления от нейтрального положения до крайнего длительность разностных импульсов будет меняться в пределах 0...0,5 мс. Период следования этих импульсов по-прежнему равен $T_п$ = 20 мс. Непосредственно импульсы подавать на двигатель регулятора хода нельзя. Дело в том, что электродвигатель, инерционность ротора которого велика, при питании импульсами напряжения, следующими с частотой 50 Гц, будет играть роль механического фильтра нижних частот. Скорость вращения его ротора будет определяться средним значением напряжения за период следования импульсов, которое можно определить по формуле:

$$U_{ср} = \frac{U_п \times \Delta\tau}{T_п}. \qquad (1)$$

Легко подсчитать, что при амплитуде импульсов, равной напряжению питания (например, $U_п$ = 12 В), среднее значение напряжения окажется равным

$$U_{ср} = 12 \cdot 0{,}5/20 = 0{,}3 \text{ В}$$

даже при максимальном отклонении ручки управления. По этой причине разностные импульсы в канале «А» необходимо удлинять до величины τ_y, причем с сохранением пропорциональности длительности импульсов углу отклонения ручки управления. Другими словами, необходимо обеспечить равенство $\tau_y = K_y \Delta\tau$. Если коэффициент удлинения K_y выбрать равным около 40, то изменение разностного импульса в пределах $\Delta\tau$ = 0...0,5 мс вызовет изменение удлиненных импульсов в диапазоне $\tau_y \approx$ 0...20 мс (рис. 2, *г*). Соответственно среднее значение напряжения, подаваемого на двигатель, определяемое теперь формулой

$$U_{ср} = \frac{U_п \times \tau_y}{T_п}, \qquad (2)$$

будет меняться от нуля почти до напряжения питания. Так работают каналы практически всех регуляторов хода.

Канал рулевой машинки (канал «Б»)

Рассмотрим логику работы рулевой машинки. Пусть ручка управления передними колесами модели и сами передние колеса находятся в нейтральном положении. Длительность канального импульса при этом равна $\tau_к = \tau_o$ = 1,5 мс. Длительность $\Delta\tau$ = 0 (см. рис. 2, *а—в*). Двигатель рулевой машинки не вращается. При отклонении ручки управления от нейтрали длительность канального импульса становится больше τ_o (например, $\tau_к$ = 1,7 мс). Удлиненный разностный импульс приводит двигатель во вращение. Механизм поворота, помимо колес, вращает и переменный резистор регулятора длительности опорного импульса, вырабатываемого местным генератором. Двигатель остановится, когда $\Delta\tau$ станет равным нулю. В новом установившемся положении длительность опорного импульса опять будет равна длительности командного (в нашем примере $\tau_к = \tau_o$ = 1,7 мс.)

Таким образом, канал рулевой машинки отличается от канала регулятора хода наличием связи между текущим положением рулевого механизма и длительностью опорных импульсов. Отметим, что длительность разностного импульса теперь зависит от скорости отклонения ручки управления и, в свою очередь, определяет скорость вращения двигателя рулевой машинки на этапе отработки команды. На эту скорость также влияет коэффициент удлинения импульсов K_y, определяющий, в конечном счете, величину напряжения, питающего двигатель рулевой машинки.

Как видно из приведенных рассуждений, у каналов регулятора хода и рулевой машинки отличается логика работы только исполнительных частей, формирование же командного сигнала и способ получения разностных импульсов полностью идентичны. По этой причине в многоканальной аппаратуре выходы каналов делаются универсальными, и к каждому из них имеется возможность подключать либо регулятор хода, либо рулевую машинку в зависимости от конкретного набора регулируемых на борту модели величин.

Формирование командной посылки

Перед рассмотрением структурной схемы необходимо уточнить еще один момент. Поскольку командные сигналы каждого канала представляют собой прямоугольные импульсы, то при их непосредственной последовательной передаче результирующая **командная посылка** (так будем называть один период передачи команд всех каналов) представляла бы один импульс суммарной длины, что исключило бы возможность разделения каналов на приемной стороне. По этой причине необходимо принимать меры по индикации границы между импульсами соседних каналов.

В простейшей двухканальной аппаратуре устройство формирования канальных

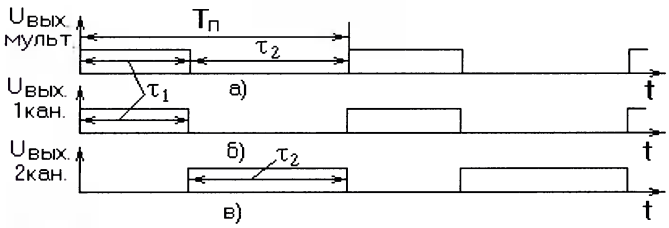


Рис. 3

импульсов обычно представляет собой автоколебательный мультивибратор, длительность импульса τ_1 которого используется для передачи управляющего сигнала одного канала, а длительность паузы τ_2 — для передачи второго (рис. 3, *а*). Предусмотрев раздельную регулировку импульса и паузы соответствующими ручками управления обеспечивают независимое формирование двух канальных сигналов.

Однако такой способ имеет один очень существенный недостаток. Период следования импульсов на выходе каждого канала в приемнике, как это хорошо видно на рис. 3, *б, в,* зависит от длительности как собственного канального импульса, так и командного импульса соседнего канала. Поскольку период следования входит в выражение для среднего значения удлиненных импульсов (2), скорость вращения исполнительных двигателей каждого канала будет зависеть от величины команды в соседнем канале. Даже если длительность соседнего канального импульса не меняется, то изменение собственного канального импульса будет влиять на среднее значение напряжения дважды, собственно через τ_y и через меняющийся период повторения, равный в этом случае $T_п = \tau_{y1} + \tau_{y2}$ (2). Это означает, что зависимость между углом отклонения ручки управления и регулируемой величиной уже не будет прямопропорциональной, что не всегда приемлемо на практике. В канале рулевой машинки это приведет лишь к изменению скорости отработки рулевого устройства без ошибки передачи величины управляющего сигнала, а вот в канале регулятора хода изменение среднего значения напряжения прямо повлияет на скорость модели.

Для исключения взаимного влияния каналов целесообразно стабилизировать период повторения. В этом случае для двух и более каналов командная посылка должна выглядеть так, как это показано на рис. 4, *г*. На позициях *а, б* и *в* показаны импульсы первого, второго и восьмого каналов, следующие с периодом повторения $T_п$. Между окончанием импульса последнего канала и началом очередного периода передачи должен оставаться временной промежуток, называемый синхропаузой $\tau_{сп}$, с помощью которой на приемной стороне будет обнаруживаться начало очередного цикла передачи командной посылки. В моменты времени, соответствующие границам между канальным импульсами, формируются короткие граничные импульсы длительностью $\tau_г$. Длительность канальных импульсов теперь закодирована в расстоянии между фронтами соседних граничных. В таком виде командную посылку можно подавать на модулятор передатчика.

Для уверенного разделения соседних граничных импульсов на выходе приемника, где их форма будет далеко не идеальной, их длительность не должна превышать половины минимальной длительности канального импульса, т. е. $\tau_г \le 0{,}5$ мс. С другой стороны уменьшение длительности, как известно из [2], увеличивает ширину спектра им-

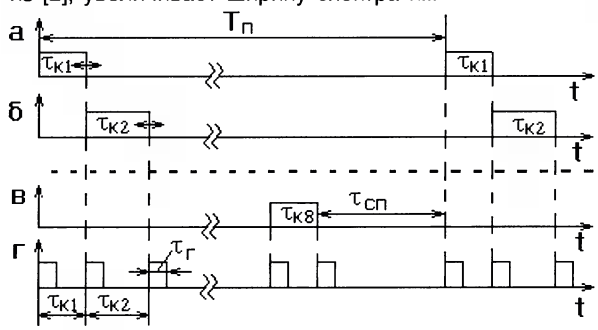


Рис. 4

пульсов $\Delta f_c \approx 1/\tau_г$. При амплитудной модуляции ширина спектра радиосигнала увеличится еще в двое. Выше говорилось, что полоса излучаемого сигнала не должна превышать 20...25 кГц. В этом случае минимально возможная длительность определится формулой

$$\tau_г \le 1/40 \text{ кГц} = 0{,}025 \text{ мс}.$$

При частотной модуляции той же полосе частот будет соответствовать более протяженный сигнал. Необходимо учесть еще тот факт, что чем короче импульс, тем меньше его энергия, а значит и дальность действия радиолинии. С учетом приведенных рассуждений целесообразно выбрать $\tau_г = 0{,}5$ мс.

При выбранном периоде повторения и максимальной длительности всех восьми импульсов, минимальная длительность синхропаузы будет равна 4 мс (в два раза длиннее любого канального импульса), этого вполне достаточно для ее уверенного выделения на приемной стороне.

Структурная схема передающей части

После того, как выяснены все процедуры, необходимые для формирования командной посылки, легко составить структурную схему устройства передачи команд радиоуправления (рис. 5). Во первых, необходим тактовый генератор (ТГ), определяющий период повторения командной посылки $T_п$. По его спаду запускается формирователь первого канального импульса (ФКИ1), длительность которого изменяется резистором R1, механически связанным с соответствующей ручкой управления. По спаду первого запускается ФКИ2 и так далее (рис. 4, *а—в*). Импульсы с выхода тактового генератора и канальные импульсы с выходов всех формирователей поступают на дифференцирующие цепи ДЦ1...ДЦ9. С их выходов короткие положительные всплески, соответствующие спадам импульсов, проходят через разделительные диоды на запуск формирующего устройства (ФУ), обеспечивающего получение нормированных по длительности и амплитуде граничных импульсов (рис. 4, *г*). Сформированной таким образом кодовой посылкой модулируются либо по амплитуде, либо по частоте высокочастотные колебания в передатчике (ПРД).

При желании можно использовать любое меньшее число каналов, исключая лишние ФКИ, ДЦ и диоды, начиная с последних. Период повторения $T_п$ при этом можно оставить прежним, либо уменьшить на величину 2n мс, где n — число исключенных каналов. Уменьшение $T_п$ упрощает реализацию удлинителей импульсов в приемной части аппаратуры.

Структурная схема приемной части

Каким бы ни был приемник 1 (рис. 6), принятый и продетектированный сигнал на его выходе будет представлять сильно искаженное

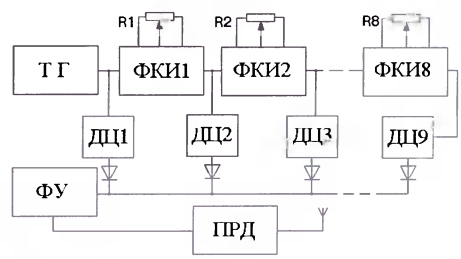
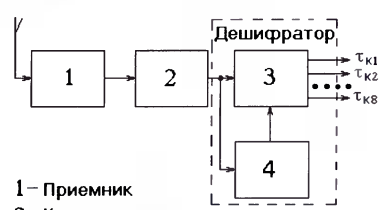


Рис. 5



1 – Приемник
2 – Компаратор
3 – Канальный распределитель
4 – Схема выделения синхропаузы

Рис. 6

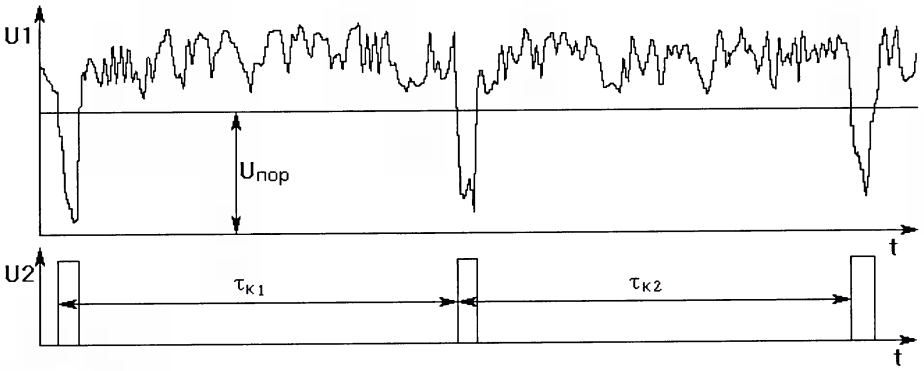


Рис. 7

подобие переданной кодовой посылки на фоне шумов (U1 на рис. 7). Для устранения шумов и восстановления прямоугольной формы граничных импульсов (U2 на рис. 7) с одновременным нормированием их амплитуды используется компаратор напряжения 2, порог которого $U_{пор}$ устанавливается за пределами максимального уровня шумовых выбросов.

Прямоугольные граничные импульсы стандартной амплитуды поступают в канальный распределитель 3, где из них и формируются канальные импульсы с первого по восьмой, поступающие далее каждый на свой выход. Узел выделения синхропаузы, используя граничные импульсы, формирует для канального распределителя сигнал начала очередной кодовой посылки. Канальные импульсы на выходах распределителя ($\tau_{к1}$...$\tau_{к8}$) имеют такой же вид, что и на рис. 4, *а—в*, и являются универсальными по отношению к исполнительным устройствам. Другими словами, к любому из выходов можно подключать либо регулятор хода, либо рулевую машинку. Совместно работающие канальный распределитель и узел выделения синхропаузы называются дешифратором канальных импульсов.

Структурная схема регулятора хода и рулевой машинки

На рис. 8 приведена структурная схема рулевой машинки. У регулятора хода отсутствует механическая связь между исполнительным двигателем 6 и резистором обратной связи $R_{ос}$, определяющим длительность опорных импульсов τ_0. Рассмотрим вначале функционирование регулятора хода. Канальный импульс, длительность $\tau_п$ которого может находиться в пределах 1...2 мс, с выхода распределителя подается на один из входов временного различителя 2. Кроме того, своим фронтом он запускает генератор опорного сигнала 1, работающий в ждущем режиме. Вырабатываемый этим устройством опорный импульс длительностью τ_0 = 1,5 мс подается на второй вход различителя. Последний работает таким образом, что при $\tau_к > \tau_0$ разностный сигнал появляется на верхнем по схеме выходе, а при $\tau_к < \tau_0$ — соответственно на нижнем. Вид разностного сигнала изображен на рис. 2, *в*. Пропорционально растянутые с помощью удлинителей 3 или 4 и усиленные по мощности ключевым

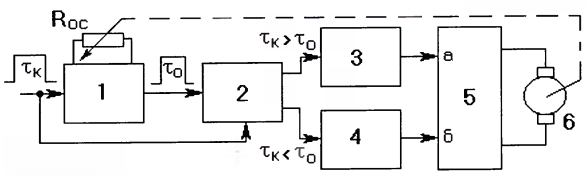


Рис. 8

усилителем 5, импульсы подаются на тяговый двигатель 6. Направление его вращения будет определяться тем, по какому из входов («а» или «б») поступают удлиненные импульсы, а скорость вращения — средним значением их напряжения, определяемым формулой (2).

Отличие в работе рулевой машинки заключается в том, что двигатель 6 приводит в действие механизм поворота рулевого устройства и изменяет положение движка резистора $R_{ос}$, связанного с этим устройством. Резистор, в свою очередь, определяет длительность опорных импульсов τ_0, подаваемых на временной различитель. Обратим внимание на то, что разностные импульсы на выходе временного различителя теперь будут существовать только в течение короткого промежутка времени, требуемого для поворота рулевого устройства в новое устойчивое положение, при котором длительности канального и опорного импульсов выравниваются. При этом по мере подхода рулевого устройства к новому заданному положению длительность разностных импульсов, а значит и напряжение $U_{ср}$, питающее двигатель, будут уменьшаться. Поскольку двигателю для вращения даже с минимальной скоростью требуется некоторое пороговое напряжение $U_{пор}$, то он остановится при $U_{ср} < U_{пор}$, когда разностный импульс еще не обратится в нуль.

По этой же причине двигатель начнет поворачивать рулевое устройство не сразу после очередного отклонения ручки управления, а только тогда, когда разность $\tau_к - \tau_0$ станет такой, что соответствующее ей напряжение $U_{ср}$ превысит напряжение трогания двигателя. Это означает, что команда управления рулевым устройством всегда будет выполняться с ошибкой. Ошибку можно уменьшить, с одной стороны, выбирая более качественные исполнительные двигатели с малым напряжением трогания, с другой стороны — повышая коэффициент удлинения разностных импульсов таким образом, чтобы даже при малой их длительности двигатель получал питающее напряжение значительной величины. Именно так и решается эта задача в практических конструкциях.

Уже говорилось, что для приведенных выше параметров командной посылки коэффициент удлинения ($K_у$) в канале регулятора хода выбирается равным примерно 40. Это обеспечивает пропорциональное изменение среднего значения напряжения, подаваемого на тяговый двигатель в пределах 0...$U_п$ при изменении разностного импульса в максимальном интервале 0...0,5 мс. Для канала рулевой машинки значение $K_у$ берут в 3...5 раз больше, что обеспечивает подачу на двигатель практически всего питающего напряжения в течение большей части переходного процесса перекладки рулевого устройства. На завершающем этапе процесса регулирования, когда длительность разностных импульсов уменьшается примерно до 0,1 мс, питающее напряжение начинает пропорционально зависеть от $\Delta\tau$ и уменьшается, обеспечивая плавный подход рулевого устройства к новому положению равновесия.

Если инерционность двигателя велика или $K_у$ выбран чрезмерно большим, может возникнуть колебательный процесс рулевого устройства вокруг положения равновесия. По этой причине в реальных устройствах, как правило, предусматривается возможность регулировки коэффициента удлинения. Кроме того, для рулевых машинок следует выбирать малоинерционные двигатели.

Продолжение следует

Владимир Днищенко,
m408@rbcmail.ru

Литература:

1. Инструкция о порядке регистрации и эксплуатации любительских радиостанций. Введена в действие 15 сентября 1996 г. приказом Главгоссвязьнадзора России № 52 от 8.08.1996.

2. И. С. Гоноровский. Радиотехнические цепи и сигналы. — М.: «Советское радио», 1973.

Компания
«Форсайт Компонент»

проводит новогоднюю распродажу
с 1 декабря по 31 января!

Скидки для всех, разместивших заказ!!
Новогодние сувениры!!!

Подробности читайте на сайте:

www.frc-c.ru с 1 декабря,
(095) 231-3152,
e-mail: sales_ny@frc-c.ru.

Триггеры Шмитта без источника питания

Нестандартное применение микросхем иногда дает интересные результаты, что всегда привлекает радиолюбителей и разработчиков. Предлагаемая статья подтверждает это наблюдение.

Микросхемы серии КР1171СП [1] позволяют создавать триггеры Шмитта, не требующие специального источника питания. Схема такого триггера приведена на рис. 1, работает он следующим образом. При напряжении на входе меньше порога переключения (для КР1171СП47 это 4,7 В) выходной транзистор микросхемы включен и напряжение на выходе близко к нулю. Когда входное напряжение превысит пороговое, выходной транзистор закрывается и входное напряжение проходит на выход. При дальнейшем увеличении входного напряжения увеличивается и выходное. Если это нежелательно, можно установить стабилитрон, показанный на рис. 1 штриховой линией.

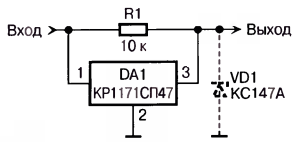


Рис. 1

Ширина петли гистерезиса такого триггера соответствует ширине петли микросхемы и находится в пределах 30...120 мВ, типовое значение — 70 мВ. Если необходима более широкая петля, на входе цепи следует включить резистор (рис. 2). При малом входном напряжении выходной сигнал также близок к нулю, а на вход 1 микросхемы DA1 поступает только часть входного напряжения, определяемая делителем R2R1. Кроме того, через резистор R2 течет весьма заметный входной ток микросхемы DA1 (до 300 мкА), дополнительно увеличивающий падение напряжения на R2. Это повышает верхний порог переключения триггера $U_{ПВ}$ до величины

$$U_{ПВ} = U_{ПМ}(1+R2/R1)+I_{ВХН}R2,$$

где $U_{ПМ}$ — порог переключения микросхемы, $I_{ВХН}$ — входной ток микросхемы при напряжении на входе меньше порогового, равный примерно 200...300 мкА.

При уменьшении входного напряжения нижний порог переключения будет примерно таким же, как и у собственно микросхемы, поскольку входной ток микросхемы в этом случае мал и не превышает 10...15...20 мкА (в зависимости от ее типа).

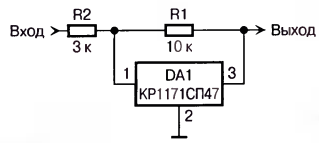


Рис. 2

Недостатком триггеров (рис. 1 и 2) является большое выходное сопротивление в состоянии высокого уровня, определяемое резисторами R1 и R2. Кроме того, максимальный ток, который допускается пропускать через выходной транзистор микросхемы DA1, составляет 10 мА, что в ряде случаев недостаточно. Улучшить эти параметры можно, установив на выходе устройства эмиттерный повторитель на паре комплементарных транзисторов (рис. 3). В этом случае выходное сопротивление при высоком уровне на выходе будет определяться выходным сопротивлением источника сигнала, а максимальный ток при низком уровне — параметрами транзистора VT2.

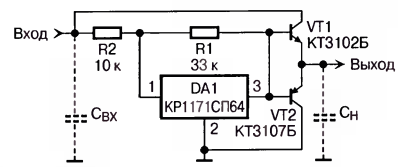


Рис. 3

Даже при относительно высоком сопротивлении источника быструю зарядку емкости нагрузки $C_Н$ можно получить, если на входе поставить накопительный конденсатор $C_{ВХ}$ в несколько раз большей емкости, чем $C_Н$. При плавной зарядке входного конденсатора наступает момент переключения микросхемы DA1, что вызывает открывание транзистора VT1 и скачкообразную передачу части заряда конденсатора $C_{ВХ}$ конденсатору $C_{ВЫХ}$.

Пример использования описываемого триггера Шмитта для управления ключом на мощном полевом транзисторе с гальванической развязкой приведен на рис. 4. Для включения транзистора VT3 на первичную обмотку трансформатора T1, служащего для гальванической развязки, подается импульсная последовательность. Импульсы со вторичной обмотки выпрямляются диодом VD1, сглаживаются и накапливаются конденсатором C1. В дальнейшем работа триггера происходит, как описано выше.

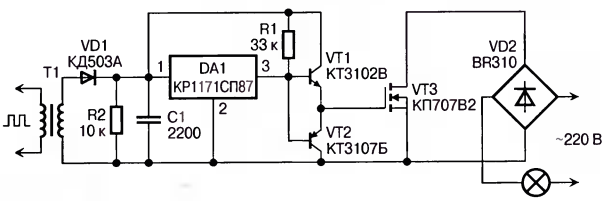


Рис. 4

Резистор R2 служит для разрядки конденсатора C1 после снятия управляющей последовательности, без него разрядка конденсатора происходит относительно долго. Такой ключ на полевом транзисторе интересен тем, что он совершенно не создает помех в отличие от тиристорных и симисторных.

Сергей Алексеев,
editor@dian.ru

Литература:

1. Микросхемы для линейных источников питания и их применение — М.: Додэка, 1998.

Внимание!!!

Семинар

Boundary Scan Test — технология периферийного сканирования, применение при проектировании и производстве РЭА

Компания JTAG Technologies b.v. и официальный представитель компании на территории России ЗАО Предприятие ОСТЕК приглашают на семинар разработчиков, инженеров, ответственных за электрический контроль, и менеджеров производства электронной аппаратуры.

Презентации проводятся представителями ЗАО Предприятие ОСТЕК и JTAG Technologies b.v., обеспечивается перевод с/на иностранный язык.

Программа семинара:

- Принципы технологии периферийного сканирования (Boundary Scan Test IEEE 1149.1)
- Роль технологии в производстве РЭА в сравнении с другими методами контроля и программирования
- Аппаратное обеспечение и ПО разработки приложений (демонстрация)
- Аппаратное обеспечение и интегрирование ПО на производстве (демонстрация)
- Дискуссия, заключение

Дата и место проведения:

20 февраля 2003 г., Москва, офис ЗАО Предприятие ОСТЕК

Срок подачи заявок: до 15 января 2003 г. Стоимость участия на одного человека: 1000 руб.

Заявки на участие в семинаре принимаются по факсу (095) 788 44 42 и по электронной почте **info@ostec-smt.ru**

Усовершенствование измерителей длины кабельных линий передачи данных

Для измерения длины кабельных линий передачи данных обычно применяют рефлектометры. Рефлектометр представляет собой своеобразный локатор. Он выдает в линию зондирующий импульс и регистрирует задержку получения отраженного от ее конца сигнала. Зная эту задержку и скорость распространения сигнала в линии, можно вычислить ее длину.

Эксперименты показывают, что рефлектометрический метод измерения длины стандартного телефонного кабеля типа ТПП–0,5, представляющего набор витых пар проводов с диаметром медной жилы 0,5 мм, не позволяет работать на дистанциях, превышающих 4 км. Этого явно недостаточно для практических целей, когда необходим диапазон, измеряемый десятками километров.

Указанное ограничение связано с тем, что, с одной стороны, короткий зондирующий импульс не может преодолеть достаточно длинную линию и вернуться обратно — он сильно затухает и не выделяется на фоне шумов. С другой стороны, с увеличением длительности зондирующего импульса диапазон длин измеряемых линий расширяется, но быстро входит в насыщение в связи с тем, что длительность зондирующего импульса становится соизмеримой с временем его распространения к удаленному концу линии и обратно. В результате получаемые рефлектограммы становятся непригодными для надежного распознавания отраженного импульса на фоне зондирующего из–за их интерференции и влияния других факторов.

Предлагаемые решения основаны на замене импульсного сигнала ступенчатым. При этом сигнал распространяется по витой паре проводов только в одну сторону. Начальная и конечная точки распространения сигнала могут находиться рядом, если линия содержит две витые пары проводов, объединенные на дальнем конце. В этой ситуации применим первый вариант измерителя. Второй вариант позволяет работать с линиями, у которых начало и конец территориально разнесены. Для синхронизации приемника с источником тестового ступенчатого сигнала используются кадровые синхроимпульсы одного из каналов местного телецентра.

Измеритель длины кабельной линии передачи данных (первый вариант)

Измеритель содержит ведущий и ведомый блоки, подключенные к противоположным сторонам проверяемой линии передачи данных (рис. 1). Ведущий блок содержит микрокомпьютер (P1...P6 — группы сигналов входных и выходных портов), генератор импульсов G, передатчик Tx, приемник Rx, счетчик CT и блок регистрации формы сигнала, выполненный на основе аналого–цифрового преобразователя АЦП (ADC), буфера типа FIFO и мультиплексора MUX. Ведомый блок содержит приемник Rx и передатчик Tx.

Рассмотрим работу составных частей устройства. Кварцевый генератор G формирует на выходах непрерывные последовательности импульсов A, B и C со скважностью, равной двум (рис. 2). Частота сигнала A выбирается достаточно низкой (например, 50 Гц или ниже, вплоть до долей герца) для того, чтобы длительность импульса, передаваемого по линии, значительно превышала время распространения сигнала по этой линии. Иными словами, можно считать, что фактически измеритель оперирует не импульсами (как в рефлектометрах), а редкими перепадами «статического» сигнала.

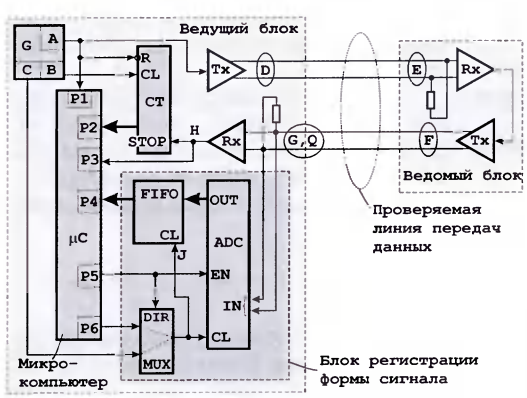


Рис. 1

Частота сигнала B определяет точность регистрации интервала времени между фронтами переданного и полученного из линии сигналов и может составлять, например, 100 МГц. Частота сигнала C задает число точек, по которым воспроизводится форма сигнала для распознавания начала фронта после его прохождения по линии (рис. 3) и может составлять, например, 40 кГц.

Счетчик CT прибавляет единицу к текущему содержимому по фронту сигнала B при условии, что на его входе R лог. 1, а на входе STOP лог. 0. При R = 1 и STOP = 1 счет останавливается, т. е. прекращается прибавление единиц к содержимому счетчика. При R = 0 счетчик устанавливается в нуль независимо от состояния сигналов на других входах.

Передатчики Tx имеют низкое выходное сопротивление. При переключении передатчика напряжение между его выходами изменяет знак. Длительность фронта выходного сигнала передатчика может быть преднамеренно увеличена до некоторого заданного значения (которое учитывается в окончательных расчетах длины линии), а его форма сглажена, чтобы уменьшить перекрестные помехи, наводимые на соседние линии кабеля. Для упрощения изложения предполагаем, что длительность фронта сигнала на выходах передатчиков пренебрежимо мала. Приемники выполняют функции компараторов и регистрируют моменты изменения полярности входного напряжения.

Блок регистрации формы сигнала при лог. 1 на выходе P5 микрокомпьютера постоянно отслеживает «недавнюю предысторию» напряжения на входах АЦП. Это позволяет расчетным путем с приемлемой точностью определить момент t_4 начала фронта сигнала Q (см. рис. 3).

Память типа FIFO работает по принципу конвейера. Под действием фронта сигнала J на входе синхронизации очередной код с выходов АЦП записывается в начало конвейера. В то же время в результате продвижения данных по конвейеру на его выход пересылается очередной код, соответствующий наиболее давней предыстории. Длина конвейера может составлять, например, 256 ячеек. При отсутствии динамики сигнала J содержимое памяти остается неизменным.

Аналого–цифровой преобразователь работает при наличии сигнала разрешения EN = 1. Очередной цикл преобразования начинается при поступлении сигнала J = 1. Мультиплексор при P5 = 1 передает на выход сигнал C с нижнего входа. При P5 = 0 на выход передается сигнал P6.

Принцип действия измерителя основан на регистрации задержки между посланным и принятым из линии перепадами уровней напряжения с учетом поправок на вносимые линией искажения фронтов сигнала. Умножив известную скорость распространения сигнала в линии на полученную расчетным путем (на основе измеренных параметров) задержку прохождения сигнала по

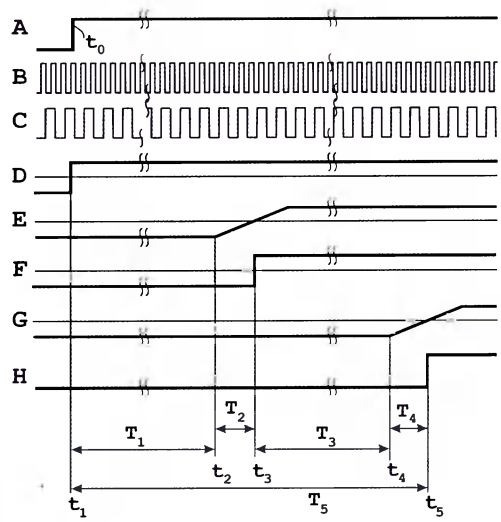


Рис. 2

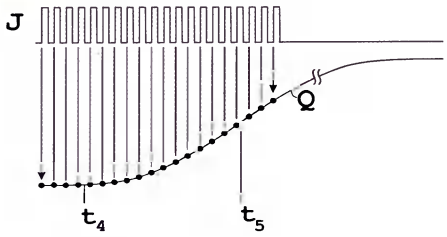


Рис. 3

линии в одну сторону, можно вычислить ее длину.

В исходном состоянии, до момента t_0 (см. рис. 2) сигнал A = 0 удерживает счетчик в нулевом состоянии. На диаграмме показан лишь фрагмент низкочастотного периодического сигнала A. Микрокомпьютер находится в режиме ожидания перехода этого сигнала в состояние лог. 1. Сигнал P5 = 1 разрешает работу АЦП и настраивает мультиплексор на передачу сигнала C. Таким образом, АЦП и память FIFO непрерывно (с частотой дискретизации, определяемой сигналом C) отслеживают новейшую предысторию состояния сигнала на входах АЦП. Выдвигаемая из памяти информация не воспринимается микрокомпьютером и теряется как ненужная, при этом P6 = 0.

В момент t_0 формируется сигнал A = 1, который разрешает работу счетчика. Микрокомпьютер, получив этот сигнал, принимает к сведению факт начала цикла измерений и переходит к ожиданию его завершения, которое, как будет показано далее, сопровождается формированием сигнала лог. 1 на его входе P3.

В момент t_1, близкий к t_0, напряжение D (рис. 2) между выходами передатчика меняет знак. Перепад напряжения начинает распространяться по первой витой паре проводов и в момент t_2 достигает дальнего конца линии. При этом фронт сигнала заметно «размывается», что условно показано наклонным участком временной диаграммы, соответствующей сигналу E на входах удаленного приемника. После срабатывания приемника (компаратора) и передатчика ведомого блока в момент t_3 сигнал F восстановленной формы начинает распространяться в обратном направлении по второй витой паре проводов и в момент t_4 достигает входов приемника ведущего блока. Этот приемник срабатывает в момент t_5.

Сигнал H = 1 с выхода приемника останавливает накопление единиц в счетчике так, что в нем фиксируется промежуток времени T_5 (см. рис. 2), выраженный в условных единицах — периодах сигнала B. Сигнал H = 1 также вызывает переход микрокомпьютера к программе завершения цикла измерения и обработки полученных результатов. Завершение цикла измерения заключается в приостановке работы блока регистрации формы сигнала, считывании данных из блока памяти и опросе счетчика.

Для приостановки работы блока регистрации формы сигнала микрокомпьютер формирует сигнал P5 = 0, запрещая работу АЦП и настраивая мультиплексор на передачу сигнала P6. Этот сигнал пока равен нулю, поэтому на выходе мультиплексора формируется временная диаграмма, приведенная на рис. 3. Процесс регистрации формы сигнала (см. диаграмму сигнала Q) приостанавливается через небольшой промежуток времени после срабатывания приемника из-за инерционности микрокомпьютера в момент t_5. При этом в блоке памяти хранятся данные, по которым в дальнейшем можно с некоторой точностью вычислить длительность интервала $T_4 = t_5 - t_4$, соответствующего половине длительности фронта принятого сигнала (см. последовательность отсчетов, показанную рядом точек на диаграмме сигнала Q).

Считывание данных из блока памяти в микрокомпьютер происходит в сравнительно медленном темпе под управлением программы, которая периодически изменяет состояние сигнала P6 и после каждого периода изменения считывает очередной отсчет, выдвинутый из блока памяти. После считывания всех данных или их части, необходимой для вычисления длительности промежутка времени $T_4 = t_5 - t_4$, микрокомпьютер опрашивает счетчик через входной порт, рассчитывает длину линии, выдает результаты на индикатор (на рисунке не показан) и переходит в описанное ранее состояние ожидания следующего положительного фронта сигнала A для повторения измерения (например, в режиме усреднения результатов), либо выполняет иные действия, предписанные командами оператора.

Из временных диаграмм, представленных на рис. 2, следует, что, без учета задержек срабатывания передатчиков и приемников, время T_X распространения фронта сигнала до дальнего конца линии и обратно составляет

$$T_X = T_1 + T_3 = T_5 - T_2 - T_4.$$

Если предположить, что характеристики пар проводов линии примерно одинаковы, то можно считать, что $T_2 = T_4$; тогда $T_X = T_5 - 2T_4$. Время T_Y распространения сигнала в одну сторону при этом составит $T_Y = T_X/2 = T_5/2 - T_4$. Значения T_5 и T_4 определены по результатам измерений. Искомая длина L линии вычисляется по формуле:

$$L = cT_Y/K,$$

где c — скорость света в вакууме; K — коэффициент укорочения, показывающий, во сколько раз скорость света в вакууме превосходит скорость распространения сигнала по кабелю (для кабеля типа ТПП-0,5 K = 1,52).

Если принятое ранее условие примерного равенства промежутков времени T_2 и T_4 не соблюдается (что маловероятно), то можно провести измерение повторно, поменяв местами витые пары проводов линии и усреднив результаты измерения.

Расширение диапазона измерений достигнуто благодаря тому, что по линии передаются редкие или даже однократные перепады уровней сигнала (а не импульсы, как в рефлектометре). При этом перепад уровней сигнала распространяется по петле в одном направлении, отраженные сигналы не могут его опередить и даже догнать, так что к финишу приходит полноценный по форме сигнал уменьшенной амплитуды, имеющий «размытый» фронт. Диапазон измерений можно дополнительно увеличить повышением уровня передаваемого сигнала с одновременным контролируемым увеличением длительности его фронта. Можно формировать фронт в виде графика функции

$$y = \sin\omega t,$$

где ω — параметр, определяющий крутизну фронта; $-\pi/2 \le \omega t \le \pi/2$.

Увеличение длительности фронта и сглаживание его формы уменьшает нежелательное влияние проверяемой линии на соседние, размещенные в том же кабеле. Но даже при заметном влиянии помехи окажутся редкими (или даже однократными).

Измеритель длины кабельной линии передачи данных (второй вариант)

В предыдущей варианте измерителя источник и приемник тестового сигнала размещались рядом. Однако в кабеле не всегда имеется лишняя витая пара проводов для построения петли.

В схеме измерения, показанной на рис. 4, начало и конец двухпроводной линии связи территориально разнесены. Для синхронизации работы передающего и приемного блоков использован сигнал местного телецентра.

Перед началом измерений телевизионные приемники TV1 и TV2 отключаются от передающего и приемного блоков, помещаются рядом и настраиваются на прием одной и той же местной телевизионной программы. С помощью осциллографа или другого измерительного прибора телевизионные приемники калибруются так, чтобы свести к минимуму разность фаз между их кадровыми синхроимпульсами FR1 и FR2.

Структура приемного и передающего блоков (рис. 5) близка описанной ранее структуре ведущего и ведомого блоков.

Отличие заключается в том, что введены формирователи F импульсов, делитель DIV частоты, а часть узлов аппаратуры исключена. В приемном блоке цикл

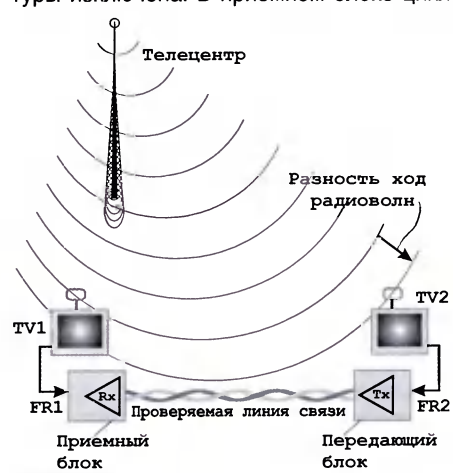


Рис. 4

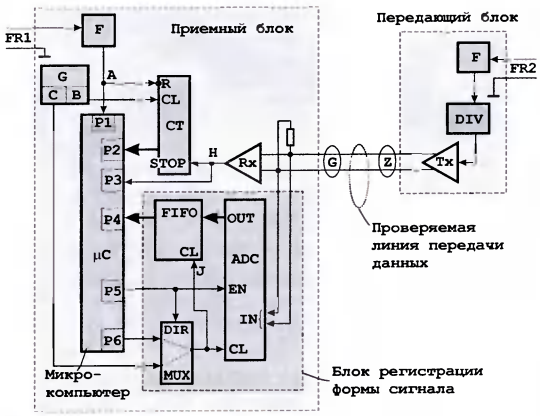


Рис. 5

измерения начинается по сигналу FR1. В передающем блоке выдача перепада напряжения в линию происходит по сигналу FR2 (возможно, не по каждому, если коэффициент деления частоты делителем DIV превышает единицу). Приемный блок регистрирует время между поступлением тестового сигнала из линии и ближайшим предшествующим кадровым синхроимпульсом FR1.

Как и в предыдущем варианте, для вычисления длины линии необходимо знать значение коэффициента укорочения и измерить время T_L распространения сигнала от начала линии до ее конца. Это время может быть получено проведением двух измерений с усреднением результатов.

При первом измерении расположение передающего и приемного блоков соответствует показанному на рис. 4. Временные диаграммы сигналов приведены на рис. 6, *а*. Разность хода радиоволн вызывает отставание кадрового синхроимпульса FR2 от импульса FR1 на некоторый промежуток времени T_D. Поэтому вместо истинного значения T_L получим искаженное:

$$T_M = T_L + T_D,$$

поскольку отсчет времени начинается по положительному перепаду сигнала A еще до того, как в линию выдан тестовый сигнал Z.

Второе измерение T_L проводится после перестановки передающего и приемного блоков относительно проверяемой линии (телевизионные приемники остаются на своих местах). Поэтому разность хода радиоволн создает ошибку измерения той же величины, но противоположного знака, и вместо истинного значения T_L получим искаженное:

$$T_M = T_L - T_D$$

(см. временные диаграммы, приведенные на рис. 6, *б*).

Усредняя результаты первого и второго измерений, получим истинное значение времени распространения сигнала от начала линии до ее конца:

$$(T_L + T_D + T_L - T_D)/2 = T_L.$$

На практике комплект измерительной аппаратуры может состоять из двух одинаковых частей, каждая из которых содержит как передающий, так и приемный блоки. Это исключает необходимость механической перестановки блоков для проведения второго измерения. Отметим, что описанную ранее калибровку телевизионных приемников TV1 и TV2 можно не проводить, если при втором измерении поменять эти приемники местами. В этом случае взаимный "перекос" кадровых синхроимпульсов FR1 и FR2, вызванный неидентичностью телевизионных приемников, будет автоматически компенсирован при усреднении результатов.

Если коэффициент деления сигнала FR2 выбран большим единицы, то часть кадровых импульсов для измерения не используется.

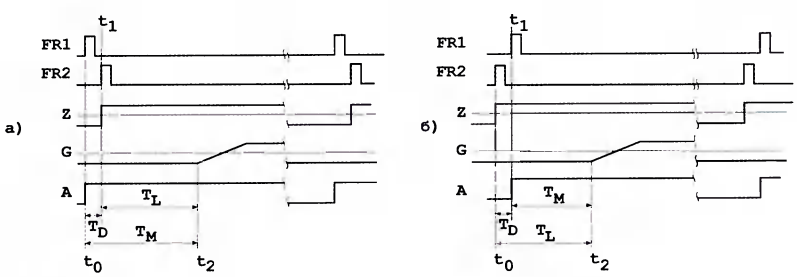


Рис. 6

Сергей Сухман,
Аркадий Бернов,
Борис Шевкопляс,
borissh@zelmail.ru

(Продолжение. Начало — № 4/2001)

PSpice-модели цифровых устройств

Запоминающие устройства

Запоминающие устройства (ЗУ) подразделяются на постоянные ЗУ (ROM, Read Only Memories) и оперативные ЗУ (RAM, Random Access Read-Write Memories).

Постоянное запоминающее устройство

Существует два способа записи данных в ПЗУ (рис. 17) для последующего моделирования:

- данные предварительно записываются в файл в формате Intel Hex и перед началом моделирования из него считываются;
- данные указываются непосредственно в описании ПЗУ с помощью конструкции DATA=...

ПЗУ вводится в задание на моделирование предложением:

Uxxx ROM (<число адресных входов>,-<число выходов>)

+ <+узел источника питания> <–узел источника питания>

+ <вход разрешения чтения>

+ <старший разряд адреса> ...<младший разряд адреса>

+ <старший разряд выхода>... <младший разряд выхода>

+ <имя модели динамики> <имя модели вход/выход>

+ [FILE=<имя файла>]

+ [DATA=<флаг системы счисления>$-<данные программы>$]

+ [MNTYMXDLY=<выбор значения задержки>]

+ [IO_LEVEL=<уровень модели интерфейса>]

После ключевого слова FILE указывается имя файла в формате Intel Hex, в котором должны быть записаны данные ПЗУ. Оно может быть указано как текстовая константа (и тогда заключается в кавычки " ") или как текстовое выражение (заключается между вертикальными черточками | |). Если приведена опция FILE, то любые данные, приведенные после опции DATA, игнорируются.

Флаг системы счисления принимает следующие значения:

B — двоичная системы счисления;

O — восьмеричная система (бит старшего разряда расположен по младшему адресу);

X — шестнадцатеричная система (бит старшего разряда расположен по младшему адресу).

Данные программы помещаются между знаками $ и могут располагаться как слитно, так и разделяться одним или несколькими пробелами. Поток данных начинается с нулевого адреса, по которому размещается первый разряд данных. Следующий бит относится ко второму разряду данных и так до тех пор, пока не будут определены состояния всех разрядов по этому адресу.

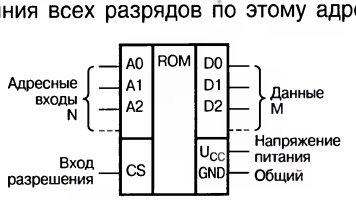


Рис. 17

После этого перечисляются данные по следующему адресу и т. д.

Модель динамики ПЗУ имеет формат:

.MODEL <имя модели динамики> UROM [(параметры модели динамики)]

Параметры этой модели приведены в табл. 18 (значения по умолчанию — 0, единицы измерения — с).

Переходные процессы при считывании из ПЗУ показаны на рис. 18. На вход разрешения чтения необходимо подать 1, а состояния узлов выходных данных изменяются от состояния высокого импеданса Z до соответствующего состояния спустя некоторое время t_{PED}. В течение времени, пока сигнал разрешения чтения находится в состоянии 1, сигналы адреса могут изменяться, и если это так, то новые данные доступны на выходах через некоторое время задержки t_{PAD}.

В заключение приведем интересный пример использования ПЗУ в генераторе цветных полос PAL (рис. 19), который можно использовать для настройки декодеров PAL и каналов цветности PAL телевизоров. Генератор отличается чрезвычайной простотой. Его основу составляет микросхема ПЗУ К556РТ4 с организацией 8×4, макромодель которой представлена в табл. 19. Запустив эту схему на моделирование, на ее выходе мы увидим знакомый сигнал цветных полос (рис. 20).

Таблица 18

Идентификатор	Параметр
TPADHMN	Время выборки адреса при переключении входных данных 0→1, минимальное значение
TPADHTY	То же, типовое значение
TPADHMX	То же, максимальное значение
TPADLMN	Время выборки адреса при переключении входных данных 1→0, минимальное значение
TPADLTY	То же, типовое значение
TPADLMX	То же, максимальное значение
TPEDHMN	Время выборки разрешения при переключении выходов Z→1, минимальное значение
TPEDHTY	То же, типовое значение
TPEDHMX	То же, максимальное значение
TPEDLMN	Время выборки разрешения при переключении выходов Z→0, минимальное значение
TPEDLTY	То же, типовое значение
TPEDLMX	То же, максимальное значение
TPEDHZMN	Время выборки разрешения при переключении выходов 1→Z, минимальное значение
TPEDHZTY	То же, типовое значение
TPEDHZMX	То же, максимальное значение
TPEDLZMN	Время выборки разрешения при переключении выходов 0→Z, минимальное значение
TPEDLZTY	То же, типовое значение
TPEDLZMX	То же, максимальное значение

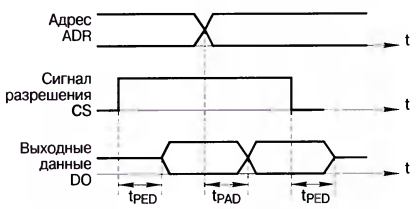


Рис. 18

Оперативное запоминающее устройство

ОЗУ вводится в задание на моделирование предложением:

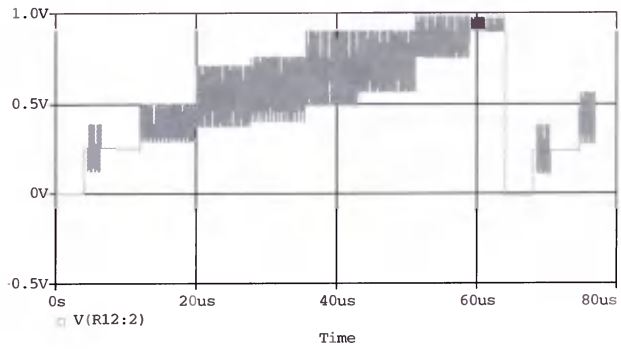


Рис. 20

Таблица 19

```
.SUBCKT 556RT4_PAL
+ V1 V2
+ A7 A6 A5 A4 A3 A2 A1 A0
+ Q3 Q2 Q1 Q0
+optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
+params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 nanda(2,1) DPWR DGND V1 V2 EN
+D0_GATE IO_STD IO_LEVEL={IO_LEVEL}
UMULTIPLY ROM (8,4) DPWR DGND
+ EN
* A B
+ A7 A6 A5 A4 A3 A2 A1 A0
+ Q3 Q2 Q1 Q0
+ D_556RT4
+ IO_STD_OC
+ DATA=X$
* данные
*B=   0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F  A=
+    4  4  4  4  0  0  0  0  A  6  B  7  0  0  0  0  0
+    9  C  A  E  0  0  0  0  C  B  F  E  0  0  0  0  1
+    8  9  5  6  0  0  0  0  C  9  A  7  0  0  0  0  2
+    A  E  9  D  0  0  0  0  E  E  E  E  0  0  0  0  3
+    4  2  6  4  0  0  0  0  4  2  6  4  0  0  0  0  4
+    4  2  6  4  0  0  0  0  4  2  6  4  0  0  0  0  5
+    4  2  6  4  0  0  0  0  4  2  6  4  0  0  0  0  6
+    4  2  6  4  0  0  0  0  4  2  6  4  0  0  0  0  7
+    4  4  4  4  0  0  0  0  6  A  7  B  0  0  0  0  8
+    C  8  A  E  0  0  0  0  B  C  E  F  0  0  0  0  9
+    9  8  6  5  0  0  0  0  9  C  7  A  0  0  0  0  A
+    E  A  D  9  0  0  0  0  E  E  E  E  0  0  0  0  B
+    4  4  4  6  0  0  0  0  2  4  4  6  0  0  0  0  C
+    2  4  4  6  0  0  0  0  2  4  4  6  0  0  0  0  D
+    2  4  4  6  0  0  0  0  2  4  4  6  0  0  0  0  E
+    2  4  4  6  0  0  0  0  2  4  4  6  0  0  0  0  F
+ $
.MODEL D_556RT4 UROM(
+ TPADHMN=5ns        TPADHTY=8ns        TPADHMX=10ns
+ TPADLMN=5ns        TPADLTY=8ns        TPADLMX=10ns
+ TPEDHMN=5ns        TPEDHTY=8ns        TPEDHMX=10ns
+ TPEDLMN=5ns        TPEDLTY=8ns        TPEDLMX=10ns
+ TPEDHZMN=5ns       TPEDHZTY=8ns       TPEDHZMX=10ns
+ TPEDLZMN=5ns       TPEDLZTY=8ns       TPEDLZMX=10ns
+ )
.ends
```

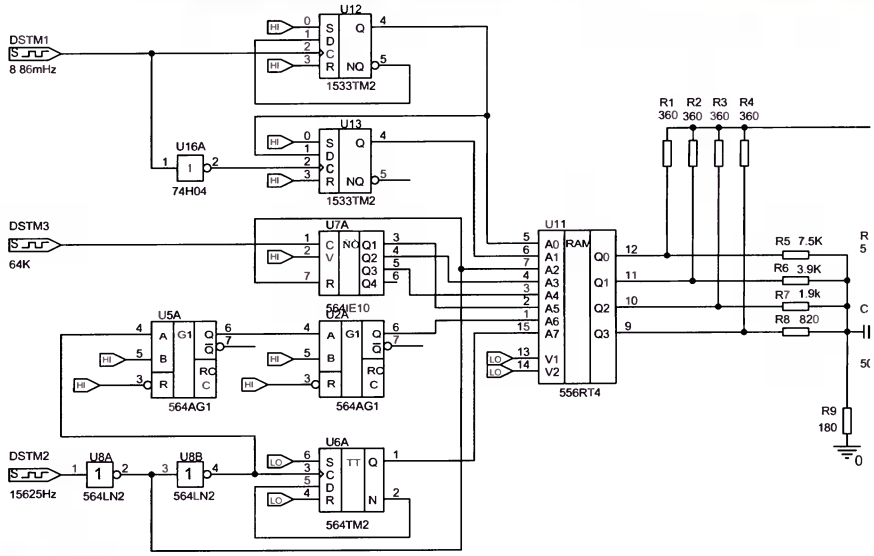


Рис. 19

UxxxRAM. (<число адресных входов>, <число выходов>)

+ <+узел источника питания> <–узел источника питания>

+ <вход разрешения чтения> <вход разрешения записи>

+ <старший разряд адреса>. . . <младший разряд адреса>

+ <старший разряд входа данных>... <младший разряд входа данных>

+ <старший разряд выхода> . . . <младший разряд выхода>

+ <имя модели динамики> <имя модели вход/выход>

+ [FILE=<имя файла>]

+ [DATA=<флаг системы счисления>$–<данные программы>$]

+ [MNTYMXDLY=<выбор значения задержки>]

+ [IO_LEVEL=<уровень модели интерфейса>]

После ключевого слова FILE указывается имя файла в формате Intel Hex, в котором записаны данные ЗУ. Оно может быть указано как текстовая константа (и тогда заключается в кавычки " ") или как текстовое выражение (заключается между вертикальными черточками | |). Если приведена опция FILE, то любые данные, приведенные после опции DATA, игнорируются.

Флаг системы счисления принимает следующие значения:

B — двоичная система счисления;

O — восьмеричная система счисления (бит старшего разряда расположен по младшему адресу);

X — шестнадцатеричная система счисления (бит старшего разряда расположен по младшему адресу).

Данные программы помещаются между знаками $ и могут располагаться как слитно, так и разделяться одним или несколькими пробелами. Поток данных начинается с нулевого адреса, по которому размещается первый разряд данных. Следующий бит относится ко второму разряду данных, и так до тех пор, пока не будут определены состояния всех разрядов по этому адресу. После этого перечисляются данные по следующему адресу и т. д., как и в ПЗУ.

Модель ОЗУ состоит из двух секций — записи и считывания данных, которые имеют различные выводы для подачи сигналов разрешения, различные выводы для записи и считывания данных и общие выводы адреса (рис. 21). Обычно в начальный момент времени в ОЗУ (рис. 22) устанавливаются произвольные данные по всем адресам. Существует два способа записи начальных данных в ОЗУ при моделировании:

- данные предварительно записываются в файл в формате Intel Hex и перед началом моделирования из него считываются;
- данные указываются непосредственно в описании ОЗУ с помощью конструкции DATA=...

При записи данных в ОЗУ необходимо сначала подать сигналы на адресные входы и входы данных и не изменять их в течение определенного времени (времени установления t_{SUAEV} и t_{SUDEW} соответственно), после чего установить 1 на входе разрешения записи. Этот сигнал должен удерживаться в течение некоторого минимального интервала времени t_{WEW}, а затем может быть сброшен в 0. При этом сигналы адреса и данных не должны изменяться в течение времени, когда сигнал разрешения записи находится в состоянии 1 и удерживается еще некоторое время t_{HAEW} и t_{HDEW}, прежде чем измениться.

Для чтения из ОЗУ на вход разрешения чтения необходимо подать 1, после чего состояния узлов выходных данных изменяются от состояния высокого импеданса Z до соответствующего состояния спустя некоторое время t_{PERD}. В течение времени, пока сигнал разрешения чтения находится в состоянии 1, сигналы адреса могут изменяться, и если это так, то новые данные доступны на выходах через некоторое время задержки t_{PAD}.

Переходные процессы при записи и считывании из ОЗУ показаны на рис. 22.

В модели ОЗУ ничто не препятствует одновременно установить 1 на входах разрешения чтения и записи, хотя в большинстве реальных ОЗУ это не допускается. Новые считанные данные посылаются на выходы данных после перехода сигнала разрешения записи из 1 в 0.

Модель динамики ОЗУ имеет формат:

.MODEL *<имя модели динамики>* URAM [(*параметры модели динамики*)]

Параметры этой модели приведены в табл. 20 (значения по умолчанию — 0, единицы измерения — с).

Таблица 20. Параметры модели динамики ОЗУ

Идентификатор	Параметр	Идентификатор	Параметр
TPADHMN	Время выборки адреса при переключении выходов 0→1, минимальное значение	TSUDEWMN	Время установления данных относительно переднего фронта сигнала разрешения, минимальное значение
TPADHTY	То же, типовое значение	TSUDEWTY	То же, типовое значение
TPADHMX	То же, максимальное значение	TSUDEWMX	То же, максимальное значение
TPADLMN	Время выборки адреса при переключении выходов 1→0, минимальное значение	TSUAEWMN	Время установления адреса относительно переднего фронта сигнала разрешения, минимальное значение
TPADLTY	То же, типовое значение	TSUAEWTY	То же, типовое значение
TPADLMX	То же, максимальное значение	TSUAEWMX	То же, максимальное значение
TPERDHMN	Время выборки разрешения при переключении выходов Z→1, минимальное значение	TWEWHMN	Длительность сигнала разрешения при записи 1, минимальное значение
TPERDHTY	То же, типовое значение	TWEWHTY	То же, типовое значение
TPERDHMX	То же, максимальное значение	TWEWHMX	То же, максимальное значение
TPERDLMN	Время выборки разрешения при переключении выходов Z→ 1, минимальное значение	TWEWLMN	Длительность сигнала разрешения при записи 0, минимальное значение
TPERDLTY	То же, типовое значение	TWEWLTY	То же, типовое значение
TPERDLMX	То же, максимальное значение	TWEWLMX	То же, максимальное значение
TPERDHZMN	Время выборки разрешения при переключении выходов 1→Z, минимальное значение	THDEWMN	Время удержания входных данных относительно заднего фронта сигнала разрешения записи, минимальное значение
TPERDHZTY	То же, типовое значение	THDEWTY	То же, типовое значение
TPERDHZMX	То же, максимальное значение	THDEWMX	То же, максимальное значение
TPERDLZMN	Время выборки разрешения при переключении выходов 0→Z, минимальное значение	THAEWMN	Время удержания адреса по отношению к заднему фронту сигнала разрешения записи, минимальное значение
TPERDLZTY	То же, типовое значение	THAEWTY	То же, типовое значение
TPERDLZMX	То же, максимальное значение	THAEWMX	То же, максимальное значение

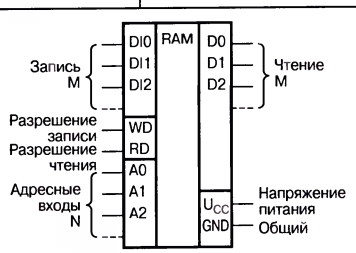


Рис. 21

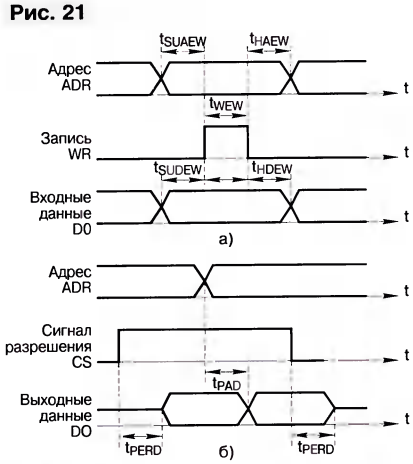


Рис. 22

Продолжение следует

Олег Петраков,
petrakov@mtu-net.ru

(Продолжение. Начало — №7/2002)

Использование шаблонов HDL-редактора при создании описаний цифровых устройств с помощью языка VHDL

Boundary Scan — папка, в которой представлены типовые примеры реализации периферийного сканирования для кристаллов ПЛИС различного типа. Большинство шаблонов этого раздела выполнено в виде законченного структурного описания (за исключением XC4000 BSCAN).

Spartan-II Bscan, Virtex Bscan, Virtex-II Bscan содержат описание конструкций, предназначенных для организации периферийного сканирования в кристаллах ПЛИС семейств Spartan-II, Virtex, Virtex-II соответственно. Эти шаблоны имеют одинаковую структуру, которая включает в себя три D-триггера, образующих регистр данных для одного вывода ПЛИС, и компонент, представляющий ресурсы периферийного сканирования соответствующего кристалла. Ниже приведен текст шаблона Spartan-II Bscan. Описания остальных примеров этой группы отличаются только названием компонента, определяемого типом ПЛИС: в Virtex Bscan используется BSCAN_VIRTEX, в Virtex-II Bscan — BSCAN_VIRTEX2. Описание интерфейса компонентов BSCAN_VIRTEX и BSCAN_VIRTEX2 аналогично BSCAN_SPARTAN2. Для обозначения портов конструкций, представленных в этих шаблонах, используются следующие идентификаторы: di соответствует информационному входу, ce — входу разрешения выходного разряда регистра данных, clk — входу синхронизации, qo — выходу данных.

```
- Spartan-II Boundary Scan Code
library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;

entity flops is port (
   di: in std_logic;
   ce: in std_logic;
   clk: in std_logic;
   qo: out std_logic);
end flops;

architecture inst of flops is
component FDCE port (
   D: in std_logic;
   CE: in std_logic;
   C: in std_logic;
   CLR: in std_logic;
   Q: out std_logic);
end component;
component BSCAN_SPARTAN2 port (
   TDO1: in std_logic;
   TDO2: in std_logic;
   UPDATE: out std_logic;
   SHIFT: out std_logic;
   RESET: out std_logic;
   TDI: out std_logic;
   SEL1: out std_logic;
   DRCK1: out std_logic;
   SEL2: out std_logic;
   DRCK2: out std_logic);
end component;
signal q1,rst,tdo1,update,shift,reset,tdi,sel1,drck1 :
std_logic;
begin
U4: BSCAN_SPARTAN2 port map (
   TDO1 => tdo1,
   TDO2 => "0",
   UPDATE => update,
   SHIFT => shift,
   RESET => rst,
   TDI => tdi,
   SEL1 => sel1,
   DRCK1 => drck1,
   SEL2 => open,
   DRCK2 => open);
U0: FDCE port map (
   D => di,
   CE => update,
   C => clk,
   CLR => shift,
   Q => tdo1);
U1: FDCE port map (
   D => tdi,
   CE => sel1,
   C => drck1,
   CLR => rst,
   Q => q1);
U2: FDCE port map (
   D => q1,
   CE => ce,
   C => clk,
   CLR => rst.
   Q => qo);
end inst;
```

XC4000 BSCAN_ представляет собой основу описания конструкции, предназначенной для организации периферийного сканирования в ПЛИС семейств XC4000. При включении этих шаблонов в состав формируемого описания следует поместить выражения декларации используемых сигналов и компонентов в начале архитектурного тела перед ключевым словом «begin».

```
- Instantiating BSCAN for XC4000.
   signal TDI_P: std_logic;
   signal TMS_P: std_logic;
   signal TCK_P: std_logic;
   signal TDO_P: std_logic;
    component BSCAN
     port (TDI, TMS, TCK: in std_logic; TDO: out std_logic);
   end component;
    component TDI
      port (I: out std_logic);
   end component;
    component TCK
      port (I: out std_logic);
   end component;
    component TMS
      port (I: out std_logic);
   end component;
    component TDO
     port (O: in std_logic);
   end component;
  -**Insert the following after the "begin" keyword**
    U1: BSCAN port map (TDI=>TDI_P, TMS=>TMS_P, TCK=>TCK_P,
TDO=>TDO_P);
    U2: TDI port map (I=>TDI_P);
    U3: TMS port map (I=>TMS_P);
    U4: TCK port map (I=>TCK_P);
    U5: TDO port map (O=>TDO_P);
```

Clock DLL — папка, в которой расположены примеры описаний, иллюстрирующие использование модулей цифровой автоподстройки задержки (Delay-Locked Loop, DLL) в ПЛИС различных семейств. В шаблонах этой группы используется следующая система обозначений портов: CLKIN соответствует входу синхронизации, RESET — входу сброса, CLK2X — выходу тактового сигнала с удвоенной частотой синхронизации, CLK4X — выходу тактового сигнала с четырехкратной частотой синхронизации, LOCKED — выходу сигнала блокировки.

DLL 2x & 4x содержит образец применения компонентов, представляющих модули цифровой автоподстройки задержки. Этот

шаблон выполнен в виде описания конструкции, реализующей двукратное и четырехкратное увеличения частоты тактового сигнала за счет использования двух модулей DLL.

```
- DLL 2X and 4X Example
library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;
library unisim;
use unisim.vcomponents.all;

entity dll_standard is
    port (CLKIN : in std_logic;
          RESET : in std_logic;
          CLK2X : out std_logic;
          CLK4X : out std_logic;
          LOCKED: out std_logic);
end dll_standard;

architecture structural of dll_standard is
signal CLKIN_w, RESET_w, CLK2X_dll, CLK2X_g, CLK4X_dll, CLK4X_g :
std_logic;
signal LOCKED2X, LOCKED2X_delay, RESET4X, LOCKED4X_dll : std_logic;
signal logic1 : std_logic;
begin
logic1 <= "1";
clkpad : IBUFG  port map (I=>CLKIN, O=>CLKIN_w);
rstpad : IBUF   port map (I=>RESET, O=>RESET_w);
dll2x  : CLKDLL port map (CLKIN=>CLKIN_w,    CLKFB=>CLK2X_g,
RST=>RESET_w,
                          CLK0=>open,    CLK90=>open, CLK180=>open,
CLK270=>open,
                                  CLK2X=>CLK2X_dll, CLKDV=>open,
LOCKED=>LOCKED2X);
clk2xg : BUFG  port map (I=>CLK2X_dll,   O=>CLK2X_g);
rstsrl : SRL16  port map (D=>LOCKED2X, CLK=>CLK2X_g,
Q=>LOCKED2X_delay,
                              A3=>logic1, A2=>logic1, A1=>logic1,
A0=>logic1);
RESET4X <= not LOCKED2X_delay;
dll4x  : CLKDLL port map (CLKIN=>CLK2X_g,  CLKFB=>CLK4X_g,
RST=>RESET4X,
                          CLK0=>open,    CLK90=>open, CLK180=>open,
CLK270=>open,
                                  CLK2X=>CLK4X_dll, CLKDV=>open,
LOCKED=>LOCKED4X_dll);
clk4xg : BUFG  port map (I=>CLK4X_dll,  O=>CLK4X_g);
lckpad : OBUF  port map (I=>LOCKED4X_dll, O=>LOCKED);
CLK2X <= CLK2X_g;
CLK4X <= CLK4X_g;
end structural;
```

Virtex-E DLL 4x представляет шаблон использования модулей цифровой автоподстройки задержки в кристаллах семейства Virtex-E. Приведенное ниже описание содержит два компонента DLL, что позволяет сформировать сигналы синхронизации с частотами, превосходящими в два и четыре раза входную тактовую частоту.

```
- Virtex-E DLL 2X and 4X Example
library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;
library unisim;
use unisim.vcomponents.all;

entity dll_standard is
    port (CLKIN : in std_logic;
          RESET : in std_logic;
          CLK2X : out std_logic;
          CLK4X : out std_logic;
          LOCKED: out std_logic);
end dll_standard;

architecture structural of dll_standard is
signal CLKIN_w, RESET_w, CLK2X_dll, CLK2X_g, CLK4X_dll, CLK4X_g :
std_logic;
signal LOCKED2X, LOCKED2X_delay, RESET4X, LOCKED4X_dll : std_logic;
signal logic1 : std_logic;
begin
logic1 <= "1";
clkpad : IBUFG  port map (I=>CLKIN, O=>CLKIN_w);
rstpad : IBUF   port map (I=>RESET, O=>RESET_w);
dll2x  : CLKDLL port map (CLKIN=>CLKIN_w,    CLKFB=>CLK2X_g,
RST=>RESET_w,
                          CLK0=>open,    CLK90=>open, CLK180=>open,
CLK270=>open,
                                  CLK2X=>CLK2X_g, CLKDV=>open,
LOCKED=>LOCKED2X);
rstsrl : SRL16  port map (D=>LOCKED2X, CLK=>CLK2X_g,
Q=>LOCKED2X_delay,
                              A3=>logic1, A2=>logic1, A1=>logic1,
A0=>logic1);
RESET4X <= not LOCKED2X_delay;
dll4x  : CLKDLL port map (CLKIN=>CLK2X_g,  CLKFB=>CLK4X_g,
RST=>RESET4X,
                          CLK0=>open,    CLK90=>open, CLK180=>open,
CLK270=>open,
                                  CLK2X=>CLK4X_dll, CLKDV=>open,
LOCKED=>LOCKED4X_dll);
clk4xg : BUFG  port map (I=>CLK4X_dll,  O=>CLK4X_g);
lckpad : OBUF  port map (I=>LOCKED4X_dll, O=>LOCKED);
CLK2X <= CLK2X_g;
CLK4X <= CLK4X_g;
end structural;
```

DCM представляет собой папку, в которой сосредоточены описания типовых вариантов применения модулей цифрового управления синхронизацией (Digital Clock Manager, DCM) в ПЛИС семейства Virtex-II. В этих шаблонах используются следующие идентификаторы для обозначения интерфейсных цепей: CLK_IN соответствует входу сигнала синхронизации; RESET, RST — входу сброса; CLK1X — выходу формируемого тактового сигнала с частотой входной синхронизации; LOCK — выходу сигнала блокировки, CLKFB — входу сигнала обратной связи, поступающего с печатной платы; CLK1X_INT, CLK1X_EXT — выходам формируемого тактового сигнала с частотой входной синхронизации, используемого внутри и вне кристалла; LOCK_INT, LOCK_EXT — выходам сигнала блокировки, используемого в пределах и вне ПЛИС; CLK2X — выходу формируемого тактового сигнала с удвоенной частотой входной синхронизации; CLK2X_INT, CLK2X_EXT — выходам генерируемого тактового сигнала с удвоенной частотой входной синхронизации, используемого внутри и вне кристалла; CLK_DIV — выходу синтезируемого тактового сигнала с частотой, определяемой коэффициентом деления частоты входной синхронизации; CLKFX, CLKFX180 — выходам синтезируемых противофазных тактовых сигналов с частотой, определяемой разработчиком; PSEN — входу разрешения выполнения операции фазового сдвига; PSINCDEC — входу выбора режима сдвига (инкрементный или декрементный); PSDONE — выходу сигнала завершения операции фазового сдвига.

CLK0 содержит образец описания конструкции, предназначенной для предотвращения временных перекосов при распространении сигнала синхронизации внутри кристалла.

```
- Module:   BUFG_CLK0_SUBM
library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;
- synopsys translate_off
library UNISIM;
use UNISIM.VCOMPONENTS.ALL;
- synopsys translate_on

entity BUFG_CLK0_SUBM is
  port (
       CLK_IN : in std_logic;
       RST    : in std_logic;
       CLK1X  : out std_logic;
       LOCK   : out std_logic
      );
end BUFG_CLK0_SUBM;

architecture BUFG_CLK0_SUBM_arch of BUFG_CLK0_SUBM is
- Components Declarations:
component BUFG
```

```
  port (
     I   : in std_logic;
     O   : out std_logic
);
end component;
component DCM
- synopsys translate_off
   generic (
          DLL_FREQUENCY_MODE : string := «LOW»;
          DUTY_CYCLE_CORRECTION : boolean := TRUE;
          STARTUP_WAIT : boolean := FALSE
         );
- synopsys translate_on
   port ( CLKIN    : in std_logic;
          CLKFB    : in std_logic;
          DSSEN    : in std_logic;
          PSINCDEC : in std_logic;
          PSEN     : in std_logic;
          PSCLK    : in std_logic;
          RST      : in std_logic;
          CLK0     : out std_logic;
          CLK90    : out std_logic;
          CLK180   : out std_logic;
          CLK270   : out std_logic;
          CLK2X    : out std_logic;
          CLK2X180 : out std_logic;
          CLKDV    : out std_logic;
          CLKFX    : out std_logic;
          CLKFX180 : out std_logic;
          LOCKED   : out std_logic;
          PSDONE   : out std_logic;
          STATUS   : out std_logic_vector(7 downto 0)
        );
end component;
- Attributes
attribute DLL_FREQUENCY_MODE : string;
attribute DUTY_CYCLE_CORRECTION : string;
attribute STARTUP_WAIT : string;
attribute DLL_FREQUENCY_MODE of U_DCM: label is «LOW»;
attribute DUTY_CYCLE_CORRECTION of U_DCM: label is «TRUE»;
attribute STARTUP_WAIT of U_DCM: label is «FALSE»;
- Signal Declarations:
signal GND : std_logic;
signal CLK0_W: std_logic;
signal CLK1X_W: std_logic;
begin
GND <= "0";
CLK1X <= CLK1X_W;
- DCM Instantiation
U_DCM: DCM
  port map (
          CLKIN =>    CLK_IN,
          CLKFB =>    CLK1X_W,
          DSSEN =>    GND,
          PSINCDEC => GND,
          PSEN =>     GND,
          PSCLK =>    GND,
          RST =>      RST,
          CLK0 =>     CLK0_W,
          LOCKED =>   LOCK
   );
- BUFG Instantiation
U_BUFG: BUFG
  port map (
         I => CLK0_W,
            O => CLK1X_W
        );
end BUFG_CLK0_SUBM_arch;
```

CLK0_FB описывает субмодуль, используемый для устранения перекосов при прохождении тактового сигнала внутри кристалла и на печатной плате. Основу описываемой конструкции составляют два модуля цифрового управления синхронизацией.

```
- Module:    BUFG_CLK0_FB_SUBM
library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;
- synopsys translate_off
library UNISIM;
use UNISIM.VCOMPONENTS.ALL;
- synopsys translate_on

entity BUFG_CLK0_FB_SUBM is
  port (
       CLK_IN    : in std_logic;
       RST       : in std_logic;
       CLKFB     : in std_logic;
       CLK1X_EXT : out std_logic;
       CLK1X_INT : out std_logic;
       LOCK_EXT  : out std_logic;
       LOCK_INT  : out std_logic
      );
end BUFG_CLK0_FB_SUBM;

architecture BUFG_CLK0_FB_SUBM_arch of BUFG_CLK0_FB_SUBM is
- Components Declarations:
component BUFG
  port (
     I   : in std_logic;
     O   : out std_logic
);
end component;
component IBUFG
  port (
     I   : in std_logic;
     O   : out std_logic
);
end component;
component DCM
- synopsys translate_off
   generic (
          DLL_FREQUENCY_MODE : string := «LOW»;
          DUTY_CYCLE_CORRECTION : boolean := TRUE;
          STARTUP_WAIT : boolean := FALSE
         );
- synopsys translate_on
   port ( CLKIN    : in std_logic;
          CLKFB    : in std_logic;
          DSSEN    : in std_logic;
          PSINCDEC : in std_logic;
          PSEN     : in std_logic;
          PSCLK    : in std_logic;
          RST      : in std_logic;
          CLK0     : out std_logic;
          CLK90    : out std_logic;
          CLK180   : out std_logic;
          CLK270   : out std_logic;
          CLK2X    : out std_logic;
          CLK2X180 : out std_logic;
          CLKDV    : out std_logic;
          CLKFX    : out std_logic;
          CLKFX180 : out std_logic;
          LOCKED   : out std_logic;
          PSDONE   : out std_logic;
          STATUS   : out std_logic_vector(7 downto 0)
        );
end component;
- Attributes
attribute DLL_FREQUENCY_MODE : string;
attribute DUTY_CYCLE_CORRECTION : string;
attribute STARTUP_WAIT : string;
attribute DLL_FREQUENCY_MODE of U0_DCM: label is «LOW»;
attribute DUTY_CYCLE_CORRECTION of U0_DCM: label is «TRUE»;
attribute STARTUP_WAIT of U0_DCM: label is «FALSE»;
attribute DLL_FREQUENCY_MODE of U1_DCM: label is «LOW»;
attribute DUTY_CYCLE_CORRECTION of U1_DCM: label is «TRUE»;
attribute STARTUP_WAIT of U1_DCM: label is «FALSE»;
- Signal Declarations:
signal GND : std_logic;
signal CLK_IN_W: std_logic;
signal CLKFB_W: std_logic;
signal CLK0_INT_W: std_logic;
signal CLK1X_INT_W: std_logic;
signal CLK1X_EXT_W: std_logic;
begin
```

```
GND <= "0";
CLK1X_INT <= CLK1X_INT_W;
CLK1X_EXT <= CLK1X_EXT_W;
- DCM Instantiation for external deskew of CLK0
U0_DCM: DCM
  port map (
          CLKIN =>    CLK_IN_W.
          CLKFB =>    CLKFB_W,
          DSSEN =>    GND,
          PSINCDEC => GND,
          PSEN =>     GND,
          PSCLK =>    GND,
          RST =>      RST,
          CLK0 =>     CLK1X_EXT_W,
          LOCKED =>   LOCK_EXT
   );
- DCM Instantiation for internal deskew of CLK0
U1_DCM: DCM
  port map (
          CLKIN =>    CLK_IN_W,
          CLKFB =>    CLK1X_INT_W,
          DSSEN =>    GND,
          PSINCDEC => GND,
          PSEN =>     GND,
          PSCLK =>    GND,
          RST =>      RST,
          CLK0 =>     CLK0_INT_W,
          LOCKED =>   LOCK_INT
   );
- IBUFG Instantiation for CLK_IN
U0_IBUFG: IBUFG
  port map (
         I => CLK_IN,
            O => CLK_IN_W
        );
- IBUFG Instantiation for CLKFB
U1_IBUFG: IBUFG
  port map (
         I => CLKFB,
            O => CLKFB_W
        );
- BUFG Instantiation
U_BUFG: BUFG
  port map (
         I => CLK0_INT_W,
            O => CLK1X_INT_W
        );
end BUFG_CLK0_FB_SUBM_arch;
```

CLK2X представляет типовой вариант применения модуля DCM для формирования тактового сигнала с удвоенной частотой синхронизации и предотвращения перекосов при его распространении внутри кристалла.

```
- Module:    BUFG_CLK2X_SUBM
library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;
- synopsys translate_off
library UNISIM;
use UNISIM.VCOMPONENTS.ALL;
- synopsys translate_on

entity BUFG_CLK2X_SUBM is
  port (
       CLK_IN : in std_logic;
       RST    : in std_logic;
       CLK2X  : out std_logic;
       LOCK   : out std_logic
      );
end BUFG_CLK2X_SUBM;

architecture BUFG_CLK2X_SUBM_arch of BUFG_CLK2X_SUBM is
- Components Declarations:
component BUFG
  port (
     I   : in std_logic;
         O   : out std_logic
        );
end component;
component DCM
- synopsys translate_off
   generic (
           DLL_FREQUENCY_MODE : string := «LOW»;
           DUTY_CYCLE_CORRECTION : boolean := TRUE;
           STARTUP_WAIT : boolean := FALSE
          );
- synopsys translate_on
   port ( CLKIN    : in std_logic;
          CLKFB    : in std_logic;
          DSSEN    : in std_logic;
          PSINCDEC : in std_logic;
          PSEN     : in std_logic;
          PSCLK    : in std_logic;
          RST      : in std_logic;
          CLK0     : out std_logic;
          CLK90    : out std_logic;
          CLK180   : out std_logic;
          CLK270   : out std_logic;
          CLK2X    : out std_logic;
          CLK2X180 : out std_logic;
          CLKDV    : out std_logic;
          CLKFX    : out std_logic;
          CLKFX180 : out std_logic;
          LOCKED   : out std_logic;
          PSDONE   : out std_logic;
          STATUS   : out std_logic_vector(7 downto 0)
         );
end component;
- Attributes
attribute DLL_FREQUENCY_MODE : string;
attribute DUTY_CYCLE_CORRECTION : string;
attribute STARTUP_WAIT : string;
attribute DLL_FREQUENCY_MODE of U_DCM: label is «LOW»;
attribute DUTY_CYCLE_CORRECTION of U_DCM: label is «TRUE»;
attribute STARTUP_WAIT of U_DCM: label is «FALSE»;
- Signal Declarations:
signal GND : std_logic;
signal CLK2_W: std_logic;
signal CLK2X_W: std_logic;
begin
GND <= "0";
CLK2X <= CLK2X_W;
- DCM Instantiation
U_DCM: DCM
  port map (
          CLKIN =>    CLK_IN,
          CLKFB =>    CLK2X_W,
          DSSEN =>    GND,
          PSINCDEC => GND,
          PSEN =>     GND,
          PSCLK =>    GND,
          RST =>      RST,
          CLK2X =>    CLK2_W,
          LOCKED =>   LOCK
   );
- BUFG Instantiation
U_BUFG: BUFG
  port map (
         I => CLK2_W,
            O => CLK2X_W
        );
end BUFG_CLK2X_SUBM_arch;
```

Продолжение следует

Валерий Зотов,
walerry@euro.ru

Автомобильный цифровой тахометр

Этот тахометр предназначен для использования при регулировке холостого хода двигателей внутреннего сгорания. Его можно применять и для контроля частоты вращения вала автомобильных или других двигателей во время движения.

Тахометр имеет три разряда индикации и пределы измерения 200...7800 мин$^{-1}$. Погрешность измерения на пределе «1 с» составляет 30 мин$^{-1}$, а на пределе «3 с» — 10 мин$^{-1}$.

Для измерения частоты вращения используются импульсы с прерывателя системы зажигания. Поскольку за один оборот коленчатого вала четырехцилиндрового двигателя происходит два рабочих хода, частота импульсов искрообразования в два раза превышает частоту вращения в оборотах в секунду. Чтобы получить частоту вращения в оборотах в минуту, необходимо умножить частоту в оборотах в секунду на 60, а частоту искрообразования — на 30. Поскольку аппаратно единицы об/мин не индицируются, подсчитанное число импульсов за секунду достаточно умножить на три и перекодировать в двоично-десятичное, чтобы получить частоту в оборотах в минуту без единиц. А при подсчете числа импульсов искрообразования за 3 с достаточно просто перекодировать полученное число. Показания индикатора 100 будут соответствовать значению 1000 мин$^{-1}$.

Тахометр построен на микроконтроллере PIC16F84A, алгоритм его работы представлен на рис. 1. После включения питания происходит начальная инициализация всех регистров с последующей индикацией. После инициализации вступает в работу таймер TMR0. Таймер имеет коэффициент деления 256, что вместе с предделителем, коэффициент деления которого равен 32, и длительностью цикла процессора, равной четырем периодам тактовой частоты, обеспечивает прерывание каждую секунду (4×32×256 = 32768).

При замыкании контактов прерывателя с входа RB0 также происходит прерывание, и двоичный 16-разрядный счетчик увеличивает свое содержимое на единицу. Таким образом, подсчитывается число прерываний с входа RB0 между прерываниями от переполнения таймера, то есть за одну секунду. Каждое прерывание заканчивается восстановлением ранее сохраненных значений регистров, и процессор переключается на работу с индикацией.

Если прерывание произошло по переполнению таймера, определяется состояние переключателя предела измерения SA1, и, если переключатель установлен в положение «1 с», содержимое 16-разрядного счетчика умножается на три. Счетчик обнуляется, готовясь к новому циклу измерения. Его двоичное содержимое перекодируется в трехразрядное двоично-десятичное число и переписывается в регистры индикации. После восстановления значений регистров индикация происходит с новыми данными, т. е. индикация обновляется каждую секунду.

Если SA1 установлен в положение «3 с», при переполнении таймера устанавливается соответствующий флаг, и содержимое счетчика секунд увеличивается на единицу. Если содержимое счетчика секунд еще не равно трем, прерывание завершается без обнуления 16-разрядного счетчика. Когда счетчик секунд досчитывает до трех, в 16-разрядном счетчике накапливается число прерываний с входа RB0 за три секунды. Это значение перекодируется в двоично-десятичное число и переписывается в регистры индикации. Счетчик и флаг сбрасываются, цикл измерений повторяется. В данном случае индикация обновляется каждые три секунды.

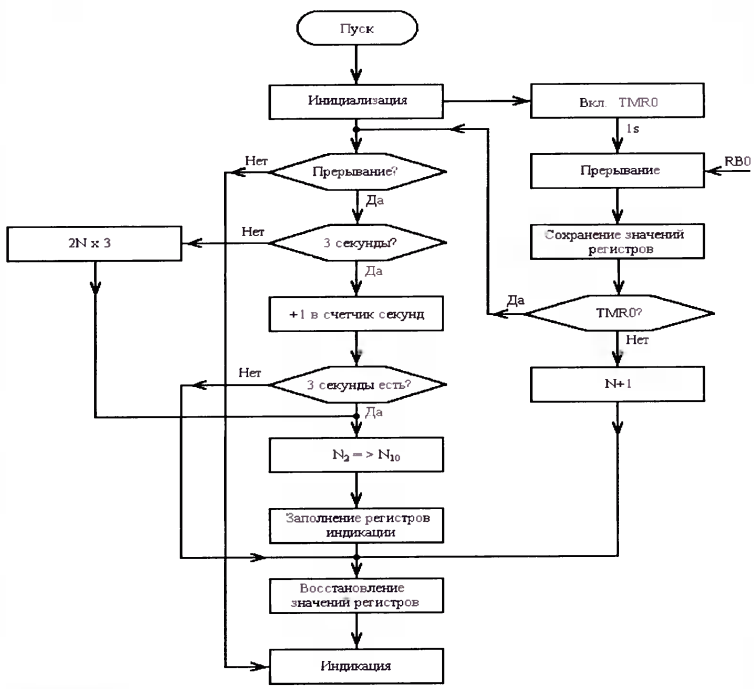


Рис. 1

Принципиальная схема тахометра показана на рис. 2. Входной сигнал с контактов прерывателя ограничивается стабилитроном VD1 на уровне 4,7 В и подается на вход RB0. При бесконтактной системе зажигания сигнал снимают с выхода коммутатора, выдающего перепад напряжения 3 В. Этого напряжения достаточно для срабатывания микроконтроллера.

Выходы RA0—RA2 коммутируют аноды светодиодов, реализуя динамическую индикацию. Вход RA3 нагружен переключателем предела измерений SA1. Внутренние подтягивающие резисторы на входах

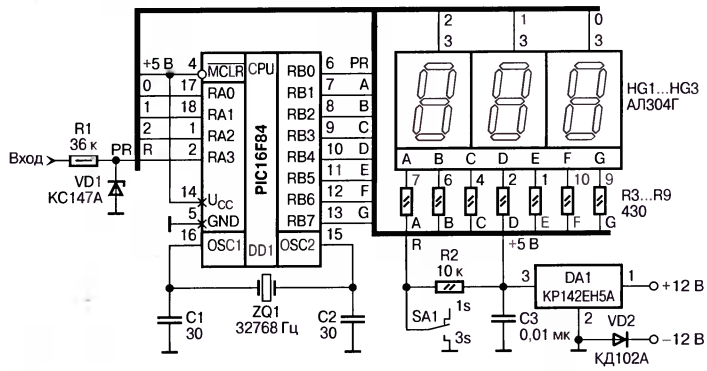


Рис. 2

микроконтроллера программно отключены для исключения влияния на входной сигнал, поэтому возникла необходимость в установке резистора R2. Выходы RB1—RB7 использованы для управления сегментами индикаторов.

Поскольку микроконтроллер работает при напряжении питания до 6 В, микросхему DA1 серии КР142ЕН5 можно взять с любым буквенным индексом. Потребляемый тахометром ток составляет около 25 мА, поэтому микросхема DA1 не нуждается в радиаторе. Диод VD2 защищает прибор от переполюсовки.

Топология печатной платы и расположение элементов на ней показаны на рис. 3. Печатная плата может быть выполнена из односторонне фольгированного стеклотекстолита. Лучше, однако, сделать ее двухсторонней. Фольгу со стороны установки элементов необходимо использовать в качестве экрана, раззенковав отверстия установки элементов сверлом большого диаметра и соединив ее с общим проводом в нескольких точках. Это улучшит помехозащищенность прибора, особенно если высоковольтные провода системы зажигания двигателя имеют микротрещины. Выводы кварцевого резонатора ZQ1 и микросхемы стабилизатора DA1 при монтаже изгибают так, чтобы резонатор и микросхема были параллельны плате.

Двухсторонняя печатная плата индикаторов со стороны их установки показана на рис. 4. Тонкими линиями обо-

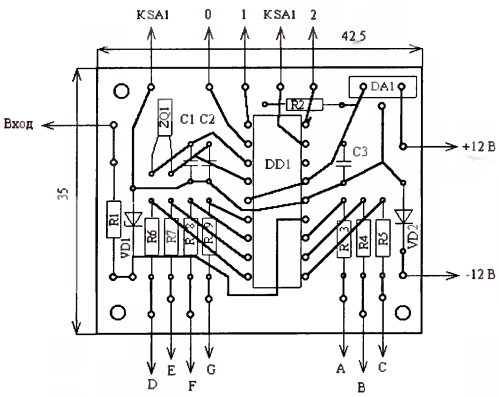


Рис. 3

значены проводники, идущие с обратной стороны платы. При монтаже и пайке выводов с изгибом по краю корпуса необходимо действовать аккуратно и быстро, чтобы не повредить индикатор. На плате предусмотрен вывод сегмента запятой во втором разряде, чтобы отделить значение тысяч об/мин.

Его необходимо соединить через резистор 430...510 Ом с общим проводом +5 В.

Тахометр в настройке не нуждается. Перед установкой необходимо проверить кварцевый резонатор на соответствие его номинальной частоте.

Проверку работоспособности тахометра можно выполнить при помощи любого низкочастотного импульсного генератора. Соответствие частоты генератора F и показаний тахометра N

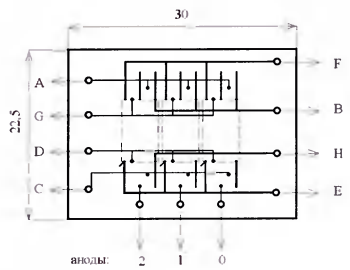


Рис. 4

следующее: N = 3F. И наоборот, чтобы иметь представление о частоте искрообразования в герцах, необходимо показания тахометра разделить на три. Например, если подать на вход тахометра частоту 100 Гц, то показания индикатора должны быть равны 300, что соответствует 3000 мин$^{-1}$. При показании тахометра 150 (соответствует 1500 мин$^{-1}$), частота искрообразования будет равна 50 Гц. Для определения частоты вращения двухцилиндровых двигателей, например, автомобилей «Ока», показания тахометра необходимо умножать на два.

Файлы .hex и .asm, сгенерированные ассемблером MPLAB, можно взять на сайте журнала по адресу http://www.dian.ru/programs/index.html или на странице автора http://www.radic.newmail.ru.

Николай Заец,
saes@mail.ru.

Прибор для контроля кабелей

В последнее время все большее распространение получают компьютерные локальные вычислительные сети, в которых используют кабель на витой паре. В большинстве случаев кабель содержит восемь проводов (четыре пары), покрытых общей изоляционной оболочкой. Каждый провод имеет изоляцию своего цвета, что облегчает монтаж кабеля. Однако при прокладке большого количества сегментов могут иметь место ошибки в монтаже или некачественная заделка концов кабеля. Для проверки правильности и качества заделки очень удобно пользоваться кабельным тестером.

Кабельный тестер состоит из активной и пассивной частей, которые присоединяют к разным концам одного отрезка кабеля. Активная часть включает источник питания (батарею гальванических элементов), генератор «бегущей единицы» и набор транзисторных ключей. Пассивная часть содержит светодиоды, расположенные в один ряд. При включении питания начинает работать генератор прямоугольных импульсов, содержащий элементы DD1.1, DD1.2, R1, R2, C2 с частотой колебаний примерно 2 Гц. При такой частоте глаз легко успевает заметить свечение отдельных светодиодов и в то же время процесс проверки происходит достаточно быстро. При желании можно увеличить или уменьшить частоту генерации, изменяя номиналы элементов R2, C2 в соответствии с формулой

$$F_{ген} = 0,7/(R2 \cdot C2).$$

Элемент DD1.3 повышает крутизну импульсов на тактовом входе счетчика-дешифратора DD2. Счетчик-дешифратор при поступлении импульсов от генератора поочередно устанавливает на своих выходах лог. 1 на время, равное периоду колебаний генератора импульсов. Выходы DD2 через токоограничивающие резисторы соединены со входами ключей (базами транзисторов). В результате ключи поочередно открываются и соответствующие светодиоды через провода тестируемого кабеля с разъемами подключаются к плюсу источника питания и общему проводу. По зажиганию светодиодов можно судить о правильности заделки концов кабеля: если последовательно загораются светодиоды VD2—VD8 — заделка правильная, отсутствие свечения какого-либо светодиода (или всех сразу) свидетельствует об отсутствии контакта в одной или нескольких линиях или о неправильной заделке концов кабеля. Одновременное свечение двух или нескольких светодиодов свидетельствует о замыкании в кабеле или в разъемах.

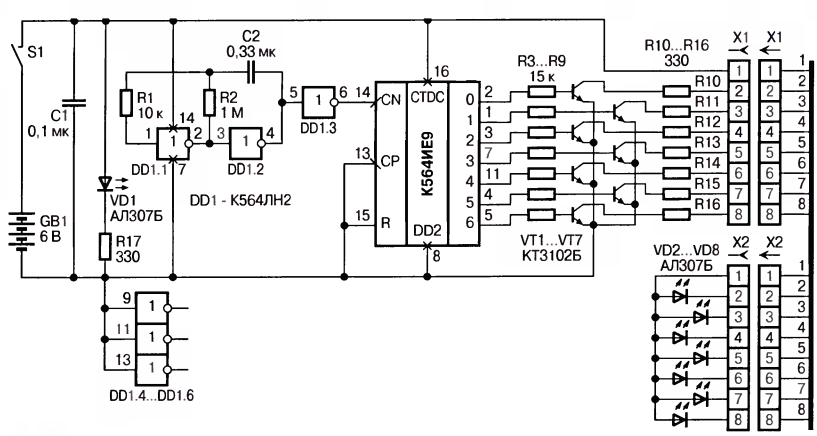


Рис. 1

Конструктивно прибор выполнен в виде двух блоков в отдельных корпусах; в одном расположена активная часть с элементами питания и розеткой RJ-45 (X1), в другой — пассивная часть с линейкой светодиодов и такой же розеткой (X2). Свечение светодиода VD1 свидетельствует о включении устройства.

Перед началом работы необходимо убедиться в работоспособности устройства, соединив пассивную и активную части куском кабеля с установленными на его концах вилками RJ-45 (или использовать так называемый patchcord).

В приборе использованы микросхемы серии К564, которые можно заменить на соответствующие микросхемы серии К561 (однако при этом увеличатся габариты активной части), транзисторы КТ3102 с любым буквенным индексом (их можно заменить на КТ315), светодиоды АЛ307Б или аналогичные, конденсаторы КМ-6 или аналогичные, резисторы С2-22, МЛТ, гальванические элементы типоразмера АА (4 шт.). Переключатель S1 — движковый.

Виктор Василенко,
vvic@scc.lg.ua

Эмулятор ПЗУ

При разработке и отладке программного обеспечения для микропроцессорных устройств приходится неоднократно вносить изменения в программу и наблюдать результат ее работы в реальном масштабе времени. Хорошо, если отлаживаемое устройство имеет возможность быстрой и многократной загрузки программы. Однако на практике приходится довольно часто иметь дело с автономными устройствами, например контроллерами, у которых память программ расположена в отдельной микросхеме — постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ). Мало того, что запись и стирание таких микросхем — довольно длительный процесс с множеством стыковочных операций, к тому же, микросхема ПЗУ может быть однократно программируемой. В таком случае не обойтись без вспомогательного устройства, например эмулятора ПЗУ, способного разрешить данную проблему. Именно такое устройство и предлагается вниманию читателей.

При разработке данного эмулятора ПЗУ автор руководствовался целью создать недорогое, простое в отладке и повторении устройство, и в то же время, решающее большинство необходимых задач.

В результате разработан эмулятор со следующими характеристиками:

- объем эмулируемой памяти — от 0 до 32 кбайт;
- разрядность эмулируемой памяти — один байт;
- типы эмулируемых микросхем ПЗУ — 27С16 (К573РФ2), 27С64 (К573РФ4), 27С256 и др.;
- время доступа по чтению — не более 70 нс;
- ток потребления — не более 250 мА;
- габариты — не более 90×60×20 мм.

В качестве основного элемента эмулятора ПЗУ используется статическое оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), которое позволяет перезаписывать информацию неограниченное число раз и хранить ее при наличии питания. Доступ к данному ОЗУ возможен со стороны компьютера, в котором хранится и компилируется программа, и со стороны отлаживаемого микропроцессорного устройства в момент его работы. В качестве интерфейса для загрузки программ из компьютера в эмулятор выбран стандартный параллельный интерфейс принтера LPT. Структурная схема эмулятора приведена на рис. 1.

Эмулятор подключается с одной стороны к компьютеру через параллельный порт LPT, а с другой стороны — к отлаживаемому устройству, например контроллеру, вместо ПЗУ. Питание на эмулятор подается от отлаживаемого устройства через цепи питания эмулируемой микросхемы ПЗУ. По параллельному порту в эмулятор загружается программа. На время загрузки эмулятор формирует сигнал сброса для контроллера, поэтому последний находится в состоянии останова и не мешает процессу загрузки программы. После завершения загрузки сигнал сброса снимается, и контроллер стартует с новой загруженной программой, хранимой в эмуляторе ПЗУ. Таким образом, процедура замены программы осуществляется за пару секунд и не требует никаких ручных операций по многократной стыковке, очистке и программированию микросхем. После отладки программы ее окончательный вариант записывается в штатную микросхему ПЗУ отлаживаемого устройства, и на этом процесс отладки завершается. Применение данного эмулятора позволяет сократить время отладки программы во много раз, что очень важно при решении большинства задач по программированию.

Принципиальная схема эмулятора приведена на рис. 2.

В табл. 1 приведен перечень элементов эмулятора.

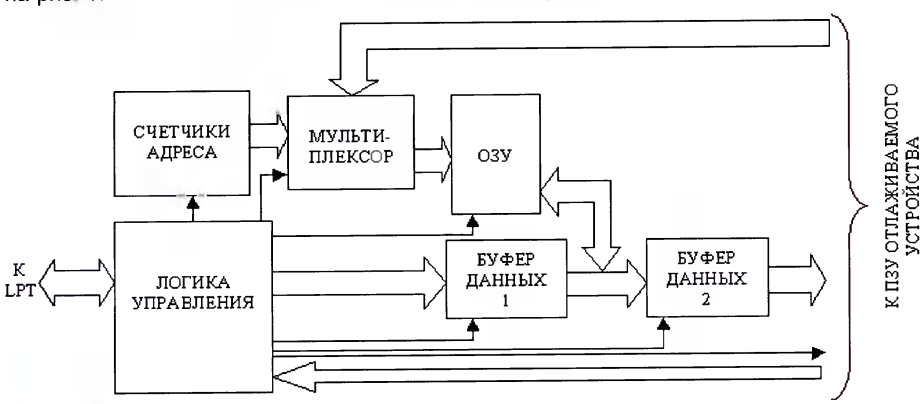


Рис. 1

Большинство элементов допускает прямую замену на отечественные аналоги. Конденсаторы С1—С7, С10 — любые керамические. Резисторы — МЛТ или С2-22 мощностью не более 0,125 Вт. Допускается использование конденсаторов и резисторов для поверхностного монтажа и микросхемы в планарных корпусах. В этом случае плата получится с минимальными размерами.

Таблица 1

Позиция	Наименование	Кол.
Микросхемы		
D1	SN74LS14, КР1533ТЛ2	1
D2	SN74ALS32, КР1533ЛЛ1	1
D3, D4	CD4520, КР1561ИЕ10	2
D5—D8	SN74ALS257, КР1533КП11А	4
D9	62256	1
D10, D11	SN74ALS244, КР1533АП5	2
VT1—VT3	**Транзистор** КТ315А	3
VD1	**Диод** КД522Б	1
Резисторы 0,125 Вт		
R1—R3, R10—R12	1 кОм	6
R4—R9	10 кОм	6
Набор резисторов		
RN1, RN2	10А103J, НР1-4-9М-0,125Вт-10кОм	2
Конденсаторы керамические		
C1	2200 пФ	1
C2—C7, C10	0,1 мкФ	7
Конденсаторы оксидные		
C8	10 мкФ 6,3В	1
C9	100 мкФ 6,3В	1
Светодиоды		
HL1	L-934HC (красный)	1
HL2	L-934GD (зеленый)	1
Соединители		
X1	Вилка DBR-25M	1
X2	Вилка ВН-34	1
X3	Розетка PBS-2	1

Если возникнут проблемы с приобретением микросхемы ОЗУ 62256, можно установить вместо нее отечественную микросхему памяти с меньшим объемом, например К537РУ17 (8 К) или К537РУ10 (2 К). Естественно, что при этом уменьшится объем эмулируемой памяти, однако схема не изменится. Нужно только подключить выводы новой микросхемы в соответствии с назначением сигналов. Назначение выводов данных микросхем приведено на рис. 3.

Аналогично можно увеличить объем эмулируемой памяти до нескольких мегабайт. Для этого необходимо применить микросхему ОЗУ с большим объемом памяти и добавить в схему счетчики CD4520 с мультиплексорами SN74ALS257. Добавление одного такого счетчика и двух мультиплексоров позволяет увеличить адресное пространство эмулятора на 8 разрядов, т. е. до 4 Мбайт!

Помимо основных сигналов, необходимых для эмуляции ПЗУ, эмулятор формирует два сигнала сброса, один из них имеет положительную, а другой отрицательную полярность. Сигналы формируются по схеме ОЭ и ОК соответственно. Это сделано для того, чтобы можно было управлять отлаживаемым устройством с любой полярностью сигнала сброса. Кроме того, допус-

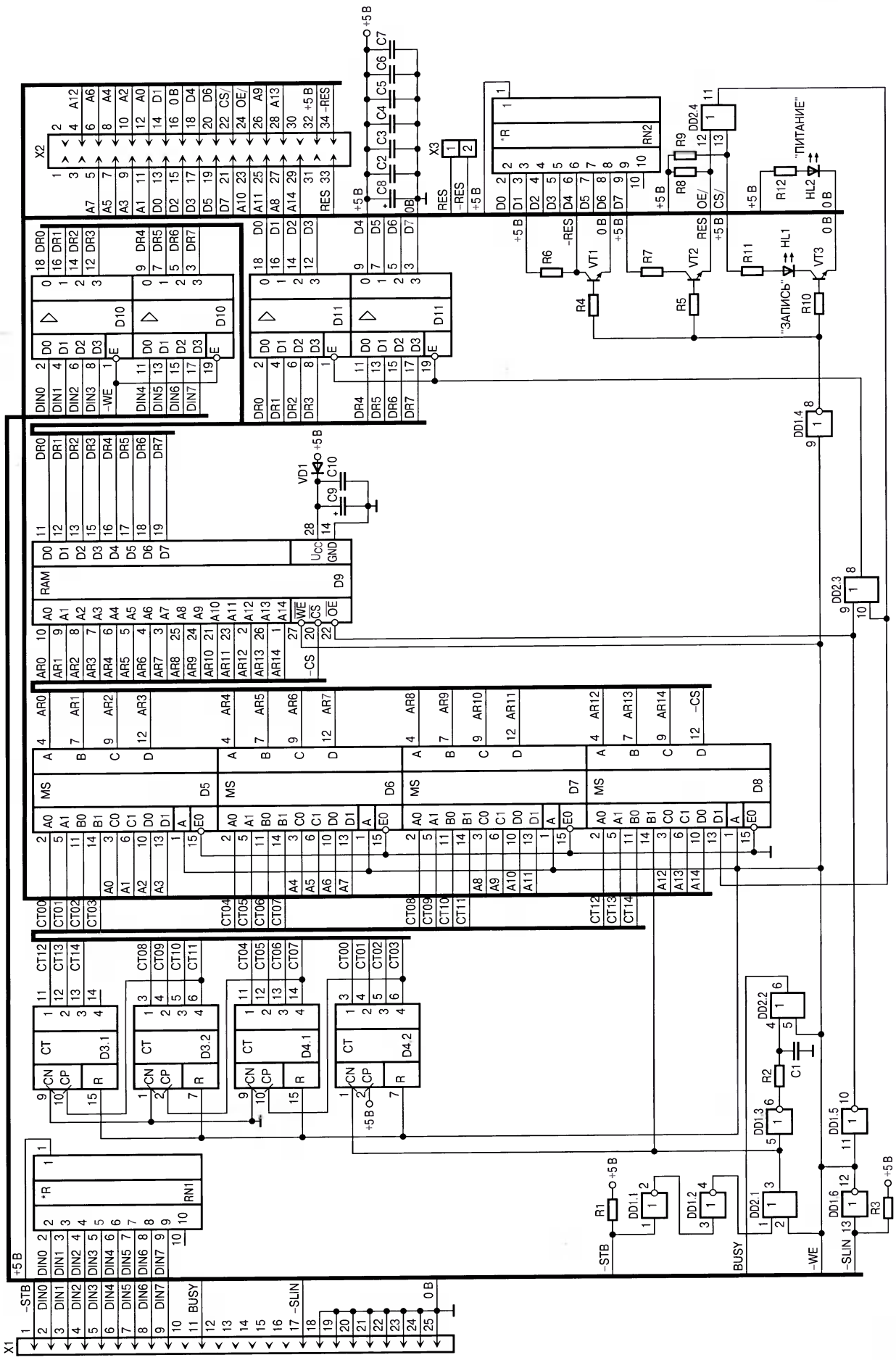

X1
X2
X3
-STB
DIN0
DIN1
DIN2
DIN3
DIN4
DIN5
DIN6
DIN7
BUSY
-SLIN
+5 В
0 В
RN1
DD1.1
DD1.2
DD1.3
DD1.4
DD1.5
DD1.6
DD2.1
DD2.2
DD2.3
DD2.4
D3.1
D3.2
D4.1
D4.2
D5
D6
D7
D8
D9
D10
D11
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R9
R10
R11
R12
C1
C2
C3
C4
C5
C6
C7
C8
C9
C10
VD1
VT1
VT2
VT3
HL1
HL2
-WE
-RES
RES
OE/
CS/
"ЗАПИСЬ"
"ПИТАНИЕ"

Рис. 2

Таблица 4

Текст программы загрузки

```
//=====================================================================
// Программа lpt_load.exe загружает бинарный файл в эмулятор ROM
// через первый доступный порт LPT
//
// Автор:О.Д.Вальпа
// Дата: 29.10.2002
//=====================================================================

// Подключение библиотек
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <bios.h>
#include <stdlib.h>
#include <dos.h>

// Описание констант
#define NSLIN   0x08    // Разряд SLIN регистра управления LPT
#define NSTB    0x01    // Разряд STB  регистра управления LPT
#define ESC     0x011b  // Скан-код клавиши ESC
#define TOUT    1000    // Тайм-аут
#define MASK    0x00    // Маска инверсии загружаемого байта

int main(int argc, char **argv, char **envp)

{
 register int i;
 register char **p;
 unsigned int far *b;
 int c, n=0;
 FILE *file_inp;
 int ba=0,a1,a2,a3,key=0,nlpt=1;
 unsigned char RSR, WCR;

// Определение доступных портов LPT
 b = (unsigned int*) MK_FP(0, 0x408); a1 = *b;
 b = (unsigned int*) MK_FP(0, 0x40A); a2 = *b;
 b = (unsigned int*) MK_FP(0, 0x40C); a3 = *b;

// Вывод сообщения при отсутствии доступных портов LPT
 if((a1==0) && (a2==0) && (a3==0)) {
   printf("\nНет ни одного доступного порта LPT в данном компьютере\n");
   printf("Нажмите любую клавишу для выхода...\n");
   getchar();
   exit(1);}

// Выбор первого доступного порта LPT
 ba = a1;
 if(ba == 0) {ba = a2; nlpt=2;}
 if(ba == 0) {ba = a3; nlpt=3;}

 if(argc == 1)
  {
  printf("\nПрограмма lpt_load.exe загружает входной бинарный файл");
  printf("\nв эмулятор, через первый доступный порт LPT");
  printf("\nПример использования программы: lpt_load.exe [имя загружае-
мого файла]");
  printf("\n\nВведите имя загружаемого файла (выход - Ctrl+Break):");
  scanf("%s",argv[1]);
  }

 while((file_inp=fopen(argv[1],"rb"))==NULL)
  {
  printf("\nНе могу открыть файл с таким именем !!!");
  printf("\n\nВведите имя загружаемого файла (выход - Ctrl+Break):");
  scanf("%s",argv[1]);
  }

 // Отобразить входные аргументы при отладке
 for(i=0;i<argc;i++) {} // printf("arg%i=%s\n",i,argv[i]);
 // Отобразить переменные среды при отладке
 for(p=envp;*p!=(char*)0;p++) {} // printf("%s\n",*p);


 WCR=0x0C;//00001100
//        76543210  Регистр CR Режим-запись
//        ||||||||+- -STB  -1=строб акт. 0=строб пассив.
//        |||||||+- -AULF -1=CR+LF      0=CR
//        ||||| +- -INIT  1=работа     0=сброс принтера
//        |||| +-- -SLIN -1=разрешить  0=запретить вывод на печать
//        ||| +--- EIRQ   1=разрешить  0=запретить прерывания от
принтера
//        || +---- DIR *  1=ввод LPT   0=вывод LPT
//        |+----- x
//        +------ x
  outportb(ba+2,WCR);       // Регистр управления LPT в исходное
состояние

  outportb(ba+2,WCR^NSLIN);  // Инвертировать сигнал -SLIN

 // Главный цикл программы
  do
   {
   if(bioskey(1)) key = bioskey(0); else key=0; // Проверка на-
жатия клавиши

   // Прочитать регистр статуса порта LPT
   RSR=inportb(ba+1);
 // 76543210  Регистр SR Режим-чтение
 // |||||||+- TIM    1=тайм-аут   0=норма
 // ||||||+- 0
 // |||||+- PIRQ * 1=исходное   0=есть прерывание
 // ||||+-- -ERR   1=норма      0=ошибка
 // |||+--- SLCT   1=подключен  0=автон.реж.
 // ||+---- PE     1=нет бумаги 0=есть бумага
 // |+----- -ACK   1=не готов   0=готов к печати следующего символа
 // +------ BUSY  -1=свободен    0=принтер занят (автон.реж. или
ошибка)
 // printf("RSR0=%x ",RSR);  // Вывод для отладки

    if((c=getc(file_inp))==EOF) break;    // Чтение и проверка
окончания файла
   // Запись в регистр данных порта LPT информации с инверсией
байта маской
   outportb(ba,c^MASK);

   outportb(ba+2,WCR^NSLIN^NSTB);   // Установить строб

   i=0;
   RSR=inportb(ba+1);
 // printf("RSR1=%x ",RSR);  // Вывод для отладки
   while((RSR & 0x80)!=0x0) {RSR=inportb(ba+1); if(++i>=TOUT)
break;}
   if(i>=TOUT) {
    outportb(ba+2,WCR);    // Регистр управления LPT в исходное
состояние
     printf("\nК порту LPT%x ничего не подключено\n",nlpt);
      printf("или неисправно устройство - нет сигнала
BUZY\n",nlpt);
     printf("Нажмите ENTER для продолжения...\n",nlpt);
     getchar(); getc(stdin); exit(1);
    }

   i=0;
   outportb(ba+2,WCR^NSLIN);// Снять строб
   RSR=inportb(ba+1);
 // printf("RSR2=%x ",RSR);  // Вывод для отладки
   while((RSR & 0x80)!=0x80) {RSR=inportb(ba+1); if(++i>=TOUT)
break;}
   if(i>=TOUT) {
     outportb(ba+2,WCR); // Регистр управления LPT в исходное
состояние
     printf("\nК порту LPT%x ничего не подключено\n",nlpt);
      printf("или неисправно устройство - нет сигнала
BUZY\n",nlpt);
     printf("Нажмите ENTER для продолжения...\n",nlpt);
     getchar(); getc(stdin); exit(1);
    }

   ++n;
 // printf("n=%x c=%x\n",n,c); //getchar();
   } while(key != ESC);       // Выполнять пока не нажата клавиша
ESC

  outportb(ba+2,WCR);     // Регистр управления LPT в исходное
состояние

  printf("\nЗагружено %d байт через порт LPT%d\n",n,nlpt);
 return 0;
 }
```

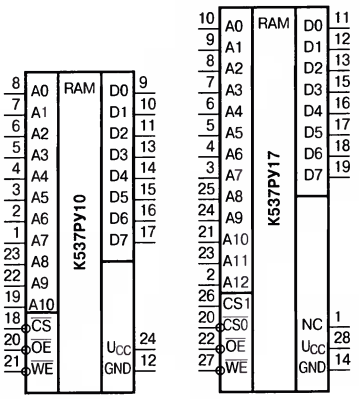


Рис. 3

кается параллельное подключение любого из данных сигналов к кнопке сброса.

Эмулятор собирают на небольшой печатной плате с двумя разъемами, расположенными на противоположных сторонах платы, и двухконтактным разъемом сигналов сброса. К компьютеру эмулятор подключают с помощью стандартного кабеля-удлинителя LPT. Этот кабель имеет с одной стороны розетку DB-25F, а с другой — вилку DB-25M, одноименные контакты которых соединены между собой. Кабель легко изготовить самостоятельно по чертежу, приведенному на рис. 4. Назначение цепей кабеля приведено в табл. 2.

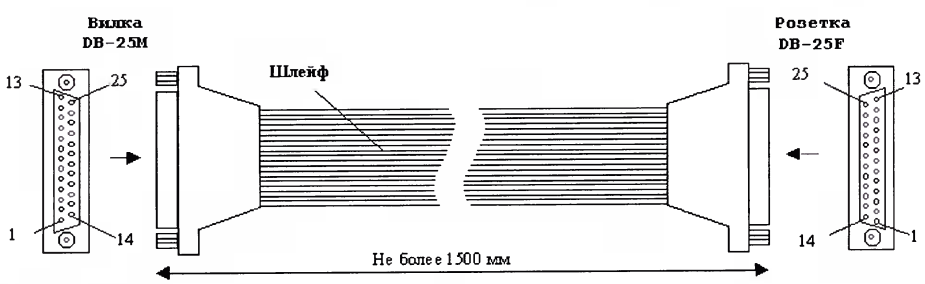


Рис. 4

Таблица 2

Цепь	Вилка DD-25M	Розетка DB-25F
–STB	1	1
D0	2	2
D1	3	3
D2	4	4
D3	5	5
D4	6	6
D5	7	7
D6	8	8
D7	9	9
–ACK	10	10
BUSY	11	11
PE	12	12
SEL	13	13
–AUTOLF	14	14
–ERR	15	15
–INIT	16	16
–SELIN	17	17
GND	18	18
GND	19	19
GND	20	20
GND	21	21
GND	22	22
GND	23	23
GND	24	24
GND	25	25

С другой стороны эмулятор подключается к отлаживаемому устройству с помощью кабеля-переходника. Цепи соединений такого кабеля-переходника для эмуляции микросхемы 27С256 приведены в табл. 3.

Такой переходник проще всего изготовить из легкодоступного кабеля для компьютерного дисковода 3,5". Этот кабель уже содержит три розетки IDC-34 на шлейфе. Необходимо лишь разрезать его на фрагменты длиной до 100 мм, оставляя разъем на краю каждого из них. С другой стороны к такому фрагменту припаивается вилка ПЗУ на необходимое число контактов. Такую вилку можно сделать из неисправной микросхемы ПЗУ с ультрафиолетовым стиранием. В микросхеме вскрывают кварцевое окно и тщательно удаляют все проводники, подходящие к кристаллу, после чего она превращается в обыкновенный разъем. Проводники шлейфа аккуратно припаивают непосредственно к месту выхода выводов из корпуса.

Можно придумать и другие способы изготовления кабеля-переходника. Важно лишь, чтобы выводы разъема не повредили панельку ПЗУ из-за излишней толщины, а длина проводников от разъема до эмулятора была не более 100..150 мм.

Поскольку эмулируемые микросхемы ПЗУ могут быть разного типа и с разным числом выводов или конфигурацией корпуса, необходимо иметь кабель-переходник для каждого типа микросхемы, которую вы будете эмулировать.

Программа для загрузки отлаживаемых программ в эмулятор, написана на языке программирования C++. Исходный текст программы приведен в табл. 4, а также на сайте журнала по адресу http://www.dian.ru/programs/index.html вместе с загрузочным модулем. Она снабжена достаточным количеством комментариев для того, чтобы в ней можно было легко разобраться.

После запуска программы на экране монитора выводится подсказка о ее назначении и способе использования. Программа автоматически определяет доступные порты LPT на компьютере и загружает в эмулятор необходимые данные через первый доступный порт. Затем она выводит сообщение о результате загрузки и о числе загруженных в ОЗУ эмулятора байт. Если эмулятор не подключен к компьютеру, либо неисправен, либо отсутствует питание, программа выдает соответствующее сообщение.

Порядок работы с эмулятором следующий. Вначале необходимо выключить все

Таблица 3

Цепь	Розетка IDC-34	Вилка ПЗУ 27С256
	Конт.	Конт.
резерв	1	—
резерв	2	—
резерв	3	—
A12	4	2
A7	5	3
A6	6	4
A5	7	5
A4	8	6
A3	9	7
A2	10	8
A1	11	9
A0	12	10
D0	13	11
D1	14	12
D2	15	13
0V	16	14
D3	17	15
D4	18	16
D5	19	17
D6	20	18
D7	21	19
CS/	22	20
A10	23	21
OE/	24	22
A11	25	23
A9	26	24
A8	27	25
A13	28	26
A14	29	27
резерв	30	—
резерв	31	—
+5V	32	28
резерв	33	—
резерв	34	—

оборудование и подключить вместо ПЗУ отлаживаемого устройства соответствующий разъем эмулятор. Сигнал RES или –RES (в зависимости от логики управления устройства) подключают к входу сброса устройства. С другой стороны эмулятор подключается к компьютеру. После подготовки на компьютере отлаживаемой программы включают отлаживаемое устройство и сразу же загружается программа. При этом на эмуляторе загорится светодиод "ПИТАНИЕ". Во время загрузки программы на эмуляторе загорается светодиод "ЗАПИСЬ", сигнализирующий о процессе загрузки. По окончании загрузки светодиод гаснет, и сигнал сброса автоматически дезактивируется. Отлаживаемое устройство стартует с программой, загруженной в эмулятор.

Олег Вальпа,
sandh@narod.ru

Универсальная модульная система сбора данных на микроконтроллерах фирмы Cygnal

Настоящая статья посвящена созданию универсальной модульной микропроцессорной системы на микроконтроллерах фирмы Cygnal. Описаны достоинства модульных микроконтроллерных систем, основные принципы построения, критерии и методика выбора микроконтроллеров, схемотехника и особенности основного и некоторых дополнительных модулей.

Главными факторами, определяющими конструктивное исполнение современных микроконтроллерных систем, являются их назначение и области применения. В настоящее время используется четыре основных варианта конструктивного исполнения: в виде одноплатных контроллеров; в виде многоплатных немагистральных контроллеров; магистрально-модульное и «слотовое».

Исполнение в виде одноплатных контроллеров, как правило, используется в узкоспециализированных системах. Основными преимуществами такого варианта являются минимальная стоимость и высокая надежность за счет отсутствия промежуточных разъемных соединений. Недостатками такого исполнения являются низкие гибкость, ремонтопригодность и модифицируемость.

Многоплатное немагистральное исполнение применяется, в основном, при модификации изделий, в которых к готовому одноплатному контроллеру подключаются узлы на дополнительных платах. Недостатками таких конструкций являются несколько большая стоимость, меньшая надежность, но по-прежнему низкие гибкость, ремонтопригодность и модифицируемость.

Магистрально-модульное исполнение применяется в универсальных системах. Поскольку именно универсальная система является предметом настоящей статьи, ознакомимся с основными понятиями, используемыми в магистрально-модульных системах.

Модульность — свойство территориально сосредоточенных элементов системы, означающее конструктивное выполнение всех узлов в виде набора функционально законченных автономных модулей, имеющих одинаковый интерфейс с общей магистралью (шиной).

Понятие модульности системы тесно связано с понятием магистрали системы. При магистральном построении все модули связаны между собой через одинаковые разъемы с параллельно соединенными контактами, образующими магистраль (шину). Каждый контакт и соединяющая их линия имеют определенное назначение и наименование. Временные и электрические параметры сигналов обычно также определены правилами, разработанными для конкретного типа магистрали, хотя в современных системах иногда ограничиваются только наименованием и назначением сигналов.

Таким образом, магистрально-модульное исполнение представляет собой определенный набор функциональных модулей, снабженных одинаковыми разъемами, ответные части которых установлены на дополнительной плате, называемой кросс-платой, а одноименные контакты этих разъемов соединены параллельно и образуют линии магистрали. В магистрали может присутствовать небольшое число контактов, имеющих нерегулярную разводку, или вообще не имеющих соединений.

К настоящему времени разработано более 250 различных магистрально-модульных систем, наиболее известные из которых EUROBUS, VME-BUS, FASTBUS, MULTIBUS-I/II, P-896, CAMAC, однако к настоящему времени часть из них уже морально устарела, а другие оказались избыточными и чрезвычайно дорогими. К тому же используемые в старых системах магистрали являются избыточными для микроконтроллерных устройств. Как правило, в современных больших микроконтроллерных системах наиболее часто используются модернизированные интерфейсы MULTIBUS-I/II (отечественный аналог — И41/И42). Они наиболее просты и вполне подходят для построения таких систем. В средних и малых универсальных системах чаще используют оригинальные магистрали.

Модульность позволяет легко заменять вышедшие из строя модули, что повышает ремонтопригодность системы.

Гибкость — свойство модульных систем легко изменять структуру изделий за счет различного сочетания модулей. Кроме того, под гибкостью понимается возможность осуществления модернизации системы за счет независимой модернизации каждого из модулей. Облегчается разработка новых систем и увеличивается срок морального старения благодаря применению комбинации новых и уже существующих модулей, повышаются регулярность структуры и, как следствие, контрольно-диагностические качества, обеспечивается простота переориентации на другой объект регулирования или исследования.

Наращиваемость — свойство системы, заключающееся в возможности увеличения или уменьшения числа модулей в микроконтроллерной системе.

Многофункциональность — свойство станции, означающее, что она не имеет жесткой специализации и привязки к объекту регулирования или исследования, и, соответственно, может выполнять разные функции.

Конструктивное единство — понятие, означающее конструктивное единообразное исполнение всех модулей системы. Доминирующим стандартом в настоящее время является EUROCARD (IEC48D, 1980), позволяющий создавать ряд вариантов плат как комбинацию размеров ширины (160 и 220 мм) и высоты (100 и 233,53 мм). Наиболее часто используются платы E2 с размерами 220×233,53 мм (MULTIBUS-II) и E4 с размерами 100×220 мм (EUROBUS, ESONE), а также 100×100 мм. Однако с увеличением сложности современных микроконтроллеров размер модуля 100×100 мм является избыточным даже для очень мощной микроконтроллерной системы. Поэтому довольно часто используются модули значительно меньших размеров с одинаковой шириной (стороной установки разъема) и незначительно отличающейся высотой.

Развитие магистрально-модульных систем предполагает обеспечение принципа максимальной универсализации, состоящего в том, что каждый вводимый в систему модуль должен обеспечивать построение системы, удовлетворяющей требованиям максимального числа применений.

Кроме того, построение магистрально-модульных систем предполагает использование принципа асинхронности и минимальности числа сигналов управления, упрощающего протокол обмена между модулями, повышающего надежность связи и быстродействие обмена.

Частным случаем магистрально-модульного исполнения является «слотовое» исполнение. В этом случае используется не кросс-плата, а более сложная несущая (материнская) плата, на которой кроме собственно магистрали могут располагаться и другие узлы системы, как правило, имеющие универсальное назначение и большой срок морального старения. Этот вид конструктивного исполнения широко используется, например в современных персональных компьютерах.

Таким образом, при создании универсальных микроконтроллерных систем наибольший интерес представляют магистрально-модульный и «слотовый» варианты исполнения. Еще большую актуальность приобретают эти варианты при использовании современных быстроразвивающихся микроконтроллерных систем сбора данных, которые ориентированы на работу в распределенных системах управления, построенных на базе командно-информационных сетей. Например, магистрально-модульное исполнение узла главного микроконтроллера позволяет легко модифицировать систему и наращивать ее вычислительную мощность путем замены модуля микроконтроллера на модуль с более мощным и производительным микроконтроллером.

Естественно, что при создании универсальной модульной системы, претендующей на широкий спектр областей применения, необходимо использовать наиболее мощные высокопроизводительные и перспективные микроконтроллеры. При этом желательно, чтобы выбранные микросхемы обладали с

различным набором встроенных функциональных узлов. Поставленным условиям как нельзя лучше удовлетворяют самые мощные и высокопроизводительные микроконтроллеры фирмы Cygnal [1—3]. На сегодняшний день фирма Cygnal выпускает 46 типов микроконтроллеров, основные характеристики которых представлены в табл. 1. Очевидно, что не все типы микроконтроллеров фирмы Cygnal пригодны для использования в составе универсальной модульной системы.

Ниже приведены критерии, облегчающие выбор приемлемых типов микроконтроллеров.

Первым критерием отбора является пиковая производительность. В случае с микроконтроллерами фирмы Cygnal пиковая производительность эквивалентна тактовой частоте, на которой может работать микроконтроллер. Это обусловлено тем, что самые короткие команды эти микроконтроллеры, в силу конвейерной организации ядра, выполняют за один период тактовой частоты, указанной в мегагерцах в первой колонке таблицы после типа контроллера. Обычно при наличии достаточно широкого диапазона производительности (от 20 до 10) выбирается значение, которое присуще большинству типов микроконтроллеров. В нашем случае это 25 MIPS. Для сравнения отметим, что микроконтроллер AT89C51, являющийся наиболее популярным в настоящее время, на тактовой частоте 24 МГц имеет пиковую производительность всего 2 MIPS!

Вторым важным критерием является число линий ввода/вывода (или байтных портов), которое в универсальных системах не должно быть меньше, чем у стандартного микроконтроллера 8051. Иными словами, число портов ввода/вывода не должно быть меньше 4 (соответственно, линий ввода/вывода не должно быть меньше 32). Число линий ввода/вывода более 32 в универсальных модульных системах избыточно и приводит к увеличению числа выводов корпуса, числу контактов магистрали, и, соответственно, сложности, площади и стоимости печатной платы.

Третьим критерием является обязательное наличие стандартных интерфейсов UART и SPI. Что касается интерфейсов SMBus (I^2C) и CAN, то они используются в настоящее время достаточно редко и их наличие необязательно.

Четвертый критерий — желательно наличие хотя бы одного многоканального аналого-цифрового преобразователя ADC. Причем, чем большее число входов имеет ADC, тем больше универсальность проектируемой микроконтроллерной системы. Наличие двух ADC для универсальных систем не является обязательным.

С целью повышения универсальности системы желательно наличие в системе цифро-аналоговых преобразователей, а также большой объем встроенной оперативной памяти.

Программное обеспечение современных микроконтроллерных универсальных систем редко превышает 8 К, поэтому объем встроенной Flash-памяти не является определяющим фактором.

С целью снижения сложности и стоимости печатной платы желательно использовать микроконтроллеры с меньшим числом выводов.

Очевидным критерием отбора является стоимость микроконтроллера.

С учетом приведенных критериев модифицируем табл. 1. При этом удалим из нее все микроконтроллеры с пиковой производительностью менее 25 MIPS и числом линий ввода/вывода, меньшим 32. Удалим из таблицы колонки наличия компараторов CPT, второго аналого-цифрового преобразователя ADC1, а также колонки охранного таймера WDT и интерфейса SPI, подразумевая, что они есть во всех рассматриваемых моделях. Также исключим все микроконтроллеры, имеющие число портов линий ввода/вывода более 32 и корпус более 64 выводов. Кроме того, добавим колонку с ценой [4] и отсортируем полученные данные вначале по возрастанию стоимости, а затем по семействам. Результат представлен в табл. 2.

В результате первичного отбора мы получили таблицу, включающую 16 типов микроконтроллеров, входящих в состав 6 семейств, пригодных для создания универсальной модульной системы. Дальнейший анализ полученной таблицы с использованием описания выводов семейств [5—10], позволяет сделать следующие выводы:

1. Отобранные микроконтроллеры выпускаются в двух типах корпусов: TQFP-48 и TQFP-64.

2. Первые пять микроконтроллеров C8051F206/220/226/230/236 входят в одно семейство C8051F2xx [5]. В соответствии с технической документацией они имеют одинаковую

Таблица 1. Основные характеристики микроконтроллеров фирмы Cygnal

Тип	Корпус	FLASH, K	RAM	Port I/O	WDT	I^2C	SPI	UART	ADC0	ADC1	DAC-12	CPT
C8051F000-20	TQFP-64	32	256	32	+	+	+	1	12/8G	–	2	2
C8051F001-20	TQFP-48	32	256	16	+	+	+	1	12/8G	–	2	2
C8051F002-20	LQFP-32	32	256	8	+	+	+	1	12/4G	–	2	1
C8051F005-25	TQFP-64	32	256+2K	32	+	+	+	1	12/8G	–	2	2
C8051F006-25	TQFP-48	32	256+2K	16	+	+	+	1	12/8G	–	2	2
C8051F007-25	LQFP-32	32	256+2K	8	+	+	+	1	12/4G	–	2	1
C8051F010-20	TQFP-64	32	256	32	+	+	+	1	10/8G	–	2	2
C8051F011-20	TQFP-48	32	256	16	+	+	+	1	10/8G	–	2	2
C8051F012-20	LQFP-32	32	256	8	+	+	+	1	10/4G	–	2	1
C8051F015-25	TQFP-64	32	256+2K	32	+	+	+	1	10/8G	–	2	2
C8051F016-25	TQFP-48	32	256+2K	16	+	+	+	1	10/8G	–	2	2
C8051F017-25	LQFP-32	32	256+2K	8	+	+	+	1	10/4G	–	2	1
C8051F018-25	TQFP-64	16	256+1K	32	+	+	+	1	10/8	–	–	2
C8051F019-25	TQFP-48	16	256+1K	16	+	+	+	1	10/8	–	–	2
C8051F020-25	TQFP-100	64	256+4K	64	+	+	+	2	12/8G	8/8G	2	2
C8051F021-25	TQFP-64	64	256+4K	32	+	+	+	2	12/8G	8/8G	2	2
C8051F022-25	TQFP-100	64	256+4K	64	+	+	+	2	10/8G	8/8G	2	2
C8051F023-25	TQFP-64	64	256+4K	32	+	+	+	2	10/8G	8/8G	2	2
C8051F040-25	TQFP-100	64	256+4K	64	+	+	+	2	12/13G	8/8G	2	3
C8051F041-25	TQFP-64	64	256+4K	32	+	+	+	2	12/13G	8/8G	2	3
C8051F042-25	TQFP-100	64	256+4K	64	+	+	+	2	10/13G	8/8G	2	2
C8051F043-25	TQFP-64	64	256+4K	32	+	+	+	2	10/13G	8/8G	2	2
C8051F120-100	TQFP-100	128	256+8K	64	+	+	+	2	12/8G	8/8G	2	2
C8051F121-100	TQFP-64	128	256+8K	32	+	+	+	2	12/8G	8/8G	2	3
C8051F122-100	TQFP-100	128	256+8K	64	+	+	+	2	10/8G	8/8G	2	2
C8051F123-100	TQFP-64	128	256+8K	32	+	+	+	2	10/8G	8/8G	2	2
C8051F124-50	TQFP-100	128	256+8K	64	+	+	+	2	12/8G	8/8G	2	2
C8051F125-50	TQFP-64	128	256+8K	32	+	+	+	2	12/8G	8/8G	2	3
C8051F126-50	TQFP-100	128	256+8K	64	+	+	+	2	10/8G	8/8G	2	2
C8051F127-50	TQFP-64	128	256+8K	32	+	+	+	2	10/8G	8/8G	2	2
C8051F206-25	TQFP-48	8	256+1K	32	+	–	+	1	12/32	–	–	2
C8051F220-25	TQFP-48	8	256	32	+	–	+	1	8/32	–	–	2
C8051F221-25	LQFP-32	8	256	22	+	–	+	1	8/22	–	–	2
C8051F226-25	TQFP-48	8	256+1K	32	+	–	+	1	8/32	–	–	2
C8051F230-25	TQFP-48	8	256	32	+	–	+	1	–	–	–	2
C8051F231-25	LQFP-32	8	256	22	+	–	+	1	–	–	–	2
C8051F236-25	TQFP-48	8	256+1K	32	+	–	+	1	–	–	–	2
C8051F300-25	MLP-11	8	256	8	–	+	–	1	8/8G	–	–	1
C8051F300P-25	DIP-14	8	256	8	–	+	–	1	8/8G	–	–	1
C8051F301-25	MLP-11	8	256	8	–	+	–	1	–	–	–	1
C8051F302-25	MLP-11	8	256	8	–	+	–	1	8/8G	–	–	1
C8051F303-25	MLP-11	8	256	8	–	+	–	1	–	–	–	1
C8051F304-25	MLP-11	4	256	8	–	+	–	1	–	–	–	1
C8051F305-25	MLP-11	2	256	8	–	+	–	1	–	–	–	1
C8051F310-25	LQFP-32	16	256+1K	29	+	+	+	1	10/21G	–	–	2
C8051F311-25	MLP-28	16	256+1K	25	+	+	+	1	10/17G	–	–	2

Таблица 2. Результаты первичного отбора микроконтроллеров, пригодных для создания модульной системы

Тип	Корпус	Flash, K	RAM	Port I/O	UART	ADC0	DAC-12	Цена, $
C8051F230-25	TQFP-48	8	256	32	1	–	–	7,78
C8051F220-25	TQFP-48	8	256	32	1	8/32	–	9,24
C8051F236-25	TQFP-48	8	256+1K	32	1	–	–	9,54
C8051F226-25	TQFP-48	8	256+1K	32	1	8/32	–	11,00
C8051F206-25	TQFP-48	8	256+1K	32	1	12/32	–	15,20
C8051F018-25	TQFP-64	16	256+1K	32	1	10/8	–	15,49
C8051F015-25	TQFP-64	32	256+2K	32	1	10/8G	2	22,30
C8051F005-25	TQFP-64	32	256+2K	32	1	12/8G	2	25,23
C8051F023-25	TQFP-64	64	256+4K	32	2	10/8G	2	24,71
C8051F021-25	TQFP-64	64	256+4K	32	2	12/8G	2	27,64
C8051F041-25	TQFP-64	64	256+4K	32	2	12/13G	2	23,65
C8051F043-25	TQFP-64	64	256+4K	32	2	10/13G	2	24,72
C8051F127-50	TQFP-64	128	256+8K	32	2	10/8G	2	27,44
C8051F125-50	TQFP-64	128	256+8K	32	2	12/8G	2	30,00
C8051F123-100	TQFP-64	128	256+8K	32	2	10/8G	2	32,99
C8051F121-100	TQFP-64	128	256+8K	32	2	12/8G	2	36,51

разводку выводов и выпускаются в корпусе TQFP–48, а также одинаковый объем Flash-памяти, равный 8 K. Основные их отличия заключаются в наличии у микроконтроллеров C8051F206/226/236 встроенной дополнительной оперативной памяти XRAM объемом в 1 K, расположенной в пространстве адресов внешней памяти. Кроме того, у микроконтроллеров C8051F220/226 имеется восьмиразрядный аналого–цифровой преобразователь (ADC), а у микроконтроллера C8051F206 двенадцатиразрядный ADC. Аналого–цифровые преобразователи имеют встроенный входной мультиплексор на 32 входа. Особенностью этого семейства является фиксированная привязка входов/выходов цифровой периферии к определенным линиям портов ввода/вывода, и соответственно, к выводам корпуса, а также возможность использования всех линий портов ввода/вывода в качестве аналоговых входов ADC. Кроме того, микроконтроллеры этого семейства имеют достаточно низкую стоимость. Вышеперечисленные свойства этой группы микроконтроллеров позволяют использовать их при разработке простого модуля главного контроллера для универсальных микроконтроллерных систем невысокой стоимостью.

3. Следующие три типа микроконтроллеров C8051F005/015/018 принадлежат к семействам микроконтроллеров C8051F0xx [6] и C8051F018–9 [7]. Они имеют одинаковую разводку выводов и выпускаются в корпусе TQFP–64. Основные их отличия заключаются в объеме Flash–памяти — 16 K (C8051F018) и 32 K (C8051F005/015), объема встроенной дополнительной оперативной памяти XRAM, расположенной в пространстве адресов внешней памяти — 1 K (C8051F018) и 2 K (C8051F005/015). Микроконтроллеры C8051F018/015 имеют встроенный десятиразрядный ADC, а микроконтроллер C8051F005 — двенадцатиразрядный ADC. Во всех микроконтроллерах есть также аналоговый восьмиканальный мультиплексор AMUX на восемь входов, а в микроконтроллерах C8051F005/015 также программируемый усилитель PGA с коэффициентами усиления 0,5, 1, 2, 4, 8, 16 и два двенадцатиразрядных цифро–аналоговых преобразователя (DAC). Все микроконтроллеры этой группы имеют индивидуальные аналоговые входы ADC и компараторов CPT и выходы DAC. Кроме того, встроенный коммутатор ресурсов Crossbar обеспечивает компактную «плавающую» (программируемую) привязку входов/выходов цифровой периферии к определенным линиям портов ввода/вывода, и соответственно, к выводам корпуса. Эта группа микроконтроллеров имеет среднюю стоимость. Вышеперечисленные свойства позволяют использовать их для разработки модуля главного контроллера средней мощности в универсальных микроконтроллерных системах средней сложности.

4. Остальные микроконтроллеры C8051F021/023/041/043/121/123/125/127 принадлежат к наиболее мощным семействам C8051F02x [8], C8051F04x [9] и C8051F12x [10] микроконтроллеров фирмы Cygnal. Они имеют одинаковую разводку выводов и выпускаются в корпусе TQFP–64. Важно отметить, что микроконтроллеры C8051F021/023/041/043, C8051F125/127 и C8051F121/123 способны работать на частотах до 25, 50 и 100 МГц соответственно, при этом их пиковая производительность составляет соответственно 25, 50 и 100 MIPS. Основные их отличия заключаются в объеме Flash–памяти, равном 64 K (C8051F021/023/041/043) и 128 K (C8051F121/123/125/127), объеме встроенной дополнительной оперативной памяти XRAM, расположенной в пространстве адресов внешней памяти — 4 K (C8051F021/023/041/043) и 8 K (C8051F121/123/125/127). Микроконтроллеры C8051F023/043/123/127 имеют встроенный десятиразрядный ADC1, а микроконтроллер C8051F021/041/121/125 — двенадцатиразрядный ADC1. Во всех микроконтроллерах есть второй восьмиразрядный ADC2. Все микроконтроллеры имеют также аналоговые восьмиканальные мультиплексоры AMUX1 и AMUX2 на восемь входов (тринадцать входов для C8051F041/043). Во всех микроконтроллерах есть также программируемые усилители PGA1 с коэффициентами усиления 0,5; 1; 2; 4; 8; 16 и PGA2 с коэффициентами усиления 0,5; 1; 2; 4, а также два двенадцатиразрядных DAC. Все микроконтроллеры этой группы имеют индивидуальные аналоговые входы ADC1 и компараторов CPT, интерфейса CAN (только для C8051F041/043) и выходы DAC. Кроме того, особенностью встроенного коммутатора ресурсов Crossbar обеспечивает компактную «плавающую» (программируемую) привязку входов/выходов цифровой периферии к определенным линиям портов ввода/вывода, и соответственно, к выводам корпуса. Эта группа микроконтроллеров имеет высокую стоимость. Вышеперечисленные свойства этих приборов позволяют использовать их для разработки модуля главного контроллера большой мощности для высокопроизводительных универсальных микроконтроллерных систем большой сложности.

5. Таким образом, на базе отобранных микроконтроллеров возможно создание трех вариантов модулей главного контроллера для универсальной модульной микроконтроллерной системы, отличающихся производительностью, составом периферийного оборудования и стоимостью.

Рассмотрим основные требования к разрабатываемым модулям главного контроллера универсальной микроконтроллерной системы.

1. Исходя из основных принципов построения магистрально–модульных систем, все модули должны иметь одинаковые размеры по ширине с установленным одинаковым магистральным разъемом. Магистральный разъем должен иметь одинаковые линии связи для всех исполнений. Число линий связи должно быть минимально возможным. Высота модулей может незначительно отличаться.

2. Дополнительные входы/выходы модулей, связанные, например, с аналоговыми узлами, или являющиеся входами/выходами дополнительных модулей, должны иметь дополнительный штыревой разъем (или разъемы), устанавливаемый вдоль широкой стороны поля печатной платы модуля.

3. Функциональный состав модуля должен обеспечивать максимальные функциональные возможности модуля при минимальной его стоимости.

Продолжение следует

Олег Николайчук,
onic@ch.moldpac.md

Литература:

1. http://www.cygnal.com
2. О. Николайчук. Семейства x51 микроконтроллеров фирмы Cygnal. — Компоненты и технологии, 2002, № 1, с. 86—91.
3. О. Николайчук. Эксперименты с микроконтроллерами фирмы Cygnal. —Схемотехника, 2002, № 8, с. 48—50.
4. http://www.atos.ru
5. http://www.cygnal.com/datasheets/c8051f2xx.pdf
6. http://www.cygnal.com/datasheets/c8051f0xx.pdf
7. http://www.cygnal.com/datasheets/c8051f018–9.pdf
8. http://www.cygnal.com/datasheets/c8051f02x.pdf
9. http://www.cygnal.com/datasheets/c8051f04x.pdf
10. http://www.cygnal.com/datasheets/c8051f12x.pdf

Многоканальное управление освещением

Устройство, которое описывается в этой статье, позволяет управлять нагрузкой (лампами накаливания) из четырех и более мест. Применение популярной микросхемы позволило создать простую конструкцию из недефицитных деталей, не нуждающуюся в настройке.

При освещении подъездов, больших и длинных коридоров, холлов, дачных участков иногда нужно иметь возможность независимо включать и отключать лампы накаливания из разных мест. Предлагавшиеся ранее в различной литературе схемы для решения этой проблемы обычно содержали два двухпозиционных переключателя с двумя группами контактов, которые должны были быть связаны трехпроводной сильноточной линией связи.

На практике желательно иметь возможность управлять осветительными приборами или другой нагрузкой более чем из двух мест с помощью обычных клавишных выключателей или кнопок быстрого аварийного отключения, не подвергая их переделке и не изменяя их внешний вид.

Устройство, собранное по схеме на рис. 1, позволяет управлять лампами накаливания общей мощностью до 450 Вт из четырех разных мест при помощи выключателей SA1—SA4. Любым из них лампы могут включены или выключены вне зависимости от того, в каком положении находятся остальные три выключателя.

На логических элементах DD1.1—DD1.3 «Исключающие ИЛИ» собран узел контроля четности. Если все выключатели SA1—SA4 замкнуты или разомкнуты, или замкнуты только два из них, то на выходе DD1.3 присутствует лог. 0, мощный ключ на высоковольтных полевых МОП транзисторах закрыт, нагрузка обесточена. Если замкнут один или три выключателя, то на выходе DD1.3 — лог. 1, транзисторы VT2, VT3 открыты, лампы светятся. Таким образом, изменением положения любого из четырех выключателей можно изменить логический уровень на выходе DD1.3 на противоположный и, соответственно, включить или выключить питание нагрузки.

Керамические конденсаторы C3—C10 и резисторы R5—R8 предназначены для подавления различных наводок и импульсных помех, возникающих в длинных линиях связи выключателей с самим устройством.

На свободном логическом элементе DD1.4, R9, C12 и пьезокерамическом излучателе звука BF1 со встроенным генератором реализован узел звуковой сигнализации, который подает короткий гудок как при включении питания нагрузки, так и при отключении. Светодиод красного цвета свечения HL1 светит только тогда, когда на лампы подается напряжение. Нестандартное его подключение объясняется желанием не увеличивать ток, потребляемый по цепи питания 12 В. Зеленый светодиод HL2 сигнализирует о том, что устройство подключено к сети переменного тока 220 В.

Поскольку многие типы высоковольтных полевых транзисторов имеют сравнительно высокое сопротивление открытого канала и рассчитаны на относительно небольшой постоянный и импульсный ток стока, для уменьшения потерь на силовом ключе и повышения надежности установлены два параллельно включенных одинаковых транзистора VT2, VT3. Следует заметить, что полевым транзисторам, в отличии от биполярных, резисторы, выравнивающие ток, не нужны.

Мощность и номиналы резисторов R13—R15 выбраны исходя из необходимости быстрой зарядки конденсатора фильтра питания C11 и надежности работы устройства в широком интервале сетевого питающего напряжения.

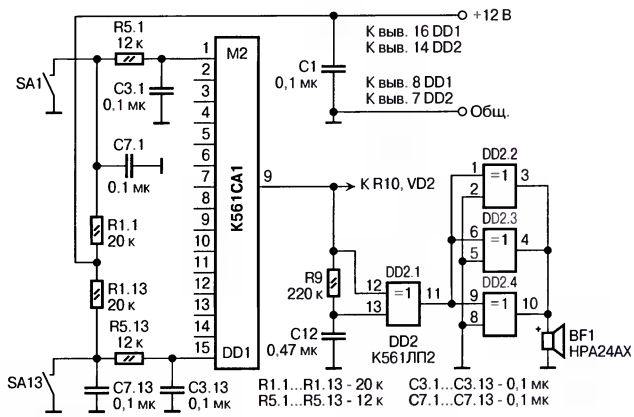


Рис. 2

Мощный выпрямительный диодный мост VD3, как и полевые транзисторы, нуждается в теплоотводе. Даже если устройство предполагается эксплуатировать с лампами накаливания общей мощностью до 200 Вт, теплоотводами не следует пренебрегать, так как не исключено, что без вашего ведома кем-либо могут быть подключены лампы большей мощности.

Если потребуется управлять освещением более чем из четырех мест, то устройство можно модернизировать так, как показано на рис. 2. Микросхема K561CA1 представляет собой тринадцативходовой сумматор по модулю 2. На ее единственном выходе будет низкий уровень, если число входов, на которые поданы уровни лог. 1, будет четным. Если число необходимых каналов управления нагрузкой будет меньше 13, то неиспользуемые входы этой микросхемы можно подключить к плюсу питания или к общему проводу — туда, куда ближе проложить проводник.

В устройстве, собранном точно по схеме на рис. 1, на нагрузку подается выпрямленное сетевое напряжение, что допустимо только тогда, когда на ее месте используются лампы накаливания, нагревательные приборы, коллекторный электродвигатель или устройство с импульсным блоком питания. Если же необходимо управлять нагрузкой, которая требует питания только переменным током, например, лампами дневного света, асихронными электродвигателями или бытовыми радиоэлектронными аппаратами с низкочастотным трансформатором, то силовой ключ можно выполнить на оптосимисторе или собрать этот узел по схеме на рис. 3. В последнем варианте цепь питания нагруз-

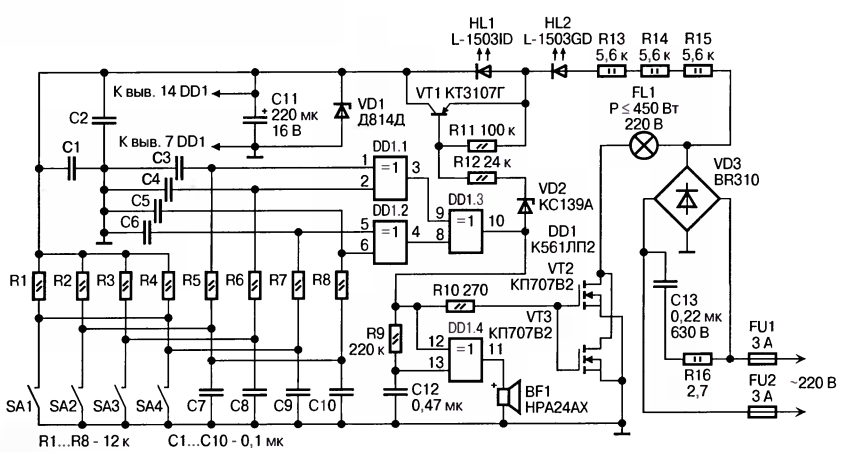


Рис. 1

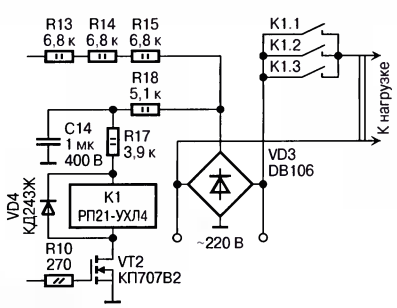


Рис. 3

ки, которая может быть мощностью до 2000 Вт, коммутируется контактами мощного реле К1 с высокоомной катушкой. Чтобы обеспечить нормальную работу этого узла, можно обойтись только одним полевым транзистором и менее мощным диодным мостом VD3.

В устройстве могут быть применены резисторы С1–4, С2–23, МЛТ, Р1–7 соответствующей мощности. Керамические конденсаторы — К10–17, КМ–5, КМ–6; оксидный — К50–35, К50–24, К53–35; С13, С14 — К73–16, К73–17, К73–24в.

При мощности нагрузки до 450 Вт выпрямительный диодный мост можно заменить другим достаточно мощным, например, KBPC106, RS405, KBL06, KBJ6J или четырьмя диодами типов BY254, P600J, КД202Р, Д247Б, Д234Б. Стабилитрон VD1 — любой маломощный на 12...13 В, например, КС207В, КС213Б, КС508А, КС512А, 1N6003B; VD2 можно заменить на КС126В, КС133Г, КС407А, 1N5987B, 1N5988B. Светодиоды можно установить любые, например, из серий L–1503, L–1513, L–1543, КИПД40, КИПД35, желательно разного цвета свечения. Транзистор VT1 можно заменить любыми из серий КТ3107, КТ361, КТ502, SS9012, SS9015, 2SA643. Полевые транзисторы желательно выбрать на напряжение сток–исток не менее 450 В и постоянный ток стока более 4 А, например, КП753А, КП766Г, КП777А, КП7130В, КП7137А, КП707Б2, КП707Д1, BUZ210. Для уменьшения нагрева теплоотвода и его размеров полевые транзисторы желательно выбрать с возможно меньшим сопротивлением открытого канала [2—4]. При установке более мощного выпрямительного моста и замене плавких предохранителей на больший ток можно существенно увеличить общую мощность подключенных к устройству ламп накаливания. Электромагнитное реле можно заменить другим реле с высокоомной катушкой, рассчитанным на коммутацию сетевого напряжения, например, на РПУ–0–УХЛ4. В некоторых случаях может потребоваться подбор резисторов R17, R18 для обеспечения его надежного срабатывания.

Каждый выключатель SF1...SA4 соединяется с основной частью устройства индивидуальной двухпроводной линией связи в хорошей изоляции. В случае, если какая–либо линия, проложенная вблизи сильноточной проводки сетевого напряжения, будет длиной более 30...100 м, может потребоваться уменьшение сопротивления соответствующего резистора R1—R4 или использование коаксиального кабеля.

Настройки правильно собранное устройство не требует. Если звуковая сигнализация не нужна, то схему можно упростить, исключив R9, C12, BF1, а выводы DD1.4 подключить параллельно соответствующим выводам DD1.3.

Так как эта конструкция не содержит разделительного трансформатора, то при ее отладке и эксплуатации следует соблюдать принятые для работы с сетевым напряжением 220 В меры безопасности. Естественно, что общий провод устройства не должен соединяться с его корпусом.

Андрей Бутов,
butov@friends.lll.pp.ru

Литература:

1. Зарубежные выпрямительные диоды и мосты. — Радио, 1998, № 10. с. 82—84.

2. С. Чеботков. Новые мощные полевые транзисторы. — Радиомир, 2001, № 8, с. 39—40.

3. Б. Малашевич. Отечественные ДМОП–транзисторы. — Схемотехника. 2002. № 7, с. 53—54.

4. Мощные полевые переключательные транзисторы фирмы International Rectifier. — Радио, 2001, № 5, с. 45.

5. Л. Ломакин. Транзисторы серии 2П706. — Радио, 1996, № 7, с. 58—59.

6. С. А. Бирюков. Применение цифровых микросхем серий ТТЛ и КМОП. — ДМК, 1999.

К нашим авторам

Для того чтобы Ваша статья была быстро опубликована, желательно выполнить следующие требования к оформлению.

Текст должен быть в формате Word. Правильно расставляйте дефисы "–", минусы "–" (Ctrl+дефис на цифровой клавиатуре), тире "—" (Ctrl+Alt+дефис на цифровой клавиатуре). Не используйте для форматирования текста пробелы, при необходимости применяйте табуляцию. Единицы измерения обязательно приводите в русском варианте, между числом и единицей измерения ставьте пробел. Не используйте в тексте и таблицах специальные символы типа «неразрывный дефис», «мягкий перенос» и т. д., они мешают при верстке. Ни в тексте, ни в таблицах не должно быть гиперссылок.

Не следует включать в текст рисунки, таблицы, они должны быть в отдельных файлах. В тексте в месте их первого упоминания между очередными абзацами поставьте «Рис. 1» или «Таблица 1» с названием при его наличии. Подрисуночные подписи не делайте, все необходимое о рисунке должно быть сказано в тексте. По возможности избегайте сносок и примечаний.

Графические материалы выполняйте с учетом требований по разрешению: в масштабе 1:1 разрешение должно быть 300 точек на дюйм. Формат рисунков — TIF, BMP, PCX, EPS, PDF. Не присылайте рисунки в форматах P–CAD. При использовании пакета CorelDraw! все шрифты должны быть в кривых. Надписи на рисунках делайте крупно — при печати в журнале высота шрифта должна быть около 2 мм. Номиналы элементов указывайте на принципиальных схемах, в виде отдельных таблиц их делать не надо. Таблицы желательно готовить в MS Excel или в MS Word.

В именах файлов используйте только латинские символы. Пересылайте файлы в упакованном виде (zip или rar).

Даже если Вы не сможете выполнить указанные требования и пришлете по почте написанную от руки четким почерком статью с чертежами, сделанными шариковой ручкой по линейке, но статья интересна, мы ее опубликуем, просто она выйдет позже.

Если Вы пришлете статью в конце месяца, то в конце следующего она вполне может выйти в очередном номере журнала, если, конечно, не потребуется много времени на редактирование текста и изготовление рисунков.

За опубликованные статьи редакция выплачивает гонорар. Если статья оригинальная, Вы получите на руки около 20 у. е. за журнальную страницу (пересылка за наш счет) в течение месяца после выхода журнала. Мы также высылаем авторские экземпляры журнала.

Обязательно предупреждайте редакцию в случае, если Вы посылаете статью еще в какой–либо журнал.

Не забывайте озаглавить статью и поставить в ее конце свои имя, фамилию и электронный адрес, если он есть. Отдельно укажите фамилию, имя, отчество и полный домашний адрес для высылки авторских экземпляров и гонорара.

Редакция

Современные цифро-аналоговые преобразователи фирмы Maxim

Целью настоящей статьи является ознакомление разработчиков аппаратуры с достижениями фирмы Maxim в области цифро-аналоговых преобразователей.

Прежде всего напомним читателю, что цифро-аналоговым преобразователем (Digital-Analog Converters) называется узел или микросхема, предназначенные для преобразования входного цифрового кода в выходной аналоговый ток или напряжение. Микросхемы цифро-аналоговых преобразователей (DAC) выпускаются рядом фирм. Однако безусловным лидером как по разнообразию типов, так и по объемам продаж, является фирма Maxim [1]. В настоящее время эта фирма выпускает 181 тип микросхем DAC.

Прежде, чем перейти к рассмотрению ассортимента выпускаемых микросхем, отметим, что наиболее важными параметрами DAC являются разрядность, тип интерфейса, быстродействие, тип корпуса, характеристики питания и тип выхода (по току или по напряжению).

Разрядность DAC определяет точность преобразования. В настоящее время выпускаются микросхемы с разрядностью от 4 до 24 двоичных разрядов и выше. Наиболее часто используются DAC с разрядностью от 8 до 12 разрядов, что обеспечивает шаг квантования выходной величины 1/256 (0,39 %) и 1/4096 (0,0244 %) соответственно. Микросхемы с разрядностью меньше байта обычно имеют повышенное быстродействие и, как правило, используются в специальных системах, например, в цифровом телевидении. Микросхемы DAC с разрядностью более 12...14 в настоящее время относятся к прецизионным и также используются в специализированных изделиях, например, в измерительных приборах.

По типам входного интерфейса микросхемы DAC подразделяются на микросхемы с параллельным и последовательным интерфейсом.

Микросхемы с параллельным интерфейсом, в свою очередь, подразделяются на микросхемы с байтовым интерфейсом и микросхемы с интерфейсом большей разрядности. Микросхемы с байтовым интерфейсом оптимизированы для применения в системах с 8-битными микроконтроллерами. Микросхемы с параллельным интерфейсом больше байта могут использоваться совместно с 16-битными микропроцессорами и в других изделиях. Следует отметить, что микросхемы DAC с параллельным интерфейсом больше байта позволяют принимать (а некоторые и выдавать) выходной код единовременно, если, конечно, на это способен источник кода, в то время как микросхемы DAC с байтовой разрядностью принимают младший и старший байты кода последовательно. Безусловно, такая организация параллельного интерфейса, хоть и снижает аппаратные затраты изделия, также снижает и общую производительность за счет поэтапной записи.

Микросхемы с последовательным интерфейсом также подразделяются на несколько групп в зависимости от типа используемого интерфейса: SPI, I²C (SMBus), 1-Wire и т. д. Очевидно, что применение последовательного интерфейса значительно замедляет время записи данных и снижает общую производительность. Однако использование трех-четырех выводов для организации последовательного интерфейса вместо восьми или более выводов для организации параллельного позволяет использовать корпус с меньшим числом выводов, что, в свою очередь, значительно снижает стоимость микросхем, площадь, сложность и стоимость печатных плат и повышает надежность изделия за счет меньшего количества паек.

Быстродействие цифро-аналогового преобразователя также важно. Современные DAC по быстродействию можно условно разделить на три группы: низкого быстродействия — до 100 ksps, среднего быстродействия — от 100 до 500 ksps, высокого быстродействия — более 500 ksps. Наиболее часто используются DAC низкого или среднего быстродействия.

Современные микросхемы DAC производятся с токовым выходом (без встроенного масштабирующего операционного усилителя) и с выходом по напряжению (со встроенным выходным операционным усилителем). Кроме того, в случае, если микросхема в одном корпусе содержит несколько DAC, часть из них может быть с токовым выходом, а часть — с выходом по напряжению или выходы по напряжению могут быть с различной нагрузочной способностью. Конечно, с точки зрения минимизации числа корпусов цифро-аналогового узла более предпочтителен выход по напряжению. Однако, ввиду того, что обычно разработчики стремятся умощнить или просто защитить выход, они ставят выходной операционный усилитель. Этот ОУ, кроме всего прочего, еще и формирует выходное напряжение необходимого уровня. В связи с вышесказанным, тип

Изобретений много...

Фонограф Т. Эдисона. 1877 г.

Создайте своё!

Поставляемые Rainbow Technologies электронные компоненты позволят реализовать самые смелые и нестандартные идеи

Цифро-аналоговые преобразователи Maxim

- Параллельный интерфейс
Разрядность -
8, 10, 12, 13, 14 бит
- Последовательный интерфейс
Разрядность -
8, 10, 12, 13, 14, 16 бит
и высокоскоростные

Более 180 наименований для решения разнообразных технических задач!

RAINBOW TECHNOLOGIES

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР

Alliance DALLAS SEMICONDUCTOR МАХИМ Winbond

- **Москва:** тел.: **(095) 797-8993**
e-mail: **info@rainbow.msk.ru**
- **Санкт-Петербург:** тел.: **(812) 324-09-02**
e-mail: **spb@rainbow.msk.ru**
- **Минск:** тел.: **(10+ 37517) 249-8273**
e-mail: **chip@rainbow.by**
- **Екатеринбург:** тел.: **(3432) 76-14-07**
e-mail: **ural@rainbow.msk.ru**

www.rtcs.ru

Таблица 1

Тип	Разрядность, бит	Число каналов	Тип выхода	Напряжение питания, В	Максимальный ток потребления, мкА	Типовое время установления, мкс	Источник опорного напряжения	Буферизация	Диапазон температур, °С	Корпус	Цена, $
MAX5480	8	1	I	5	100	0,25	Ext.	нет	E, C	16/QSOP	1,35
MAX7624	8	1	I	+12...+15	100	0,25	Ext.	нет	E, I, C	16/PDIP.300 16/SO.150	2,26
MX7224	8	1	U	+12...+15, –5, +15	4 мА	5 (max)	Ext	есть	E, I, C	18/PDIP.300 18/SO.300 20/PLCC	3,16
MX7523	8	1	I	5...16	100	0,15 (max)	Ext.	нет	C	16/PDIP.300 16/SO.300	2,20
MX7524	8	1	I	5...15	500	0,25 (max)	Ext.	нет	E1, I, C	16/PDIP.300 16/SO.150	2,20
MAX5102	8	2	U	2,7...5,5	360	6	Ext	есть	E	16/TSSOP	2,09
MX7528	8	2	I	5...15	100	0,35 (max)	Ext.	нет	E1, E, I, C	20/PDIP.300 20/SO.300	2,84
MX7628	8	2	I	12...15	100	0,35 (max)	Ext.	нет	E1, I, C	20/PDIP.300 20/SO.300	3,76
MAX5101	8	3	U	2,7...5,5	520	6	Int	есть	E	16/TSSOP	2,39
MAX505	8	4	U	+5, ±5	10 мА	6	Ext.	есть	E, I, C	24/PDIP.300 24/SO.300 24/SSOP	5,95
MAX506	8	4	U	+5, ±5	10 мА	6	Ext.	есть	E, I, C	20/PDIP.300 20/SO.300	6,10
MAX5100	8	4	U	2,7...5,5	700	6	Ext	есть	E	20/TSSOP	2,59
MX7225	8	4	U	+12...+15, –5, +15	10 мА	4 (max)	Ext	есть	E, I, C	24/PDIP.300 24/SO.300 28/PLCC	14,14
MX7226	8	4	U	+12...+15, –5, +15	10 мА	4 (max)	Ext	есть	E, I, C	20/PDIP.300 20/PLCC 20/SB.300 20/SO.300	11,80
MX7228	8	8	U	+12...+15, –5, +15	16 мА	5 (max)	Ext	есть	E1, I, C	24/PDIP.300 24/SO.300 28/PLCC	24,57
MAX503	10	1	U	+5, ±5	400	25	Ext. Int	есть	E, C	24/PDIP.300 24/SO.300 24/SSOP	2,95
MAX501	12	1	U	±12...±15	14 мА	5	Ext.	есть		24/PDIP.300 24/SO.300	5,65
MAX508	12	1	U	±12...±15	9 мА	5	Int	есть	E, I, C	20/PDIP.300 20/SO.300	7,54
MAX530	12	1	U	+5, ±5	400	25	Ext Int	есть	E, I, C	20/PDIP.300 24/SO.300 24/SSOP	5,45
MX7248	12	1	U	+12...+15, ±12...±15	9 мА	5 (max)	Int	есть	E, I, C	20/PDIP.300 20/PLCC	8,33
MX7542	12	1	I	4,75...5,25	2,5 мА	2 (max)	Ext.	нет	E1, I, C	16/PDIP.300 16/SO.300	7,52
MX7548	12	1	I	+12...+15, +5	3 мА	1 (max)	Ext.	нет	E1, I, C	20/PDIP.30 20/PLCC 20/SO.300	6,06
MX7537	12	2	I	12...15	2 мА	1,5 (max)	Ext.	нет	E1, E, I, C	24/PDIP.300 24/SO.300 28/PLCC	11,23
MX7837	12	2	U	±12...±15	16 мА	4	Ext	есть	E, I, C	24/PDIP.300 24/SO.300	12,18
MAX526	12	4	U	+12...+15, –5	38 мА	3	Ext	есть	E, I, C	24/PDIP.300 24/SO.300	19,44
MAX527	12	4	U	±5	22 мА	5	Ext	есть	E, I, C	24/PDIP.300 24/SO.300	16,56
MX7534	14	1	I	12...15	3 мА	1,5 (max)	Ext.	нет	E1, E, I, C	20/PDIP.300 20/PLCC 20/SB.300 20/SO.300	8,84

Таблица 2

Тип	Разрядность, бит	Число каналов	Тип выхода	Напряжение питания, В	Максимальный ток потребления, мкА	Типовое время установления, мкс	Источник опорного напряжения	Буферизация	Диапазон температур, °С	Корпус	Цена, $
MX7520	10	1	I	5...15	2 мА	0,5	Ext.	нет	E1, I, C	16/PDIP.300 16/SB.300 16/SO.300	2,80
MX7530	10	1	I	5...15	2 мА	0,5	Ext.	нет	E1, C	16/PDIP.300 16/SB.300 16/SO.300	2,80
MX7533	10	1	I	5...15	2 мА	0,6 (max)	Ext.	нет	E1, I, C	16/PDIP.300 16/SB.300 16/SO.300	2,84
MAX502	12	1	U	±12...±15	10 мА	5	Ext.	есть	E, I, C	24/PDIP.300 24/SO.300	5,65
MAX507	12	1	U	±12...±15	9 мА	5	Int	есть	E, I, C	24/PDIP.300 24/SO.300	7,54
MAX7645	12	1	I	15	100	1	Ext.	нет	E, I, C	20/PDIP.300 20/PLCC 20/SO.300	5,60
MX7245	12	1	U	+12...+15, ±12...±15	9 мА	5 (max)	Int	есть	E, I, C	24/PDIP.300 28/PLCC	8,33
MX7521	12	1	I	5...15	2 мА	0,5	Ext.	нет	E1, I, C	18/PDIP.300 18/SB.300 18/SO.300	5,00
MX7531	12	1	I	5...15	2 мА	0,5	Ext.	нет	E1, C	18/PDIP.300 18/SB.300 18/SO.300	2,84
MX7541	12	1	I	5...16	2 мА	1 (max)	Ext.	нет	E1, I, C	18/PDIP.300 18/SO.300	5,72
MX7541A	12	1	I	5...16	2 мА	0,6	Ext.	нет	E, I, C	18/PDIP.300 18/PLCC 18/SB.300 18/SO.300	7,52
MX7545	12	1	I	+15, +5	2 мА	2 (max)	Ext.	нет	E1, I, C	20/PDIP.300 20/SO.300	6,03
MX7545A	12	1	I	5...15	2 мА	1 (max)	Ext.	нет	E, I, C	20/PDIP.300 20/PLCC 20/SO.300	6,03
MX7845	12	1	U	±15	10 мА	5 (max)	Ext.	есть	E, I, C	20/PDIP.300 24/SO.300 28/PLCC	6,26
MX7547	12	2	I	12...15	2 мА	1,5 (max)	Ext.	нет	E1, E, I, C	24/PDIP.300 24/SO.300 28/PLCC	11,40
MX7847	12	2	U	±12...±15	10 мА	4	Ext	есть	E, I, C	24/PDIP.300 24/SO.300	12,18
MAX5270	13	8	U	±12	26 мА	22	Ext	есть	E, C	44/MQFP-10x10	24,00
MAX547	13	8	U	±5	84 мА	5	Ext	есть	E, C	44/MQFP-10x10 44/PLCC	29,60
MAX5839	13	8	U	+7...+14, –5...–9	25 мА	22	Ext	есть	E, C	44/MQFP-10x10	22,50
MX7535	14	1	I	12...15	4 мА	1,5 (max)	Ext.	нет	E1, E, I, C	28/PDIP.600 28/PLCC 28/SB.600 28/SO.300	15,00
MX7536	14	1	I	12...15	4 мА	1,5 (max)	Ext.	нет	E1, I, C	28/PDIP.600 28/PLCC 28/SO.300	14,66
MX7538	14	1	I	12...15	500	0,8	Ext.	нет	E1, E, I, C	20/PDIP.300 24/CDIP.300 24/SB.600 24/SO.300 28/PLCC	8,88
MAX5264	14	8	U	+7...+14, –5...–9	40 мА	22	Ext	есть	C	44/MQFP-10x10	

выхода микросхем DAC не имеет существенного значения.

Следует также отметить, что современные микросхемы DAC имеют встроенный или внешний узел опорного напряжения.

Микросхемы DAC могут иметь одно или несколько различных напряжений питания. Очевидно, что чем меньше источников питания использует микросхема DAC, тем удобнее ее применять. Важно только, чтобы использование одного напряжения питания не снижало другие параметры микросхем DAC, например, линейность.

Цифро-аналоговые преобразователи с параллельным интерфейсом

Как уже отмечалось выше, цифро-аналоговые преобразователи с параллельным интерфейсом подразделяются на микросхемы с однобайтовым интерфейсом и микросхемы с интерфейсом большей разрядности или, как их еще называют, «полноразрядные».

В табл. 1 приведены все микросхемы DAC фирмы Maxim с параллельным однобайтовым интерфейсом. В графе «Диапазон температур» использованы следующие символьные обозначения: «C» (коммерческий) — от 0 до +70 °C; «E» и «E1» (расширенный) — от –40 или –20 («E1») до +85 °C; «I» (промышленный) — от –55 до +125 °C. В графе «Цена» указана цена производителя при поставке тысячи штук. В графе «Источник опорного напряжения» отмечено использование внешнего (Ext.) или встроенного (Int.) источника.

Важной особенностью современных микросхем DAC с последовательным интерфейсом является способность некоторых из них работать при пониженных напряжениях от +2,5 до +3,3 В — это так называемая «белая» группа перспективных микросхем. По оценкам некоторых международных экспертов, в развитии микропроцессорной и микроконтроллерной техники и элементов их окружения, таких как память, аналого-цифровые преобразователи, цифро-аналоговые преобразователи, таймеры реального времени и т. п., проявляется устойчивая тенденция к снижению напряжения питания (со стандартных 5 В до более низких значений). В связи с этим применение таких микросхем считается наиболее перспективным.

В табл. 2 приведены микросхемы DAC с параллельным полноразрядным интерфейсом, использованы такие же обозначения, как и в табл. 1.

Продолжение следует

Олег Николайчук,
onic@ch.moldpac.md

Литература:
1. http://www.maxim-ic.com

Новости

ЗАО «НТЦ СИТ» сообщает о начале серийного производства микросхемы микросхемы К1156ЕР2х — прямого аналога микросхемы CS5201 фирмы «ON Semiconductor».

К1156ЕР2х — серия высокоточных LowDropOut регулируемых стабилизаторов положительного напряжения с более высокой эффективностью, чем у других доступных в настоящее время устройств.

Микросхема обладает следующими техническими характеристиками:

- максимальный ток нагрузки — 1 А;
- нестабильность выходного напряжения — не более ±1,5 %;
- минимальное падение напряжения вход/выход (типовое) — 1,0 В
- ток потребления — не более 10 мА;
- защита от короткого замыкания;
- тепловая защита.

Микросхема выпускается в двух вариантах корпусов: ТО-220 для объемного монтажа (типономинал К1156ЕР2П) и ТО-263 для поверхностного монтажа (типономинал К1156ЕР2Т).

С полным описанием микросхемы можно ознакомиться в разделе новостей сайта предприятия http://www.bryansk.ru/sit.

FORESIGHT COMPONENT
с нами вы всегда на шаг вперед
ПОСТАВКИ МИКРОСХЕМ ANALOG DEVICES
со склада и под заказ
Комплексные поставки импортных микросхем от мировых производителей.
- Индивидуальный подход к заказчикам
- Прогрессивные скидки
- Техническая поддержка и поставка образцов для массовых производителей
Регистрация проектов, низкие цены.
- DC/DC и AC/DC модули
- Производство и разработка печатных плат
- Производство трансформаторов
- Паяльные станции и аксессуары
- Пассивные компоненты и микросхемы
- Аккумуляторные батареи и многое другое по каталогу
Срок поставки от двух недель
г. Москва
ул. Дубосековская, д.5/6, офис 239
тел./факс (095) 231-3152
e-mail: sales_s@frs-c.ru
www.frs-c.ru

ARGUSSOFT
Департамент Микроэлектроники
Электронные Компоненты
официальный дистрибьютор фирм:
Оптореле
CLARE Ведущие мировые и отечественные производители телекоммуникационной аппаратуры и современных телефонных станций высоко оценили качество новейших 4-выводных оптореле, выпускаемых фирмой CLARE (США).
Эти недорогие, миниатюрные компоненты (размер корпуса 3.8 x 4.1 x 2.1 мм) являются адекватной заменой механическим реле с нормально замкнутыми (НЗ) и нормально разомкнутыми (НР) контактами, обеспечивая более быстрое, надежное и бездребезговое переключение и гальваническую развязку (1500 В) между управляющими и коммутируемыми цепями.

Тип	Тип контакта	Напряжение коммутации, В(пик)	Ток коммутации, мА	Сопротивление откр. канала, Ом	Ток управления, мА
CPC1004N new!	1HP	100	300	4	2
CPC1008N	1HP	100	150	8	2
CPC1016N	1HP	100	100	16	2
CPC1017N	1HP	60	100	16	1
CPC1030N	1HP	350	120	30	2
CPC1035N	1HP	350	100	35	2
CPC1230N	1HP	350	120	50	2
CPC1150N	1H3	350	100	50	2

Хотите попробовать? Закажите бесплатные образцы у нас:
ANALOG DEVICES, ATMEL, TRACO POWER, CLARE, BRAUN, HANTRONIX, Honeywell, muRata
Наш адрес: 129085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505
Факс: (095) 216-6642
E-mail: components@argussoft.ru
Офис в Санкт-Петербурге:
191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 36
Тел.: (812) 314-3808; тел./факс: (812) 310-6234
E-mail: spb@argussoft.ru
Новый адрес в интернет : http://components.argussoft.ru

Охранная система со звуковым оповещением на микроконтроллере PIC16C505

Причиной написания этой статьи явилось отсутствие на рынке автономного недорогого универсального охранного устройства, выполненного на современной элементной базе с применением микроконтроллеров. Набор «Мастер КИТ» NM5038 позволит самостоятельно собрать простое надежное устройство со звуковой сигнализацией для охраны помещений.

Наличие в статье штампа предполагает наличие набора Спрашивайте в магазинах по продаже компонентов

Охранная система со звуковым оповещением (ПКИ–А) NM5038 (рис. 1) предназначена для круглосуточной охраны объектов различного назначения: офисов, дач, квартир, гаражей, складов и т. п. В случае проникновения на охраняемый объект посторонних лиц она обеспечивает длительную подачу громкого звукового сигнала (100...105 дБ).

Устройство допускает подключение пассивных охранных герконовых датчиков с нормально–замкнутыми контактами, соединенными последовательно в цепь двух шлейфов сигнализации. Встроенное питание постоянным напряжением 9 В обеспечивает безопасную круглосуточную работу устройства в течение одного–двух месяцев без замены элементов питания. Предусмотрена возможность подключения внешнего источника питания постоянного напряжения 9...12 В, что позволяет подключать активные датчики с раздельными цепями питания, например, МН–10, МН–20 фирмы Crow; 9881 фирмы Adem–co, 476, Light Pro, Paradome, Paradoor, Digiguard 50, Digi–guard 60 фирмы Paradox; CORAL plus фирмы Visonic Ltd и т. п., а также другие типы звуковых оповещателей. Функциональная схема приведена на рис. 2. В состав системы входят: охранное автономное устройство ПКИ–А, звуковой оповещатель ПКИ–1, кнопка управления КН1, два соединительных шлейфа и герконовые датчики, установленные на окнах и входных дверях охраняемого помещения.

Принципиальная схема устройства

Принципиальная схема устройства показана на рис. 3. Основным функциональным элементом схемы является микроконтроллер DD1 PIC16C505, выполненный по экономичной технологии КМОП с ЭППЗУ (рис. 4). Он работает с тактовой частотой 20 МГц при минимальной длительности такта 200 нс. Организация памяти микроконтроллера — 1024×12, области данных — 72×8.

Микроконтроллер имеет следующие особенности:

- программирование осуществляется через последовательный порт (ICSP);
- предусмотрен сброс при включении питания (POR).

В состав микросхемы входят таймер сброса устройства (DRT) и программируемый сторожевой таймер (WDT) с собственным встроенным RC–генератором для повышения надежности работы. Предусмотрены программируемая защита кода, режим экономии энергии (SLEEP) и режим пробуждения из состояния SLEEP по изменению состояния выводов, а также возможность выбора нескольких режимов работы тактового генератора.

Технические характеристики охранного устройства

Напряжение питания — 9 В (батарея типа «Крона»).

Рис. 1

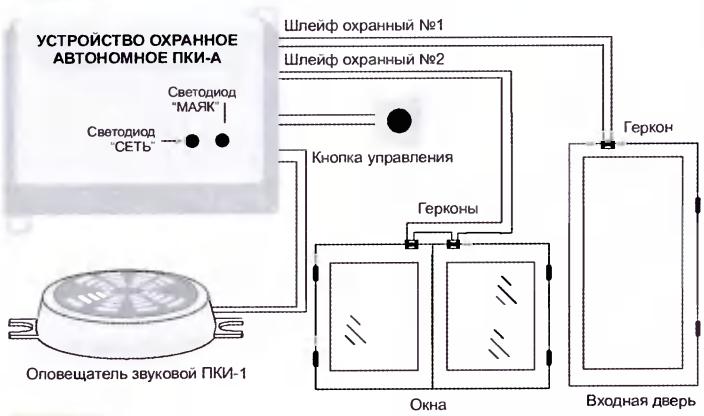


Рис. 2

Потребляемый ток в режиме «Охрана» (при питании от встроенной батареи 9 В) — не более 200 мкА.

Потребляемый ток в режиме «Тревога» — 30 мА.

Число шлейфов сигнализации — 2, предусмотрено различное звучание от срабатывания шлейфа №1 (непрерывный сигнал) и шлейфа №2 (прерывистый сигнал).

Длительность сигнала «Тревога» — 1...5 мин (устанавливается переключателем SA1–4 согласно табл. 1).

Задержка включения режима «Охрана» (на выход) — 40...90 с (устанавливается переключателем SA1–4).

Задержка включения режима «Тревога» (на вход) — 1...120 с (устанавливается переключателем SA1–4).

Уровень звукового давления — 100...105 дБ при напряжении источника питания 9 В.

Время непрерывной работы в режиме «Охрана» от источника питания 9 В — не менее одного месяца.

Температурный диапазон эксплуатации — от –30 до +50 °С.

Тип используемых датчиков — герконы.

Защита оболочки — IP41.

Индикация питания 12 В «Сеть», индикация режима охраны и тревоги «Маяк» (только при внешнем питании).

При внешнем питании 12 В устройство позволяет использовать звуковые оповещатели с током до 600 мА.

Размеры печатной платы — 65×65 мм.

Принцип работы

Охранное устройство обеспечивает включение низкочастотного звукового сигнала стандартной пьезокерамической сирены ПКИ–1 при нарушении целостности одного или нескольких шлейфов сигнализации (размыкании герконового датчика). Перед началом работы требуется установить необходимые для пользователя временные параметры (время на вход Т1, время на выход Т2, длительность звучания сирены Т3). Эти параметры устанавливают с помощью переключателя SA1–4 на плате устройства (рис. 5) в соответствии с табл. 1.

Пользователь, покидая охраняемый объект, включает систему однократным нажатием и удержанием в течение 1...2 с кнопки КН1 управления. При этом раздается кратковременный (0,5 с) звуковой сигнал, подтверждающий готовность устройства к работе (начало постановки в режим «Охрана»). Затем с задержкой на время Т2 (табл. 1) устройство автоматически переходит в режим «Охрана». Во время задержки устройство не реагирует на состояние датчиков шлейфов сигнализации, поэтому пользователь может беспрепятственно покинуть охраняемый объект. По истечении времени Т2 устройство проверяет состояние шлейфов и, если они находятся

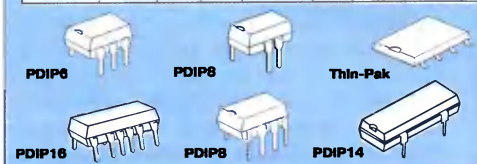
www.platan.ru
ПЛАТАН ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ РЕЛЕ

International IOR Rectifier

Микроэлектронные реле в большинстве применений могут заменять обычные электромеханические реле. Главные их преимущества: высокая чувствительность, миниатюрность, отсутствие дребезга контактов, большое время жизни, нечувствительность к внешним полям, ударам и вибрациям. Рабочая температура +40 ... +85°C.

Наименование	Выход U раб. В	Выход I max mA AC	Выход I max mA DC	t вкл./t выкл. mC	R max вкл. Ом AC	R max вкл. Ом DC	R min выкл. Ом
PVT312	±250	190	320	3.0/0.5	10	3	2.5 x 108
PVT412	±400	140	210	2.0/0.5	27	7	4 x 108
PVN012	±20	2500	4500	5.0/0.5	0.1	0.04	0.16 x 108
PVG612	±60	1000	2000	2.0/0.5	0.5	0.15	108
PVT322	±250	170	170	3.0/0.5	10	-	2.5 x 108
PVT422	±400	120	-	2.0/2.0	35	-	3.2 x 108
PVO402P	±400	120	-	2.0/0.5	35	-	4 x 108
PVR1301	±100	-	700	0.3/0.05	5.0	1.5	1010
PVR2300	±200	-	260	0.15/0.05	24	6.0	108
PVR3301N	±300	-	260	0.15/0.05	24	6.0	1010
PVA1354	±100	-	315	0.3/0.05	5.0	-	1010
PVA2352	±200	-	130	0.1/0.05	24	-	108
PVA3354	±300	-	130	0.1/0.05	24	-	1010
PVAZ172N	±60	-	1000	2.0/0.5	0.5	-	108
PVD1354	+100	-	500	0.3/0.05	-	1.5	1010
PVD2352	+200	-	220	0.1/0.05	-	6.0	108
PVD3354N	+300	-	220	0.1/0.05	-	6.0	1010
PVDZ172N	+60	-	1500	2.0/0.5	-	-	108
PVX6012	+400	-	1	7.0/1.0	-	-	4 0 x 107



MITSUBISHI ELECTRIC, EPCOS, Infineon technologies, intersil, MOTOROLA, BOURNS, Honeywell, muRata, AMP, CAYDOM, DATA VISION, Kingbright

Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел./факс: (095) 73-75-999

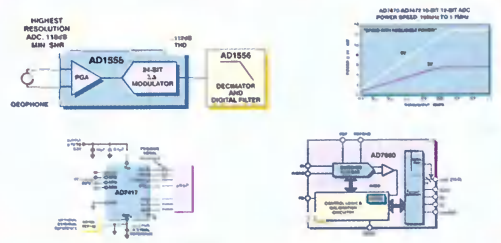
Почта: 121351, Москва, а/я 100
E-mail: ir@platan.ru

ARGUSSOFT
Департамент Микроэлектроники

Электронные Компоненты
официальный дистрибьютор фирм:

ANALOG DEVICES

Новые серии АЦП



Микросхема	Число каналов	Разрядность, бит	Входной диапазон, В	Частота дискретизации	Формат вых. данных	Источник опорного напряжения
AD9280	1	8	1 p-p, 2 p-p	32 MSPS	паралл.	внутр /внешн
AD9288	2	8	0.512 p-p	40/80/100 MSPS	паралл.	внутр /внешн
AD7476/7/8	1	12/10/8	+VDD	1MSPS	посл.	внешн.
AD7470/2	1	10/12	+VREF	1.75/1.5 MSPS	паралл.	внешн.
AD7492	1	12	+2.5	1 MSPS	паралл.	внутр.
AD7475/95	1	12	+VREF	1 MSPS	посл.	внутр /внешн.
AD7887/8	2/8	12	+VDD: +VREF	200/125 kSPS	посл.	внутр /внешн.
AD7898	1	12	± 2.5; ±10	220 kSPS	посл.	внешн.
AD7899	1	14	+2.5	400 kSPS	паралл.	внутр./внешн.
AD7660/4	1	16	+2.5	100/570 kSPS	посл /паралл.	внешн.
AD7663/5	1	16	±2.5; ±5; ±10	250/570 kSPS	посл /паралл.	внешн.
AD1555/6	1	24	±2.25	256 kSPS	посл./паралл.	внешн.

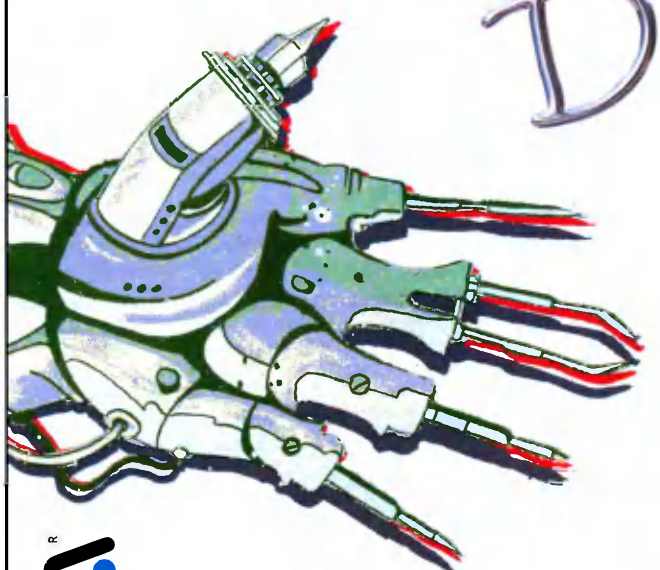
ATMEL, TRACO POWER, BOURNS, CLARE, SRC DEVICES, tyco Electronics, BRAUN Communication GmbH, HANTRONIX, Honeywell, muRata

Наш адрес: 129085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505
Факс: (095) 216-6642
E-mail: components@argussoft.ru

Офис в Санкт-Петербурге:
191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Гри[illegible]ова, 36
Тел.: (812) 314-3808; тел./факс: (812) 310-6234
E-mail: spb@argussoft.ru

Новый адрес в интернет : http://components.argussoft.ru

Держи пять!



ERSA

1. Пять лучших инструментов ERSA
2. Микропроцессорная термостабилизация
3. Малоинерционные керамические нагреватели
4. Полное антистатическое исполнение
5. 55 видов долговечных паяльных жал

ИНСТРУМЕНТ ERSA В МАГАЗИНАХ ВАШЕГО ГОРОДА И НА САЙТЕ

WWW ERSA RU

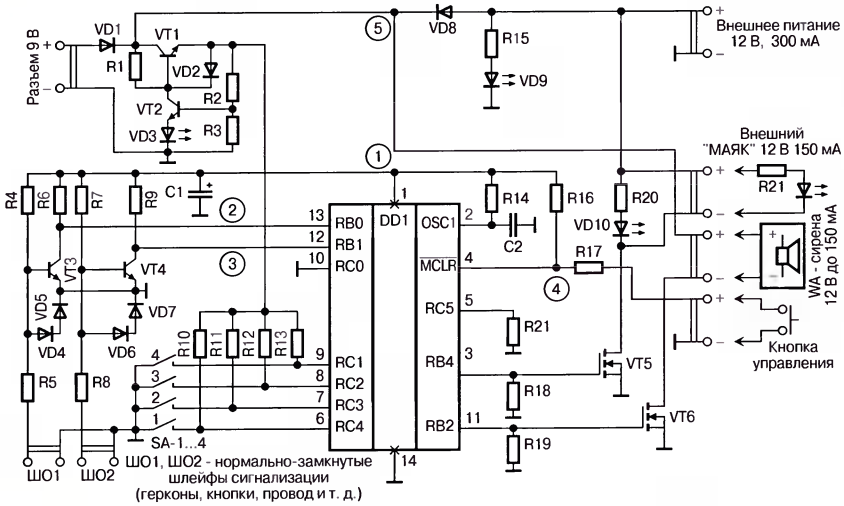


Рис. 3

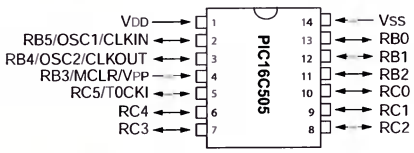


Рис. 4

в нормально-замкнутом состоянии, подает три сигнала сирены (включение режима «Охрана»).

Если хотя бы один из шлейфов находится в разомкнутом состоянии, устройство не переходит в режим «Охрана», подавая одиночный звуковой сигнал. Когда все окна и двери охраняемого помещения будут закрыты, устройство переходит в режим «Охрана», сигнализируя об этом тремя звуковыми сигналами.

При размыкании любого датчика раздается звуковой сигнал длительностью 0,5 с. Далее, с задержкой Т1 (см. табл.1), устройство переходит в режим «Тревога» и издает мощный звуковой сигнал с уровнем 100...105 дБ. Во время указанной задержки или в режиме «Тревога» пользователь может выключить сирену, нажимая и удерживая на 1...2 с кнопку управления КН1, расположенную в скрытом месте. В этом случае раздается двухкратный сигнал, свидетельствующий о том, что устройство снято с режима «Охрана».

Если срабатывание датчиков произошло по вине злоумышленников, сигнал тревоги будет длиться установленное время Т3 (табл. 1).

Режим «Охрана» характеризуется малым потреблением тока, поэтому необходимость замены встроенных батарей возникает примерно через 1–2 месяца эксплуатации охранного устройства.

Таблица 1

Положение микропереключателей				Время Т1 на вход, с	Время Т2 на выход, с	Время звучания сирены Т3, мин
1	2	3	4			
0	0	0	0	10	40	3
0	0	0	1	1	90	3
0	0	1	0	30	40	3
0	0	1	1	30	90	3
0	1	0	0	60	40	3
0	1	0	1	60	90	3
0	1	1	0	90	40	3
0	1	1	1	90	90	3
1	0	0	0	120	40	3
1	0	0	1	120	90	3
1	0	1	0	1	40	5
1	0	1	1	1	90	5
1	1	0	0	30	60	1
1	1	0	1	90	40	5
1	1	1	0	90	90	5
1	1	1	1	120	60	1

В устройство встроены два светодиода, работающие только при подключении внешнего питания 12 В: светодиод «Сеть», сигнализирующий о наличии питания, и светодиод «Маяк», сигнализирующий о режимах работы охранного устройства (горит непрерывно в режиме «Охрана» и прерывисто — в режиме «Тревога»). Предусмотрены клеммы подключения внешнего светодиода «Маяк».

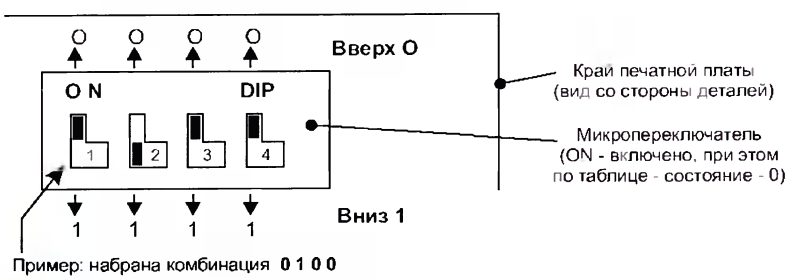


Рис. 5

Конструкция

Все элементы установлены на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита размерами 65×65мм. Расположение элементов на печатной плате показано на рис. 6. Перечень элементов приведен в табл. 2.

Установка и настройка устройства

Устройство желательно разместить на достаточной высоте (2,5 м), чтобы затруднить преднамеренный вывод его из строя (рис. 7). При размещении звукового блока снаружи охраняемого объекта необходимо исключить прямое воздействие на него атмосферных осадков.

Кнопку управления КН1 необходимо разместить в скрытом, но доступном месте. Прокладку проводов от блока управления до кнопки КН1 следует также сделать скрытой, т. к. обрыв данной проводки нарушает работоспособность устройства.

Герконовые датчики устанавливают на дверной коробке и на оконных рамах, а магниты — на двери и окнах так, чтобы при закрытой двери (окне) расстояние между датчиком и магнитом не превышало 1...3 мм, а при открывании двери (окна) расстояние между ними было не менее 2 см. Все охранные датчики включаются последовательно.

При необходимости установки большего числа датчиков возможно использование концевых выключателей, герконовых датчиков других типов, тонкого проволочного шлейфа, фольги, работающих на размыкание (разрыв). Для шлейфа применяют провод марок ПЭВ, ПЭЛ диаметром 0,05...0,3 мм.

Если устройство находится в режиме «Охрана», нажатие на кнопку управления КН1 внутри помещения приводит вначале к переходу устройства в режим «Тревога», далее устройство снимается с охраны по обычному алгоритму — нажатием и удержанием в течение 1...2 с этой кнопки.

В качестве звукового сигнализатора возможно применение любых резонансных пьезоизлучателей, а также других звуковых устройств с напряжением питания 9...14 В и током потребления до

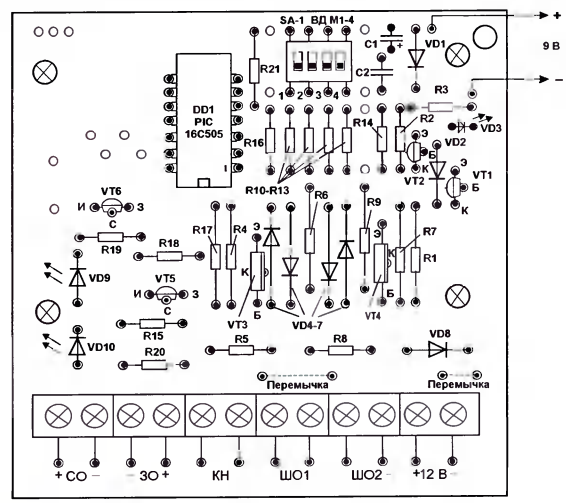


Рис. 6

Таблица 2

Позиция	Номинал	Кол-во
C1	4,7 мкФ, 50 В	1
C2	18 пФ	1
R1, R2, R10—R14, R18, R19, R21	1 МОм	10
R3	820 кОм	1
R4, R6, R7, R9	300 кОм	4
R5, R8, R17	1,5 кОм	3
R15, R20	680 Ом	2
R16	68 кОм	1
VD1, VD2, VD4—VD8	1N4007	7
VD3	Светодиод ∅3 мм, красн.	1
VD9	Светодиод ∅5 мм, зел.	1
VD10	Светодиод ∅5 мм, красн.	1
VT1, VT2	КТ3102Е	2
VT3, VT4	КТ315Г	2
VT5, VT6	КП505Г	2
DD1	PIC16C505	1
WA	ПКИ-1	1
SA-1-4	ВДМ1-4	1
Плата	А8041	1

600 мА. В этом случае будет необходим внешний блок питания напряжением 9...14 В соответствующей мощности. Внешний световой индикатор можно использовать с током потребления до 400 мА.

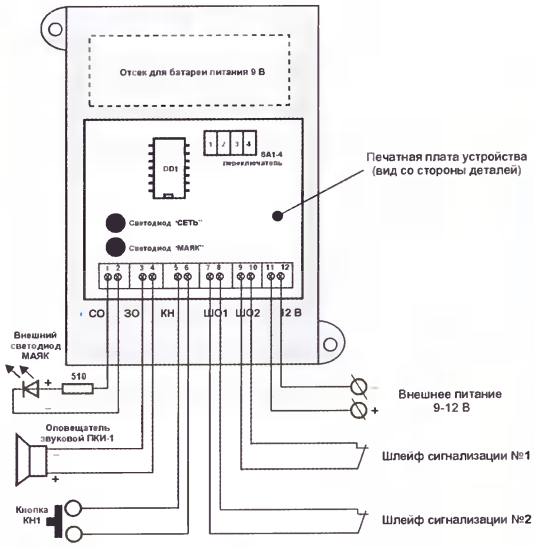


Рис. 7

Так как описанный в этой статье микроконтроллер PIC16C505 является элементом охранной системы, для повышения степени ее защищенности было принято решение не распространять его программу. По индивидуальному заказу все желающие смогут приобретать микроконтроллер с уже зашитой программой, защищенной от считывания.

Юрий Садиков
sadikov@masterkit.ru

Литература:

1. *Охранные сигнализации.* http://www.qrz.ru.

МАСТЕР КИТ подготовил набор NM5038, который позволит всем желающим сделать самостоятельно автономное охранное устройство. Набор включает в себя качественную печатную плату с нанесенной маркировкой, все необходимые компоненты, микроконтроллер с уже зашитой программой, звуковой оповещатель и подробную инструкцию по сборке, настройке и монтажу охранной сигнализации.

Подробную информацию по всему ассортименту нашей продукции смотрите на сайте **www.masterkit.ru** *и в каталоге* **«МАСТЕР КИТ»**.

Спрашивайте электронные наборы и модули «Мастер КИТ», каталоги «МАСТЕР КИТ» и журналы «Схемотехника» в магазинах радиодеталей вашего города.

Адреса некоторых магазинов, в которых можно приобрести продукцию «Мастер КИТ»

Россия

Москва, «МиТраКон», 3-й Павловский пер, д. 14/18, стр. 1. Тел: (095) 921-42-64, тел/факс: 959-90-66, 959-96-32, e-mail: mtk@mitracon.ru. Проезд до ст. м. «Серпуховская», «Павелецкая», далее 10 мин. пешком.

«Чип и Дип», ул. Беговая, д. 2. ул. Гиляровского, д. 39. Тел. единой справочной: (095) 945-52-51, 945-52-81, e-mail: sales@chip-dip.ru, www.chip-dip.ru.

«Митинский» радиорынок, новый палаточный городок за рынком, палатка «МАСТЕР КИТ». Проезд до ст. м. «Тушинская», авт. 2 или маршрутным такси до радиорынка. Время работы по выходным дням: 9.00 – 17.00.

«Царицыно», радиорынок, место 126. Проезд до ст. метро «Царицино», далее пешком 5 мин. Время работы: 9.00 – 16.00 без выходных.

«На Можайке», радиорынок, пав. 14/22. Проезд до ст. м. «Киевская» или «Молодежная», далее бесплатным экспрессом до магазина «Три кита». Время работы: 9.00 – 18.00. Выходной день: понедельник.

«Посылторг», наборы по почте наложенным платежом, e-mail: post@solon.ru. http://www.solon.ru. 111401, г. Москва, а/я 1. Тел. (095) 176-18-03.

«Мега-Электроника», e-mail: info@megachip.ru,
www.icshop.ru – магазин электронных компонентов on-line

С.-Петербург, «Поток», ул. Большая Пушкарская, д. 41. Тел: (812) 327-32-71, факс: (812) 325-44-09, e-mail: escor_radio@mail.ru

Барнаул, «Электромаркет», ул. Титова, д. 18, 2-ой этаж. Тел. (3852) 33-48-96, 36-09-61, e-mail: elektro@eastnet.febras.ru, www.elektro.febras.ru

Владивосток, «ChipSet», Партизанский проспект, д. 20, к. 314. Тел: (8152) 40-69-03, факс: 26-17-27, e-mail: chipset@interdacom.ru

Волгоград, «Мегатрон», ул. Петроградская, д. 3. Тел: (8442) 43-13-30, e-mail: 3271@mail.ur.ru

Екатеринбург, «Радиоклуб», ул. Малышева, д. 90. Тел: (3432) 56-48-36, e-mail: rclub137@aspol.ru

Мурманск, «Радиолавка», «Радиотехника», «Электроника» сеть магазинов, ул. Папанина, д. 5. Тел: (8152) 45-62-91,e-mail: nafikof@radel.kazan.ru

Набережные Челны. «Дельта», Тел. единой справочной: (8552) 42-75-04, 42-02-95, e-mail: vic@nvkz.kuzbass.net, http://delta-v.chat.ru/

Новокузнецк, «Радиотехника», ул. Воровского, д. 13. Тел: (3843) 74-59-49, e-mail: wolna@online.sinor.ru

Новосибирск, «Радиодетали», ул. Ленина, д. 48. Тел/факс: (3832) 54-10-23, e-mail: wolna@online.sinor.ru

«Радиомагазин», ул. Геодезическая, д. 17. Тел/факс: (3832) 54-10-23, e-mail: alex.minus@norcom.ru

Норильск, «Радиотовары», ул. Мира, д. 1. Тел/факс: (3919) 48-12-04 e-mail: stavtvt@mail.ru

Ставрополь, «Телезапчасти», ул. Доваторцев, д. 4а. Тел: (8652) 35-68-24, e-mail: koketka@koketka.stavropol.net

«Радиодетали», пер. Черняховского, д. 3. Тел: (8652) 24-13-12, факс (8652) 24-23-15, e-mail: alexasa1@infopac.ru

Тольятти, «Электронные компоненты», ул. Революционная, д. 52. Тел: (8482) 33-96-54, e-mail: impulse@infopac.ru

«Радиомаркет», ул. Дзержинского, д. 70. Тел: (8482) 32-91-19. e-mail: radiom@tula.net

Тула, «Саша», Красноармейский проспект, д. 7, офис 1.12. Тел. (0872) 20-01-93, e-mail: vissa@sibtel.ru

Тюмень, «Электроника», ул. Тульская, д. 11. Тел/факс: (3452) 32-20-04, e-mail: bes@diaspro.com

Уфа, «ТВ Сервис», пр-т Октября, д. 108. Тел: (3472) 33-10-29, 33-11-39, e-mail: tvservice@pop.redcom.ru

Хабаровск, ул. Шеронова, д. 75, оф. 13. Тел: (4212) 30-43-89

Беларусь

Минск, продажа под заказ, срок до 5 дней. Тел. (375-17) 288-13-13, 282-03-37, моб. 8-029-682-03-37.

Украина

Киев, «Инициатива», ул. Ярославов Вал, 28, помещение сервисного центра «SAMSUNG»;

рынок «Радиолюбитель», ул. Ушинского, 4, торговые места № 35, 36. тел.(044) 224-02-50, 235-21-58, факс: (044) 235-04-91, mgkic@gu.kiev.ua

«Имрад», ул. Дегтяревская, д. 62, 5-й этаж, офис 67. Тел/факс: (044) 495-21-09, 495-21-10, e-mail: masterkit@tex.kiev.ua

Рынок «Радиолюбитель», ул. Ушинского, 4, торговые места №45, 46, 47, 108, 109.

«НикС», ул. Флоренции, 1/11, 1 этаж, 24. Тел: (044) 516-47-71, 290-46-51, e-mail: chip@nics.kiev.ua , http://www.nics.kiev.ua

bond

УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ПРОГРАММАТОРЫ и УФ-ИЗЛУЧАТЕЛИ

"СТЕРХ" ST-011

Программирование более 1000 типов микросхем отечественных и зарубежных производителей

Одна универсальная DIP40 или DIP42 панель с "нулевым усилием" (ZIP)

Дополнительные адаптеры для микросхем в корпусах PLCC, SOP и др

Быстродействующая защита от перегрузок
Индентификация производителя и типа микросхемы

Программное обеспечение с русскоязычным интерфейсом и поддержкой "мыши"

RS-232 со скоростью обмена до 115 кбод

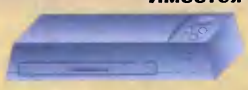
Встроенный источник питания 220В

Последнюю версию всегда можно найти в Internet

Гарантия 5 лет

УФ-излучатель "СТЕРХ UV-01" предназначен для стирания информации в микросхемах УФРПЗУ, посредством воздействия на них ультрафиолетового излучения с длиной волны~254 нм. Имеется таймер на время до 99 мин с автоматическим отключением излучателя и звуковым сигналом.

УФ-излучатель UV-01



Более подробную информацию об изделиях и последниеверсии ПО можно найти на нашем WWW-сервере:
http://www.sterh.com, e-mail: pprog@bond.nsk.su

Бердск :	"БОНД"	(38341) 5-15-62
Москва :	"Точка Опоры"	(095) 956-39-42/43
Санкт-Петербург	"ЭФО"	(812) 247-89-00
Екатеринбург:	"Институт радиотехники"	(3432) 74-58-61

www.platan.ru
ПЛАТАН ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

ДАТЧИКИ ДАВЛЕНИЯ

MOTOROLA

- Предназначены для измерения абсолютного, относительного или дифференциального давления от 0 до 1000 кПа
- Различная конфигурация преобразователя сигнала: от обычного чувствительного элемента без усилителя до моделей с полной термокомпенсацией/калибровкой усиления
- Области применения: индикаторы уровня, индикаторы утечки, медицинское оборудование, барометры, насосы, альтиметры

Наименование	Макс. раб. давл., кПа	Макс. доп. давл., кПа	Диап. выходн. напр., мВ	Чувств., мВ/кПа	Темп. комп.	Калибр.	Тип корпуса
MPX10GP	10	75	35	3.5	-	-	344-15
MPX10DP	100	200	60	0.6		-	344C-01
MPX2010DP	10	75	25	2.5	+	+	344C-01
MPX2050D	50	200	40	0.8	+	+	344-15
MPX2100AP	100	400	40	0.4	+	+	344B-01
MPX2200DP	200	400	40	0.2	+	+	344C-01
MPX4115AP	115	400	4590	45.9	+	+	867B-04
MPX4250DP	250	400	4600	20	+	+	867B-04
MPX5010GP	10	75	4500	450	+	+	867B-04
MPX5050D	50	200	4500	90	+	+	867-08
MPX5050DP	50	200	4500	90	+	+	867C-05
MPX5050GP	50	200	4500	90	+	+	867B-04
MPX5100D	100	400	4500	45	+	+	867-08
MPX5500DP	500	2000	4500	9	+	+	867C-05
MPX5700DP	700	2800	4500	6.4	+	+	867C-05
MPX5999D	1000	4000	4500	4.5	+	+	867-08

Базовый элемент

Один порт

Дифф. порт

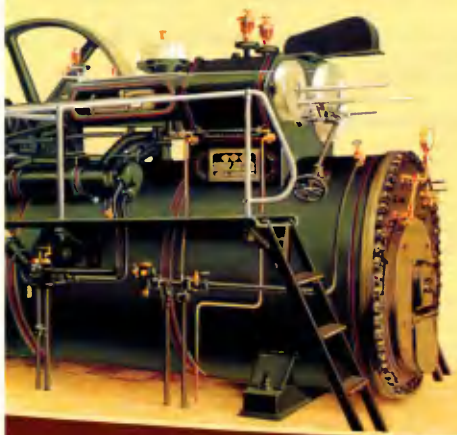
International IOR Rectifier
EPCOS
MITSUBISHI ELECTRIC
Infineon
intersil
BOURNS
Honeywell
muRata
AMP
CRYDOM
DATA VISION
Kingbright

Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел./факс: (095) 73-75-999
Почта: 121351, Москва, а/я 100
E-mail: motorola@platan.ru

ProSoft ПЕРЕДОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ АВТОМАТИЗАЦИИ
Компания ПРОСОФТ приглашает

ПЕРЕДОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ АВТОМАТИЗАЦИИ
ПТА-2002
ВЫСТАВКА
Москва, 3-4 декабря 2002

Информация на сайте www.pta-expo.ru
Тел.: (095) 234-0636
E-mail: pta@prosoft.ru



Вторая ежегодная
ВЫСТАВКА
оборудования и технологий для АСУ ТП и встраиваемых систем

Место проведения выставки ПТА-2002: Москва, проспект Вернадского, дом 84, Российская академия государственной службы (РАГС), первый учебный корпус.

Время работы: 3 декабря 10:00 - 18:00
4 декабря 10:00 - 17:00

Вниманию специалистов! Заказ бесплатных билетов на сайте www.pta-expo.ru

ПРОМЫШЛЕННАЯ АВТОМАТИЗАЦИЯ – ШАГ В БУДУЩЕЕ!

Информационная поддержка

CHIP NEWS
PCWEEK
intelligent enterprise
COMPUTERWORLD
ОТКРЫТЫЕ СИСТЕМЫ
КОМПОНЕНТЫ И ТЕХНОЛОГИИ
Издательство ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
Приборы и Системы
СТА

Содержание журнала «Схемотехника» за 2002 г.

Автоматика

О. Николайчук	Схемотехника универсальных технологических контроллеров: аналого-цифровые преобразователи	2	2
За рубежом	Управление шаговым двигателем с помощью PC	2	8
А. Бутов	Выходной каскад звукового сигнализатора	3	2
А. Бутов	Акустическое реле	3	2
О. Николайчук	Схемотехника универсальных технологических контроллеров: аналого-цифровые преобразователи	4	2
В. Осипчук	Простой ПИ-регулятор	8	2
В. Днищенко	Радиоканал для аппаратуры пропорционального управления с амплитудной манипуляцией	8	4
		9	14

Автоэлектроника

М. Желамский	Безындуктивный датчик положения коленвала автомобильного двигателя	6	2
В. Днищенко	Акустический датчик повышенной помехозащищенности	9	12
А. Павлов	Дополнительный стоп-сигнал с нестандартным режимом работы	10	6
Н. Заец	Автомобильный цифровой тахометр	12	34

Аудиотехника

А. Воробьев	Усилители воспроизведения для кассетных проигрывателей	1	2
Г. Волович	Матричные коммутаторы	1	5
Л. Ридико	Активный разделительный фильтр для акустических систем	2	9
А. Воробьев	Сабвуфер радиолюбителя	3	4
А. Воробьев	Активные фильтры нижних частот для сабвуфера	5	2
А. Воробьев	Усилитель мощности на микросхеме TDA1514	7	2
А. Воробьев	Простые усилители мощности звуковой частоты	10	2
Л. Ридико	Усилитель мощности с токовой обратной связью	11	2
		12	2
А. Шихатов	Пороговый детектор с управляемым порогом срабатывания	11	7
А. Воробьев	Усилители для головных телефонов	12	7

Измерительная техника

	Измерение параметров цифровых аудиоусилителей	9	52
		10	4
А. Фрунзе	Милливольтметр постоянного тока на FD7714	1	7
Д. Онышко	Генератор гармонических колебаний на логических элементах с цифровым управлением	2	11
А. Воробьев	Частотомер на микроконтроллере AT89C51	2	12
В. Эннс	Измерительные микросхемы для электронных счетчиков электроэнергии	3	6
В. Василенко	Способ измерения низких частот	6	16
М. Голубцов	Электронный термометр	6	18
А. Лютько	Многоточечный термометр — термостат	7	3
Д. Яблоков	Контроль параметров трехфазного сетевого напряжения	11	31

Источники питания

П. Загорелов	Прибор для зарядки и тренировки автомобильного аккумулятора	1	10
За рубежом	Высоковольтный регулируемый стабилизатор	2	15
А. Павлов	Разработка преобразователя постоянного напряжения с гальванической развязкой на микросхеме TOP104Y	3	10
О. Николайчук	Источник питания с буферным аккумулятором	4	5
А. Бутов	Преобразователь напряжения для питания мультиметра	5	5
С. Хвастин	Обратная связь в многоканальных импульсных обратноходовых преобразователях напряжения	5	6
С. Бирюков	Дроссели для импульсных источников питания на ферритовых кольцах	6	4
С. Алексеев	Лабораторный блок питания 5...100 В	6	8
Г. Волович	Составные DC/DC преобразователи	6	10
Г. Волович	Источники опорного напряжения	6	12
С. Бирюков	Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах серии TOP22x	7	6
		8	7
		9	7
Б. Котляков	Лабораторный блок питания	7	11
А. Бутов	Микромощный стабилизатор напряжения	7	12
А. Медведев, А. Кисляков	Высоковольтный источник вторичного электропитания на пьезокерамическом трансформаторе.	7	13
А. Павлов	Блок питания для ручных приборов с применением микросхем фирмы Maxim	8	10
С. Заболотский, Ю. Владимиров, В. Демиденко, С. Миронов	Использование микроконтроллеров фирмы Microchip в импульсных источниках питания	9	2
		10	11
А. Бутов	Регулятор мощности на К04КП0024	9	10
А. Бутов	Преобразователь напряжения для питания мультиметра	9	11
С. Бирюков	Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах TOPSwitch-FX	10	14
		11	9
Г. Волович	Источники опорного напряжения	10	18
		11	13
О. Бортников	Двухполупериодный преобразователь напряжения на микроконтроллере	11	11
С. Бирюков	Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах TinySwitch-II	12	8
С. Шишкин	Импульсные стабилизаторы на микросхеме TL494	12	13
П. Алешин	Устройство для разрядки аккумуляторов	12	16
А. Бутов	Регулятор мощности переменного тока на тринисторах T123-50	12	17
Д. Хрусталев	Особенности конструирования печатных плат для встроенных импульсных источников питания	12	18

КВ/УКВ

А. Сергеев	Простой вариант синхронного гетеродинного приемника	1	12
За рубежом	Новые схемы сверхрегенеративных приемников для радиолюбителей, работающих в КВ и УКВ диапазонах	1	14
		2	16
		3	13
А. Сергеев	Коротковолновый синхронный гетеродинный приемник	2	20
За рубежом	Сравнительные характеристики петлевой антенны и четвертьволнового вибратора	4	7
А. Сергеев	Синтезатор частоты для коротковолнового синхронного гетеродинного приемника	8	14
А. Сергеев	Синтезатор частоты для синхронного радиоприемника на диапазон 13 м	11	14
А. Юбков	Управляемый широкополосный СВЧ усилитель-аттенюатор	11	17

Мастер КИТ

Ю. Садиков	МАСТЕР КИТ: новая эра в радиолюбительстве	4	52
В. Чулков	Инфракрасный барьер на современной элементной базе	4	53
В. Чулков	Универсальный контроллер электромеханического замка	5	59
Г. Ганичев	Система инфракрасного включения/выключения электроприборов	6	59
Г. Ганичев	Электронные часы-будильник с энергонезависимой памятью/ходом и исполнительным устройством	8	51
Г. Ганичев	Усилители низкой частоты из наборов «Мастер КИТ»	9	48
		10	47
Г. Ганичев	Многофункциональное зарядное устройство Ni-Cd/Ni-MH аккумуляторов	11	49
Ю. Садиков	Охранная система со звуковым оповещением на микроконтроллере PIC16C505	12	48

Новости науки и техники

А. Панаев, Е. Скобичевский, А. Воробьев, Е. Васильченко	Astral Workbench — прорыв в новое измерение	1	30
А. Панаев, Е. Скобичевский	Картинки с выставки	4	9
А. Панаев, Е. Скобичевский	Служебный вход высоких технологий, или 1-й павильон	7	14

Основы схемотехники

М. Пушкарев	Моделирование устойчивости электронных схем	1	18

А. Фрунзе	Микроконтроллеры? Это же просто!	1	22
		2	24
		3	28
		4	15
		5	8
		6	19
		7	16
		8	16
		9	15
Г. Волович	Устойчивость импульсных стабилизаторов напряжения	1	32
Г. Петин	Релаксационные генераторы с триггером Шмитта	2	29
А. Самарин	Схемотехника световых сканеров	3	17
Г. Волович	Широкополосные интегральные усилители	3	22
Г. Волович	Однополярное питание операционных усилителей	4	10
Г. Волович	Улучшение параметров операционных усилителей	7	20
		8	19
В. Днищенко	Сверхрегенератор на транзисторе в барьерном режиме	7	22
Д. Лапшин	Простой метод синхронного детектирования	7	24
С. Алексеев	Формирователи трехфазных последовательностей	8	23
В. Днищенко	Сверхрегенератор на полевом транзисторе	8	24
А. Бутов	Генераторы на транзисторах КП501	8	26
В. Авербух	Операционные усилители: основные технические решения	9	20
		10	26
С. Бирюков	Генераторы на ОУ серии КР1446	9	23
В. Днищенко	Сверхрегенератор на полевом транзисторе с внешней суперизацией	9	24
В. Днищенко	Приемник прямого преобразования на интегральной микросхеме	10	25
В. Днищенко	Основные принципы пропорционального радиоуправления моделями	12	20
С. Алексеев	Триггеры Шмитта без источника питания	12	24

Просто и доступно

Н. Заец	Велосипедный музыкальный звонок	11	30

Связь и сетевые технологии

О. Николайчук	Схемотехника универсальных технологических контроллеров: устройства ввода/вывода и расширения	1	35
Б. Шевкопляс, С. Сухман, А. Бернов	Синхронизация передачи данных: способы кодирования	1	41
		2	31
		3	33
		4	21
		5	13
		6	28
А. Журченко, Д. Онышко	Синхронизация псевдослучайных последовательностей	5	16
О. Николайчук	Схемотехника универсальных технологических контроллеров. Цифро-аналоговые преобразователи	5	18
		6	23
А. Журченко, Д. Онышко	Способ синхронизации нелинейных рекуррентных последовательностей	6	30
Б. Шевкопляс, С. Сухман, А. Бернов	Сопряжение разноскоростных компонентов синхронных систем	7	26
А. Журченко, Д. Онышко	Устройство, реализующее засекречивание формы сигналов	7	28
О. Николайчук	Схемотехника универсальных технологических контроллеров: эволюционный контроллер	7	30
А. Журченко, Д. Онышко	Аналоговые представления нелинейных функций преобразования	8	28
Б. Шевкопляс, С. Сухман, А. Бернов	Устранение проскальзываний синхронизации при передаче речевых сигналов	8	30
О. Николайчук	Схемотехника универсальных технологических контроллеров: вариант универсального контроллера	8	32
О. Николайчук	Схемотехника универсальных технологических контроллеров: мощный универсальный контроллер	9	32
Б. Шевкопляс, С. Сухман, А. Бернов	Самообучающийся генератор синхросигналов	9	35
Д. Онышко, А. Журченко	Генераторы псевдослучайных последовательностей	10	28
О. Вальпа	Минитерминал 1816	10	30
Б. Шевкопляс, С. Сухман, А. Бернов	Устройство подавления джиттера	11	18
Б. Шевкопляс, С. Сухман, А. Бернов	Усовершенствование измерителей длины кабельных линий передачи данных	12	25

Системы безопасности

А. Тишкунов	Электроакустический датчик разбития стекла	4	22
А. Тишкунов	Охранное устройство	7	33
Н. Заец	Регистратор событий	11	19
Ю. Виноградов	Сотовый телефон в канале охранной сигнализации	11	22

Софт

О. Петраков	Создание аналоговых PSPICE-моделей радиоэлементов	1	44
		2	33
		3	41
В. Стешенко	Алгоритмы и программы автоматической трассировки печатных плат	3	36
О. Петраков	PSpice-модели цифровых устройств	4	25
		5	29
		6	32
		7	42
		8	40
		9	30
		10	20
		11	28
		12	27
М. Голубцов	Компилятор языка C AVR GCC	4	27
В. Стешенко	Алгоритмы и программы автоматической трассировки печатных плат	4	29
В. Стешенко	Анализ целостности сигналов на печатных платах	5	24
М. Голубцов	Вертикальный плоттер	6	35
М. Голубцов	Упрощение разработки программ на ассемблере для микроконтроллеров AVR	7	37
В. Зотов	Использование шаблонов HDL-редактора при создании описаний цифровых устройств с помощью языка VHDL	7	38
		8	36
		9	26
		10	22
		11	26
		12	30
М. Голубцов	Определение положения движка переменного резистора	7	42
М. Голубцов	Компилятор языка C CodeVision AVR	8	34
М. Голубцов	Программатор avreal	8	42
В. Щебет	Измерение характеристик и идентификация параметров модели катушки индуктивности	11	24

Справочный листок

С. Христофоров	Тиристоры фирмы Motorola	1	62
Б. Малашевич	Отечественные бесконтактные идентификаторы с частотой радиоканала 13,56 МГц	2	61
Б. Малашевич, В. Краюшкин	Отечественные ИС стандартной логики	4	49
		5	57
Б. Малашевич, Б. Симонов	Отечественные базовые матричные кристаллы	6	54
П. Алешин	Звукоизлучатели фирмы Ningbo East Electronics Ltd	6	57
В. Банников	Выбор диаметра медного провода для плавкого предохранителя	7	51
Б. Малашевич	Отечественные ДМОП-транзисторы	7	53
О. Николайчук	Новая x51-совместимая микросистема сбора данных MAX7651 фирмы Maxim	9	45
О. Николайчук	Современные микросхемы драйверов RS-485 фирмы Maxim	10	50
О. Николайчук	Современные цифро-аналоговые преобразователи фирмы MAXIM	12	45

Технологии

В. Морозов	Как изготовить печатную плату	1	49
За рубежом	Использование макетной платы	2	40
С. Шашарин	Способ изготовления лицевых панелей	2	41
В. Уразаев	Повышение надежности многослойных печатных плат	6	38

Цифровая техника

О. Вальпа	Эмулятор интерфейса ISA	1	54
А. Скворцов	Регулятор мощности микродрели	1	56

За рубежом	Эксперименты с микроконтроллером AT90S8535 и компилятором языка C CodeVisionAVR	1	58
О. Вальпа	Адаптер ввода/вывода	2	42
За рубежом	Цифровой диктофон	2	45
Л. Ридико	Применение 7-сегментных ЖКИ-модулей	2	46
Л. Ридико	Программатор термометра/термостата DS1821	3	42
За рубежом	Использование внешних мониторов питания для AVR	3	46
А. Самарин	Микросхемы контроллеров ЖКИ фирмы Holtek и их применение	4	33
Л. Ридико	Генератор прямоугольных импульсов на основе AVR	4	35
		5	38
		11	32
		10	41
А. Узенгер	Знакомство с энкодером	4	39
И. Дьяков	Преобразователи уровней дискретных сигналов постоянного тока	5	32
О. Николайчук	Быстродействующий диспетчер персонального компьютера RS-232C – RS-232C/RS485	5	34
А. Самарин	Микросхемы контроллеров ЖКИ фирмы Holtek и их применение	5	40
За рубежом	FSK: сигналы и их демодуляция	5	45
О. Николайчук	Новые x51-совместимые микроконтроллеры фирмы Atmel	6	42
О. Николайчук	Способы управления доступом к каналу сети RS-485	7	43
О. Николайчук	Эксперименты с микроконтроллерами фирмы CYGNAL: Эволюционная плата семейства C8051F0xx	8	48
		10	44
Ю. Петропавловский	Универсальный преобразователь временных интервалов	10	39
О. Вальпа	Музыкальная игрушка из старой клавиатуры	11	34
О. Николайчук	Эксперименты с микроконтроллерами фирмы Cygnal: эволюционная плата семейства C8051f02x	11	36
В. Василенко	Прибор для контроля кабелей	12	35
О. Вальпа	Эмулятор ПЗУ	12	36
О. Николайчук	Универсальная модульная система сбора данных на микроконтроллерах фирмы Cygnal	12	40

Электроника в быту

Н. Авдюнин	Улучшение антенны «Диполь»	1	61
М. Майоров	Стабилизатор сетевого напряжения для холодильника	2	53
Н. Авдюнин	Улучшение антенны «Локус»	2	59
А. Тишкунов	Автоматы световых эффектов от «А» до «Я»	3	51
		4	41
		5	50
		6	50
М. Басюк	Архитектура построения гибридного цифро-аналогового телевизора	3	55
П. Загорелов	Регулятор яркости светильника — это очень просто	4	46
А. Бутов	Устройство для зависимого включения электроприборов	4	47
С. Хвастин	Автомат для водонагревателя	5	54
Н. Авдюнин	Простая всеволновая антенна	5	57
А. Журченко, Д. Онышко	Повышение помехоустойчивости активных телевизионных антенн	6	47
Н. Заец	Терморегулятор с защитой от перегрева	7	46
А. Журченко, Д. Онышко	Сумматор-делитель телевизионных сигналов	7	48
А. Гончаров	Модернизация антенны R1205 фирмы FUNKE	7	49
С. Малахов	Индикатор разряда аккумуляторной батареи	7	50
А. Бутов	Прерыватель тока	8	45
Н. Заец	Часы на PIC-контроллере	8	46
		9	14
Б. Котляков	Компьютерный кардиограф	9	36
А. Медведев, А. Кисляков, А. Журченко, Д. Онышко, С. Шишкин	Электронный компас	9	37
А. Бутов	Усилитель сигнала электретного микрофона	9	39
А. Бутов	Часы-термометр	9	40
Н. Заец	Мигающий светодиод в реле времени	9	43
А. Бутов	Терморегулятор на микросхеме КР1182ПМ1	10	33
А. Бутов	Часы с будильником — шахматные часы	10	35
С. Алексеев	Светозвуковой информатор состояния телефонной линии	10	38
В. Тушнов, А. Журченко, Д. Онышко	Автомат плавного пуска коллекторных электродвигателей	11	40
А. Бутов	Компьютерный кардиограф	11	42
О. Вальпа	Таймер периодического включения нагрузки	11	44
А. Бутов	Звуковой индикатор фазы	11	45
	Часы-универсал	11	46
	Многоканальное управление освещением	12	43
	Содержание журнала «Схемотехника» за 2000—2001 гг.	11	52
	К нашим авторам	12	44

Издательский дом **«Скимен»** выпустил первый и второй тома книги А. Фрунзе **«Микроконтроллеры? Это же просто!»**. Первый том ориентирован на тех, кто только начинает знакомство с микроконтроллерной техникой. Во втором томе приводится обзорная информация по абсолютному большинству x51-совместимых микроконтроллеров и о построении систем на их основе. Третий том (его выпуск планируется в первом квартале 2003 г.) целиком посвящен принципам построения программ целочисленной многобайтовой беззнаковой и знаковой арифметики, а также арифметики с плавающей запятой и другим аспектам разработки программ для микроконтроллеров.

У вас есть возможность подписаться на книгу А. Фрунзе «Микроконтроллеры? Это же просто!». Стоимость трех томов книги, включая доставку, составляет 277 руб. 20 коп. (в т. ч. НДС). Доставка книг осуществляется через почтовое отделение: тома 1 и 2 высылаются немедленно по факту оплаты, том 3 — в январе 2003 г.

Вы можете подписаться на каждый том книги А. Фрунзе «Микроконтроллеры? Это же просто!» отдельно. В этом случае стоимость одного тома, включая НДС и доставку, составит 99 руб.

Наше издательство выпустило также книгу Олега Николайчука **«x51-совместимые микроконтроллеры фирмы Cygnal»**. Эта книга ориентирована на широкий круг читателей, интересующихся микроконтроллерной техникой, и знакомит читателей с самыми мощными и высокопроизводительными x51-совместимыми микроконтроллерами фирмы Cygnal. В книге приведены сравнительные характеристики 44 микроконтроллеров, выпускаемых фирмой Cygnal, описаны принципы построения основных аналоговых и цифровых узлов, приводятся подробные сведения об особенностях применения описанных микроконтроллеров.

Подписаться на нее можно также, как и на книгу А. Фрунзе, переведя на счет редакции 178 руб. 20 коп. В эту сумму входит и стоимость доставки.

Для того, чтобы подписаться на эти книги через редакцию, необходимо:

перевести сумму на наш расчетный счет по указанным реквизитам или связаться с редакцией по телефону (095) 777-1215 для выставления счета;

копию платежного поручения с вашим почтовым адресом или квитанцию выслать по факсу (095) 777-1215, e-mail: podpiska@dian.ru, почтовый адрес: 121351, г. Москва, ул. Ивана Франко, 40, стр. 2, редакция.

Наши реквизиты:
ООО «ИД СКИМЕН»
ИНН 7731195492 КПП 77513100101Р/с 40702810100000000456 в ОАО КБ «Промбанк» в г. Москва
К/с 30101810100000000554
БИК 044525554
ОКОНХ 84500 ОКПО 52744508
Юридический адрес: 121351, г. Москва, ул. Ивана Франко, 40, стр. 2, отдел распространения.

Журнал «Компоненты и технологии»
www.compitech.ru
Журнал «Схемотехника»
www.dian.ru

ПОДПИСКА — 2003

Журнал «Схемотехника» **www.dian.ru**

Через Объединенный каталог «Пресса России» (зеленый) — индекс 41733 (для жителей России, стран Балтии и СНГ).
Через каталог Агентства «Роспечать» (красный) — индекс 80724.
Жители Украины могут подписаться через каталог агентства KSS (044-212-0050, 464-0220) — индекс 10540.

Журнал «Компоненты и технологии» **www.compitech.ru**

Через Объединенный каталог «Пресса России» (зеленый) — индекс 41734 (для жителей России, стран Балтии и СНГ).
Через каталог Агентства «Роспечать» (красный) — индекс 80743.
Жители Украины могут подписаться через каталог агентства KSS (044-212-0050, 464-0220) — индекс 10358.

Оформить подписку с последующей доставкой можно также ***в любой стране*** через фирму **МК-Periodica**. Подробную информацию можно узнать по телефону в Москве: (7+095) 2819345, 2815715, 2813322, - e-mail: info@periodicals.

Подписка на журналы через редакцию:

Комплект журнала «**Схемотехника**» № 1—12 за 2003 г. (стоимость доставки включена) — 475 руб. 20 коп., в т. ч. НДС — 10 % (РФ); 25 у. е. (страны СНГ, Балтии) *с НДС	Комплект журнала «**Компоненты и Технологии**» № 1—9 за 2003 г. (стоимость доставки включена) — 891 руб., в т. ч. НДС — 10 % (РФ); 33 у. е. (страны СНГ, Балтии) *с НДС
Комплект журнала «**Схемотехника**» № 2—12 за 2002 г. (стоимость доставки включена) — 363 руб., в т. ч. НДС — 10 % (РФ); 20 у. е. (страны СНГ, Балтии) *с НДС	Комплект журнала «**Компоненты и Технологии**» № 1—9 за 2002 г. (стоимость доставки включена) — 495 руб., в т. ч. НДС — 10 % (РФ); 33 у. е. (страны СНГ, Балтии) *с НДС
Комплект журнала «**Схемотехника**» № 3—12 за 2001 г. (стоимость доставки включена) — 275 руб., в т. ч. НДС — 10 % (РФ); 25 у. е. (страны СНГ, Балтии) *с НДС	Вы можете выписать номера журнала «**Компоненты и Технологии**» (стоимость доставки включена) за 2000—2001 гг. — цена 55 руб., (в т. ч. НДС — 10 %) О наличии номера узнавайте в редакции по тел.: 095-777-1215

Условия подписки через редакцию:

- перечислите деньги на наш расчетный счет через Сбербанк по квитанции либо через почтовое отделение почтовым переводом:
- отправьте квитанцию об оплате (или копию) и свой точный почтовый адрес (индекс обязательно) в редакцию по почтовому адресу: 121351, г. Москва, ул. Ивана Франко, дом 40, стр. 2, отдел подписки или по факсу: (095) 777-1215, e-mail: podpiska@dian.ru;
- можно также подписаться на журнал непосредственно в редакции по адресу: г. Москва, ул. Обручева, 29, метро «Калужская», вн. тел: 36-29, и на специализированных выставках.

НАШИ РЕКВИЗИТЫ:

ООО «ИД СКИМЕН» КПП513100101
ИНН 7731195492
Р/с 40702810100000000456 в ОАО КБ «Промбанк» в г. Москва
К/с 30101810100000000554
БИК 044525554
ОКОНХ 84500 ОКПО 52744508

Информация о подписчике:

Название организации _____ Ф.И.О. _____

Почтовый адрес, индекс _____

_____

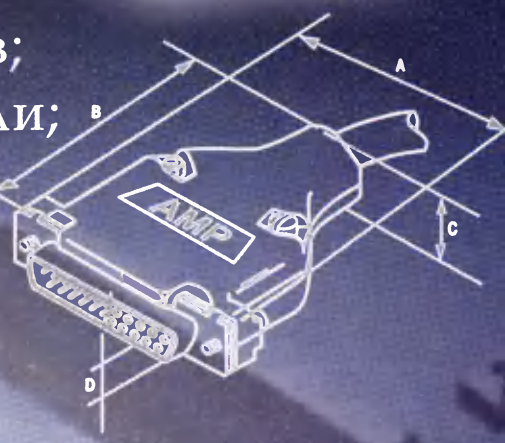
Телефон/Факс _____ E-mail _____

Подписка на журнал _____ №№ _____ за 200___ год

Внимание! К сведению подписчиков: отдел подписки не несет ответственности, если подписка оформлена через другие фирмы. В случае отмены заказчиком произведенной подписки деньги за подписку не возвращаются.

Наши "+" :

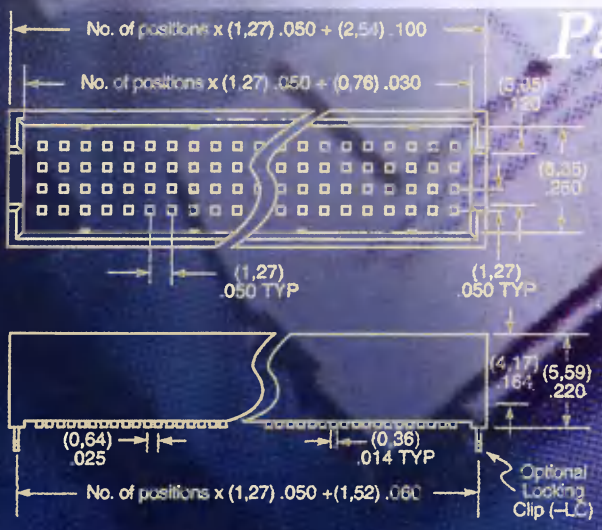
1. Полная номенклатура разъемов;
3. Только известные производители;
3. Только качественные разъемы;
4. Вы покупаете компоненты от 1 штуки;



Любые разъемы

tyco /Electronics AMP molex samtec YAMAICHI ELECTRONICS

Москва, Усиевича 24/2, тел./факс: (095)7874805, www.atos.ru, info@atos.ru
С.-Петербург, пр-д Стачек 73, тел./факс: (812)3206100, www.electrosnab.ru



Разъемы и соединители фирм:

- tyco/AMP
- Molex
- Samtec
- Yamaichi

Симметрон

электронные компоненты

С-Петербург: (812) 449-4000, 449-4005
Москва: (095) 748-5001
Екатеринбург: (3432) 703-384
Новосибирск: (3832) 119-081
Ростов-на-Дону: (8632) 923-273
Ставрополь: (8652) 357-775
Киев: (044) 239-2065
Харьков: (0572) 303-577
Минск: (017) 222-5959

Минимальные сроки

Отлаженная схема доставки в любой регион

Каталог предлагаемых изделий по заявке предприятий

EPCOS
BLUECHIP COMMUNICATION AS
ERSA
muRata
ARIES ELECTRONICS, INC.
elme
BERNSTEIN Electronic-Tools
MITSUBISHI ELECTRIC
WELLS-CTI
LUXO
International IOR Rectifier
radiel
DIMA SMT SYSTEMS

Огромный ассортимент отечественных и импортных электронных компонентов

- Силовые приборы
- Трансиверы, ВЧ- и СВЧ-компоненты
- Микроконтроллеры и микросхемы памяти
- Транзисторы, тиристоры и диоды
- Лазерные приборы, светодиоды и индикаторы, ЖК-модули
- Широчайший выбор пассивных компонентов
- Реле и переключатели, разъёмы и панельки, ZIF-панельки
- Монтажный инструмент
- Паяльное и антистатическое оборудование

Розничная продажа в магазинах

Микроника
радиодетали и инструменты

Санкт-Петербург, пр. Новочеркасский, 51
(812) 444-0488 www.micronika.ru

Новосибирск, ул. Геодезическая, 2
(3832) 119-045

Киев, ул. М. Расковой, 13
(книги по электронике, инструмент)
(044) 517-7377 www.micronika.com.ua