

Научно-технический журнал

СХЕМОТЕХНИКА

№ 11

ноябрь 2001

АВТОМАТИКА

АВТОЭЛЕКТРОНИКА

ЦИФРОВАЯ ТЕХНИКА

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Заказывайте
электронную версию нашего журнала
на сайте www.dian.ru

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ВАШЕГО УСПЕХА

Всегда на складе

в промышленных количествах широчайший ассортимент
компонентов заводов России и ближнего зарубежья

ICR

AMP

MITSUBISHI
ELECTRIC

MOTOROLA

Intersil

Infineon
technologies

EPCCS

BOURNS

MURATA

Honeywell

DATA VISION

Kingbright

CRYDOM

velleman

Продукция ведущих мировых
производителей:

- активные компоненты **INTERNATIONAL RECTIFIER, INFINEON (SIEMENS), MITSUBISHI, MOTOROLA, INTERSIL, ATMEL, MAXIM, ST-MICROELECTRONICS, PHILIPS, TOSHIBA, TEXAS INSTRUMENTS, ANALOG DEVICES**
- разъемы и соединители **AMP**
- пассивные компоненты **EPCCS, BOURNS, MURATA**: ферриты, трансформаторы, керамические фильтры, термисторы, варисторы, разрядники, конденсаторы, потенциометры, самовосстанавливающиеся предохранители
- широкий выбор датчиков **HONEYWELL**
- TVS, диоды, диодные мосты **DC Components**
- жидкокристаллические индикаторы **DATAVISION**
- оптоэлектронные приборы **KINGBRIGHT**

- электролитические конденсаторы **ARK**
- электромагнитные и твердотельные реле **ECE, CRYDOM, TTI**
- программаторы, эмуляторы, тестеры **LEAP**
- паяльное оборудование, радиомонтажный инструмент, газовые паяльники **HOTERY, SOLOMON**
- мультиметры, осциллографы **METEX, VELLEMAN, UNI-T**
- вентиляторы для охлаждения аппаратуры **JAMICON**
- плоский, коаксиальный, телефонный, акустический кабель **WORLDWIDE**
- акустические компоненты **SONITRON**
- корпуса для электронной аппаратуры
- радиоконструкторы **VELLEMAN**

Пассивные компоненты гарантированного качества производства Тайвань, Гонконг: реле, полипропиленовые, танталовые конденсаторы, индуктивности, резисторы, чип-компоненты, разъемы.

Поставляем со склада и на заказ продукцию фирмы

- 8, 16 и 32 разр. и CAN микроконтроллеры
- IGBT и полевые силовые транзисторы и модули, силовые ключи
- Оптоизолированные тиристорные переключатели
- Линейные регуляторы с малым падением напряжения
- Контроллеры коррекции фазы и фактора мощности
- Драйверы управления моторами
- Светодиоды, ИК излучатели и приемники, оптроны, твердотельные реле
- ЧИП комплекты, ИС и дискретные компоненты для проводной связи и беспроводных телекоммуникаций
- Датчики давления, температуры, доплеровского смещения, Холла, магниторезисторы



БЕСПЛАТНЫЙ КАТАЛОГ И CD С ТЕХНИЧЕСКОЙ ДОКУМЕНТАЦИЕЙ
ПО ПРОДУКЦИИ INFINEON ВЫСЫЛАЕТСЯ ПО ЗАЯВКАМ ПРЕДПРИЯТИЙ.

 **ПЛАТАН**

www.platan.ru

10 ЛЕТ
на рынке
электронных
компонентов

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

Офис в Санкт-Петербурге:
Кронверкский просп., 73
Тел./факс: (812) 232-83-06, 232-59-87
E-mail: platan@mail.wplus.net

Офис в Киеве:
Бульвар Лепсе, 8
Тел./факс: (044) 483-99-75
E-mail: chip@immsp.kiev.ua

РЕГИОНАЛЬНЫЕ ПРЕДСТАВИТЕЛИ
Новосибирск: факс: (3832) 16-33-66
Казань: тел./факс: (8432) 76-23-64
Самара: тел./факс: (8462) 35-26-09
Чебоксары: тел./факс: (8352) 62-17-61
Томск: тел./факс: (3822) 41-55-70
Уфа: тел./факс: (3472) 32-33-42

Все товары в розницу в магазинах

 **ЧИП И ДИП**

www.chip-dip.ru

Центральный магазин

• Москва, ул. Гиляровского, 39
Тел./факс: (095) 281-99-17, 971-18-27
Факс: (095) 971-31-45
Тел. для ком. контактов: (095) 281-33-68
E-mail: sales@chip-dip.ru
Почта: 129110, Москва, в/я 996

Филиалы

• Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел.: (095) 417-33-55
• С.-Петербург, Кронверкский просп., 73
Тел.: (812) 232-83-06, 232-59-87
E-mail: platan@mail.wplus.net
• Ярославль, пр. Ленина, 8а
Тел.: (0852) 30-15-68
E-mail: chip-dip@yarteleport.ru

И. О. Главного редактора
Павел Асташкевич

Редакционная коллегия

Александр Фрунзе
Виктор Йовчик
Юлия Асташкевич
Павел Правосудов

Верстка и дизайн

Алина Венкова
Рафаэль Макаев
Борис Божков (обложка)

Отдел распространения

Марина Трофимова
Юрий Рубичев
Сергей Лукин
Тел.: (902) 112-9838
E-mail: compitech@mtu-net.ru

Адрес редакции

121351, Москва, ул. Ивана
Франко, д. 40, к. 1, стр. 2
Т./ф. (095) 737-9279,
768-9456
E-mail: editor@dian.ru
www.dian.ru

Издатель, учредитель
ООО «ИД Скимен»

Отпечатано с оригинал-макета
в типографии «СЗПД»
Тираж 4000 экз.
Заказ № 01.638

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»

Цена свободная

Содержание

Автоматика

Регулятор мощности электронагревательных приборов	2
Регулятор мощности, управляемый по сети RS-485 для систем «малой автоматизации»	5

Автоэлектроника

Автомобильный термометр на К1003ПП1	10
---	----

Источники питания

Стабилизатор напряжения LDO	12
Устойчивость линейных интегральных стабилизаторов напряжения	14

Основы схемотехники

Интерфейсы с клавиатурой	16
Стандарты дисплейных интерфейсов	21
Микроконтроллеры? Это же просто	25
Раз шажок, два шажок... ..	30

Ремонт

Радиолюбительская технология замены микросхем	34
Методы восстановления кинескопов	35

Связь и сетевые технологии

Модуль передатчика на основе быстродействующих цифровых микросхем КМОП-структуры	36
Конвертер RS-232C — «токовая петля 20 мА»	38
Схемотехника универсальных технологических контроллеров: супервизоры питания и охранные таймеры	39

Софт

Создание аналоговых PSPICE-моделей радиоэлементов. Создание компонентов на основе макромоделей	44
Примеры проектирования цифровых устройств с использованием языков описания аппаратуры	46

Цифровая техника

Простейшие устройства для настройки цифровых схем	51
Программатор PRM10 для микросхем EEPROM фирмы Atmel ...	52

Регулятор мощности электронагревательных приборов

Системы отопления, будь то обычный калорифер или полноценная система водяного отопления, все больше завоевывают популярность в быту, поэтому вопросы регулировки мощности этих приборов будут очень актуальны. В предлагаемой статье рассматриваются два варианта регуляторов мощности для электронагревательных приборов.

Принципиальная схема приведенного на рис. 1 регулятора публиковалась в том или ином виде не один раз и не в одном издании. В отличие от предшественников она вобрала в себя наиболее удачные узлы, а именно: включение нагрузки происходит только в момент перехода синусоиды напряжения питания через ноль, что позволило избавиться от помех по сети питания 220 В, в качестве силового ключа применен симистор произвольной мощности, стабилизатор внутреннего напряжения питания имеет повышенную надежность и помехоустойчивость. Подробнее о принципе работы этих узлов и используемых деталях рассказано в [1].

На элементах DD1.1 и DD1.2 собран аналог мультивибратора с регулируемой скважностью, которая зависит от положения движка переменного резистора R1. Резисторы, подключенные к крайним выводам R1, определяют минимальное время работы/отдыха нагревательных элементов, однако их сопротивление не должно быть менее 620 Ом, иначе устройство может потерять устойчивость работы. На элементах

DD1.3 и DD1.4 собран формирователь. В качестве DD1 можно использовать микросхему K561ЛА7 или K561ЛЕ5, так как ее элементы используются как обычные инверторы (для более устойчивой работы мультивибратора лучше, конечно, использовать K561ТЛ1).

К недостаткам подобного рода приборов можно отнести то, что они имеют сравнительно маленькую постоянную времени. Интервалы между включением/выключением нагрузки не могут превысить 1...1,5 мин. Увеличение времязадающих резистора и конденсаторов обычно приводит к уменьшению устойчивости работы, так как начинают сказываться токи утечки электролитического конденсатора. Из всего выше сказанного нетрудно догадаться, что при достаточно большой мощности нагрузки пользователи обречены на наблюдение ежеминутного повышения/понижения яркости осветительных приборов. Постоянное изменение освещенности очень утомляет глаза, особенно при чтении. Для увеличения времени работы/отдыха нагрузки необходим ввод дополнительных времязадающих элементов, а значит, и увеличение

потребляемого устройством тока. Этот факт уже не позволяет использовать для питания устройства конденсаторный шунт малых габаритов, а использование силового трансформатора позволяет существенно расширить функциональные возможности прибора. С учетом этих фактов и был разработан автомат управления мощностью нагревательных приборов средней и большой мощности, используемый совместно с системами водяного (масляного) отопления.

Технические характеристики

Напряжение питания	180...260 В
Время работы/отдыха минимум	5 мин
Время работы/отдыха максимум	4 час
Диапазон устанавливаемых температур рабочей жидкости	60...100 °С
Диапазон захвата температур	30 °С

Режим работы — непрерывный, круглосуточный. Коммутируемая мощность нагрузки определяется используемым пускателем.

Описание устройства

На рис. 2 приведена принципиальная схема устройства управления системой электроотопления, на рис. 3 — изображение проводников печатной платы, на рис. 4 — расположение деталей.

При замыкании контактов выключателя SA1 сетевое напряжение подается на трансформатор TV. Переменное напряжение с трансформатора величиной 25...27 В выпрямляется диодным мостом, собранным на диодах VD1-VD4, сглаживается конденсатором C5 и стабилизируется микросхемой DA1. Стабилизированное напряжение 24 В служит для питания реле управления пускателем, который, в свою очередь, подает напряжение питания на нагревательные элементы. Также это напряжение подается на интегральный стабилизатор DA2, формирующий напряжение питания схемы управления.

На элементах DD1.1-DD1.3 собран задающий генератор с двумя цепочками регулировки рабочей частоты. Это позволило сделать регулировку времени работы нагрузки и ее отдыха независимой. На DD2, DA3 организован таймер, существенно увеличивающий постоянную времени, на DA3 — терморегулятор, отключающий нагрузку по достижении температуры циркулирующей жидкости, близкой к кипению.

При подаче напряжения питания на выв. 11 (вход «R») микросхемы DD3 через заряжающийся конденса-

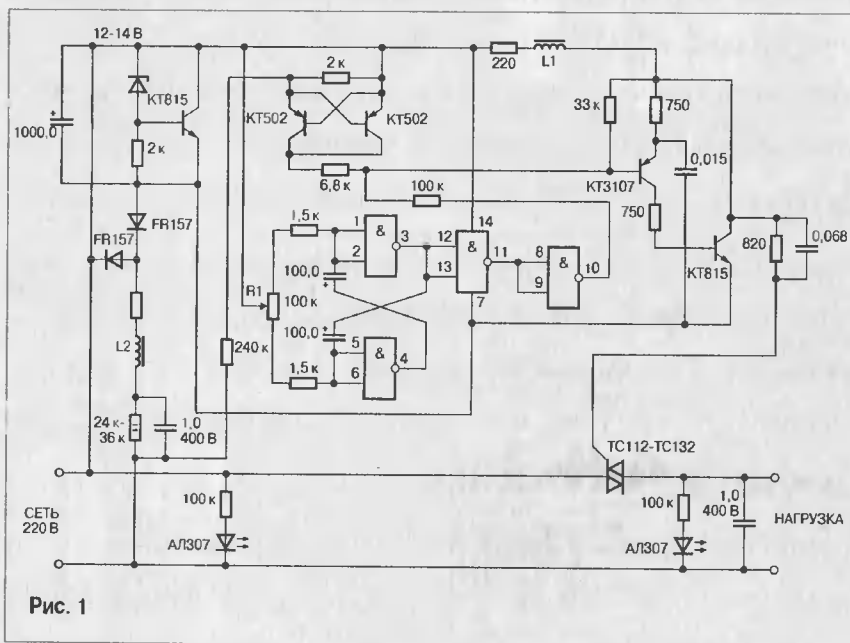


Рис. 1

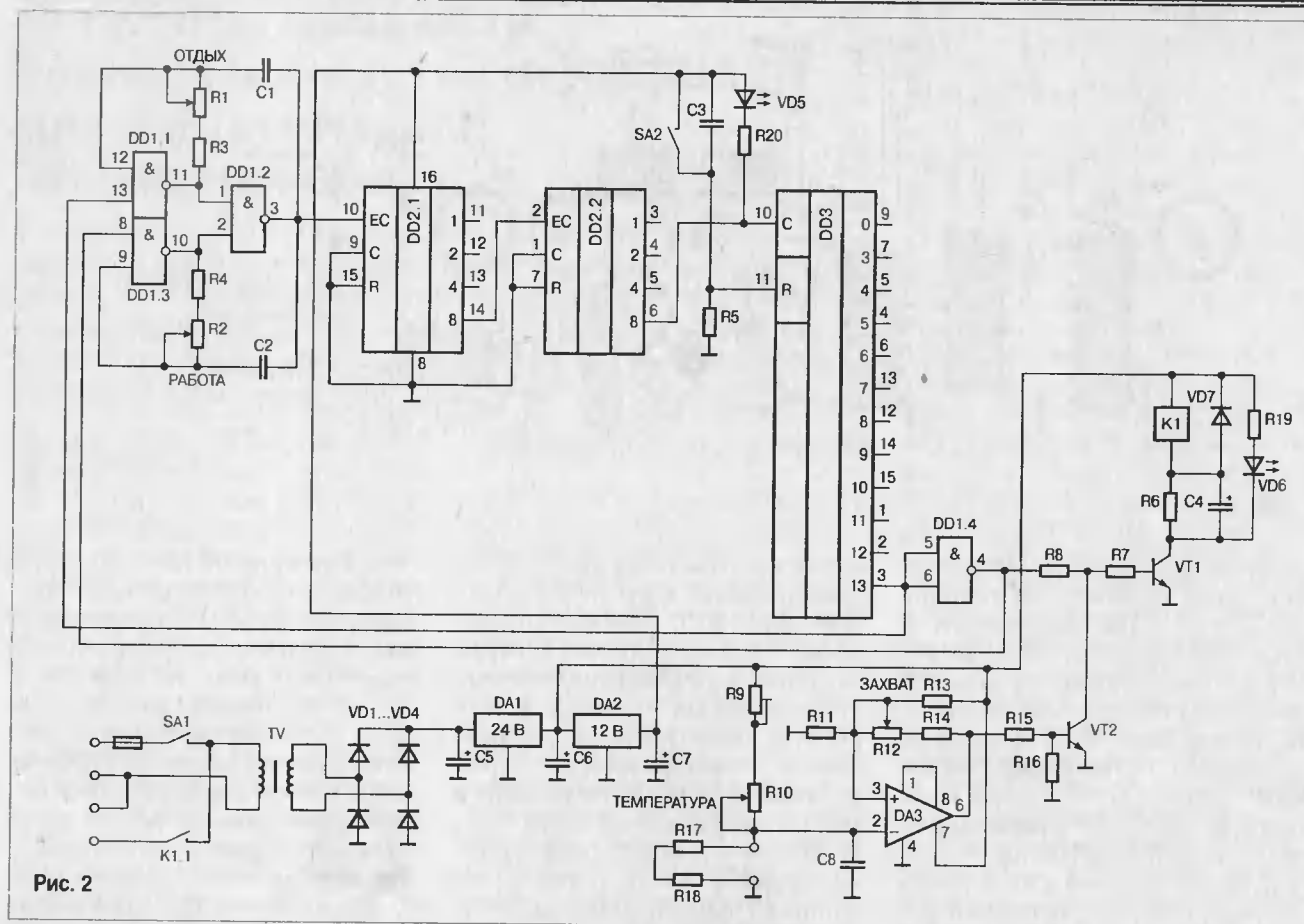


Рис. 2

тор СЗ кратковременно формирует уровень лог. 1, что, в свою очередь, устанавливает счетчик в «нулевое» состояние (на всех выходах уровень лог. 0). Таким образом, на входе элемента DD1.1 появляется запрещающий работу уровень лог. 0. На выходе DD1.4 формируется уровень лог. 1, через переход «база-эмиттер» транзистора VT1 начинает протекать ток, и он открывается, реле K1 включится и подаст напряжение питания на пускатель, а тот в свою очередь — на нагревательные элементы. Резистор R6 и конденсатор C4 введены для уменьшения тока потребления в режиме нагрева.

Лог. 1 с выхода DD1.4 поступит также на вход DD1.3, тем самым разрешая его работу, и тактовый генератор начнет вырабатывать прямоугольные импульсы. Частота

этих импульсов зависит от емкости конденсатора C2 и суммы сопротивлений резисторов R2 и R4. Резистор R4 ограничивает максимальную частоту генератора, R2 — регулирует ее. Кратность изменения частоты примерно определяется отношением $R2/R4$. В нашем случае это $47/1,5 = 31$, то есть при верхнем по схеме положении движка R2 частота будет в 31 раз больше, чем при нижнем.

Импульсы, вырабатываемые тактовым генератором, поступают на вход счетчика DD2.1, где их частота уменьшается в 16 раз. С выхода 4-го разряда счетчика DD2.1 (выв. 14) импульсы попадают на вход DD2.2, и их частота снова уменьшается в 16 раз. Таким образом, при тактовой частоте генератора 1 кГц на выходе 4-го разряда

(выв. 6) формируются импульсы с частотой около 4 Гц. Эта частота подается на вход счетчика DD3 и далее через токоограничивающий резистор R20 на светодиод VD5, который служит для примерного контроля за частотой работы тактового генератора. С появлением импульсов на входе С счетчик DD3 начинает их подсчет, и как только на его 13-м разряде (выв. 3) появится лог. 1, элемент DD1.4 выключит реле и запретит работу элемента DD1.3. Однако тактовый генератор продолжит свою работу, так как с появлением лог. 1 на выв. 3 DD3 будет разрешена работа элемента DD1.1. Теперь частота тактового генератора зависит от емкости C1 и положения движка резистора R1. Через какое-то время на выв. 3 DD3 снова появится лог. 0 и цикл повторится. Более подробно работа каждой микросхемы описана в [2].

На микросхеме DA3 собран терморегулятор, не позволяющий рабочей жидкости достичь температуры кипения. Резисторы R17, R18 устанавливаются на выходе нагревательного котла, непосредственно на трубу. Резистором R9 выставляют предел регулировки температуры, R10 регулирует саму максимальную температуру. При

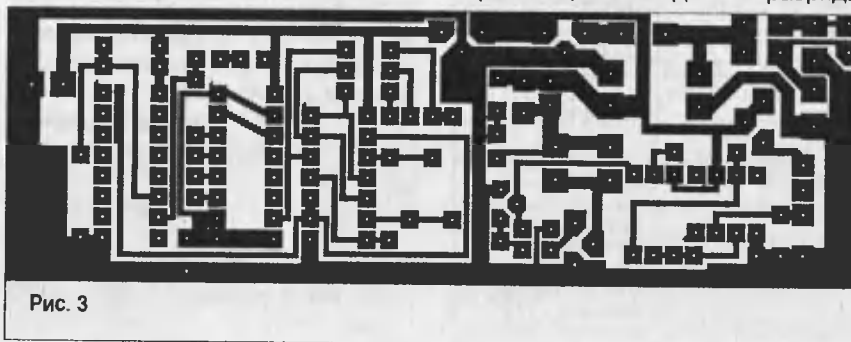


Рис. 3

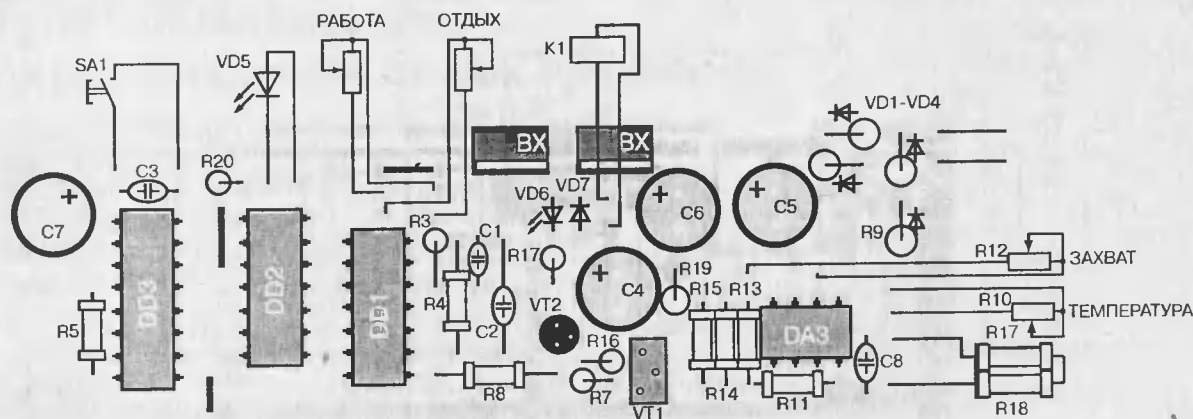


Рис. 4

увеличении температуры суммарное сопротивление резисторов R17 и R18 начнет уменьшаться, и как только оно достигнет значения, при котором напряжение на выв. 2 DA3 станет меньше, чем на выв. 3, на выходе (выв. 6) сформируется уровень лог. 1. Это напряжение откроет транзистор VT2, а он в свою очередь закроет VT1, реле выключится, и нагрев прекратится. Каскад на микросхеме DA3 охвачен регулируемой положительной обратной связью (R12 и R14 — цепь ОС), что позволяет регулировать разницу температур включения/отключения. При использовании автоматического управления масляными обогревателями следует учесть, что температура масла может достигать 120...160 °С,

а температура разрушения полупроводниковых элементов составляет 100...120 °С. Основой практически всех терморезисторов является полупроводник, поэтому для повышения надежности устройства рекомендуется устанавливать терморезистор через небольшой теплоизолятор, например сложенную в 8–12 слоев газету. Конечно, точность термодатчика снизится, но те 10...20 °С, на которые «уйдут» параметры, большой роли не сыграют.

Конструкция и детали

Список используемых деталей сведен в таблице. DA1 и DA2 закреплены на общем теплоотводе, в качестве которого можно использовать алюминиевую полосу шириной

25...30 мм и длиной 120...150 мм. Ее изгибают так, чтобы она плотно подходила к корпусам микросхем DA1 и DA2, а оставшуюся часть сгибают под прямым углом до края платы так, чтобы полоса размещалась вдоль части периметра платы. Для устройства подойдет практически любой тип корпуса. На передней панели закреплены все регуляторы и кнопки, а на задней — панель предохранителя и клеммы подключения пускателя. Кнопка SA2 — без фиксации, она служит для принудительного включения нагрева и обычно используется для увеличения продолжительности первого включения отопительной системы на нагрев, не влияя на установки таймера. Если же в качестве SA2 использовать кнопку с фиксацией, то она будет служить переключателем рода работы для включения нагрузки в зависимости от времени или от температуры рабочей жидкости. На печатной плате вход и выход DD3 «висят» в воздухе. Это сделано для увеличения универсальности устройства и позволяет в широких пределах изменять емкость C1, C2 (устанавливать конденсаторы, которые есть в наличии) и подгонять временные диаграммы практически под любую систему обогрева. После определения требуемых временных интервалов вход и требуемый выход DD3 соединяются проволочной перемычкой с необходимой контактной площадкой.

Андрей Тишунов,
root@amr.novshah.donpac.ru

Литература

1. В. Л. Шило Популярные цифровые микросхемы. — М.: Радио и связь, 1987.

Таблица

R1, R3, R12	47 кОм	C1, C2	0,22...1,0 мкФ
R2, R4	1,5 кОм	C3, C8	0,1...0,33 мкФ
R5, R8, R14	6,8 кОм	C4	470 мкФ/25 В
R6		C5	220 мкФ/50 В
R7	1 кОм	C6	220 мкФ/50 В
R9	22 кОм	C7	470 мкФ/16 В
R11, R13, R19, R20	3,9 кОм	DA1	LM7824
R15, R16	22 кОм	DA2	LM7812
R17, R18	47 кОм	DA3	K544УД2
VD1-VD4	Любые, но ток не менее 0,5 А и обратное напряжение 50 В	DD2	K561IE10
VD5, VD6	АЛ307	DD3	K561IE16
VT1	КТ972	TV	Сетевой трансформатор мощностью 10...15 Вт, с напряжением на вторичной обмотке 25...27 В

Регулятор мощности, управляемый по сети RS-485 для систем «малой автоматизации»

В этой статье предлагается описание схемы простого регулятора мощности нагрузки, управляемого по командно-информационной сети на базе протокола RS-485. Такой регулятор мощности может быть применен для систем «малой автоматизации» небольших промышленных предприятий и в домашних условиях, например для управления освещением.

Напомним, что понятие «малой автоматизации» (Small automation), а также родственные понятия «домашняя автоматизация» (Home automation) и «умный дом» (Smart house) соответствуют идее создания полностью автоматизированных домов, офисов и малых предприятий, которая в настоящее время довольно популярна на Западе. С технической точки зрения идея состоит в создании локальной вычислительной сети, которая может управляться от одного персонального компьютера (ПК) или достаточно мощного главного контроллера (ГК). Такие вычислительные сети принято называть командно-информационными (CI LAN) [1], потому что ПК (или ГК) в них играет роль главного распределителя заданий, — он выдает команды, а остальные участники сети, называемые периферийными станциями (или периферийными микроконтроллерами), только выполняют команды ПК и докладывают ему о результатах, то есть передают информацию.

Периферийные станции в таких системах должны управлять всем электрооборудованием, имеющимся в автоматизируемом объекте (доме, офисе, предприятии). Главную составную часть электрооборудования составляет система освещения. Освещение может быть внутреннее и внешнее, аварийное, общее и локальное. Количество осветительных приборов обычно достаточно велико. Поэтому устройства управления осветительными приборами — регуляторы мощности (далее просто РМ), принято считать одним из основных модулей систем «малой автоматизации».

Далее в этой статье приводится описание достаточно простого РМ с большими функциональными возможностями, предназначенного для работы в составе CI LAN типа «SIS-NET», построенных на базе интерфейса RS-485.

Принципиальная схема РМ

Принципиальная схема простого регулятора мощности представлена на рис. 1. Она содержит следующие основные узлы: формирователь импульсов перехода сети через ноль, супервизор питания с охранным таймером, микроконтроллер, приемопередатчик сети RS-485, стабилизатор напряжения питания, выходной усилитель, силовой коммутирующий элемент.

Формирователь импульсов перехода сети через ноль состоит из диодного моста D1 (DB104), резисторов R1–R4, стабилитрона VD2 и оптрона D6 (4N35). Сетевое напряжение выпрямляется на диодном мосту D1, ограничивается резисторами R1–R4 и стабилитроном VD2 и поступает на светодиод оптрона D6. В качестве ограничивающих резисторов используются четыре резистора сопротивлением 20 кОм и мощностью 0,25 Вт, включенные последовательно. Таким образом, через светодиод оптрона практически все время течет ток, достаточный для его срабатывания, за исключением моментов перехода сети через ноль. Получается, что весь период транзистор оптрона открыт, на его эмиттере присутствует уровень лог. 1, и только в моменты перехода сети через ноль транзистор закрывается и на его эмиттере формируется отрицательный импульс длительностью 20...25 мкс. Этот импульс поступает на вход прерывания INT0/микроконтроллера D3.

Супервизор питания с охранным таймером выполнен на микросхеме D2 (TL7705). Он вырабатывает импульсы сброса RST необходимой длительности для микроконтроллера D3 при включении питания или его кратковременного снижения ниже 4,75 В. Микросхема имеет вход внешнего сброса MR. Снижение напряжения на этом входе ниже определенного порога вызывает форми-

рование выходного сигнала сброса RST. К этому входу подключен конденсатор C1, который постоянно (через определенные промежутки времени) подзаряжается через конденсатор C7, резистор R5 и диод VD1 импульсами WD (импульсы запуска сторожевого таймера) с выхода 11 микроконтроллера. Импульсы подзарядки вырабатывает микроконтроллер. Частота следования этих импульсов должна быть достаточной для поддержания напряжения на конденсаторе C1 выше порога срабатывания входа MR/. В промежутках между импульсами конденсатор C1 разряжается через резистор R6 и выход 6 микросхемы D2. Таким образом, организован охранный таймер, в функции которого входит обеспечение перезапуска микроконтроллера в случае его «зависания». Действительно, если микроконтроллер «завис», формирование импульсов на его выв. 11 прекращается, конденсатор C1 разряжается, что вызывает формирование сигнала сброса RST и, соответственно, повторную инициализацию микроконтроллера.

В качестве микроконтроллера D3 использован AT89C2051 фирмы Atmel. Микроконтроллер работает на частоте 11,059 МГц, что необходимо для безошибочной работы узла UART (последовательного интерфейса) на скоростях передачи: 2400, 4800, 9600, 19200, 28800 бит/с [2]. Выводы P30 и P31 используются как линии RxD и TxD. По выводу P34 осуществляется управление выходным усилительным каскадом, а по выводу P35 — управление передатчиком интерфейса RS-485. Все выводы порта P0 соединены с набором резисторов R14 и модификатором JP1 (перемычками). С помощью младших 7 разрядов путем установок соответствующих переключателей модификатора задается индивидуальный сетевой адрес устройства. Старший 8-й разряд может использоваться при отладке и тестировании.

Приемопередатчик сети RS-485 выполнен на микросхеме D4 (MAX487) [3]. Ее особенностью является повышенная нагрузочная способность, позволяющая объединять в CI LAN до 128 периферийных станций (многие другие аналогичные микросхемы обеспечивают совместную работу только до 32 станций). Интерфейс с CI LAN оснащен защитой от импульсных помех и перенапряжений R11, R22, VD3, VD4.

В составе РМ имеется стабилизатор напряжения питания D5 (7805),

что позволяет питать его от нестабилизированного источника напряжением 9 В.

В качестве сетевой среды (кабеля) используется 4-проводный импортный экранированный телефонный провод в защитной оболочке. Экран

и один из проводов используется как общий (при этом экран соединяется с общим проводом только в одной точке, возле главного контроллера или ПК). Два других провода (А и В) — сигнальные. Последний имеющийся провод может быть использо-

ван для централизованного питания (питания от одного источника, чаще всего располагающегося возле ПК). При небольшой общей длине сети и малом (до 32) количестве станций можно использовать стабилизированный источник +5 В, при этом четвертый провод — питание — необходимо подключить к контакту 7 разъема РМ. При большой длине сети и большом количестве станций чаще используется стабилизированный (или нестабилизированный) источник питания на напряжение +8...+9 В, при этом четвертый провод необходимо подключить к контакту 6 разъема РМ (использование встроенного стабилизатора D5). Следует отметить, что питание может быть и локальным, то есть каждая станция может иметь собственный источник питания. В этих случаях обычно четвертый свободный провод соединяют с общим проводом.

Выходной усилитель выполнен на транзисторах VT1, VT2. Он необходим для подачи на светодиод оптосимистора тока, достаточного для открывания. В коллекторе транзистора VT1 включен токоограничивающий резистор R8*, величину которого необходимо подобрать для каждого типа оптотиристора (оптосимистор должен устойчиво открываться при открытом транзисторе VT1). Этот ток изменяется в достаточно больших пределах, от 20–30 мА до 300 мА (для ТОС-240). Использование двух транзисторов необходимо, так как сразу после сброса микроконтроллера на его линии P34 (управляющей транзисторами) устанавливается высокий логический уровень, и при этом оптосимистор (и нагрузка) должны быть выключены.

Последовательно с оптосимистором рекомендуется включить предохранитель PR1 (плавкий или автомат) на соответствующий ток. Известно, что описываемый тип РМ может создавать высокий уровень помех в сети за счет того, что он «рвет» сеть (оптосимистор включается в произвольные моменты времени полупериода). Для исключения этого явления рекомендуется на входе РМ включать сетевой фильтр АСФ, который может быть как готовым в модульном исполнении на соответствующую мощность, так и самодельным, состоящим в простейшем случае из небольшого конденсатора и двухобмоточного со встречно включенными в каждый сетевой провод обмотками дросселя высокой частоты.

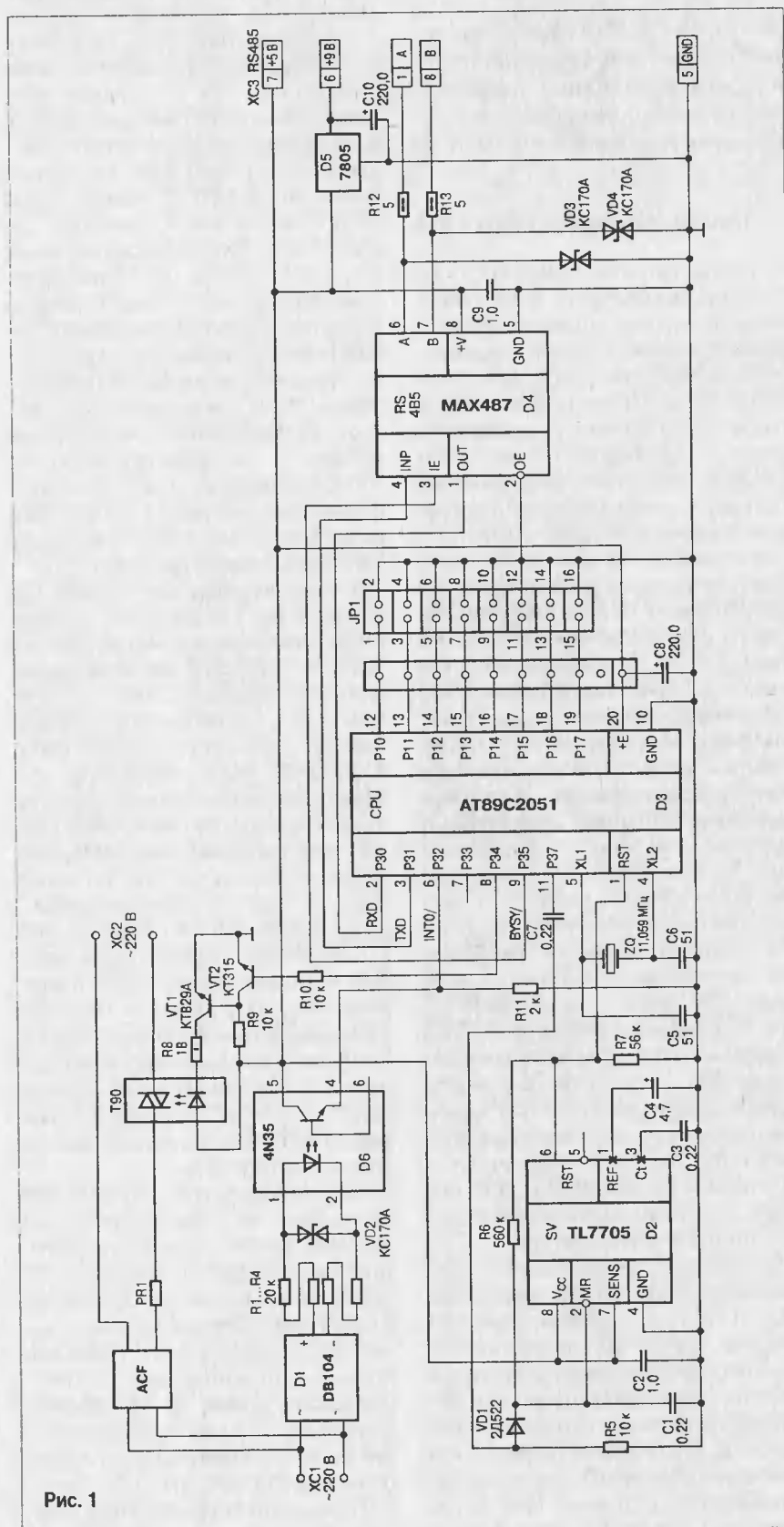


Рис. 1

Общий принцип работы устройства достаточно прост. Супервизор питания осуществляет начальный запуск микроконтроллера, который по сети через приемопередатчик RS-485 получает от ПК (ГК) команды, содержащие закодированное время включения оптосимистора эквивалентное мощности. Далее при каждом переходе сети через ноль, то есть два раза за период формирователь импульсов перехода сети через ноль генерирует прерывание, по которому микроконтроллер рассчитывает время включения оптосимистора. Очевидно, что увеличение или уменьшение времени включения приведет, к соответствующему изменению мощности.

Алгоритм работы РМ

Описываемый РМ получает команды в виде фреймов — специальной последовательности байтов, содержащей форматированные данные. Поскольку описываемое устройство предназначено для универсальной командно-информационной сети системы «малой автоматизации», в состав которой могут входить различные периферийные станции (исполнительные устройства), в структуру фрейма заложена некоторая избыточность (для данного конкретного РМ), что связано с необходимостью передачи в фрейме команды данных для некоторых других станций. Структура фрейма команды приведена в табл. 1.

Первый байт (B0) — преамбула — байт синхронизации. Второй байт (B1) содержит адрес станции, которой адресована команда. Код команды (третий байт B2) — код операции, которую должен выполнить адресуемый контроллер (станция). Далее следуют байт данных (B3), который в данном устройстве не используется. Заключительный байт содержит младший байт суммы четырех предыдущих байтов.

Получив фрейм команды, РМ распознает преамбулу, адрес, проверяет контрольную сумму и отправ-

ляет ответный байт в формате, как описано в табл. 2.

Если при получении команды выявлена ошибка приема, например, нарушение контрольной суммы, станция на фрейм команды не отвечает и никаких действий не принимает.

Таблица 2. Формат фрейма ответа

№ байта	Наименование	Значение
B0	Преамбула	10101010
B1	Адрес станции	Address
B2	Код ошибки	Error Code
B3	Байт данных	Data Byte
B4	Контрольная сумма	$\Sigma (B0...B3)$

В случае неполучения фрейма ответа персональный компьютер повторяет команду определенное число раз. Если не получено никакого ответа, ПК может сгенерировать общий аппаратный сброс всех станций. Сброс может быть сформирован снятием (на несколько микросекунд) питания сети +5 или +9 В. Если и это не помогает, ПК выдает оператору сообщение о фатальной или частичной аварии сети в зависимости от важности функций, выполняемых конкретной станцией.

Адрес станции задается в прямом двоичном коде в младших семи битах байта адреса B1, при этом старший бит D7 всегда равен 0.

Описываемый РМ выполняет команды, приведенные в таблице 3.

Команда № 1 (шестнадцатеричный код 0x00) осуществляет немедленное выключение нагрузки. С выполнения этой же команды начинается работа устройства после выполнения RST. Команда № 2 (ше-

стнадцатеричный код 0x01) осуществляет немедленное включение нагрузки. Команда № 3 (код 0x02) осуществляет уменьшение мощности нагрузки на 1 градацию из 255. Команда № 4 (0x03) осуществляет увеличение мощности нагрузки на 1 градацию. Команды № 5 (0x04) и № 6 (0x05) осуществляют соответственно уменьшение и увеличение мощности нагрузки на 10 градаций. Команды № 7 (0x06) и № 8 (0x07) осуществляют соответственно плавное (за несколько секунд) уменьшение и увеличение мощности нагрузки. Команда № 9 (код 0x08) позволяет установить код (количество градаций) мощности нагрузки из полученного фрейма команды. Команда № 10 (код 0x09) позволяет запросить статус контроллера, в котором передается версия программного обеспечения и некоторые другие отладочные данные. Одновременно эта команда позволяет осуществить сброс режима плавного увеличения или уменьшения мощности. Следует отметить, что в программе предусмотрен режим ограничения минимального (0) и максимального (255) кода мощности, так что длительное увеличение или уменьшение мощности с помощью команд приведет к установке одного из граничных значений (включено — код 0xFF или выключено — код 0x00).

Пример рабочей программы РМ

Далее приводится пример рабочей программы РМ. Для сокращения объема из программы убрана вся отладочная часть. Подробные пояснения вставлены в текст программы.

Таблица 3. Формат команд регулятора мощности

№	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	Наименование команды
1	0	0	0	0	0	0	0	0	Выключить нагрузку
2	0	0	0	0	0	0	0	1	Включить нагрузку
3	0	0	0	0	0	0	1	0	Уменьшить мощность на 1
4	0	0	0	0	0	0	1	1	Увеличить мощность на 1
5	0	0	0	0	0	1	0	0	Уменьшить мощность на 10
6	0	0	0	0	0	1	0	1	Увеличить мощность на 10
7	0	0	0	0	0	1	1	0	Плавно выключить нагрузку
8	0	0	0	0	0	1	1	1	Плавно включить нагрузку
9	0	0	0	0	1	0	0	0	Установить код мощности из байта B3
10	0	0	0	0	1	0	0	1	Сообщить статус станции

Таблица 1. Формат фрейма команды

№ байта	Наименование	Значение
B0	Преамбула	10101010
B1	Адрес станции	Address
B2	Код команды	Command
B3	Байт данных	Data Byte
B4	Контрольная сумма	$\Sigma (B0...B3)$

```

/*.....*/
/* TR26.C * Program for RM with RS485 */
/* Created by O.Nicolajchuk */
/*.....*/
#include "..\include\io51.h"

/* Глобальные объявления */
#define byte unsigned char
#define FALSE 0
#define TRUE 1
#define VER 13

/* Рабочий режим - 1, Отладка - 0 */

#define WORK 1

#define MHZ11 TRUE /* 11.059 MHz */

/* Инициализация скорости передачи
для кварцев 11.059 и 12.000 МГц */

#if MHZ11
code StartSpeed = 24;
code SpeedMask = 0x3F;
#else
code StartSpeed = 26;
code SpeedMask = 0x03;
#endif

/* Назначения функций выводов */
#define DE_485 P3.5
#define OUT P3.4
#define WD P3.7

/* Назначения переменных */
#pragma memory = data
byte MODE; /* Адрес станции */
byte Frame[5]; /* Фрейм */
byte Ready; /* Сигнал Ready UART */
byte PTR; /* Общий указатель */
byte Byte; /* Входной байт */
byte FLAG; /* Флаг включения нагрузки */
byte CODE; /* Текущий код мощности */
byte OUTCODE; /* Текущий код включения */
byte STEP; /* Счетчик плавных операций */
byte DIR; /* Направления плавных
операций */
#pragma memory = default

/* Вектор прерывания RS232C */
interrupt [0x23] void SCON_int (void)
{
    Ready=1;
}

/* Вектор прерывания внутреннего
таймера 0
повторяется через каждые ~39 мкс и
соответствует
1 градации мощности из 255 */
interrupt [0x0B] void T0_int (void)
{
    /* Если выходной код больше 0,
    происходит его уменьшение на
    1 градацию мощности */
    if (OUTCODE>0)
    {
        OUTCODE--;
        /* Если выходной код == 0,
        включается нагрузка */
        if (OUTCODE==0)
        OUT=0;
        /* Генерируется импульс перезапуска
        охранного таймера */
        WD=1; WD=0;
    }

    /* Вектор прерывания от датчика перехода
    сети
    через ноль генерируется каждые 10 мс */
    interrupt [0x03] void ext_0 (void)
    {
        /* Выключается нагрузка */
        OUT=1;
        /* Если установлен код плавных операций */
        if (STEP>0)
        {
            /* Код уменьшается */
            STEP--;
            /* Изменяются и проверяются граничные
            величины кода текущей мощности */
            if (DIR==0) CODE=(CODE>0)?CODE--:0;
            else CODE=(CODE<0xFF)?CODE++:0xFF;
        }
        /* Вычисляется текущий код включения
        нагрузки для
        следующей полуволны сетевого
        напряжения */
        OUTCODE=255-CODE;
    }

    /* Подпрограмма инициализации таймеров
    и прерываний */
    void TimersInit (void)
    {
        EA=0; /* Все прерывания запретить */
        TMOD=0x22; /* Таймеры в режиме 2 */
        TH0=TL0=0x00; /* Установить делитель
таймера 0 */
        ET0=1; /* Включить прерывание
таймера 0 */
        EX0=1;
        IE0=1;
        TR0=1; /* Таймер 0 включить */
        EA=1; /* Все прерывания разрешить */
    }

    /* Подпрограмма задержки. Один квант
    ~ (10+7*D) мкс */
    void Time (unsigned D)
    {
        while (D--);
    }

    /* Подпрограмма передачи байт */
    void SendB (byte SendByte)
    {
        #if WORK
        /* Ожидать завершения передачи */
        while (!TI);
        #endif
        TI=0;
        Time (1);
        SBUF=SendByte;
    }

    /* Подпрограмма приема байта */
    byte GetB (void)
    {
        byte InputByte;

        /* Ожидать приема байта */
        while (!RI);
        InputByte = SBUF;
        RI = 0;
        return InputByte;
    }

    /* Подпрограмма расчета контрольной
    суммы фрейма */
    byte Calc_CS (void)
    {
        byte CS=0;

        for (PTR=0; PTR<4; PTR++)
        CS = (CS + Frame[PTR])&0xFF;
        return CS;
    }

    /* Подпрограмма формирования заготовки
    фрейма */
    void Output_Frame_Clear (void)
    {
        Frame[0]=0xAA;
        Frame[1]=MODE;
        Frame[2]=0;
        Frame[3]=0;
    }

    /* Подпрограмма передачи фрейма ответа */
    void Send_Frame (void)
    {
        /* Открыть передатчик */
        DE_485=1;
        Time (100);
        /* Передать фрейм */
        for (PTR=0; PTR<5; PTR++)
        {
            SendB (Frame[PTR]);
        }
        #if WORK
        /* Дождаться окончания передачи */
        while (!TI);
        #endif
        Time (10);
        /* Закрыть передатчик */
        DE_485=0;
    }

    /* Подпрограмма установки скорости */
    void SpeedInit (byte NewSpeed)
    {
        char ch;

        /* Выключить первый таймер */
        TR1 =0;
        /* Двойная скорость */
        PCON =PCON|0x80;
        TH1 =TL1= (NewSpeed*0xFF)+1;
        /* Очистить приемник */
        ch =SBUF;
        SCON =0x52;
        /* Включить первый таймер */
        TR1 =1;
    }

    /* Подпрограмма начальной
    инициализации */
    void StartInit (void)
    {
        TI=1;
        RI=0;
        DE_485=0;
        TimersInit ();
        /* Начальная скорость 9600 */
        SpeedInit (StartSpeed/4);
        STEP = 0;
        DIR=0;
        FLAG=0;
        CODE=0;
        OUTCODE=0xFF;
        WD=0;
    }

    /* Подпрограмма получения скорости */
    void Frame_Get (void)
    {
        /* Обнулить поинтер */
        PTR=0;
        /* Ожидать получения 5 байтов фрейма */
        while (PTR<5)
        {
            /* Разрешить прерывания UART */
            ES=t;
            Ready=0;
            /* Ожидать байт */
            while (1)
            {
                PCON=PCON|0x80;
                if (Ready&RI)
                {
                    ES=0;
                    Ready=0;
                }
            }
        }
    }

```

```

break;
}
}
Byte=GetB(); /* Взять байт */
if (!PTR) /* синхронизация по преамбуле */
{
if (Byte!=0xAA)
continue;
}
Frame[PTR++]=Byte;
/* Записать байт в массив Frame[PTR] */
}

/* Подпрограмма монитора */
void Monitor (void)
{
/* Читать текущее значение модификатора */
MODE=P1;
/* Если получен фрейм с чужим адресом,
фрейм команды игнорировать */
if (Frame[1]!=MODE) return;
/* Если ошибка контрольной суммы.
фрейм команды игнорировать */
if (Frame[4]!=Calc_CS()) return;
/* Подготовить фрейм ответа */
Output_Frame_Clear();
switch (Frame[2])
{
case 0x00: /* Power Off */
CODE=0;
break;
case 0x01: /* Power On */
CODE=0xFF;
break;
case 0x02: /* Power - 1 */
CODE=(CODE>0)?CODE--:0;
break;
case 0x03: /* Power +1 */
CODE=(CODE<0xFF)?CODE++:0xFF;
break;
case 0x04: /* Power - 10 */
CODE=(CODE>10)?CODE-10:0;
break;
case 0x05: /* Power + 10 */
CODE=(CODE<(0xFF-10)?CODE++:0xFF;
break;
case 0x06: /* Smoothly Off */
STEP=255;
DIR=0;
break;
case 0x07: /* Smoothly On */
STEP=255;
DIR=1;
break;
case 0x08: /* Set Power Code */
CODE=Frame[3];
break;
case 0x09: /* Get Status */
Frame[3]=VER;
STEP=0;
break;
default: Frame[2]=0x01;
}
/* Ошибка команды */
break;
}
Frame[4]=Calc_CS(); /* Контрольная суммы
фрейма ответа */
Send_Frame (1); /* Отправить фрейм */
Time(10);
}

/* Главная функция */
void main (void)
{
StartInit();
while (1)
{
Frame_Get();
Monitor();
}
}

```

Алгоритм работы приведенной программы достаточно прост. После аппаратного сброса RST выполняется подпрограмма инициализации StartInit, в которой производятся установки в начальное состояние всех битов линий ввода-вывода, всех переменных, инициализация таймеров и UART, установка начальной скорости. Далее управление передается на подпрограмму Frame_Get, в которой производится ожидание приема командного фрейма. Когда правильный командный фрейм будет получен (с правильным адресом и контрольной суммой), управление передается подпрограмме Monitor. В этой подпрограмме будет проанализирован код команды и произведена соответствующая коррекция текущего кода мощности CODE. Если команды с поступившим кодом не существует, будет сформирован и передан фрейм ошибки команды. Если команда распознана и выполнена правильно, будет сформирован и передан фрейм нормальной операции.

Начиная с момента завершения начальной инициализации, начинают работать два прерывания. Первое прерывание от внутреннего таймера 0 вырабатывается примерно каждые 39 мкс, что соответствует периоду одной градации мощности. Всего в РМ используется 255 градаций, что соответствует полупериоду сетевого напряжения (одной полувольты) — 10 мс. Второе прерывание происходит от внешнего источника — датчика импульсов перехода сети через ноль. Эти импульсы повторяются через каждые 10 мс, при этом выключается регулирующий элемент (оптосимистор), вычисляется текущий код включения, соответствующий числу градаций мощности от момента перехода сети через ноль до момента включения оптосимистора. Этот код уменьшается с

каждым пришедшим прерыванием от таймера. Когда код достигает нуля, оптосимистор включится. Таким образом, оптосимистор включается на время, соответствующее периоду одной градации, умноженному на код текущей (заданной) мощности.

Очевидно, что приведенную программу можно легко модифицировать. Можно увеличить или уменьшить количество команд, изменить скорость, добавить команды настройки на скорость и т. д. В заключение отметим, что описанный РМ мощности с более сложной программой успешно эксплуатировался в составе командно-информационной сети MISNET, предназначенной для автоматизации малого производства.

Олег Николайчук,
onic@ch.moldpac.md

Литература

1. О. Николайчук Командно-информационные сети — что это такое? / Схемотехника, № 6, 2001. — С. 26–30, №7, 2001, С. 37–41.
2. <http://www.atmel.com>, <http://www.atmel.ru>.
3. <http://www.maxim.com>, <http://www.spezial.ru>.

www.platan.ru
ПЛАТАН

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ВАШЕГО УСПЕХА

FIGARO

ДАТЧИКИ ГАЗА (Япония)

- Обнаружение утечки токсичных и взрывоопасных газов
 - Определение концентрации газов
 - Полупроводниковые датчики серий TGS 2, 8, 2000
 - Чувствительный элемент (ЧЭ) изготовлен на основе оксида олова с использованием поверхностных эффектов мелкозернистой структуры
 - TGS4160 (углекислый газ)
 - ЧЭ — ячейка с твердым электролитом
 - Серия KE (кислород)
 - ЧЭ — гальваническая ячейка с жидким электролитом
- Диапазон технических характеристик для разных моделей датчиков:
- Напряжение питания цепи — 5 В или 15 В (серия TGS 2000), 12 В или 24 В (серия TGS 2, 8)
 - Потребляемая мощность нагревательного элемента — 210 - 830 мВт (серия TGS 2000), 660 - 1000 мВт (серия TGS 2, 8)



Газ	Содержание газа в окружающей среде, (ppm)	Тип датчика (серия 2, 8)	Тип датчика (серия 2000)
Горючие газы			
Пропан	500 - 10000 ppm	TGS813	TGS2610
Природный газ (метан)	500 - 10000 ppm	TGS842	TGS2611
Горючая смесь природных газов	500 - 10000 ppm	TGS813	TGS2610
Водород	50 - 1000 ppm	TGS821	TGS2620
Токсичные газы			
CO - угарный газ	50 - 1000 ppm	TGS203	TGS2442
NH ₃ - аммиак	30 - 300 ppm	TGS826	
H ₂ S - сероводород	5 - 100 ppm	TGS825	
Органические растворители			
Алкоголь	50 - 5000 ppm	TGS822	TGS2620
Другие летучие органические пары		TGS822	TGS2620
Фреоны			
R-22, R-113	100 - 3000 ppm	TGS830	
R-21, R-22	100 - 3000 ppm	TGS831	
R-134a, R-22	100 - 3000 ppm	TGS832	
Загрязнители воздуха внутри помещений			
CO ₂ - двуокись углерода		TGS4160	
Другие загрязнители воздуха	<10 ppm	TGS800	TGS2100
Пищевые испарения			
Летучие пищевые испарения (алкоголь)		TGS880	TGS2161
Водный пар		TGS883T	TGS2180
Летучие пары			TGS2281
Кислород			
0-100% - задержка 12 с, отклик 90%, срок службы 5 лет		KE-25	
0-100% - задержка 60 с, отклик 90%, срок службы 10 лет		KE-50	

121351, Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел./факс: (095) 73-75-999

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

Автомобильный термометр на К1003ПП1

Температура охлаждающей жидкости двигателя автомобиля — важный параметр, учет которого при пуске двигателя, и особенно во время движения должен вестись постоянно. Описание несложного термометра для автомобиля приводится в настоящей статье.

Схема термометра представлена на рис. 1. Его основой, как и основой ранее описанного в [1] тахометра, является микросхема К1003ПП1, предназначенная для управления линейной шкалой из 12 светодиодов [2].

В качестве датчика температуры использован термистор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Нелинейность термистора скомпенсирована правильным выбором включенного последовательно с ним резистора R6 [3], с которого и снимается линейно зависящее от температуры напряжение.

Напряжения, соответствующие началу и концу диапазона выбранных температур, устанавливаются подстроечными резисторами R9 и R8 соответственно.

Цепь R1–R5, VT1 так же, как и аналогичная цепь в [1], служит для управления яркостью светодиодов. Ток через светодиоды, подключенные к микросхеме DA2, определяется напряжением на ее выв. 2. В дневное время, когда лампы под-

светки панели приборов выключены, на этом выводе около 0,85 В, что задает ток порядка 25 мА через каждый светодиод. Вечером, при включении подсветки, напряжение на выв. 2 уменьшается до 0,4 В, что уменьшает ток через светодиоды до 8 мА. Соответственно уменьшается их яркость свечения.

Цепи, управляющие входами микросхемы DA2, питаются через интегральный стабилизатор напряжения DA1. Конденсаторы C1 и C2 обеспечивают устойчивость его работы. Конденсатор C3 сглаживает наводки на провода, которыми датчик подключен к измерительному блоку.

В термометре использован термистор ММТ-1 с номинальным сопротивлением 33 кОм. Поскольку термисторы имеют большой разброс параметров, резистор R6, линеаризующий шкалу, следует рассчитать под конкретный образец, примененный в устройстве.

Проведем такой расчет. Вначале следует задаться диапазоном индицируемых температур. Для авто-

мобильного термометра это может быть, например, диапазон от 60 до 115 °С. «Цена деления» светодиодной шкалы при этом будет 5 °С. При 60 °С можно начинать движение, а температура 105 °С и более соответствует перегреву. Конечно, эти цифры зависят от конкретного двигателя. Не обязательно цену деления делать кратной 5 или 10 °С, ведь термометр нужен не для точного измерения температуры, а для сигнализации прогрева и перегрева двигателя.

Для расчета сопротивления дополнительного резистора Rдоп необходимо знать сопротивление термистора в крайних точках температурного диапазона t_1 , t_3 и в его середине t_2 [3] — R_{t1} , R_{t2} , R_{t3} , причем $t_1 < t_2 < t_3$. Если при температуре 60 и 87,5 °С сопротивление термистора измерить несложно, то при 115 °С это сделать проблематично. Поэтому поступим так: измерим сопротивление термистора при $t_1 = 60$ °С и $t_4 = 100$ °С и по известной формуле определим сопротивление в нужных точках. Для использованного автором термистора измеренные значения составили $R_{t1} = 9,3$ кОм, $R_{t4} = 3,26$ кОм. По результатам этих двух измерений можно найти константу В в формуле зависимости сопротивления термистора от температуры:

$$R = R_0 e^{-B/T}$$

где R_0 — коэффициент, имеющий размерность сопротивления, а $T = t + 273$ — абсолютная температура терморезистора.

$$B = \ln(R_{t1}/R_{t4}) / (1/T_1 - 1/T_4) = \ln(9,3/3,26) / (1/333 - 1/373) = 3255 \text{ К.}$$

Далее найдем сопротивления термистора при нужных температурах:

$$R_{t2} = R_{t1} e^{-B/(1/T_2 - 1/T_1)} = 9,3 e^{-3255/(1/360,5 - 1/333)} = 4,412 \text{ кОм;}$$

$$R_{t3} = R_{t1} e^{-B/(1/T_3 - 1/T_1)} = 9,3 e^{-3255/(1/388 - 1/333)} = 3,326 \text{ кОм.}$$

По формуле из [3] находим Rдоп (R6 по схеме на рис. 1):

$$R_{доп} = [R_{t1}(R_{t1} + R_{t3}) - 2R_{t1}R_{t3}] / (R_{t1}R_{t3} - 2R_{t2}^2) = 2,86 \text{ кОм.}$$

Контрольный расчет показывает, что максимальное отклонение от линейной зависимости для такого диапазона температур и выбранного резистора составляет менее 0,5 °С.

Если выбрать диапазон индицируемых температур значительно шире, например 20...130 °С, точ-

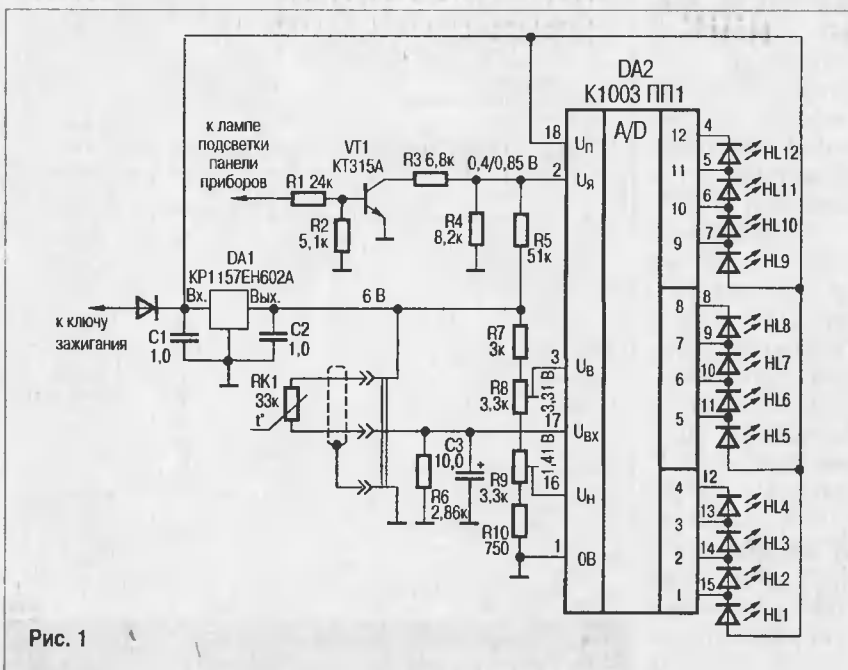


Рис. 1

ность аппроксимации будет хуже и максимальная ошибка составит почти 4 °С. Сопротивление дополнительного резистора для этого случая — 4,23 кОм.

Светодиоды целесообразно установить разного цвета свечения, например, желтые (оранжевые) — двигатель еще холодный, зеленые — температура нормальная, красные — перегрев двигателя.

В конструкции использованы постоянные резисторы МЛТ, подстроечные СПЗ-19а. Конденсаторы С1 и С2 типа КМ-6, СЗ — К50-6. Микросхема DA1 — любой стабилизатор напряжения на 6 В. Микросхему К1003ПП1 можно заменить на UAA180 или А277. Светодиоды оранжевого свечения — АЛ307ММ, зеленого свечения с повышенной яркостью — АЛ307НМ, красные — АЛ307БМ.

Датчик температуры изготовлен из штатного датчика для автомобиля. Из него извлечено все содержимое, а в его корпус вставлен термистор с подпаянным двухжильным экранированным проводом с изоляцией из фторопласта и залит эпоксидной смолой. К измерительному блоку датчик подклю-

чается при помощи любого малогабаритного разъема.

Налаживание термометра несложно. Подав на него напряжение питания и опустив датчик в воду с температурой 60 °С, контролируемой точным термометром, подстроечным резистором R9 добиваются свечения светодиода HL1. Опустив же его в кипящую воду, подстроечным резистором R8 добиваются свечения светодиода HL9. Светодиоды можно расположить по дуге окружности. Если вам более эффектным кажется свечение одного светодиода из цепочки, то их аноды следует отключить от выводов микросхемы DA2 и подключить к ее выводу питания (выв. 18).

С. Христофоров,
editor@dian.ru

Литература

1. С. Христофоров. Автомобильный тахометр на К1003ПП1. — Схемотехника, № 10, 2001.
2. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры. Справочник. И. В. Новаченко, В. М. Петухов,

И. П. Блудов, А. В. Юровский. — М.: Радио и связь, 1989.

3. Датчики температуры. Схемотехника, № 2, 2000, С. 39–41.
4. Резисторы. Справочник. Под ред. И. И. Четвертакова и В. М. Терехова. — М.: Радио и связь, 1991.
5. Интегральные микросхемы. Микросхемы для линейных источников питания и их применение. ДОДЭКА, 1996.

Редакция журнала «Схемотехника» приглашает авторов к сотрудничеству.

По всем вопросам
обращаться:
E-mail: editor@dian.ru
Телефон: (095) 737-9279

Гонорары
выплачиваются для
авторов, проживающих
на территории СНГ.

ARGUSSOFT

Департамент Микроэлектроники

ЭЛЕКТРОННЫЕ
КОМПОНЕНТЫ
ОФИЦИАЛЬНЫЙ
дистрибьютор фирм:

ANALOG
DEVICES

ADuC816

ANALOG
DEVICES

Законченная система сбора данных
на одном кристалле

TRACO
POWER

ATMEL

BOURNS

CLARE

JA
JE-AN

HANTRONIX

SII
Seko Instruments Inc

ANALOG DEVICES обновил серийный выпуск уникальной микросхемы, совмещающей на одном кристалле 2 16-разрядных сигма-дельта АЦП, 12-разрядный ЦАП, источник опорного напряжения, датчик температуры, микроконтроллер 8051, FLASH-память и схему 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 — 40 °С — +85 °С
- стоимость — 13 USD (с НДС) *

EVAL-ADuC816 — Starter-Kit: плата, подключаемая к компьютеру; блок питания; программное обеспечение (ассемблер, симулятор, загрузчик, отладчик, C-компилятор); полная документация; микросхемы ADuC816.

* при заказе от 1000 шт.

Наш адрес: 129085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505, факс: (095) 216-86-42
Интернет: http://www.argusssoft.ru, e-mail: components@argusssoft.ru

Новый офис в Санкт-Петербурге:

Адрес: 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 36
Тел.: (12) 314-3608; тел/факс: (812) 310-6234
E-mail: spb@argusssoft.ru

ПЛАТАН

www.platan.ru

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ВАШЕГО УСПЕХА

BOURNS

Эффективный выбор для систем
защиты и источников питания
www.bourns.ru

Самовосстанавливающиеся предохранители
серий MF-R, MF-S, MF-SM, MF-MSM

- Предназначены для защиты электронных устройств от перегрузки по току или от перегрева.
- Принцип работы основан на свойстве резко увеличивать свое сопротивление под воздействием проходящего тока, превышающего номинальный рабочий ток, или под действием температуры окружающей среды, в несколько раз превосходящей номинальную, и автоматически восстанавливать свои первоначальные свойства после устранения этих причин.

Серия	Диапазон номинального тока, А	Макс. рабочий напр., В	Сопр. в откл. сост., Ом	Область применения
MF-R	0.10-9.00	60	0.005-2.50	Общего назначения, автомобильная электроника
MF-S, MF-LS, MF-LR	0.70-4.20	30	0.005-0.005	Защита аккумуляторных батарей от короткого замыкания, перегрева. Низкий выход для тонкой сварки непосредственно на элемент батареи.
MF-SM	0.30-2.60	60	0.025-0.90	Для поверхностного монтажа. Компьютеры и периферия, автомобильная электроника
MF-MSM	0.14-1.50	60	0.03-1.50	Для поверхностного монтажа, печатный 1812. Применяются в устройствах с высокой плотностью монтажа: жесткие диски, PCMCIA карты и др.

Фирма "ПЛАТАН" является официальным дистрибьютором фирмы "BOURNS" и поставляет полный ассортимент ее продукции со склада и из заказа.

В ПРОГРАММЕ ПОСТАВОК:

- Подстроечные и переменные резисторы
- Миниатюрные кнопки и переключатели
- Цифровые датчики угла поворота (энкодеры)
- Индуктивные компоненты

121351, Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел/факс: (095) 73-75-999

Почта: 121351, Москва, в/я 100
E-mail: bourns@platan.ru

AMP

MITSUBISHI
ELECTRIC

MOTOROLA

intersil

Infineon

EPCOS

muRata

Honeywell

CRYDOM

DATA VISION

Kingbright

Стабилизатор напряжения LDO

В источниках питания электронной аппаратуры широко используются линейные стабилизаторы напряжения, большинству из схем которых присущ такой недостаток, как достаточно большое значение минимально допустимого напряжения на проходном элементе (до 2...3 В), при котором стабилизатор еще выполняет свои функции. Для применения в аппаратуре, где напряжение первичного источника питания ограничено, а в особенности в приборах с батарейным питанием, где желателен максимальный КПД стабилизатора, представляют интерес стабилизаторы с малым падением напряжения на проходном элементе. В англоязычной литературе такие стабилизаторы называются LDO (Low Dropout Output) стабилизаторами.

Типичная схема такого стабилизатора положительного напряжения с проходным элементом на биполярном р-п-р-транзисторе показана на рис. 1. Недостатком подобных стабилизаторов является критичность к выбору типа и номинала конденсатора на их выходе. Устойчивость стабилизатора к самовозбуждению зависит как от величины емкости этого конденсатора, так и от величины его последовательного эквивалентного сопротивления. Каждый тип конденсаторов характеризуется не только номинальной емкостью, но и последовательным эквивалентным сопротивлением (ESR) и последовательной эквивалентной индуктивностью (ESL). Последние параметры для конденсаторов массового применения порой не нормируются. Наиболее подходящими для применения в качестве выходного конденсатора в LDO-стабилизаторах являются танталовые электролитические конденсаторы, которые обычно и используются изготовителями таких стабилизаторов в интегральном исполнении.

На рис. 2 показаны логарифмические амплитудно-частотные характеристики (ЛАЧХ) и логариф-

мические фазочастотные характеристики (ЛФЧХ) разомкнутой системы, полученные электронным моделированием схемы стабилизатора, изображенной на рис. 1, с использованием операционного усилителя 140УД7 и транзистора КТ639А при выходном напряжении 10 В и токе нагрузки 100 мА. На рис. 2 цифрами обозначены: 1 — характеристики стабилизатора без выходного конденсатора; 2 — характеристики стабилизатора с выходным конденсатором емкостью 10 мкФ и последовательным эквивалентным сопротивлением 0,5 Ом; 3 — характеристики

стабилизатора с выходным конденсатором емкостью 10 мкФ и последовательным эквивалентным сопротивлением 10 Ом.

Из теории автоматического регулирования известно, что замкнутая система будет устойчива, если разомкнутая система имеет достаточный запас по фазе на частоте единичного усиления. На рис. 2 этому требованию удовлетворяет только график 2, где запас по фазе φ_2 составляет свыше 60° . Дополнительный анализ показал, что устойчивость схемы стабилизатора обеспечивается при значениях последовательного эквивалентного сопротивления конденсатора в пределах 0,015...3 Ом.

Существует способ скорректировать характеристики стабилизатора таким образом, чтобы его устойчивость обеспечивалась при любых значениях емкости и последовательного эквивалентного сопротивления выходного конденсатора. При этом оказывается возможным использовать в качестве выходных керамические конденсаторы небольшой емкости или дешевые оксидно-алюминиевые электролитические конденсаторы и даже обойтись вообще без выходного конденсатора. Правда, при этом следует учесть, что стабилизатор без выходного конденсатора реагирует большими выбросами выходного напряжения

на скачкообразное изменение нагрузки или входного напряжения и плохо подавляет высокочастотные пульсации входного напряжения.

На рис. 3 изображена практическая схема такого стабилизатора с выходным напряжением 10 В и максимальным током нагрузки 100 мА. Опорное напряжение формируется термокомпенсированным стабилитроном VD1 типа КС405А с номинальным током стабилизации 0,5 мА.

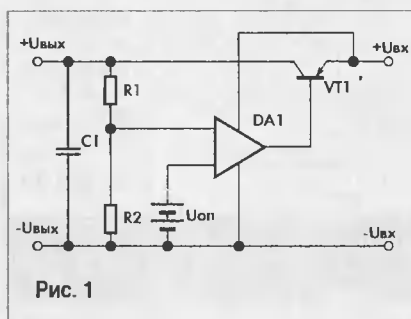


Рис. 1

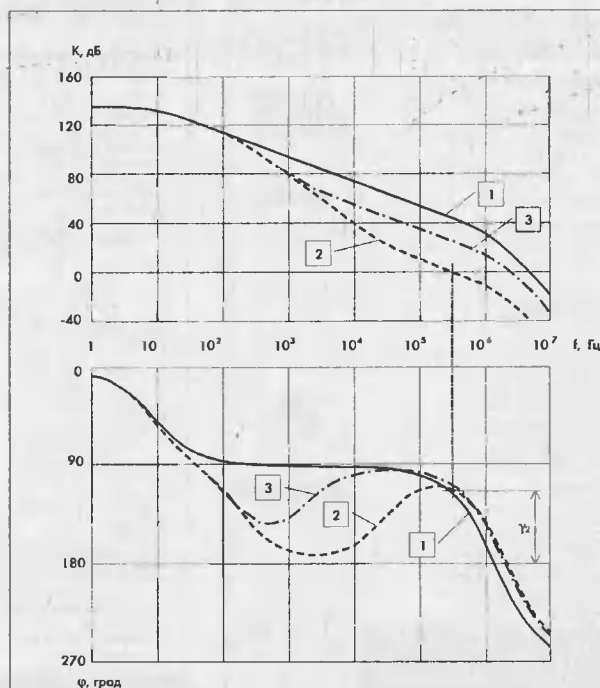


Рис. 2

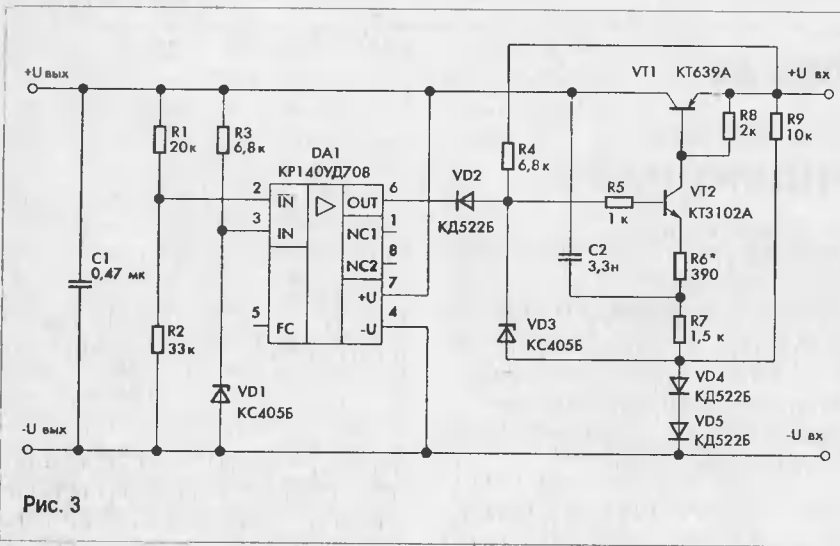


Рис. 3

Защита от перегрузки и короткого замыкания обеспечивается за счет ограничения базового тока транзистора VT1. Ток срабатывания защиты рассчитывается по формуле

$$I_{k(VT1)max} = h_{21э(VT1)} \cdot [U_{ст. VD3-0,6}] / (R_6 + R_7)$$

и устанавливается подбором сопротивления резистора R6. Цепочкой из резистора R9 и диодов VD4, VD5 формируется опорное напряжение, обеспечивающее работоспособность схемы с операционным усилителем KP140UD708 с минимальным выходным напряже-

нием 1 В при малых токах нагрузки. Отрицательная обратная связь через конденсатор C2, охватывающая выходной каскад стабилизатора, изменяет его характеристики таким образом, что устойчивость схемы не зависит от параметров выходного конденсатора. Резисторы R5 и R6 устраняют самовозбуждение на частотах в несколько мегагерц, при этом сопротивление резистора R6 не должно быть менее 300 Ом.

ЛАЧХ и ЛФЧХ этой схемы при отсутствии и наличии корректирующего конденсатора C2, полученные электронным моделированием, показаны на рис. 4, 5 соответственно. На этих рисунках графики 1 и 2

представляют собой характеристики при токе нагрузки 100 мА, а графики 3, 4 — на холостом ходу. При этом для графиков 1 и 3 конденсатор C1 отсутствует, а для графиков 2, 4 емкость конденсатора C1 равна 0,47 мкФ. Последовательное эквивалентное сопротивление конденсатора при моделировании выбрано равным нулю.

Анализируя графики, можно сделать вывод, что замкнутая система с характеристиками, аналогичными изображенным на рис. 4, безусловно, неустойчива, и, напротив, характеристики системы, показанные на рис. 5, обеспечивают ее устойчивость в реальных рабочих режимах.

Эксперименты на макете стабилизатора, собранного по схеме рис. 3, показали его устойчивость к самовозбуждению и возможность использования конденсатора любого типа и любой емкости в качестве выходного. Ток, потребляемый стабилизатором при отсутствии нагрузки, равен 5 мА. Изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки от нуля до 100 мА не превышает 10 мВ. При токе нагрузки 100 мА минимально допустимое напряжение на проходном транзисторе составляет 170 мВ.

Пушкарёв Михаил,
pmm@midaus.com

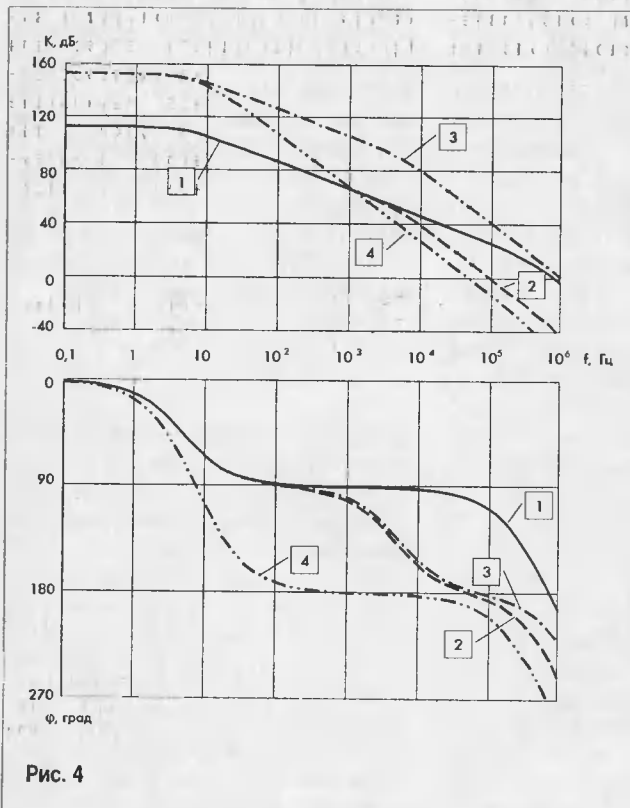


Рис. 4

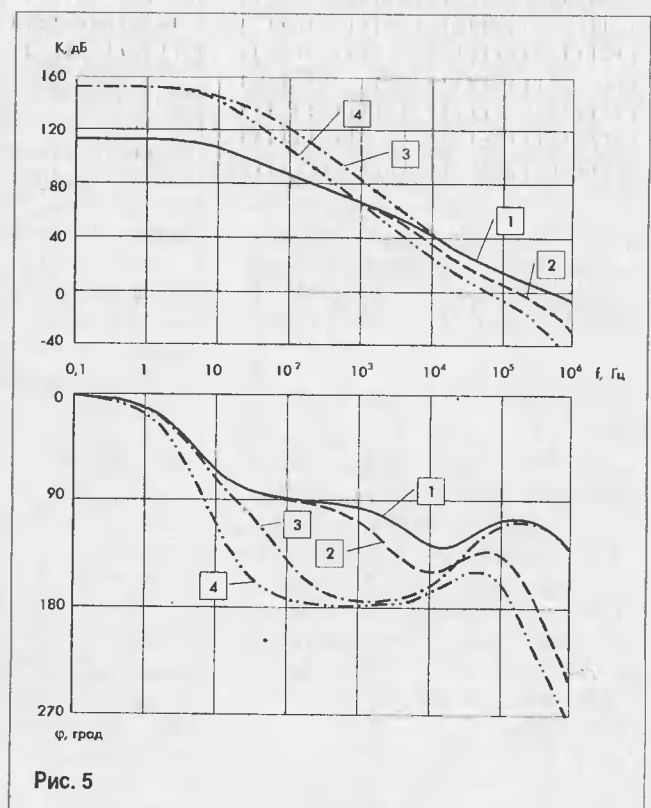


Рис. 5

Устойчивость линейных интегральных стабилизаторов напряжения

Линейные интегральные стабилизаторы напряжения представляют собой системы с отрицательной обратной связью и, как следствие, склонны к самовозбуждению. Подключение нагрузки со сложными динамическими свойствами усугубляет эту проблему, поэтому при проектировании схем с интегральными стабилизаторами необходимо принять меры для обеспечения необходимых запасов устойчивости. В данной статье приведен анализ устойчивости основных типов интегральных стабилизаторов.

Устойчивость п-р-п-стабилизаторов

Обычный п-р-п-стабилизатор может быть представлен блок-схемой, изображенной на рис. 1. Показанный на ней усилитель, осуществляющий вычитание сигнала обратной связи из опорного напряжения, будем считать безынерционным. Схема замещения стабилизатора без корректирующего конденсатора приведена

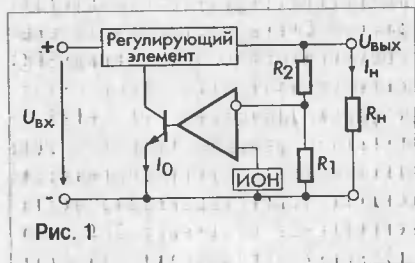


Рис. 1

на рис. 2. Внутри области, ограниченной штриховой линией, изображена эквивалентная схема регулирующего транзистора, включенного по схеме ОК. Усилитель преобразует ошибку регулирования DU в ток базы регулирующего транзистора. Представим передаточную функцию разомкнутого контура системы в виде

$$W_p(s) = \frac{K}{(s + s_1)(s + s_2)(s + s_3)} \quad (1)$$

Полос s_1 этой передаточной функции — доминирующий. Он определяется емкостью корректирующего конденсатора C_k . Полоса s_2 и s_3 начинают влиять на частотную характеристику стабилизатора на значительно более высоких частотах, за частотой среза системы. Полос s_2 обусловлен емкостью коллектор-база регулирующего транзистора $C_{кб}$:

$$s_2 = \frac{1}{\beta r_s C_{кб}} \quad (2)$$

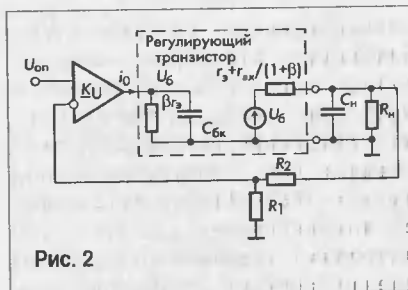


Рис. 2

где b — коэффициент усиления тока базы, r_s — дифференциальное сопротивление эмиттера.

Полос s_3 , в свою очередь, обусловлен емкостью нагрузки C_n :

$$s_3 = \frac{1}{\{R_n \parallel [r_s + r_{сх}(1 + \beta)]\} C_n} \approx \frac{1}{r_s C_n} \quad (3)$$

Типичные ЛЧХ п-р-п-стабилизатора приведены на рис. 3 [1]. Корректирующий конденсатор создает полюс s_1 передаточной функции разомкнутой петли, соответствующий частоте 100 Гц. От этого полюса ЛЧХ уменьшается со скоростью 20 дБ/дек до второго полюса s_2 , соответствующего частоте 3 МГц, который располагается за частотой среза, равной 1 МГц. Если первый полюс создает на частоте среза фазовое запаздывание на -90° , то

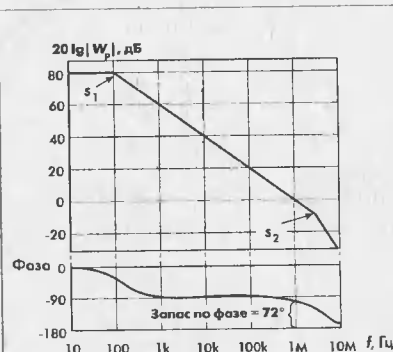


Рис. 3

второй полюс на этой же частоте вносит сдвиг всего лишь -18° . В результате запас устойчивости по фазе составит 72° , что является очень хорошим показателем.

Таким образом, п-р-п-стабилизаторы обладают хорошей устойчивостью и, как правило, не предъявляют никаких специальных требований к нагрузке. Серьезно ухудшить устойчивость может только подключение параллельно выходу стабилизатора конденсатора большой емкости (десятки микрофарад) с очень низким эквивалентным последовательным сопротивлением, например, бумажного или керамического.

Устойчивость МПН-стабилизаторов

К сожалению, с устойчивостью стабилизаторов с малым падением напряжения на регулирующем элементе (МПН-стабилизаторов или LDO-стабилизаторов в английской транскрипции) дело обстоит не так просто. Здесь регулирующий транзистор включен по схеме с общим эмиттером. Поэтому, во-первых, его выходное сопротивление гораздо выше, чем у транзисторного каскада с ОК, что уменьшает частоту полюса s_3 передаточной функции разомкнутого контура регулирования, обусловленного емкостью нагрузки (для п-р-п-стабилизатора — формула (3)) и делает его доминирующим. А во-вторых, частота, соответствующая полюсу s_2 , связанному с частотными свойствами регулирующего транзистора, заметно снижается за счет эффекта Миллера. Частота перегиба ЛЧХ МПН-стабилизатора, соответствующая полюсу s_3 ,

$$f_3 = \frac{1}{2\pi(R_n \parallel r_k) C_n} \approx \frac{1}{2\pi R_n C_n} \quad (4)$$

где r_k — дифференциальное сопротивление коллектора регулирующего транзистора.

На рис. 4 представлена упрощенная схема, а на рис. 5 — типич-

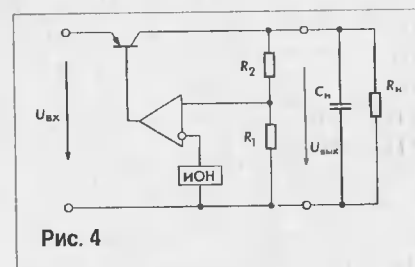


Рис. 4

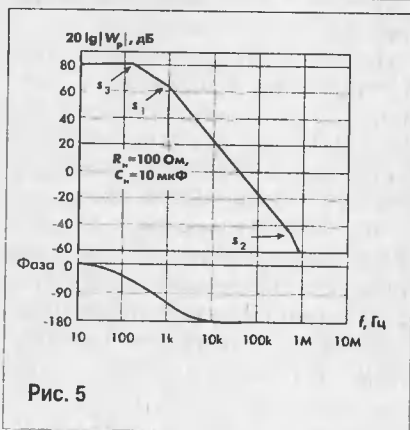


Рис. 5

ные ЛЧХ МПН-стабилизатора на 5 В/50 мА. Частота перегиба f_3 , соответствующая полюсу s_3 при номинальной нагрузке $R_n=100$ Ом и $C_n=10$ мкФ, равна 160 Гц. Конденсатор коррекции либо отсутствует, либо емкость его сильно уменьшена для сохранения полосы пропускания, поэтому частота перегиба ЛАЧХ, соответствующая полюсу s_1 , установлена равной 1000 Гц.

Анализ показывает, что система регулирования неустойчива: каждый из двух полюсов s_1 и s_3 создает фазовый сдвиг -90° на частоте среза (которая в этом примере составляет примерно 40 кГц), что в совокупности составляет -180° . Обеспечить необходимый запас устойчивости по фазе можно двумя способами. Первый из них — многократное уменьшение полюса s_1 путем включения корректирующего конденсатора большой емкости, чтобы вывести полюс s_3 за частоту среза. Это в данном случае приведет к катастрофическому ухудшению быстродействия.

Второй способ заключается в создании фазопережения в окрестности частоты среза, для чего нужно ввести ноль в передаточную функцию разомкнутого контура (1).

Наиболее просто этот ноль создается включением параллельно нагрузке оксидного конденсатора значительной емкости, имеющего существенное эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС) — параметр, присущий любому конденсатору. Оно характеризует потери энергии, связанные с переполаризацией диэлектрика в переменном электрическом поле. Конденсаторы с оксидным диэлектриком (алюминиевые, танталовые, ниобиевые) обладают наиболее существенным значением ЭПС, приходящимся на единицу номинальной реактивной

мощности. Схема замещения конденсатора с учетом ЭПС РЭП представлена на рис. 6.

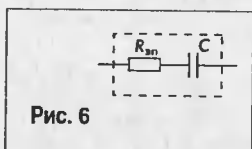


Рис. 6

передаточная функция разомкнутого контура системы примет вид

$$W_{p1}(s) = \frac{K_1(s+s_0)}{(s+s_1)(s+s_2)(s+s_3)} \quad (5)$$

$$\text{причем } s_0 = \frac{1}{R_{zp}C_n}$$

Если, например, в схеме включения на рис. 4 выходной конденсатор C_n имеет емкость 10 мкФ и $R_{zp}=1$ Ом, то излом ЛАЧХ в сторону уменьшения крутизны отрицательного наклона произойдет при частоте 16 кГц. Рисунок 7 показывает, что добавление соответствующего нуля в передаточную функцию сделает систему устойчивой, причем частота среза контура регулирования возрастет с 30 до 100 кГц, что положительно скажется на быстродействии.

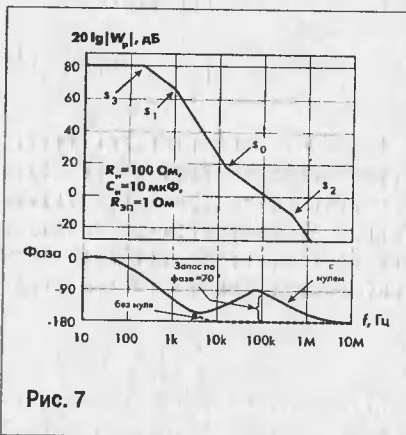


Рис. 7

Большинство из выпускаемых ныне МПН-стабилизаторов для устойчивой работы требуют, чтобы ЭПС выходного конденсатора находилось в пределах, определенных изготовителем. Для выбора необходимого значения ЭПС изготовители приводят в фирменной документации на ИМС стабилизаторов диаграммы, подобные той, что представлена на рис. 8 для стабилизатора TPS76350. Американцы называют эту диаграмму «туннель смерти». Из диаграммы следует, что для устойчивости стабилизатора при $C_n=4,7$ мкФ достаточно, чтобы РЭП находилось в пределах от 0,2 до 7 Ом.

Так как выходной конденсатор — средство для обеспечения устойчивой работы МПН-стабилизатора, то правильный его выбор очень важен. Большинство случаев самовозбуждения стабилизаторов этого типа в той или иной мере связано с неправильным выбором типа конденсатора.

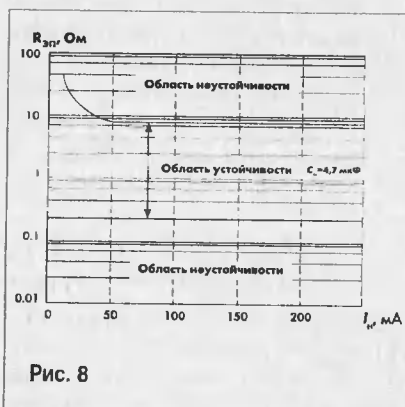


Рис. 8

Для рассмотренного примера с TPS76350 наилучшим является танталовый конденсатор, который при емкости 4,7 мкФ имеет ЭПС, равное 1,3 Ом при 25 °С, что соответствует примерно середине области устойчивости. Очень важным обстоятельством является то, что значение ЭПС конденсаторов этого типа в температурном диапазоне $-40...+125^\circ\text{C}$ меняется меньше, чем 2:1. Для алюминиевых электролитических конденсаторов характерно экспоненциальное увеличение ЭПС с понижением температуры, поэтому они не годятся для использования в промышленной и военной аппаратуре. Керамические конденсаторы большой емкости имеют, как правило, очень низкое ЭПС (менее 0,02 Ом) и могут вызвать самовозбуждение МПН-стабилизаторов.

Георгий Волович,
g_volovich@mail.ru

Литература

1. Ch. Simpson Linear Regulators: Theory Of Operation and Compensation // Application Note 1148. — National Semiconductor, May 2000.

Редакция журнала «Схемотехника» приглашает авторов к сотрудничеству.

По всем вопросам обращаться:
E-mail: editor@dian.ru
Телефон: (095) 737-9279

Гонорары выплачиваются для авторов, проживающих на территории СНГ.

(Продолжение. Начало — № 10/2001)

Интерфейсы с клавиатурой

Структура контроллера АТ-клавиатуры

Клавиатура состоит из матричного массива клавиш, микросхемы БИС контроллера клавиатуры (энкодера), трех светодиодов (Caps

Lock, Num Lock, Scroll Lock), кварцевого резонатора, имеющего, как правило, номинал 4 МГц, и резистивной сборки для подтяжки строчных входов сканирования микросхемы. В некоторых схемах кварцевый резонатор не используется,

поскольку в БИС применяется дешевая схема RC-генератора.

Среди производителей контроллеров наиболее известны тайваньская фирма Holtek (www.holtek.com), китайская фирма EMC и американская фирма USAR (www.usar.com). Обычно матрица клавиш имеет организацию 16 столбцов на 8 строк (Таблица 6). Контроллер Holtek имеет 18 столбцовых выводов. Строчные линии при сканировании являются входами. USAR

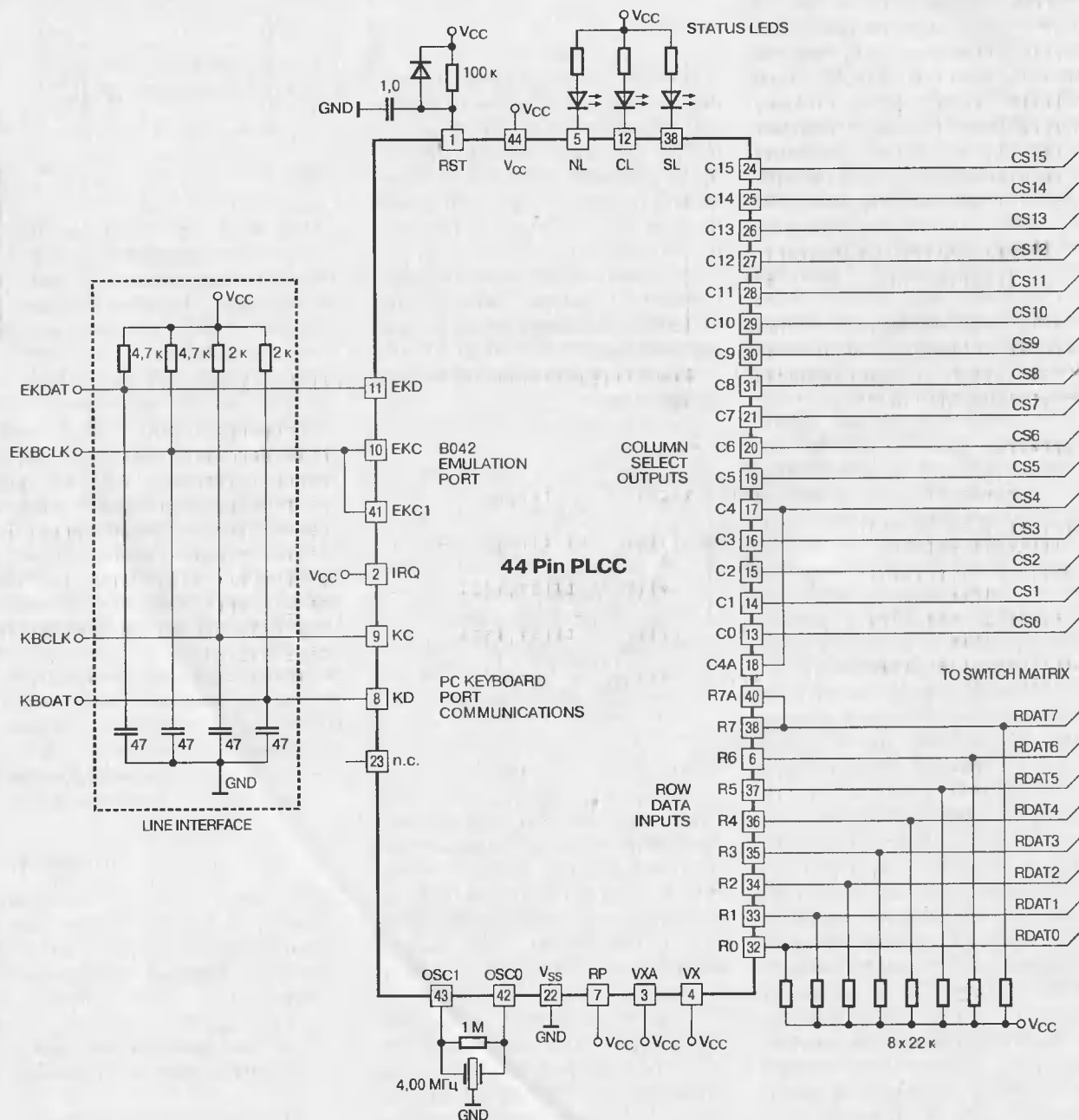


Рис. 10. Схема включения контроллера клавиатуры фирмы USAR

Таблица 6

	R0	R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7
C0	126				064		058	116
C1	017	016	031	110	046	131	001	002
C2	018	030	032	045	047	132	112	003
C3	019	114	033	115	048	133	113	004
C4	020	021	034	035	049	050	006	005
C5	023	022	037	036	052	051	007	008
C6	024	028	038	117	053	056	013	009
C7	025	118	039		054	APP	119	010
C8	026	027	040	041	042	055	012	011
C9	125			060		062		124
C10	014	015	029	122	043	123	120	121
C11	091	092	093	061	090	084	076	
C12	096	097	098	099	095	089	075	
C13	101	102	103	104	100	105	085	086
C14	106	107	108	083		079	080	081
C15		044	057					
C16		LWIN					KR	
C17	KL		RWIN					

В первых компьютерах периферийный интерфейс был реализован на

микросхеме 8255, позднее — на 8042 (адреса регистров 60h, 64h).

Рис. 11. Схема включения контроллера клавиатуры HT82K28A Holtek

выпускает семейство клавиатурных контроллеров как для внешних клавиатур компьютеров, так и для встроенных клавиатур ноутбуков.

Микросхемы контроллеров выпускаются в 40- и 44-выводных корпусах. Цоколевка и назначение выводов у разных производителей не совпадают. Ток потребления микросхем составляет 2...5 мА.

Ниже приведены примеры реализации схем контроллеров клавиатуры (рис. 10–13).

Интерфейс мыши и клавиатуры в ноутбуках

До сих пор мы рассматривали клавиатурный интерфейс со стороны клавиатуры. Связь с клавиатурой со стороны хоста организована с помощью микросхемы интерфейса с периферией, которая установлена на системной плате компьютера. Каждый прием скан-кода вызывает прерывание, соответствующее порту интерфейса с клавиатурой INT9. Процессор выполняет обслуживание прерывания и анализирует принятый скан-код. Программа обработки прерывания размещается в ROM BIOS.

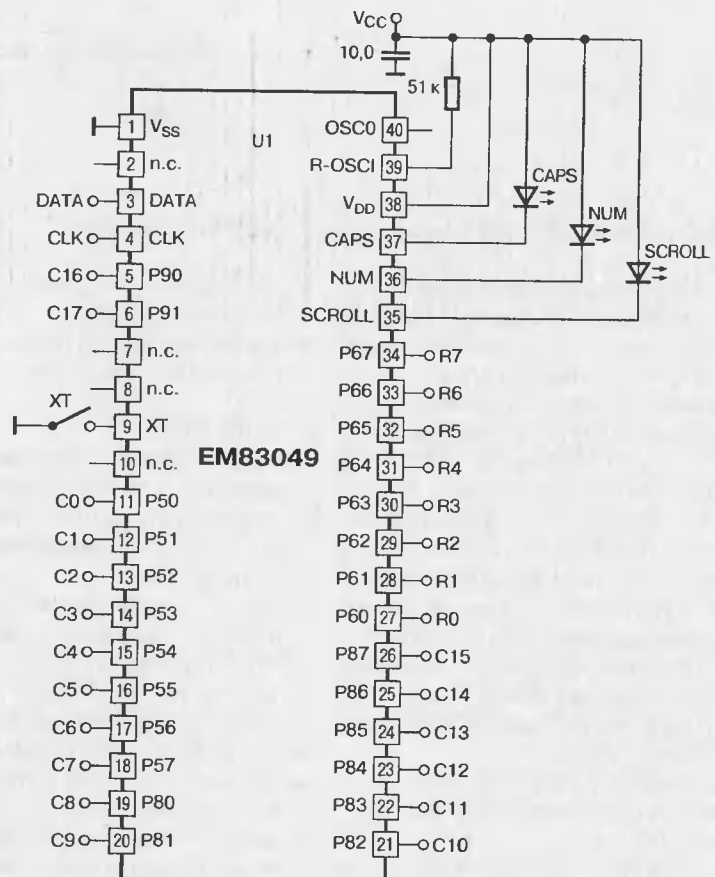


Рис. 12. Схема включения микросхемы EM83049 фирмы EMC и карта сканирования клавиатуры

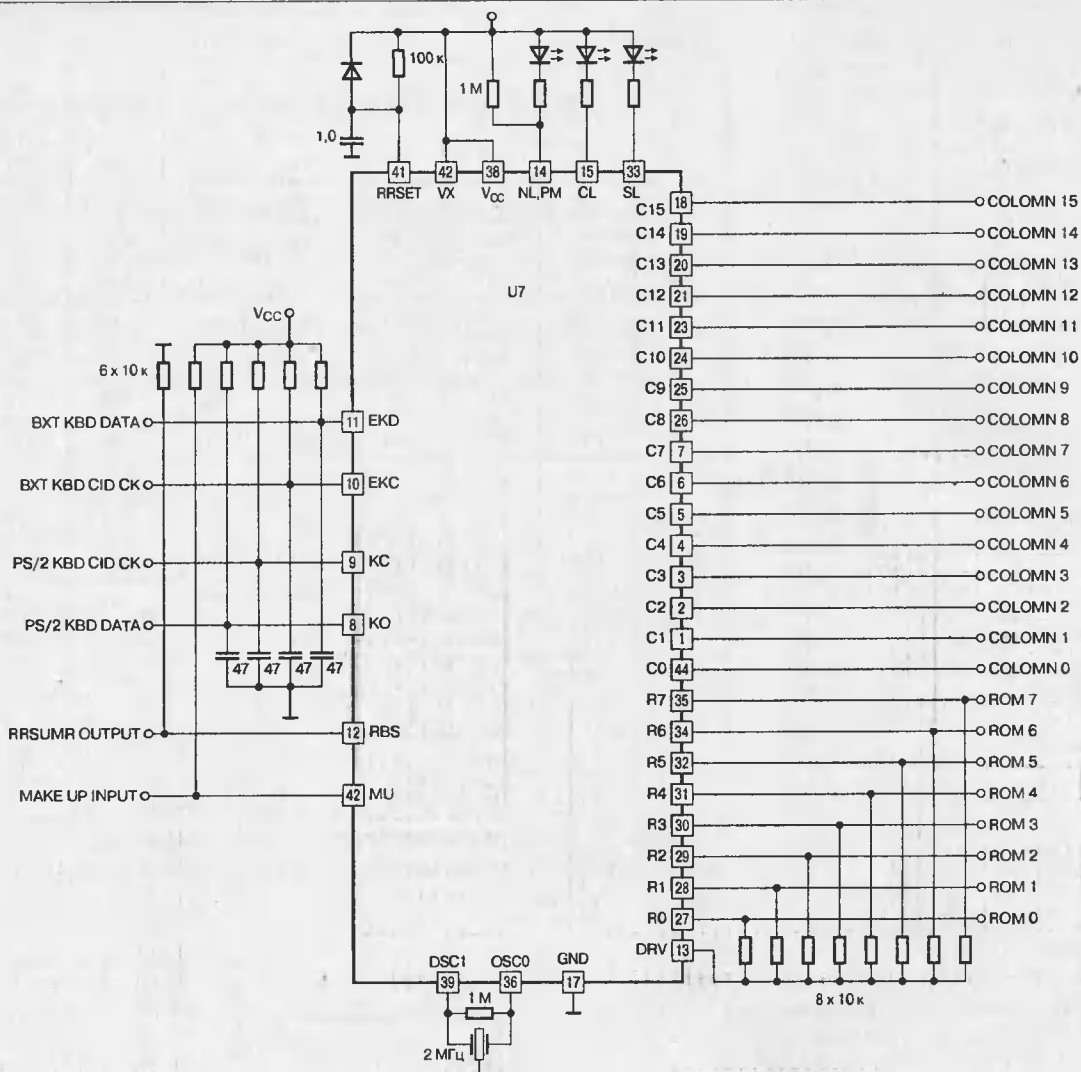


Рис. 13. Схема контроллера клавиатуры на основе БИС фирмы USAR

В современных материнских платах интерфейс с клавиатурой реализован на микросхеме периферийных интерфейсов, входящей в состав чипсета. В качестве примера такой реализации можно рассмотреть структуру микросхемы PC87570 National Semiconductor (рис. 14, табл. 7). Она предназначена для использования в портативных приложениях с низким энергопотреблением, например, в ноутбуках, и содержит управляющее ядро на основе 16-разрядного RISC-контроллера. С помощью микросхемы периферийного контроллера обеспечивается поддержка таких функций, как:

- интерфейс с шиной хоста;
- интерфейс с внешней клавиатурой (PS/2);
- интерфейс с мышью (PS/2);
- дополнительный интерфейс PS/2;
- управление энергопотреблением;
- интерфейс с памятью;

- интерфейс с часами реального времени I²C (RTC);
 - программируемый генератор системной частоты (синтез умножением исходной частоты 32768 Гц);
 - модуль обработки системных прерываний — 16 источников;
 - порты ввода/вывода — 76 индивидуально программируемых входов/выходов;
 - два 16-разрядных многофункциональных таймера с режимами PWM, Capture, Counter;
 - таймер для генерации прерываний по временным меткам;
 - сторожевой таймер Watchdog;
 - аналого-цифровой интерфейс — восемь 8-разрядных каналов;
 - цифро-аналоговый интерфейс — четыре 8-разрядных канала.
- Микросхема выпускается в 160-выводном корпусе PQFP или 176-выводном TQFP.

Реализация контроллера клавиатуры на основе контроллера Microchip PIC16C63

В отдельных случаях, когда необходимо реализовать функциональную клавиатуру с ограниченным числом клавиш или же создать заказную пленочную клавиатуру с нестандартной разводкой матрицы клавиш, имеет смысл вместо стандартной БИС клавиатурного энкодера использовать типовой программируемый контроллер, например контроллер фирмы Microchip (рис. 15). Сделать это несложно, вся необходимая для этого информация изложена в настоящей статье.

Программа содержит модуль сканирования клавиатуры, модули приема, передачи послышки данных, перекодировочную таблицу скан-кодов, модуль начальной инициализации, модуль логики обработки

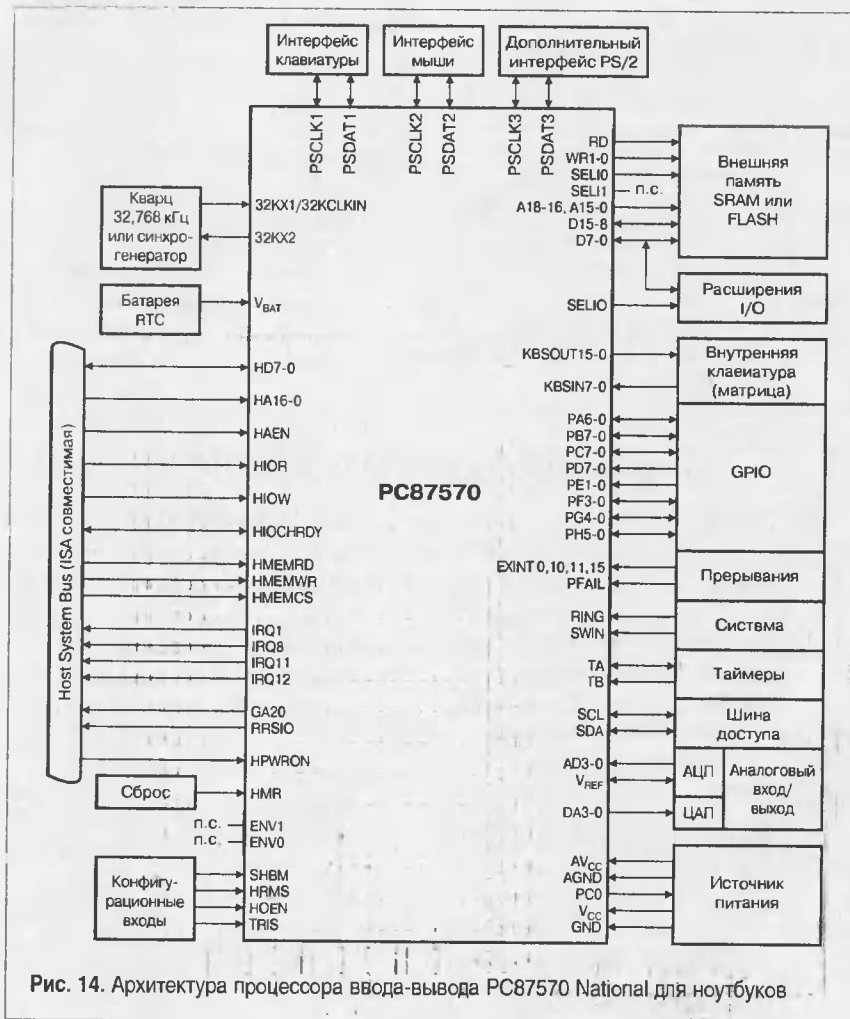


Рис. 14. Архитектура процессора ввода-вывода PC87570 National для ноутбуков

ситуаций с двумя и тремя одновременно нажатыми клавишами и т. д. Для сканирования используется метод, описанный в первой части статьи. Формат поддерживаемой клавиатуры — 8×12 (96 клавиш). Период сканирования составляет 30 мс. Ток потребления контроллера — не более 2 мА. Таблица скан-кодов размещается в нулевом банке памяти программ. Нумерация в таблице — 8 строк и 12 столбцов — a, b, c, d, e, f, g, h, i, j, k, l.

Look-up table скан-кодов

TABLE

:a

ADDWF	PCLF		
RETLW	H'76'	; Esc	
код счетчика 0			
RETLW	H'05'	; F1	1
RETLW	H'06'	; F2	2
RETLW	H'04'	; F3	3
RETLW	H'0C'	; F4	4
RETLW	H'03'	; F5	5
RETLW	H'0B'	; F6	6
RETLW	H'83'	; F7	7
:b			
RETLW	H'0E'	; ~	8
RETLW	H'16'	; 1	9
RETLW	H'1E'	; 2	10
RETLW	H'26'	; 3	11
RETLW	H'25'	; 4	12
RETLW	H'2E'	; 5	13
RETLW	H'36'	; 6	14
RETLW	H'3D'	; 7	15
:c			
RETLW	H'0D'	; Tab	16
RETLW	H'15'	; Q	
RETLW	H'1D'	; W	
RETLW	H'24'	; E	
RETLW	H'2D'	; R	
RETLW	H'2C'	; T	
RETLW	H'35'	; Y	
RETLW	H'3C'	; U	23
:d			
RETLW	H'58'	; Caps Lock	24
RETLW	H'10'	; A	
RETLW	H'1B'	; S	
RETLW	H'23'	; D	
RETLW	H'2B'	; F	
RETLW	H'34'	; G	
RETLW	H'33'	; H	
RETLW	H'3B'	; J	31
:e			
RETLW	H'12'	; SHIFT LEFT	32
RETLW	H'1A'	; Z	
RETLW	H'22'	; X	
RETLW	H'21'	; C	
RETLW	H'2A'	; V	
RETLW	H'32'	; B	
RETLW	H'31'	; N	
RETLW	H'3A'	; M	39
:f			
RETLW	H'14'	; CTNRL LEFT	40
RETLW	H'11'	; ALT LEFT	

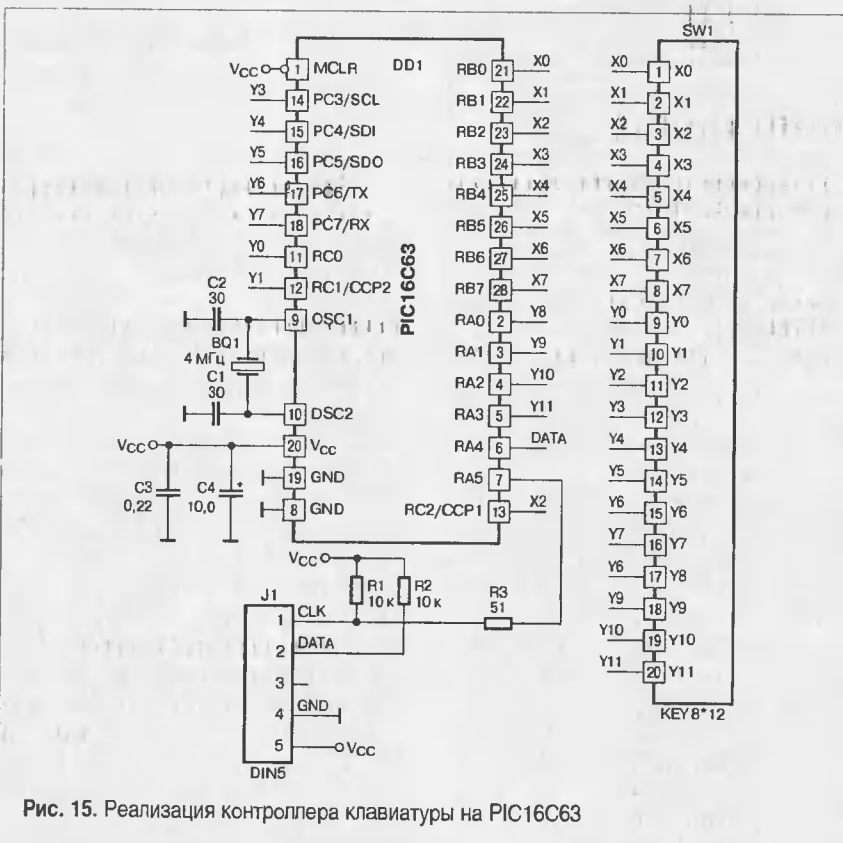


Рис. 15. Реализация контроллера клавиатуры на PIC16C63

Таблица 7. Стартовый протокол обмена «Хост — Клавиатура» при включении питания компьютера

Источник команды	Код команды	Комментарии
Клавиатура	AA	Самотестирование завершилось успешно
Хост	FF	Команда — «СБРОС»
Клавиатура	FA	ACK — подтверждение приема команды
Клавиатура	AA	Самотестирование клавиатуры завершилось успешно
Хост	F2	Запрос ID-устройства (первый раз от BIOS)
Клавиатура	AB	Первый байт ID-клавиатуры
Клавиатура	83	Второй байт ID-клавиатуры
Хост	ED	Управление светодиодами (зажигаем)
Клавиатура	FA	ACK — подтверждение приема команды
Хост	0	Код команды управления состоянием светодиодов (поджечь все три)
Клавиатура	FA	ACK — подтверждение приема команды
Хост	ED	Управление светодиодами (гасим)
Клавиатура	FA	ACK — подтверждение приема команды
Хост	2	Код команды управления состоянием светодиодов (горит Num Lock, остальные погашены)
Клавиатура	FA	ACK — подтверждение приема команды
Хост	F2	Запрос ID-устройства (второй раз — это от Windows)
Клавиатура	AB	Первый байт ID-клавиатуры
Клавиатура	83	Второй байт ID-клавиатуры
Хост	F2	Запрос ID-устройства (третий раз — опять от Windows)
Клавиатура	AB	Первый байт ID-клавиатуры
Клавиатура	83	Второй байт ID-клавиатуры
Хост	F3	Команда установки периода автоповтора клавиш
Клавиатура	FA	ACK — подтверждение приема команды
Хост	0	Код автоповтора
Клавиатура	FA	ACK — подтверждение приема команды

RETLW H'00' : NOTHING
 RETLW H'29' : BAR SPACE
 RETLW H'00' : NOTHING
 RETLW H'00' : NOTHING
 RETLW H'00' : NOTHING
 RETLW H'00' : NOTHING 47

RETLW H'77' : Pause Break 48
 RETLW H'7E' : Scroll Lock
 RETLW H'7C' : PrintScreen 50
 RETLW H'58' : F12
 RETLW H'78' : F11
 RETLW H'09' : F10
 RETLW H'01' : F9
 RETLW H'0A' : F8 55

RETLW H'61' : Home (реальный
 : код E061) 56

RETLW H'70' : Insert (реальный
 : код E070) 57
 RETLW H'66' : BackSpace
 RETLW H'55' : +
 RETLW H'4E' : -
 RETLW H'45' : 0
 RETLW H'46' : 9
 RETLW H'3E' : 8 63

RETLW H'69' : End (реально
 : E069) 64
 RETLW H'71' : Delete (реально
 : E071) 65

RETLW H'5D' : |или\
 RETLW H'5B' : ;
 RETLW H'54' : {
 RETLW H'4D' : P
 RETLW H'44' : O

RETLW H'43' : I 71
 RETLW H'7d' : page UP 72
 RETLW H'27' : WIN right E027 73
 RETLW H'00' : NOTHING
 RETLW H'5A' : ENTER
 RETLW H'52' : "
 RETLW H'4C' : '
 RETLW H'4B' : L
 RETLW H'42' : K 79

RETLW H'7A' : Page Down (реально E07A) 80
 RETLW H'00' : Nothing
 RETLW H'75' : arrow UP (реально E075) 82
 RETLW H'00' : NOTHING
 RETLW H'59' : SHIFT Right
 RETLW H'4a' : /?
 RETLW H'49' : >
 RETLW H'41' : < 87

RETLW h'00' : NOTHING 88
 RETLW h'74' : Arrow Right (реально E074) 89
 RETLW h'72' : Arrow Down (реально E072) 90
 RETLW h'6B' : Arrow left (реально E06B) 91
 RETLW h'14' : CNTRL Right (реально E014) 92
 RETLW h'11' : ALT RIGHT (реально E011) 93
 RETLW h'00' : NOTHING
 RETLW h'00' : NOTHING

Александр Самарин,
 samar@zelix.ru

Литература

- Four Channal Digital Voltmeter with Display and Keyboard. Microchip, Application. Note AN557, Stan D'Souza.
- Multiplexing LED Drive and 4x4 Keypad Sampling. Microchip, Application. Note AN529, Stan D'Souza.
- A clock design Using the PIC16C54 for LED Displays and Switch Inputs. Microchip, Application Note AN590, Dan Matthews.
- Implementing Wake-Up on Key Stroke. Microchip, Application. Note AN528, Stan D'Souza.
- А. В. Самарин Устройство для ввода информации. Авт. св. СССР № 1434420.
- А. В. Самарин Устройство для ввода информации. Авт. св. СССР № 1425237.
- EM83049 Keyboard Encoder. Datasheet EMC. www.emc.com.

8. EM83050 Keyboard Encoder. Datasheet EMC.
9. EM83053/BH Keyboard Encoder. Datasheet EMC.
10. Apple Desktop Bus (ADB™). Microchip Application Note AN591. Rob McCall.
11. HT82K28A Win98 Keyboard Encoder. Datasheet Holtek www.holtek.com.
12. AVR313 Interfacing the PC AT Keyboard. Atmel Application Note.
13. USAR KeyCoder family product specification. USARTM www.usar.com.
14. UR5HC_703_600_FG. USAR Serial Coder Low Power KeyBoard Encoder Interfaces RS-232.
15. UR5HCFJ8 USAR LapCoder Lower Power Keyboard Encoder for Notebooks/Laptops.
16. Interfacing the PC's Keyboard. Craig Peacock. www.beyond.org.
17. IBM Keyboard/Scan code FAQ. Richard Stewen Walz.
18. PC87570 Keyboard and Power Management Controller. Datasheet National Semiconductor.

Стандарты дисплейных интерфейсов

В статье приведен краткий обзор стандартов современных дисплейных интерфейсов, используемых для передачи видеoinформации между персональными компьютерами и мониторами.

Стандарт VGA аналогового дисплейного интерфейса

Цоколевка разъема, применяемая первоначально только фирмой IBM для своих изделий, стала фактически стандартом для остальных производителей дисплеев на многие годы. Первая версия стандарта IBM начала использоваться с 1987 г. В табл. 1 приведена цоколевка разъема дисплейного интерфейса IBM.

дителя. Через некоторое время число производителей и число моделей дисплеев стремительно выросло, и первоначальная система идентификации потребовала замены. Начиная с 1991 г., стала использоваться последовательная идентификационная шина DDC, имеющая в основе интерфейс I²C. Напряжение +5 В для питания схемы памяти, содержащей идентификационные данные дисплея, подавалось с платы видеоконтроллера

Таблица 1

№ выв.	Цоколевка оригинала	С каналом DDC	№ выв.	Цоколевка оригинала	С каналом DDC
1	Red	Red	9	Unused	+5 V
2	Green	Green	10	Sync Rtn	Sync Rtn
3	Blue	Blue	11	ID0	Unused
4	ID2	Unused	12	ID1	SDA
5	Test	Return	13	Hsync	Hsync
6	Red Rtn	Red rtn	14	Vsync	Vsync
7	Green Rtn	Green Rtn	15	ID3	SCL
8	Blue Rtn	Blue Rtn			

Для идентификации типа дисплея в ранних версиях стандарта сначала были задействованы три вывода разъема (выв. 15 не использовался), а позднее — уже четыре. Со стороны дисплея эти сигналы или оставались незадействованными, или же соединялись с общим проводом. Таким образом, с помощью 4-разрядного двоичного кода можно было получить всего 16 комбинаций для идентификации произво-

дителя. Через некоторое время число производителей и число моделей дисплеев стремительно выросло, и первоначальная система идентификации потребовала замены. Начиная с 1991 г., стала использоваться последовательная идентификационная шина DDC, имеющая в основе интерфейс I²C. Напряжение +5 В для питания схемы памяти, содержащей идентификационные данные дисплея, подавалось с платы видеоконтроллера

дителя. Через некоторое время число производителей и число моделей дисплеев стремительно выросло, и первоначальная система идентификации потребовала замены. Начиная с 1991 г., стала использоваться последовательная идентификационная шина DDC, имеющая в основе интерфейс I²C. Напряжение +5 В для питания схемы памяти, содержащей идентификационные данные дисплея, подавалось с платы видеоконтроллера

бывало разработки новых стандартов, обеспечивающих, с одной стороны, оптимизацию интерфейса сопряжения дисплеев с графическим контроллером, а также унификацию интерфейсов и конструктивных параметров дисплеев, с другой стороны. Разработкой этих стандартов в дальнейшем занималась Video Electronics Standards Association — организация, занимающаяся стандартизацией электрических и физических параметров дисплейных интерфейсов, больше знакомая нам как VESA. Кроме того, в разработке стандартов дисплейных интерфейсов приняли активное участие различные ассоциации производителей дисплейного оборудования, заинтересованные в унификации и стандартизации как интерфейсов, так и конструкций плоскопараллельных панелей, используемых в мониторах и ноутбуках.

Стандарт VESA EVC (Enhanced Video Connector) для поддержки цифровых и аналоговых видеоинтерфейсов

Стандарт VESA EVC был утвержден VESA в 1995 г. Разработчики стандарта стремились учесть как текущие интересы, так и тенденции развития технологии производства мониторов. Этим стандартом предусмотрены интерфейсы для «продвинутых» мониторов со встроенной цветной телекамерой, а также поддержкой стерео аудиовходов и выходов (микрофоны + звуковые колонки). Стандарт предусматривает использование различных интерфейсов (аналоговых и цифровых) для передачи аудио- и видеосигналов.

В качестве соединителя используется разъем Molex, особенность которого заключается в наличии двух полей контактов. Одно поле пред-

назначено для аналогового видео-интерфейса RGB, а второе — для поддержки высокочастотных видео-интерфейсов. Четыре контакта интерфейса RGB расположены в углах квадрата. Между контактами имеется крестовая ножевая земляной контакт (C5), который должен обеспечивать наилучшее согласование импедансов всех четырех линий сигналов к импедансу коаксиального кабеля. Стандарт обеспечивает поддержку интерфейсов USB и IEEE-1394. В интерфейсе предусмотрен видеовход для сигналов, кодированных в системе Y/C (яркость + цвет). Кроме того, стандартом поддерживается канал DDC-идентификации дисплея. Цоколевка разъема EVC приведена в табл. 2 и 3, а внешний вид — на рис. 1.



Рис. 1. Общий вид соединителя EVC

Затяя с разработкой и внедрением универсального стандарта, учитывающего, казалось бы, все потребности производителей дисплейного оборудования, пока не оправдалась. На настоящий момент стандарт не нашел широкого применения. Пока в секторе мультимедийных приложений не так много задач, которые бы требовали использования стандарта EVC. Использовать данный разъем

«на вырост» дороговато. Стоимость привычного VGA-разъема пока значительно меньше стоимости соединителя EVC.

Стандарт VESA Plug&Display для поддержки цифровых и аналоговых видеоинтерфейсов

Через некоторое время после утверждения стандарта EVC группа производителей компьютерного рынка предложила внести в него ряд усовершенствований, позволяющих обеспечивать лучшую поддержку цифровых дисплеев. Предложения вскоре были приняты VESA, и в 1997 г. на свет появился новый стандарт — Plug&Display.

Цифровой интерфейс основан на технологии TMDS фирмы Silicon Image «PanelLink». Назначение контактов разъема P&D частично совпадает с назначением контактов разъема стандарта EVC. Форма разъема P&D по сравнению с EVC-разъемом изменена таким образом, чтобы EVC-дисплеи могли подключаться к источнику EVC или P&D, а P&D-дисплей не мог быть подключен к источнику EVC-стандарта (табл. 4, 5 и рис. 2). Карта раскладки пиксел под-

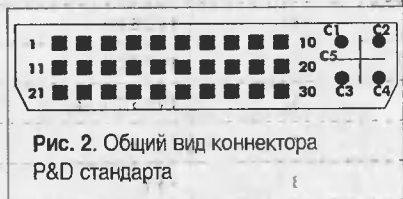


Рис. 2. Общий вид коннектора P&D стандарта

Таблица 2

№ выв.	Назначение	№ выв.	Назначение
1	Аудиовыход ПК	16	USB data+
2	Аудиовыход ЛК	17	USB data-
3	Обратный аудиовыход	18	USB/1394 экран
4	Sync Rin	19	1394 Vg
5	H.Sync	20	1394 Vg
6	V.Sync	21	Аудиовыход ПК
7	Не подкл.	22	Аудиовыход ЛК
8	Не подкл.	23	Обратный аудио вход
9	1394 пара A -	24	Stereo Sync
10	1394 пара A+	25	DDC return
11	Charge Power return	26	DDC Data SDA
12	Charge Power+	27	DDC Clock SCL
13	Видеовход Y	28	+5V DC
14	Обратный видеовход	29	1394 пара B+
15	Видео вход C	30	1394 пара B -

Таблица 3

№ выв.	Назначение
C1	Analog RED
C2	Analog Green
C3	Clock
C4	Analog Blue
C5	Analog Return

держивает оба режима для TFT-дисплеев — один пиксел за такт и два пиксела за такт синхронизации.

Стандарт DFP (Digital Flat Panel)

Этот стандарт первоначально был разработан фирмой Compaq и позднее утвержден VESA. Его цель — разработка простого цифрового интерфейса между персональным компьютером и внешним плоскочастотным монитором. Интерфейс DFP позволяет подключать компьютер к внешнему плоскочастотному цифровому монитору непосредственно, минуя преобразование видеосигнала из аналоговой формы в цифровую. Расстояние между компьютером и монитором может достигать 5 м. Стандарт определяет функции интерфейса со стороны графического контроллера хоста, управление конфигурацией дисплея и управление питанием монитора (энергосбережение). Для передачи данных используется технология TMDS. Интерфейс DFP основан на уже известном стандарте P&D. Для управления конфигурацией используются стандарты DDC и EDID. В качестве коннектора используется разъем mini-D MDR20 фирмы 3M (рис. 3, табл. 6). Стандарт поддерживает различные типы дисплеев и форматы экранов, включая DSTN и TFT, вплоть до 24-битового TFT-интерфейса. В дисплейных устройствах он может использоваться совместно с разъемом аналогового интерфейса VGA или же вместо него.

Стандарт VESA FPD-1 и 1B

Этот стандарт был утвержден в октябре 1999 г. Он определяет электрические параметры интер-

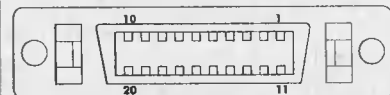


Рис. 3. Цоколевка разъема по стандарту DFP

Таблица 4

№ выв.	Назначение	№ выв.	Назначение
1	Digital Data TXOUT2+	16	USB data+
2	Digital Data TXOUT2-	17	USB data-
3	Digital Data TXOUT2 Rtn	18	USB/1394 shield
4	Sync Rtn/Clock Rtn	19	1394 Vg
5	H.Sync	20	1394 Vg
6	V.Sync	21	Digital Data TXOUT0+
7	Charge Power return	22	Digital Data TXOUT0-
8	Charge Power+	23	Digital Data TXOUT0 Rtn/shield
9	1394 napa A -	24	Stereo Sync
10	1394 napa A+	25	DDC return
11	Digital Data TXOUT1+	26	DDC Data SDA
12	Digital Data TXOUT1-	27	DDC Clock SCL
13	Digital Data TXOUT1 Rtn	28	+5V DC
14	Digital Clock CLK+	29	1394 pair B+
15	Digital Clock CLK-	30	1394 pair B -

Таблица 7

№	Назначение	№	Назначение
1	LD4	17	LD2
2	Vss	18	FPEN
3	LD5	19	LD3
4	FPFrame	20	NC
5	LD6	21	UD3
6	PFLINE	22	Vss
7	LD7	23	UD4
8	Vss	24	UD2
9	Vss	25	UD5
10	FPSHIFT	26	UD1
11	LD0	27	Vss
12	Vcon	28	UD0
13	LD1	29	UD6
14	Vdd	30	Vss
15	Vss	31	UD7
16	Vdd		

Таблица 5

№ выв.	Назначение
C1	Analog RED
C2	Analog Green
C3	Clock
C4	Analog Blue
C5	Analog Return

фейса, тип и цоколевку соединителей для пассивных матричных черно-белых и цветных ЖК-дисплеев. Стандарт был разработан с целью унификации параметров интерфейсов и соединителей для плоских дисплеев. В нем не регламентированы сигналы для идентификации типа дисплея. Электрические сигналы интерфейса — TTL-совместимые.

Цоколевка разъема для матричных ЖКЭ с пассивной адресацией стандарта FPD1-1 приведена на рис. 4 и в табл. 7.



Рис. 4

Приведем расшифровку обозначений:

- LD1...LD4 — полубайт шины данных (Lower Data) для загрузки столбцовых драйверов нижней половины экрана;
- UD1...UD4 — полубайт шины данных (Upper Data) для загрузки

Таблица 6

№ выв.	Назначение	№ выв.	Назначение
1	TMDS Data 1+	11	TMDS Data 2+
2	TMDS Data 1-	12	TMDS Data 2-
3	TMDS Data 1 Rtn	13	TMDS Data 2 Rtn
4	TMDS CLK +	14	TMDS Data 0+
5	TMDS CLK -	15	TMDS Data 0-
6	TMDS CLK Rtn	16	TMDS Data 0 Rtn
7	Ground	17	NC
8	+5 V	18	Hot Plug detect
9	NC	19	DDC Clock
10	NC	20	DDC Data

столбцовых драйверов нижней половины экрана;

- FPFrame — сигнал начала кадра;
- FPSHIFT — строб записи данных в столбцовые драйверы;
- PFLINE — сигнал строчной развертки;
- FPEN — сигнал выключения развертки;
- Vss — земляная шина питания;
- Vdd — напряжение питания драйверов;
- Vcon — напряжение регулировки контраста ЖКЭ.

В табл. 8 приведена цоколевка разъема для SVGA матричных ЖКЭ с 18-разрядным кодированием цвета стандарта FPD1-1B.

Стандарт VESA FPD1-2

Датой утверждения стандарта VESA FPD1-2 тоже стал октябрь

1999 г. Стандарт определяет электрические параметры интерфейса, тип и цоколевку разъема для плоских дисплеев с разрешением XGA и выше (табл. 9, рис. 5). В качестве базового соединителя выбран 20-контактный разъем фирмы AMP с шагом 1,25 мм.

Цель стандарта — нормировать параметры интерфейсов и соединителей для плоских дисплеев. В стандарте не регламентированы сигналы для идентификации типа дисплея. Электрические сигналы совместимы с TTL-логикой. Стандарт определяет также карту раскладки пикселей для TFT- и STN-дисплеев.

Расшифровка обозначений:

- VCON — вывод для регулировки контраста, используется только в STN-панелях;

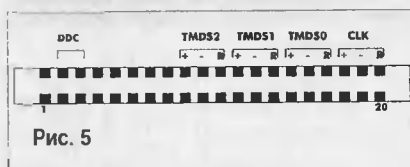


Рис. 5

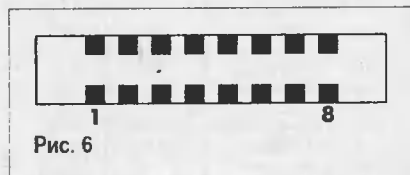


Рис. 6

- Vdd — питание выходных формирователей строчных и столбцовых драйверов ЖКЭ;
- Vdd1 — питание TMD5-приемников;
- DDC Clock и Data — сигналы канала для идентификации дисплея;
- TMD5 Data 0...2 ± — дифференциальные сигналы последовательного канала (три пары проводов);
- TMD5 Clock ± — дифференциальные сигналы тактирования последовательных данных;
- TMD5 Data 0...2 ± Rtn — каждая дифференциальная пара сигналов последовательных шин имеет свой отдельный провод земляной шины (возвратная земля).

Таблица 8

№ выв.	Назначение	№ выв.	Назначение
1	VSS	22	Vss
2	FPSIFT	23	Green3
3	VSS	24	Green4
4	PFLINE	25	Green5
5	FPFRAME	26	Vss
6	Vss	27	Vss
7	Vss	28	Vss
8	Vss	29	Blue0
9	Red0	30	Blue1
10	Red1	31	Blue2
11	Red2	32	Vss
12	Vss	33	Blue3
13	Red3	34	Blue4
14	Red4	35	Blue5
15	Red5	36	Vss
16	Vss	37	DRDY
17	Vss	38	NC
18	Vss	39	Vdd
19	Green0	40	Vdd
20	Green1	41	NC
21	Green2		

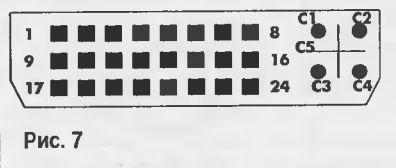


Рис. 7

В стандарте предусмотрено использование дополнительного 8-контактного разъема для мониторов приложений (рис. 6, табл. 10).

Стандарты SPWG 1.0 и SPWG 2.0

В 1999 г. ведущими производителями компьютерного оборудования — фирмами Compaq, Dell, Hewlett-Packard, IBM и Toshiba бы-

Таблица 9

№ выв.	Назначение	№ выв.	Назначение
1	VCONT (STN)	11	TMD5 Data 2 Rtn
2	+5 V power	12	TMD5 Data 1+
3	DDC Clock (SCL)	13	TMD5 Data 1-
4	DDC Data (SDA)	14	TMD5 Data 1 Rtn
5	Vdd (Panel drv.)	15	TMD5 Data 0+
6	Vdd1 (TMD5)	16	TMD5 Data 0-
7	Ground/return	17	TMD5 Data 0 Rtn
8	Ground/return	18	TMD5 Clock+
9	TMD5 Data 2+	19	TMD5 Clock-
10	TMD5 Data 2-	20	TMD5 Clock Rtn

Таблица 10

№ выв.	Назначение	№ выв.	Назначение
Pin	Signal	Pin	Signal
1	Vsync out	5	TMD5 CTL2 Out
2	H sync out	6	TMD5 CTL1 Out
3	Timing Valid	7	Ground/12V Return
4	Stereo/CTL3 out	8	+12V DC

ла основана ассоциация Standard Panel Working Group с целью координации разработки механических и интерфейсных стандартов для рынка ноутбуков. Ассоциация

Таблица 11

№ выв.	Назначение	№ выв.	Назначение
1	3.3 V power	11	LVDS 2-
2	3.3 V power	12	LVDS 2+
3	Ground	13	Ground
4	Ground	14	LVDS Clock-
5	LVDS0-	15	LVDS Clock+
6	LVDS0+	16	Ground
7	Ground	17	DDC Power
8	LVDS1-	18	Test Point
9	LVDS1+	19	DDC Clock
10	Ground	20	DDC Data

ей были разработаны два стандарта — SPWG 1.0 и SPWG 2.0.

Дата утверждения стандарта SPWG 1.0 — октябрь 1999 г. Его первый вариант определял конструктивные параметры для XGA 13,3-, 14,1- и 15-дюймовых панелей, электрические параметры LVDS-интерфейса, тип и цоколевку разъема (табл. 11), а также его конструктивное расположение на панели. Цель стандарта — нормирование и унификация конструктивных параметров ЖК-панелей, предназначенных для использования в ноутбуках производителей SPWG.

Дата выпуска стандарта SPWG 2.0 — сентябрь 2000 г. Версия 2.0 уточняла параметры для панелей, имеющих более высокое разрешение. Стандарт определяет максимальную толщину 5,5 мм для 13,3- и 14-дюймовых и 6,5 мм для 15-дюймовых панелей. В нем регламентированы конструктивные параметры панелей SXGA/UXGA с диагональю 13,3; 14,1 и 15 дюймов. Добавлен новый 30-контактный разъем, введены двойные каналы LVDS, добавлен канал идентификации панели (DDC) с отдельным питанием. Для XGA-панелей четные пары сигналов LVDS не используются. Данного стандарта в настоящее время придерживаются большинство производителей плоских экранов для ноутбуков. Цоколевка разъема по стандарту SPWG 2.0 приведена в табл. 12.

Стандарт DVI

Стандарт DVI разработан группой производителей Digital Display Wor-

Таблица 12

№ выв.	Назначение	№ выв.	Назначение
1	Ground	16	Ground
2	3.3 V power	17	Odd LVDS Clock –
3	3.3 V power	18	Odd LVDS Clock+
4	DDC 3.3V power	19	Ground
5	Test point	20	Even LVDS 0 –
6	DDC Clock	21	Even LVDS 0 +
7	DDC Data	22	Ground
8	Odd LVDS0 –	23	Even LVDS 1 –
9	Odd LVDS0 +	24	Even LVDS 1 +
10	Ground	25	Ground
11	Odd LVDS1 –	26	Even LVDS 2 –
12	Odd LVDS1 +	27	Even LVDS 2 +
13	Ground	28	Ground
14	Odd LVDS2 –	29	Even Clock –
15	Odd LVDS2 +	30	Even Clock +

Таблица 13

№ выв.	Назначение	№ выв.	Назначение
1	TMDS Data 2+	13	TMDS Data 3+
2	TMDS Data 2–	14	+5V
3	TMDS Data 2/4 Rtn	15	Ground power
4	TMDS Data 4–	16	Hot Plug Detect
5	TMDS Data 4+	17	TMDS Data 0–
6	DDC Clock SCL	18	TMDS Data 0+
7	DDC Data SDA	19	TMDS Data 0/5 Rtn
8	V.sync (analog)	20	TMDS Data 5–
9	TMDS Data 1–	21	TMDS Data 5+
10	TMDS Data 1+	22	TMDS CLK Rtn
11	TMDS Data 1/3 Rtn	23	TMDS CLK +
12	TMDS Data 3–	24	TMDS CLK –

Таблица 14

№ выв.	Назначение
C1	Analog RED
C2	Analog Green
C3	Analog Blue
C4	H.SYNC analog
C5	Analog Return

king Group, в которую вошли компании Intel, Silicon Image, Compaq, IBM, NEC.

Цоколевка разъема по стандарту DVI приведена на рис. 7 и в табл. 13, 14.

Александр Самарин,
samar@zelax.ru

Литература

1. Digital Interface For Displays B. Mayers SID 2001-07-04.
2. VESA Display Data Channel (DDC) Standard, Version 3.0, September 15, 1997.
3. VESA Extended Display Identification (EDID) Standard, Version 3.0, November 13, 1997.
4. VESA Plug and Display (P&D) Standard, Version 1.0, June 11, 1997.
5. VESA Display Monitor Timing Specifications (DMTS), Version 1.7, December 18, 1996.
6. VESA Digital Flat Panel (DFP). Version 1 Febr.14 1999.
7. DDWG. Digital Display Dual-EDID Implementation Guide. Rev.1 Jan. 2001.
8. DDWG. Digital Visual Interface DVI. Rev.1.0 April 1999.
9. VESA Plug and Display (P&DTM) Standard. Ver.1, Jan 1997.
10. Industry Standard Panels 13.3", 14.1" and 15.0". Mounting and Level Interface Requirements. SPWG. Ver.1, oct.1999.

Микроконтроллеры? Это же просто

Глава 4. Сопряжение микроконтроллера с индикаторами различных типов

Как уже упоминалось выше, система, в которой используется микроконтроллер, должна не только что-то измерять или чем-то управлять, но и, как правило, что-то отображать. В подавляющем большинстве случаев в качестве узла

отображения используются знакосинтезирующие индикаторы. Они могут быть жидкокристаллическими или светодиодными (остальные, например люминесцентные или электронно-лучевые, практически вышли из употребления). По способу формирования символов индикаторы могут быть 7-сегментными или матричными. Многие из них, в особенности жидкокристалличес-

кие, снабжены самостоятельными микроконтроллерами, существенно упрощающими работу с ними. В этом случае в обязанности разработчика входит лишь организация передачи информации от основного МК в контроллер индикатора, а все, что связано с отображением переданных символов, осуществляется последним. Светодиодные индикаторы снабжаются самостоятельными контроллерами гораздо реже, так как работа с ними намного проще. При этом для управления ими используются системы динамической индикации, которые, хотя

и требуют дополнительных аппаратных ресурсов, но все равно используют меньшее количество микросхем, чем системы с динамической индикацией без МК, на одной только жесткой логике.

Очевидно, что каких-либо стандартных правил сопряжения МК с индикаторами не существует, и в каждом конкретном случае они выполняются по-своему. Поэтому в настоящей главе вашему вниманию предлагаются схемы, алгоритмы и программы сопряжения микроконтроллеров с четырьмя наиболее типичными устройствами индикации. Разобравшись с ними, вы не только сможете использовать в дальнейшем в своих устройствах любой из этих индикаторов, но и опираясь на эти наработки самостоятельно сопрягать ваш МК с любым другим устройством индикации.

По-прежнему напоминаю, что хотя мы с вами еще не знакомились в полном объеме с системой команд микроконтроллера, тем не менее мы будем продолжать анализировать необходимые нам фрагменты программ. Систему команд мы рассмотрим в следующей главе. К этому моменту со многими инструкциями вы в той или иной степени уже столкнетесь, вследствие чего обстоятельное знакомство со всей системой команд и с особенностями каждой из них окажется для вас вполне посильной задачей. А ознакомившись с ними и с типичными примерами их использования в часто применяемых программах, вы будете уже в состоянии сделать первые шаги в самостоятельной разработке системы на основе МК.

Сопряжение с ЖКИ на основе контроллеров типа HT1611 фирмы Holtek

Мы начнем с этих индикаторов, потому что они наиболее простые из тех, с которыми вы познакомитесь в этой главе. Просты они не в смысле своего внутреннего устройства (внутри них есть свой микроконтроллер!), а в смысле аппаратного и программного сопряжения с пользовательским МК.

Внешний вид индикатора приведен на рис. 17. Он представляет собой двустороннюю печатную плату, с одной стороны которой смонтирован 10-разрядный 7-сегментный ЖК-дисплей, а с другой — многочисленные дополнительные компоненты, такие как контроллер, кварц

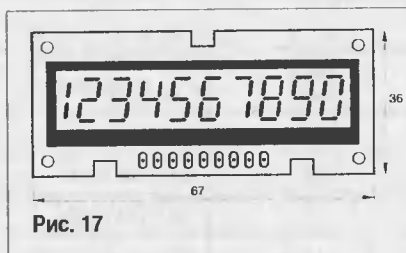


Рис. 17

и несколько емкостей. Размер индикатора — 67×36×6 мм. Отметим, что он разработан для использования в телефонных аппаратах среднего класса, и именно там эти изделия встречаются наиболее часто. Упомянутое назначение определило некоторые их технические особенности — отсутствие десятичной запятой, 1,5-вольтовое питание и крайне низкое энергопотребление. В силу этого подобные индикаторы хорошо подходят для систем с автономным питанием.

В нижней части индикатора расположены 8 контактных площадок, предназначенных для подачи питания и управляющих сигналов. Три из них не представляют для нас интереса, по крайней мере, на первых порах. А вот при помощи пяти оставшихся мы организуем работу индикатора.

Схема соединения индикатора с микроконтроллером приведена на рис. 18. Питающее напряжение

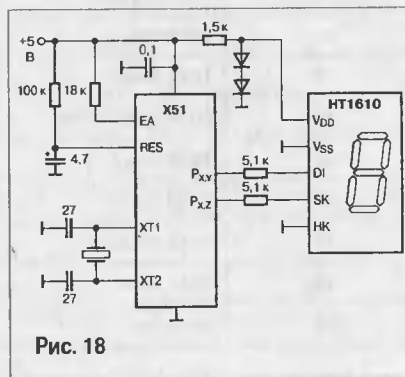


Рис. 18

(1,5 В) подается на вход Vdd индикатора, общий провод соединен с выводом Vss. На вход НК необходимо подать нулевой потенциал, это переводит микроконтроллер индикатора в режим внешнего управления. Передача информации

осуществляется по двум сигнальным линиям — DI и SK. Вы уже, наверное, догадались, что на вход DI наш МК передает требуемую для отображения информацию, бит за битом, а на вход SK — тактовые импульсы, информирующие индикатор о готовности бита на DI. Вышесказанное иллюстрируется рис. 19. Замечу, что с подобным способом обмена информацией мы уже встречались, когда рассматривали сопряжение МК с последовательным АЦП. В последнее время такой последовательный обмен стал чрезвычайно популярным в силу крайне малых аппаратных и программных затрат, требующихся для его реализации (для соединения МК и устройства необходимы всего два провода!). Кстати, в силу последнего обстоятельства такой интерфейс еще иногда называют двухпроводным (забывая, правда, об еще одной паре проводов, питания и земли).

Как следует из рис. 19, вначале наш МК должен передать индикатору четырехразрядный код цифры, которая должна быть отображена в крайнем слева разряде. За ним передается код цифры, отображаемой во втором слева разряде и т. д., вплоть до последнего, десятого. По завершении передачи SK нужно установить в 1. Кстати, хотя DI и можно после окончания передачи оставить как в нулевом, так и в единичном состоянии, лучше в подобных безразличных случаях оставлять его в 1 по той простой причине, что, например, вывод, по которому вы крайне нечасто передаете в индикатор данные, вам придется еще задействовать для приема каких-то данных. Ох, и намучаетесь же вы, пытаясь понять, почему в одном случае этот прием осуществляется нормально, а в другом — кое-как. А причина окажется крайне простой — оставленный на выводе после завершения передачи нолик будет шунтировать принимаемую информацию. Так что лучше стелить коврик заранее...

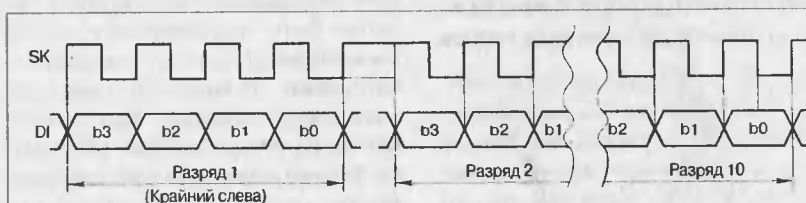


Рис. 19

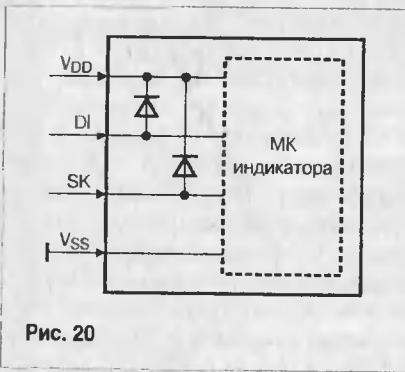


Рис. 20

Соответствие передаваемых кодов отображаемым цифрам приведено в табл. 1. Выбор, как видите, невелик — десяток цифр, пробел, знак минус, буквы F и P, да еще два ни с чем не ассоциирующихся символа. Чтобы не расстраиваться по поводу этой скудности, будем считать, что это — плата за предельную простоту работы с описываемым индикатором.

Как уже говорилось выше, номинальное питающее напряжение на индикаторе составляет 1,5 В. Оно формируется на цепочке, состоящей из резистора и двух включенных в прямом направлении кремниевых диодов широкого применения. При токе через диоды в пределах 2...3 мА суммарное падение напряжения на них составляет около 1,4 В, что на практике вполне приемлемо.

Еще один распространенный вариант — использовать вместо двух обычных диодов включенный в прямом направлении красный светодиод. Почему красный? Потому что на всех выпускавшихся в недавнем прошлом красных светодиодах падение напряжения в прямом направлении составляло примерно 1,6 В, в то время как на зеленых и желтых оно было 1,9 В. Однако в последние год-два получили широкое распространение красные светодиоды, выполненные по новой технологии, более яркие, но с падением напряжения в прямом направлении на уровне 1,9...2 В, а это для рассматриваемого индикатора уже многовато. Поэтому, чтобы не тратить время на поиски устаревших красных светодиодов, я рекомендую для питания индикатора использовать цепочку с обычными диодами типа КД503, КД 509, КД521 и т. д.

Еще один аспект — 5-вольтовые сигналы управления, формируемые микроконтроллером. На наш 1,5-вольтовый индикатор они должны приходиться с амплитудой не бо-

лее 1,7 В. Согласование по уровням осуществляется при помощи резисторов сопротивлением 43...68 кОм, включенных между выходами микроконтроллера и входами индикатора. Поскольку входы последнего, как видно из рис. 20, защищены диодами, величина единичного сигнала на этих входах не может оказаться больше, чем $V_{DD} + 0,3$ В. Собственно, что и требовалось...

Ну, вот и все об аппаратном сопряжении индикатора с нашим МК. Вроде бы и немного информации, но заняла она довольно много места. А что будет, когда мы доберемся до светодиодного матричного индикатора! Там ведь аппаратных особенностей на порядок больше. Ну да ладно, справимся.

Фрагмент подпрограммы INDVIV, осуществляющей программное сопряжение индикатора HT1610 с нашим МК, приведен ниже.

```
AD00 .EQU 30H
DATIND .EQU P1.0 ;к выводу DI
CLKIND .EQU P1.1 ;к выводу SK
```

INDVIV:

```
MOV A,AD00+7 ;старший разряд
ACALL SIMBOL1 ;второго числа
MOV A,AD00+6
ACALL SIMBOL1
MOV A,AD00+5
ACALL SIMBOL1
MOV A,AD00+4 ;младший разряд
ACALL SIMBOL1
MOV A,#0FH;код пробела
ACALL SIMBOL1
MOV A,#0FH;код пробела
ACALL SIMBOL1
MOV A,AD00+3 ;старший разряд
ACALL SIMBOL1 ;первого числа
MOV A,AD00+2
ACALL SIMBOL1
MOV A,AD00+1
ACALL SIMBOL1
MOV A,AD00+0 ;младший разряд
ACALL SIMBOL1
```

```
SETB DATIND
RET
```

SIMBOL1:

```
ANL A,#00001111B
CJNE A,#0,SIMB11
MOV A,#10
SJMP SIMB12
```

```
SIMB11: CJNE A,#0FH,SIMB12
MOV A,#0
```

```
SIMB12: CLR CLKIND
SWAP A
ACALL BIT1
ACALL BIT1
ACALL BIT1
ACALL BIT1
```

```
SETB CLKIND
RET
```

```
BIT1 RLC A
MOV DATIND,C ;выв. данных
;в ЖК-дисплей
SETB CLKIND ;импульс
CLR CLKIND ;защелкивания
RET
```

Для определенности предполагается, что на индикатор выводятся два четырехразрядных числа, цифры которых (в двоично-десятичном представлении) хранятся во внутреннем ОЗУ в ячейках памяти с адресами от AD00+3 (старший разряд первого числа) до AD00 (младший разряд; в данном примере символическому адресу AD00 присвоено численное значение 30H, AD00+1 — соответственно 31H и т. д.), и с адресами от AD00+7 (старший разряд второго числа) до AD00+4 (младший разряд; AD00+4 — это 34H, а AD00+7 соответственно 37H). Первое число выводится в четыре правых разряда индикатора, второе — в четыре левых, а в два средних (пятый и шестой) выводят пробелы, то есть там не отображаются никакие символы.

Таким образом, если ячейка с адресом 30H содержит число 07H, 31H — число 02H, 32H — число 05H, 33H — число 04H, а в следующих четырех ячейках с адреса 34H по 37H хранятся, соответственно, числа 08H, 00H, 01H и 02H, то при запуске подпрограммы INDVIV на индикатор HT1610 вы увидите (слева направо) числа 2108 и 4527, разделенные двумя пробелами.

Как вы уже, наверное, догадались, AD00 может быть любым из диапазона от 20H до 78H. Обратите внимание, младшие разряды отображаемых чисел хранятся в ячейке с младшими адресами (AD00 и AD00+4), а старшие разряды — в ячейках со старшими адресами (AD00+3 и AD00+7). Можно, конечно, и наоборот, но лично мне привычнее именно так.

Теперь по поводу самой подпрограммы INDVIV. Она организована следующим образом. Командами MOV A,AD00+n мы заносим в аккумулятор цифры, которые необходимо переслать в индикатор, а затем командами ACALL SIMBOL1 вызываем подпрограмму (ее блок-схема приведена на рис. 21), организующую пересылку. Обратите внимание, вызов подпрограммы осуще-

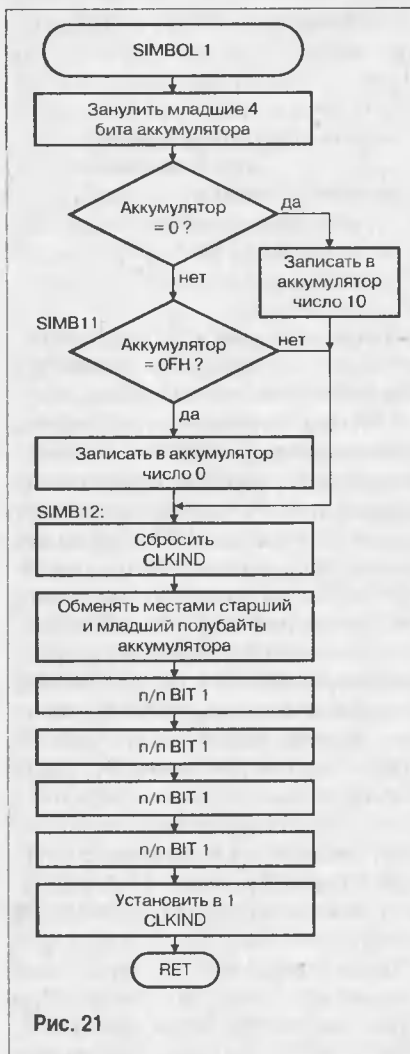


Рис. 21

ствляется командой ACALL, а не LCALL. Собственно, вызвать требуемую подпрограмму можно было бы и знакомой нам командой LCALL, но я специально поставил ACALL для знакомства. Последняя, более короткая, выполняется чуть быстрее, но применима только в тех случаях, когда вызываемая подпрограмма находится в том же 2-килобайтном куске памяти программ, что и команда, которая ее вызывает. До тех пор, пока вся написанная вами программа будет менее 2 КБ, можете, не задумываясь, вызывать подпрограммы командой ACALL, а не LCALL.

Теперь относительно того, как числа выводятся командой ACALL из аккумулятора в индикатор. Вспомните рис. 19. Мы должны вывести старший бит отображаемого числа на вход DI индикатора и перепадом из 1 в 0 на входе SK зашелкнуть его в HT1610. Затем нужно вывести на DI следующий бит и «ввести» (установить из 0 в 1) сигнал на SK. Сбросив затем SK в 0, мы зашелкнем в индикаторе второй

бит отображаемого числа и затем по тому же алгоритму — третий и четвертый.

Как это реализовано в подпрограмме SIMBOL1 — обратите внимание на ту ее часть, которая идет после метки SIMB12. Уже знакомая вам команда SWAP A меняет местами старшие и младшие 4 бита аккумулятора, то есть переносит выводимое число в старшую его тетраду. Далее вызывается подпрограмма BIT (ACALL BIT). Первая ее команда (RLC A) осуществляет так называемый циклический сдвиг аккумулятора влево через перенос. Звучит страшно, но не пугайтесь, сейчас я объясню, что это такое. При этом сдвиге самый старший, седьмой бит, аккумулятора пересылается в бит переноса CY, шестой — в седьмой, пятый — в шестой и т. д., вплоть до нулевого, который после этого сдвига окажется в первом бите. Ну а на место нулевого будет переслан бит, хранившийся до сдвига в CY. Таким образом, можно представить себе, что бит переноса в этой команде выступает в роли «совсем старшего», 9-го бита эдакого расширенного до 9 бит аккумулятора. В этой сложной конструкции осуществлен сдвиг содержимого каждого бита на одну позицию влево — из нулевой в первую, из первой — во вторую, ..., из шестой — в седьмую, из седьмой — в восьмую. Ну а что содержимое восьмого бита? Естественно, на освободившемся месте в бите 0. Сказанное наглядно иллюстрируется рис. 22.

Надеюсь, суть команды RLC A понятна. Тогда вернемся к нашим баранам. Напомню, что командой SWAP A мы обменяли местами старшие и младшие 4 бита аккумулятора, разместив выводимое в индикаторе число соответственно в 7-й, 6-й, 5-й и 4-й его разряды. Далее команда RLC A в подпрограмме ACALL BIT перенесла старший бит отображаемого числа из седьмого разряда аккумулятора в бит переноса. А что делает идущая за RLC A команда MOV DATIND,C? Правильно, переносит бит из CY на линию 0 порта P1 или, что то же самое, на вход DI-индикатора (напомню: DATIND.EQU P1.0). А далее команда SETB CLKIND «вводит» сигнал на входе SK индикатора, после чего команда CLR CLKIND «зашелкивает» выведенный бит в индикаторе. Все, подпрограмма ACALL BIT перенесла из аккумулятора в индикатор старший бит отображаемого числа.

А как выводится второй бит числа? Напомню, что команда RLC A в подпрограмме ACALL BIT не только перенесла старший бит отображаемого числа из седьмого разряда аккумулятора в бит переноса, но и также перекинула на место седьмого бита следовавший за ним шестой, то есть именно тот, который нам предстоит теперь вывести в индикатор. Поэтому нам просто нужно еще раз вызвать подпрограмму ACALL BIT, и она выведет в индикатор второй разряд числа, хранившийся после выполнения команды SWAP A в шестом разряде аккумулятора.

После второго вызова подпрограммы ACALL BIT в седьмом разряде аккумулятора окажется третий бит отображаемого числа, хранившийся после выполнения команды SWAP A в пятом разряде аккумулятора. Как нетрудно догадаться, вызвав в третий раз ACALL BIT, мы и его благополучно выведем в индикатор. Ну а четвертый вызов ACALL BIT завершит пересылку всей цифры. На этом подпрограмма ACALL SIMBOL1 завершается, о чем свидетельствует команда RET, идущая после четвертого вызова ACALL BIT.

Итак, мы уже поняли, что подпрограмма INDVIV командами MOV A, AD00+n заносит в аккумулятор цифры, которые необходимо переслать в индикатор, а затем командами ACALL SIMBOL1 осуществляет требуемую пересылку. Последнее действие реализуется той частью подпрограммы SIMBOL1, которая идет после метки SIMB12. А что делает та ее часть, которая размещается между этой меткой и началом подпрограммы?

Вспомним, что в двоично-десятичном представлении 0 — это 0000B, 1 — это 0001B, 2 — это 0010B и т. д. В то же время из таблицы отображаемых символов индикатора HT1610 (табл. 1) следует, что у него 0000B — это пробел, а для того, чтобы на нем отобразился 0, в него нужно переслать 1010B. Таким образом, нуль перед отображением нужно перекодировать. Иными словами, если подпрограмма перед отображением встретит 0000B, она должна заменить его на 1010B и только после этого осуществить пересылку символа в индикатор. Посмотрим, как это реализовано в подпрограмме SIMBOL1.

SIMBOL1:

```
ANL A,#00001111B
CJNE A,#0,SIMB11
```

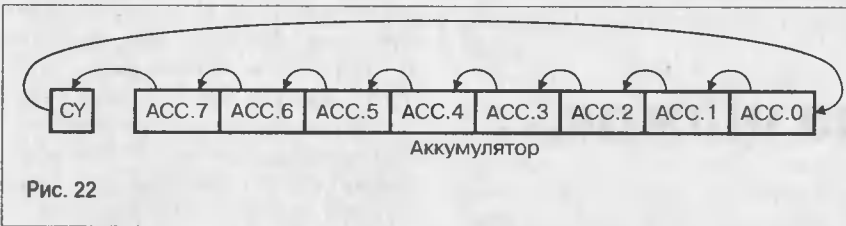


Рис. 22

Первой командой обнуляются находящиеся в аккумуляторе старшие 4 бита отображаемого числа — цифра в двоично-десятичном представлении должна быть 4-битной, от 0000B до 1001B, следовательно, биты с пятого по восьмой должны быть незначащими нулями. С этой командой мы уже знакомы. А вот следующая для нас еще нова. CJNE — это аббревиатура выражения Compare and Jump No Equal, что в переводе означает «сравнить и перейти, если не равно». В ходе выполнения этой команды микроконтроллер сравнивает содержимое аккумулятора с нулем (именно с цифрой 0, о чем нам напоминает символ # перед ней), и, если A не равно 0, переходит на выполнение той части программы, которая идет после метки SIMB11. О том, что находится в этой части программы — чуть позже. Пока же отметим, что переход туда осуществляется в том случае, если выводимое из аккумулятора в индикатор число не ноль. Ну а если в нем ноль (который нужно перекодировать)? Тогда МК выполняет команды, идущие непосредственно за CJNE A, #0, SIMB11:

```
MOV A, #10
SJMP SIMB12
```

Команда MOV A, #10 заносит в аккумулятор десятку, то есть именно ту цифру, которая, будучи пересланной в HT1610, отобразит в соответствующем его разряде ноль. Далее стоит команда SJMP SIMB12, предписывающая МК перейти на выполнение программы с метки SIMB12 (а там, как нетрудно увидеть, рассмотренная выше часть подпрограммы, непосредственно осуществляющая вывод цифры из аккумулятора в индикатор). То есть, как и предлагалось, при обнаружении перед выводом в HT1610 нуля МК заменяет его на 1010 B, и только потом осуществляет пересылку.

```
SIMB11: CJNE A, #0FH, SIMB12
MOV A, #0
SIMB12:
```

Как видите, еще одно сравнение, на этот раз — с цифрой 0FH. Если содержимое аккумулятора не равно 15 (0FH=15), то МК перейдет на выполнение программы с метки SIMB12, то есть на вывод цифры из аккумулятора в индикатор. А если в аккумуляторе было число 0FH, то мы заменим его на 0, соответствующий пробелу. Зачем это?

Таблица 1

Бит 3(b3)	Бит 2(b2)	Бит 1(b1)	Бит 0(b0)	Символ
0	0	0	0	Пробел
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	0	0
1	0	1	1	F
1	1	0	0	
1	1	0	1	
1	1	1	0	P
1	1	1	1	-

Конечно, этого можно было бы и не делать. Но во многих дешифраторах, используемых, в частности, со светодиодными 7-сегментными индикаторами (например, серии 514), подача на вход числа 0FH приводит к погасанию всех сегментов (отображению пробела). Если нам при работе с таким индикатором нужно погасить то или иное его знакоместо, достаточно в соответствующую ему ячейку памяти занести 0FH, и при выводе этого числа

в индикатор нужный разряд погаснет. Но это при использовании индикатора с дешифратором типа 514ИД1(2). А если нам захотелось в новой разработке поменять светодиодный индикатор на HT1610? Тогда нужно либо искать в нашей программе все те места, где для погашения разряда индикатора мы заносим в соответствующую ячейку памяти число 0FH, и заменять 0FH на 0 либо сделать лишь одну перекодировку — в подпрограмме вывода числа в индикатор. Второй случай, естественно, предпочтительнее — основная программа везде, где надо, гасит разряды индикатора записью в ОЗУ числа 0FH, и не задумывается, какой индикатор будет подсоединен к микроконтроллеру, а все нюансы индикатора учитывает обслуживающая его программа. Захотели сменить индикатор — перепишите лишь подпрограмму работы с ним. При этом вы наверняка сделаете меньше ошибок, чем если будете перелопачивать под новый индикатор всю свою программу. Так что привыкайте к подобной унификации, это сэкономит вам массу времени и нервов.

Итак, мы познакомились со всем, что необходимо знать для разработки аппаратного и программного сопряжения нашего МК семейства x51 с ЖКИ на основе контроллера HT1611 фирмы Holtek. Как я уже говорил, это самый простой индикатор с точки зрения его сопряжения с МК. Следующим пунктом нашей программы будет сопряжение микроконтроллера с многоразрядным 7-сегментным светодиодным индикатором, то есть с самым простым представителем многоразрядных знаковинтегрирующих светодиодов.

Александр Фрунзе,
alex.fru@mtu-net.ru

Продолжение следует



Московский Технический Университет Связи и Информатики (МТУСИ)

поставляет со склада и на заказ

РАДИОКОМПОНЕНТЫ 700 ФИРМ США

Mini-Circuits, RFMD, Peregrine, Synergy, Stanford MD, Hittite, Z-Comm, Micronetics, RFM, Vari-L, Modco, CEL, Rogers, M/A-COM, Alpha, Watkins-Johnson, Intersil, Dow Key, Hirose, K&L, Magnum, Stellex, Sawtek, ATC, CTI, Cougar, Micro Lambda, Coilcraft, Qualcomm и др.

111024, Москва, Авиамоторная, 8 (м.Авиамоторная)
Sales@radiocomp.com.ru, тел.(095)361-0416, 361-0904

На нашем сайте в Интернет <http://www.radiocomp.com.ru> представлена база данных радиокomпонентов, сведения об их наличии на складе и ссылки на сайты фирм производителей.

(Окончание. Начало — № 10/2001)

Раз шажок, два шажок...

Практический пример контроллера шагового двигателя на основе микроконтроллера семейства AVR

Несмотря на то что в настоящее время существует большое количество специализированных микросхем для управления шаговыми двигателями, в отдельных случаях можно обойтись и без них. Когда не предъявляется слишком жестких требований, контроллер можно реализовать полностью программно. При этом стоимость такого устройства получается очень низкой.

Предлагаемый контроллер предназначен для управления униполярным шаговым двигателем со средним током в фазе до 2,5 А. Он может быть использован для управления как распространенными шаговыми двигателями типа ДШИ-200-1, -2, -3, так и для управления менее мощными двигателями, например такими, которые применя-

лись для позиционирования головок в 5-дюймовых дисководах. При этом схему можно упростить, отказавшись от параллельного включения ключевых транзисторов и от ключевой стабилизации тока, так как для маломощных двигателей достаточно простого L/R-питания.

Основой устройства (рис. 30) является микроконтроллер U1 типа AT90S2313 фирмы Atmel. Сигналы управления фазами формируются на портах PB4-PB7 программно. Для коммутации обмоток двигателя используются по два включенных параллельно полевых транзистора типа КП505А, всего 8 транзисторов (VT1-VT8) в корпусе ТО-92. Эти транзисторы могут коммутировать ток до 1,4 А, сопротивление канала составляет около 0,3 Ом. Для того чтобы транзисторы оставались закрытыми во время действия сигнала «сброс» микроконтроллера (порты в это время находятся в высокоимпедансном состоянии), между затворами и истоками включены

резисторы R11-R14. Для ограничения тока перезарядки емкости затворов установлены резисторы R6-R9. Данный контроллер не претендует на высокие скоростные характеристики, поэтому вполне устраивает медленный спад тока фаз, который вызван шунтированием обмоток двигателя диодами VD2-VD5. Для подключения шагового двигателя имеется 8-контактный разъем XP3, который позволяет подключить двигатель, имеющий два отдельных вывода от каждой обмотки, например, ДШИ-200. Для двигателей с внутренним соединением обмоток один или два общих контакта разъема останутся свободными.

Необходимо отметить, что контроллер может быть использован для управления двигателем с большим средним током фаз. Для этого необходимо лишь заменить транзисторы VT1-VT8 и диоды VD2-VD5 более мощными. Причем в этом случае параллельное включение транзисторов можно не использовать. Наиболее подходящими являются МОП-транзисторы, управляемые логическим уровнем. Например, КП723Г, КП727В и др.

Стабилизация тока фаз осуществляется с помощью ШИМ, которая также реализована программно. Для этого используются два

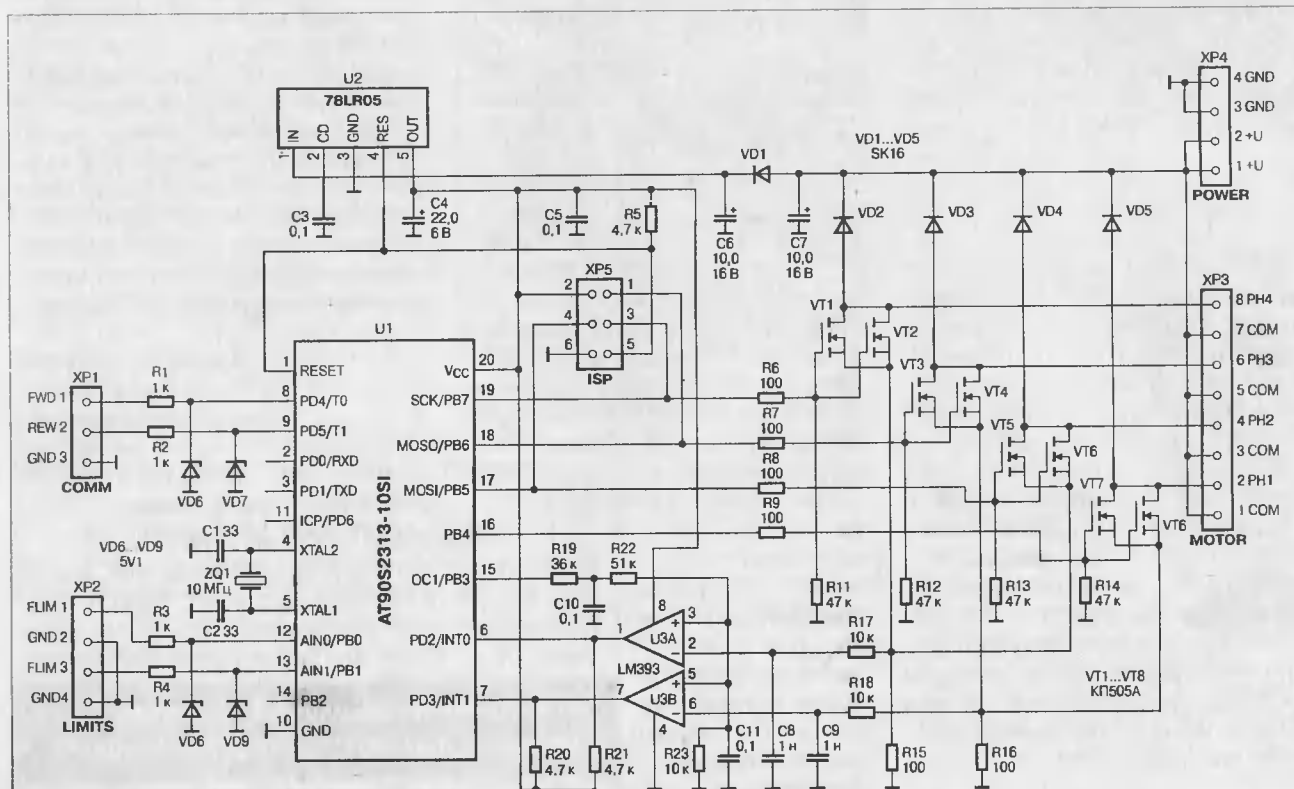


Рис. 30

датчика тока, каждый из которых обслуживает две неперекрывающиеся фазы. Сигналы датчиков тока через ФНЧ R17C8 и R18C9 поступают на входы компараторов U3A и U3B. ФНЧ предотвращают ложные срабатывания компараторов вследствие действия помех. На второй вход каждого компаратора должно быть подано опорное напряжение, которое и определяет пиковый ток в фазах двигателя. Это напряжение формируется микроконтроллером с помощью встроенного таймера, работающего в режиме 8-битной ШИМ. Для фильтрации сигнала ШИМ используется двухзвенный ФНЧ R19C10 R22C11. Одновременно резисторы R19, R22 и R23 образуют делитель, который задает масштаб регулирования токов фаз. В данном случае максимальный пиковый ток, соответствующий коду 255, выбран 5,11 А, что соответствует напряжению 0,511 В на датчиках тока. Учитывая тот факт, что постоянная составляющая на выходе ШИМ меняется от 0 до 5 В, необходимый коэффициент деления примерно равен 9,7. Выходы компараторов подключены к входам прерываний микроконтроллера INT0 и INT1.

Для управления работой двигателя имеются два логических входа: FWD (вперед) и REW (назад), подключенных к разъему XP1. При подаче НИЗКОГО логического уровня на один из этих входов двигатель начинает вращаться на заданной минимальной скорости, постепенно разгоняясь с заданным постоянным ускорением. Разгон завершается, когда двигатель достигает заданной рабочей скорости. Если подается команда изменения направления вращения, двигатель с тем же ускорением тормозится, затем реверсируется и снова разгоняется.

Кроме командных входов имеются два входа для концевых выключателей, подключенных к разъему XP2. Концевой выключатель считается сработавшим, если на соответствующем входе присутствует НИЗКИЙ логический уровень. При этом вращение в данном направлении запрещено. При срабатывании концевого выключателя во время вращения двигателя он переходит к торможению с заданным ускорением, а затем останавливается.

Командные входы и входы концевых выключателей защищены от перенапряжений цепочками R1VD6, R2VD7, R3VD8 и R4VD9, со-

стоящими из резистора и стабилизатора.

Питание микроконтроллера формируется с помощью микросхемы стабилизатора 78LR05, которая одновременно выполняет функции монитора питания. При понижении напряжения питания ниже установленного порога эта микросхема формирует сигнал «сброс» микроконтроллера. Питание на стабилизатор подается через диод VD1, который вместе с конденсатором C6 снижает пульсации, вызванные коммутациями относительно мощной нагрузки, которой является шаговый двигатель. Питание на плату

подается через 4-контактный разъем XP4, контакты которого задублированы.

Демонстрационная версия программы позволяет осуществлять разгон и торможение двигателя с постоянным ускорением, а также вращение на постоянной скорости в полношаговом или полушаговом режиме. Эта программа содержит весь необходимый набор функций и может быть использована как базовая для написания специализированных программ. Поэтому имеет смысл рассмотреть ее структуру более подробно.

Главной задачей программы является формирование импульсных последовательностей для четырех фаз двигателя. Поскольку для этих последовательностей временные соотношения являются критичными, формирование выполняется в обработчике прерывания таймера 0. Можно сказать, основную работу программа выполняет именно в этом обработчике. Блок-схема обработчика приведена на рис. 31. Несомненно, было бы удобнее использовать таймер 1, так как он 16-разрядный и способен вызывать периодические прерывания по совпадению с автоматическим обнулением. Однако он занят формированием с помощью ШИМ опорного напряжения для компараторов. Поэтому приходится перезагружать таймер 0 в прерывании, что требует некоторой корректировки загружаемой величины и вызывает некоторый джиттер, который, однако, на практике не мешает. В качестве основной временной базы выбран интервал 25 мкс, который и формируется таймером. С такой дискретностью могут формироваться временные последовательности фаз, такой же период имеет и ШИМ стабилизации тока в фазах двигателя.

Для формирования периода повторения шагов используется программный 16-разрядный таймер STCNT. В отличие от таймера 0 его загрузочная величина не является константой, так как именно она определяет скорость вращения двигателя. Таким образом, переключение фаз происходит только при переполнении программного таймера.

Последовательность чередования фаз задана таблично. В памяти программ микроконтроллера имеются три разные таблицы: для полношагового режима без перекрытия фаз, полношагового с перекрытием и для полушагового режи-

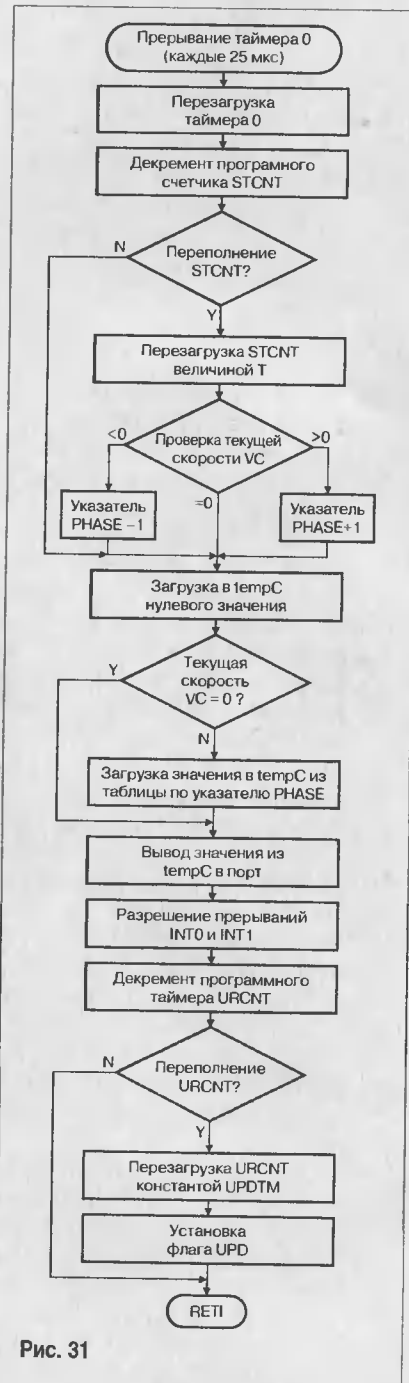


Рис. 31



Рис. 32

ма. Все таблицы имеют одинаковую длину — 8 байт. Нужная таблица в начале работы загружается в ОЗУ, что обеспечивает наиболее простой переход между разными режимами работы двигателя. Выборка значений из таблицы происходит с помощью указателя PHASE, поэтому переключение направления вращения двигателя тоже осуществляется очень просто: для вращения вперед требуется инкрементировать указатель, а для вращения назад — декрементировать.

Самая «главная» переменная в программе — это 24-битная знаковая переменная VC, которая содержит значение текущей скорости. Знак этой переменной определяет направление вращения, а значение — частоту следования шагов. Нулевое значение этой переменной говорит о том, что двигатель остановлен. Программа в этом случае выключает ток всех фаз, хотя во многих приложениях в этой ситуации требуется оставить включенными текущие фазы и лишь несколько уменьшить их ток, обеспечив этим удержание положения двигателя. При необходимости такое изменение логики работы программы сделать очень просто.

Таким образом, в случае переполнения программного таймера STCNT происходит анализ значения переменной VC, в случае положительного значения указатель PHASE инкрементируется, а в случае отрицательного — декрементируется. Затем из таблицы выбирается очередная комбинация фаз, которая выводится в порт. В случае нулевого значения VC указатель PHASE не изменяется, и в порт выводятся все нулевые значения.

Величина T, которой следует загружать таймер STCNT, однозначно связана со значением переменной

VC. Однако перевод частоты в период занимает довольно много времени, поэтому эти вычисления производятся в основной программе, и не на каждом шаге, а гораздо реже. Вообще, эти вычисления нужно периодически производить только во время разгона или торможения. В остальных случаях скорость и, соответственно, период повторения шагов, не меняются.

Для осуществления ШИМ-стабилизации тока фазы должны периодически включаться, а затем при достижении током заданного уровня выключаться. Периодическое включение производится в прерывании таймера 0, для чего даже в

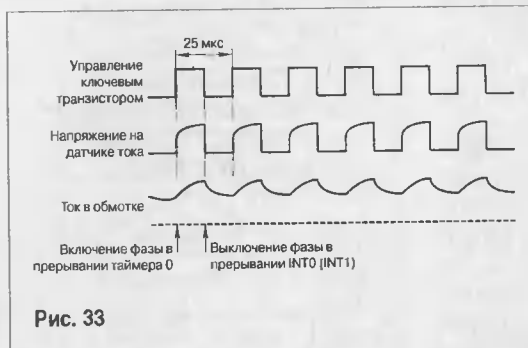


Рис. 33

случае отсутствия переполнения программного таймера STCNT в порт выводится текущая комбинация фаз. Происходит это с периодом 25 мкс (что соответствует частоте ШИМ 40 кГц). Выключением фаз управляют компараторы, выходы которых подключены к входам прерывания INT0 и INT1. Прерывания разрешаются после того, как ток фаз включается, и запрещаются сразу после переключения компараторов. Это исключает их повторную обработку. В обработчиках прерываний происходит только отключение соответствующих фаз (рис. 32).

Процессы, происходящие при ШИМ-стабилизации тока, показаны на рис. 33. Особо следует отметить, что ток в датчике тока имеет прерывистый характер даже в том случае, если ток обмотки не прерывается. Это связано с тем, что во время спада тока его путь не проходит через датчик тока (а проходит через диод).

Необходимо отметить, что аналоговая часть системы ШИМ-стабилизации тока фаз двигателя является довольно «капризной». Дело в том, что сигнал, снимаемый с датчика тока, содержит большое количество помех. Помехи возникают в основном в моменты ком-

мутации обмоток двигателя, причем как «своей», так и «чужой» фазы. Для правильной работы схемы требуется корректная разводка печатной платы, особенно это касается земляных проводников. Возможно, придется подобрать номиналы ФНЧ на входе компаратора или даже ввести в компаратор небольшой гистерезис. Как уже отмечалось выше, при управлении маломощными двигателями от ШИМ-стабилизации тока можно вообще отказаться, применив обычную L/R-схему питания обмоток. Для исключения ШИМ-стабилизации достаточно просто отключить входы INT0 и INT1 микроконтроллера.

Естественно, при этом можно вообще не устанавливать компаратор и датчики тока.

В данной программе периодичность вычисления новых значений скорости и периода выбрана равной 15,625 мс. Такое значение выбрано не случайно. Этот интервал составляет 1/64 с, а главное, он содержит целое

число периодов переполнения таймера 0 (25 мкс). Удобно, если значения скорости и ускорения задаются в естественных единицах, то есть в шагах в секунду и в шагах, деленных на секунду в квадрате. Для того чтобы иметь возможность в целочисленной арифметике вычислять мгновенную скорость 64 раза в секунду, нужно перейти к внутреннему представлению скорости, увеличенному в 64 раза. Умножение и деление на 64 сводится к обычным сдвигам и поэтому требует очень мало времени. Заданную периодичность вычислений обеспечивает еще один программный таймер URCNT, который декрементируется в прерывании таймера 0 (один раз в 25 мкс). Этот таймер всегда загружается постоянной величиной, что обеспечивает неизменный период его переполнений, равный 15,625 мс. При переполнении этого таймера устанавливается битовый флаг UPD, который сигнализирует основной программе, что «пора бы обновить значения скорости и периода».

Основная программа (рис. 34) выполняет вычисление мгновенных значений скорости и периода следования шагов, обеспечивая необходимую кривую разгона. В данном случае разгон и торможение осу-

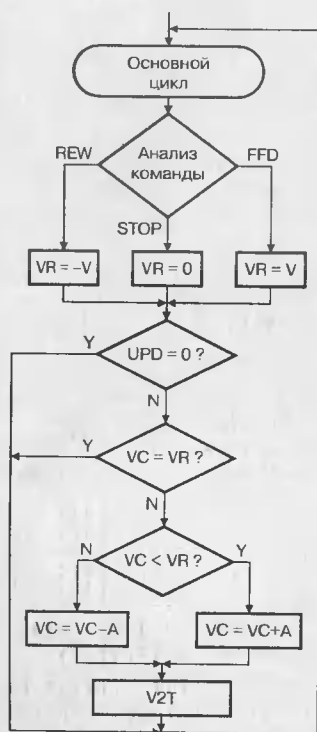


Рис. 34

ществляются с постоянным ускорением, поэтому скорость меняется линейно. Период при этом меняется по гиперболическому закону, и его вычисление — основная работа программы.

Обновление значений скорости и периода следования шагов основная программа делает периодически, периодичность задается флагом UPD. Обновление программы делает на основе сравнения значений двух переменных: мгновенной скорости VC и требуемой скорости VR.

Значение требуемой скорости также определяется в основной программе. Это делается на основе анализа управляющих сигналов и сигналов с концевых выключателей. В зависимости от этих сигналов основная программа загружает переменную VR значением требуемой скорости. В данной программе это V для движения вперед, -V для движения назад и 0 для остановки. В общем случае, набор скоростей (а также ускорений и токов фаз) может быть сколь угодно большим, в зависимости от требований.

Если скорости VC и VR равны, значит, шаговый двигатель работает в стационарном режиме и обновления не требуется. Если же скорости не равны, то значение VC с

заданным ускорением приближается к VR, то есть двигатель ускоряется (или замедляется) до достижения номинальной скорости. В случае когда даже знаки VR и VC отличаются, двигатель замедляется, реверсируется и потом достигает требуемой скорости. Происходит это как-бы само собой благодаря структуре программы.

Если при очередной проверке обнаруживается, что скорости VR и VC не равны, то к значению VC прибавляется (или вычитается) значение ускорения A. Если в результате этой операции происходит превышение требуемой скорости, то полученное значение корректируется путем замены на точное значение требуемой скорости.

Затем происходит вычисление периода T (рис. 35). Вначале вычисляется модуль текущей скорости. Затем происходит ограничение минимальной скорости. Это ограничение необходимо по двум причинам. Во-первых, бесконечно малой скорости соответствует бесконечно большой период, что вызовет ошибку в вычислениях. Во-вторых, шаговые двигатели имеют довольно протяженную по скорости зону старта, поэтому нет необходимости стартовать на очень маленькой скорости, тем более что вращение на малых скоростях вызывает повышенный шум и вибрацию. Значение минимальной скорости VMIN должно выбираться исходя из конкретной задачи и типа двигателя. После ограничения минимальной скорости производится вычисление периода по формуле:

$$T = 2560000 / |VC|.$$

На первый взгляд формула не очевидна, но если учесть, что период необходимо получить в 25-микросекундных интервалах, а внутреннее представление VC — это умноженное на 64 ее истинное значение, то все становится на свои места. При вычислении T требуется операция беззнакового деления формата 24/24, которую AVR на тактовой частоте 10 МГц выполняет примерно за 70 мкс. Учитывая, что вычисления периода происходят не чаще, чем один раз в 15,625 мс, загрузка процессора получается очень низкой. Основную загрузку производит прерывание таймера 0, да и оно в основном выполняется по короткой

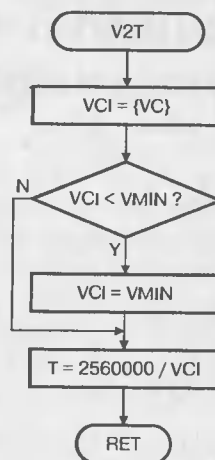


Рис. 35

ветке (без переполнения STCNT) длительностью примерно 3 мкс, что соответствует 12%-й загрузке процессора. Это означает, что имеются значительные резервы вычислительных ресурсов.

Приведенная программа не имеет многих функций, которые должны присутствовать в законченном контроллере шагового двигателя. Например, в ней нет возможности оперативной регулировки скорости, ускорения, тока фаз и переключения полношаговый/полушаговый режим, нет режима отработки заданного количества шагов, нет базирования по датчику положения, отсутствует режим удержания, невозможно управление через RS-232 и т. д. Однако реализация этих функций сильно зависит от особенностей применения конкретного шагового двигателя и вряд ли может быть сделана универсальной. В то же время приведенная программа может служить основой для написания специальных программ, облагодающих тем или иным набором возможностей.

Леонид Ридико,
wubclick@yahoo.com

Полезные ссылки

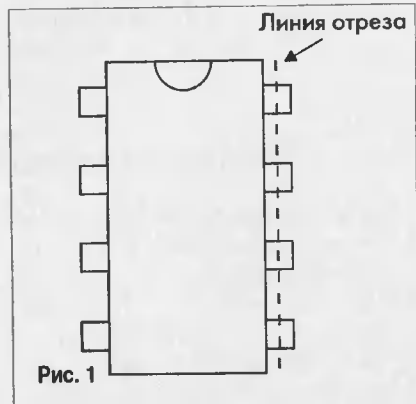
1. http://www.njr.co.jp/_efr005.htm
2. <http://us.st.com/stonline/products/selector/60.htm>
3. <http://doc.semicon.toshiba.co.jp/seek/us/td/06linia/060028.htm>
4. <http://www.allegromicro.com>
5. <http://www.national.com>

Радиолобительская технология замены микросхем

Сразу оговоримся, что в настоящей статье будет рассмотрен только тот случай, когда в распоряжении радиолобителя имеется лишь обычный паяльник без специальных насадок для выпаивания микросхем различных типов. В последнее время специальные паяльники с набором насадок для различных микросхем стали вполне доступными и их можно легко приобрести. Однако наиболее типичной по-прежнему является ситуация, когда в сломавшемся телевизоре или магнитофоне необходимо заменить микросхему, а под рукой — обычный паяльник.

Прежде всего необходимо отметить, что методика демонтажа микросхемы зависит от типа печатной платы, на которой она установлена. В большинстве импортных и отечественных электронных приборов микросхемы устанавливают на односторонних или двусторонних печатных платах без сквозной металлизации отверстий. Однако в некоторых устройствах встречаются печатные платы и со сквозной металлизацией отверстий. В таких платах слой металла нанесен на стенки отверстия, которые соединяют токопроводящие дорожки разных слоев или сторон.

Вторым важнейшим вопросом при замене микросхем является вопрос о возможности дальнейшего использования демонтируемой микросхемы, то есть вопрос о том, необходимо ли демонтировать микросхему, не разрушая ее. Чаще всего при демонтаже факт неисправности микросхемы является установленным, и ее дальнейшее использование в каких-либо целях не предусмотрено. В этом случае микросхему можно демонтировать наиболее простым способом: выводы микросхемы «откусываются» от ее корпуса с помощью бокорезов с узкими лезвиями. Наиболее удобное место «откусывания» — возле корпуса микросхемы (рис. 1).



После этого выводы микросхемы выпаивают поодиночке простым паяльником. Далее необходимо прочистить отверстия на плате от остатков припоя, для того чтобы установить новую микросхему. Прочистить отверстия несложно с помощью отсоса для припоя, а при его отсутствии проще поступить следующим образом. На печатных платах без металлизации отверстий остатки припоя из отверстий можно удалить при помощи куска оплетки — экрана от коаксиального кабеля или экранированного провода малого диаметра: к отверстию прикладывают оплетку и прижимают ее хорошо разогретым жалом паяльника с большим количеством канифоли. Указанную операцию необходимо осуществлять аккуратно, стараясь не повредить контактные площадки и дорожки платы.

Очистить отверстия со сквозной металлизацией гораздо сложнее. В этом случае можно использовать простую булавку подходящего диаметра. Хорошо, если булавка будет окислена или испачкана каким-либо жиром (тонкая булавка с круглым ушком или шариком, за который удобно держаться, — идеальный вариант). Методика очистки отверстия проста: к контактной площадке прикладывают паяльник и в отверстие вставляют булавку, паяльник убирают, двигая булавкой сквозь отверстие. При большом количестве отверстий булавка через некоторое время может начать застревать в отверстиях, вследствие того, что она облудилась. Тогда проще использовать другую булавку. Если металлизированные отверстия имеют достаточно большой диаметр, то вместо нее можно взять заостренную спичку. Естественно, описанный метод следует применять очень аккуратно, не перегревая контактные площадки и отверстия, чтобы не разрушить их. При очистке

металлизированных отверстий часто бывает, что контактные площадки отрываются от металлизации, и этого можно не заметить, поэтому вновь устанавливаемую микросхему рекомендуется запаивать с двух сторон платы.

Вне всякого сомнения, рассмотренная технология довольно сложна и требует определенного навыка. Если нет уверенности в своих силах, тогда проще выводы микросхемы не выпаивать. Можно просто «выкусать» корпус неисправной микросхемы, как описано выше, а новую припаять непосредственно к оставшимся на плате выводам старой микросхемы.

Теперь рассмотрим вопрос о том, как демонтировать микросхему, не разрушая ее. Микросхему, установленную на печатной плате с неметаллизированными отверстиями, легко демонтировать, очистив отверстия от припоя с помощью оплетки от экранированного провода, как было описано выше. Здесь важно не перегреть микросхему, сделав все как можно быстрее.

Наиболее сложным является случай неразрушающего демонтажа микросхемы, установленной на печатной плате со сквозной металлизацией отверстий. Выпаять микросхему с большим количеством выводов из такой платы без применения специальных насадок практически невозможно. В данном случае единственным способом является одновременный разогрев выводов одной стороны микросхемы большим паяльником (его жало с припоем и большим количеством канифоли быстро двигают вдоль ряда выводов микросхемы, как бы создавая волну припоя, и одновременно вытягивают микросхему). Такая методика подходит для небольших микросхем, у которых выводы расположены с двух, а не с четырех сторон, и только в том случае, если печатная плата является довольно качественной, то есть устойчивой к механическим и термическим воздействиям. Несмотря на кажущуюся сложность, такая методика неоднократно применялась автором для демонтажа 40-выводных микросхем, и микросхемы при этом не выходили из строя.

В заключение хочется сказать несколько слов о замене микросхем, у которых выводы запаены на контактные площадки печатной платы без установки в отверстия. В этом случае выводы микросхемы отпаивают поодиночке, отгибая их вверх от платы

при помощи тонкой отвертки. При этом важно достаточно хорошо прогреть место пайки вывода, прежде чем вы начнете его отгибать, в противном случае контактная площадка может оторваться от платы.

Хочется отметить, что описанные в статье методы являются наиболее простыми и доступными, они проверены временем и практикой. Пользуясь данными методами систематически, вы приобретете опре-

деленный навык, и замена микросхем не будет представлять для вас никакой сложности.

Юрий Петренкин,
shemotech@mtu-net.ru

Методы восстановления кинескопов

Восстановление эмиссии катодов кинескопов позволяет экономить значительные средства на ремонт телевизора. В данной статье приведены две схемы простых приборов, позволяющих восстановить эмиссию катодов как отечественных, так и импортных кинескопов. Также в статье автор делится опытом по продлению «жизни» цветных и черно-белых кинескопов, имеющих межэлектродные замыкания.

Н е секрет, что кинескоп является самой дорогостоящей деталью в телевизоре, поэтому способы продления «жизни» и эксплуатация телевизора с дефектным кинескопом являются на сегодняшний день очень актуальными.

Одной из наиболее частых неисправностей кинескопов является снижение эмиссии катодов. В настоящее время для частичного восстановления эмиссии применяются различные приборы, подробные описания которых были приведены в разных изданиях, а также довольно простые и недорогие приборы для восстановления кинескопов, выпускаемые промышленностью. Однако большинство этих устройств предназначено для восстановления кинескопов с напряжением накала 6,3 В.

Для ремонтной практики предлагается универсальный и довольно простой прибор. Его отличительной особенностью является наличие переключателя напряжения накала в диапазоне 1,2...18 В, что позволяет восстанавливать кинескопы с напряжением накала 1,2; 6,3 и 12 В. Схема данного прибора представлена на рис. 1.

Трансформатор Т1 можно использовать любой, мощностью не менее 20 Вт, позволяющий получить на вторичных обмотках напряжения 1,2...18 В при токе до 1 А. Микроамперметр служит для оценки эмиссионных свойств катодов и может быть любым с током полного отклонения стрелки 1 мА. При необходимости шунт R4 рассчитывают и подбирают так, чтобы ток полного отклонения стрелки микроамперметра был равен 1 мА.

Для проверки и восстановления кинескопа прибор подключают в соответствии с назначением его выводов, переключателем S2 устанавливают номинальное напряжение питания накала и после 3...5-минутного прогрева производят измерение токов эмиссии катодов. Выбор катода осуществляют переключателем S3. Катод с током эмиссии в пределах 0,3...0,5 мА при номинальном напряжении питания накала можно считать хорошим. При токе меньшем 0,3 мА требу-

ется восстановление эмиссии катода. Восстановление целесообразно начать с худшего катода. Для восстановления катодов после прогрева кинескопа при номинальном напряжении следует примерно на 1 мин увеличить напряжение накала переключателем S2 на 50 % и после этого, вернув напряжение питания в норму, сразу же нажать на кнопку S4 «Восстановление». Это желательно сделать быстро, не дожидаясь восстановления нормальной температуры нити накала и, следовательно, катода. Процедуру восстановления необходимо повторить несколько раз для каждого катода, контролируя ток эмиссии.

Прибор дает очень хорошие результаты при восстановлении отечественных кинескопов. Однако при восстановлении импортных кинескопов не всегда удается удалить шлаки, накопившиеся на катоде кинескопа. Для более эффективной работы данного прибора предлагается его модернизация. Для этого на восстанавливаемый катод кинескопа относительно модулятора необходимо подавать не просто отрицательный импульс разряда накопительного конденсатора, а пачку импульсов с частотой около 2 кГц и амплитудой примерно 300 В. Схема модернизированного прибора показана на рис. 2.

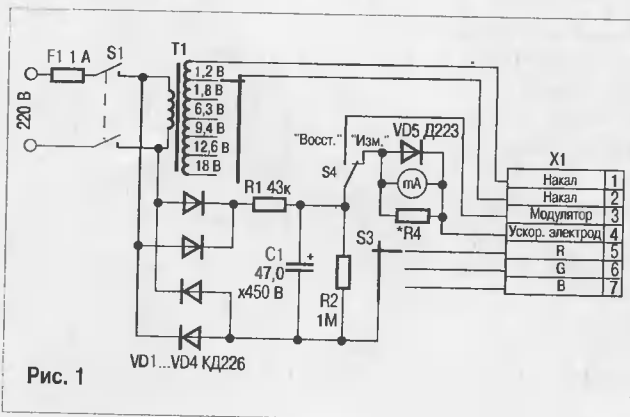


Рис. 1

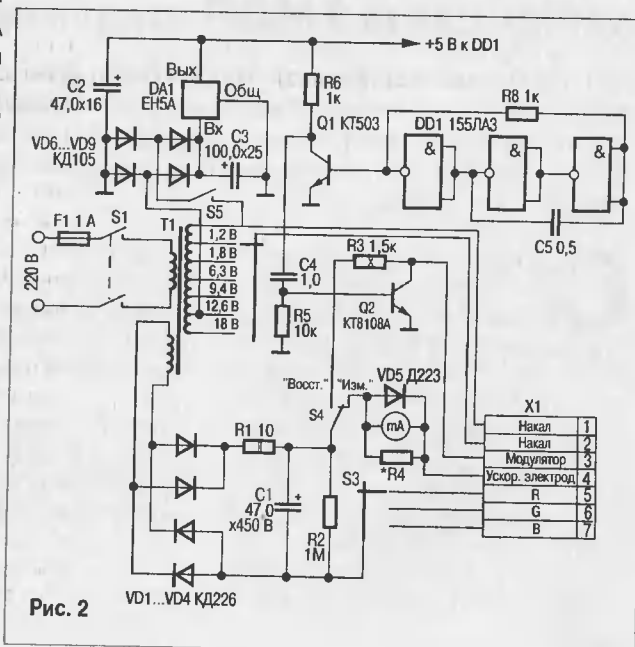


Рис. 2

Для повышения надежности и безопасности прибора напряжение для зарядки конденсатора С1 взято не с сетевой, а с отдельной обмотки трансформатора. Для получения пачек импульсов служит генератор на микросхеме DD1, который управляет высоковольтным транзистором Q2. Питание генератора осуществляется с вывода обмотки 12 В, выпрямителя на диодах D6...D9 и стабилизатора на микросхеме DA1. Выключатель S5 позволяет отключать генератор и использовать прибор с обычным разрядом.

Методика работы с включенным генератором должна быть следующей. Напряжение накала кинескопа при восстановлении сначала составляет 9,4 В (примерно 5 пачек импульсов по 1 с.), а затем — 6,3 В (5–6 пачек импульсов по 3 с). Время выдерживают, держа нажатой кнопку «Восстановление». Процесс можно наблюдать через горловину кинескопа, при этом образуется красно-желтое свечение в зоне катод-модулятор восстанавливаемой пушки.

В большинстве случаев это помогает продлить срок эксплуатации кинескопа от месяца до полутора – двух лет. Если данный метод не помог, можно попробовать увеличить напряжение накала на кинескопе. Однако нельзя забывать о том, что этот метод является последним шансом как-то восстановить работу кинескопа, так как при работе кинескопа с повышенным накалом восстано-

вить его вышеприведенным методом уже не удастся.

Для увеличения напряжения накала можно намотать дополнительную обмотку прямо на сердечник строчного трансформатора и соединить ее последовательно с уже имеющейся обмоткой так, чтобы напряжение питания накала возросло. Количество витков подбирают опытным путем (1...3 витка), следя, чтобы напряжение не превысило более чем на 50 % его номинальное значение.

Еще одна неисправность, которая часто встречается в отечественных и импортных черно-белых и цветных кинескопах — это межэлектродное замыкание между катодом и подогревателем. Устранять такую неисправность выжиганием перемычки током разрядки конденсатора, как это делают при других межэлектродных замыканиях в кинескопах, нецелесообразно, так как велика вероятность разрыва подогревателя. Данную неисправность можно попытаться устранить, гальванически отделив накальную обмотку от «земли» телевизора. Для этого следует подать напряжение накала через разделительный трансформатор. Этот метод был подробно описан в журнале «Радио», №12, 1991 г., но на практике качество изображения после такой переделки оставляет желать лучшего.

Существует другой способ устранения этой неисправности. Для этого вместо существующей накальной обмотки на строчный трансформатор проводом марки МГТФ 0,14 прямо на сердечнике строчного трансформатора наматывают дополнительную обмотку, предназначенную для питания накала кинескопа. Она содержит 3...5 витков. Количество витков подбирается опытным путем. Для этого вольтметром переменного тока измеряют напряжение, которым питался накал кинескопа. Показания будут приблизительно такими. Далее, намотав три витка, подключают обмотку к кинескопу и производят еще один замер напряжения накала, после чего можно прикинуть, сколько витков нужно домотать до нормы. Например, для телевизора SONY с размером по диагонали 21" число витков составило 3,75. Концы готовой обмотки необходимо закрепить клеем или мастикой. Подключить обмотку лучше непосредственно на плате кинескопа, предварительно перерезав печатный проводник, соединяющий один из выводов накала кинескопа с землей.

После такого ремонта качество изображения не ухудшилось, и телевизор с неисправным кинескопом может проработать еще очень долго.

Александр Столовых,

alekssam@mail.ru,

http://www.chat.ru/~alekssam

Модуль передатчика на основе быстродействующих цифровых микросхем КМОП-структуры

В статье рассмотрен модуль радиопередатчика, который может применяться в автономных системах дистанционного управления, телефонной связи, сбора и обработки телеметрической информации и т. д. с ограничениями по стоимости, энергопотреблению, массе и габаритам.

Современные высокоскоростные цифровые КМОП-микросхемы позволяют реализовывать различные функции радиопередатчиков устройств, основу которых составляет задающий генератор. Так, микросхемы серии 74НС [1] могут быть использованы для построения LC- и кварцевых генераторов, работающих как на основной частоте, так и на гармониках. Такие генераторы могут вырабатывать сигналы с частотой до 75 МГц [2].

Схема LC-генератора на основе быстродействующих КМОП-микросхем приведена на рис. 1. Резистор R обеспечивает линейный режим работы инвертора. Реактивные элементы C1, C2, C3, L подбираются из условия обеспечения заданного значения генерируемой частоты, которая определяется из выражения:

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

где $C = C3 + \frac{C1C2}{C1+C2}$.

Существует значение емкости C3, при котором обеспечивается оптимальная связь колебательного контура LC1C2 с инвертором. Эту величину можно подобрать экспериментально по минимуму потребляемого генератором тока. На выходе инвертора формируется высо-

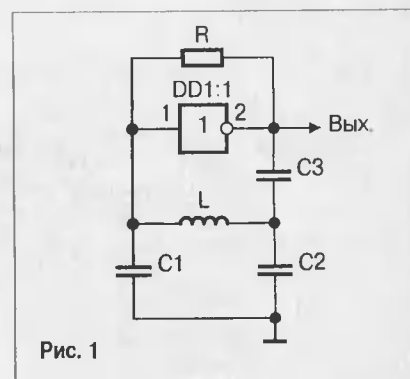


Рис. 1

кочастотный сигнал прямоугольной формы. На входе инвертора сигнал имеет синусоидальную форму при условии, что $C1 > C2$.

Для стабилизации частоты генератора можно применять кварцевые резонаторы. Схема кварцевого генератора с возбуждением на основной частоте представлена на рис. 2.

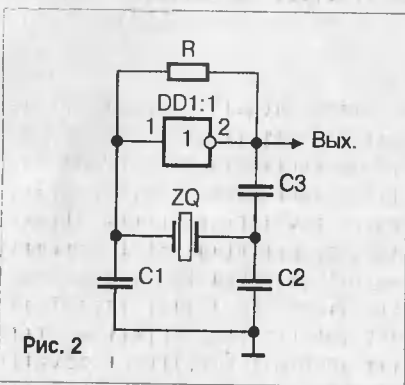


Рис. 2

Формирование стабильных высокочастотных сигналов в диапазоне 20...75 МГц, как правило, возможно на гармониках. Схема генератора с возбуждением на гармониках приведена на рис. 3.

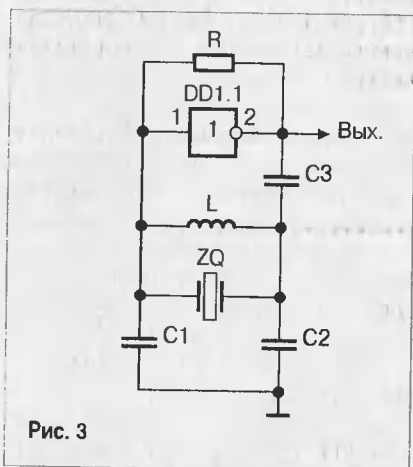


Рис. 3

Собственная резонансная частота колебательного контура LC1C2 должна быть на 15–20 % меньше рабочей частоты. Схема устойчиво возбуждается на 3-й и 5-й гармониках кварцевого резонатора.

Рассмотренные генераторы реализованы на микросхемах 74HC04 и работают от источника питания напряжением 5 В. Потребляемый ток не превышает 10–15 мА на частотах 50...70 МГц и увеличивается с ростом рабочей частоты. Снижение напряжения питания возможно при применении микросхем серий 74AC (3 В) и 74LV (2 В). Повышение рабочей частоты достигается при применении микросхем серий 74AHC и 74VHC.

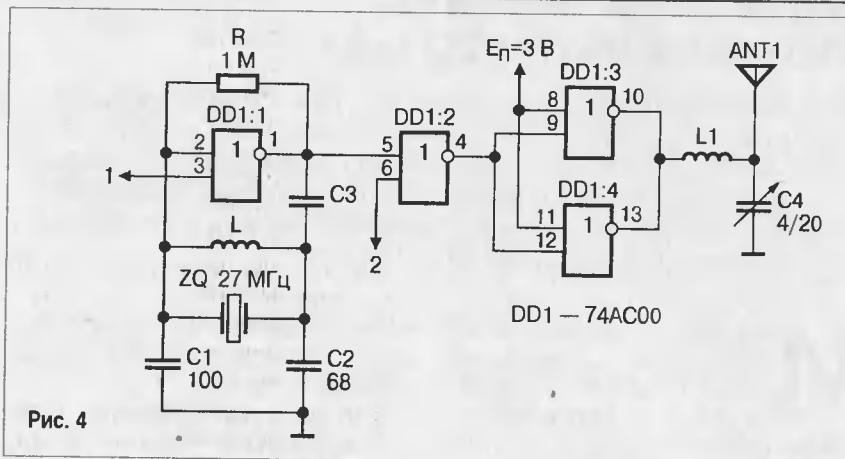


Рис. 4

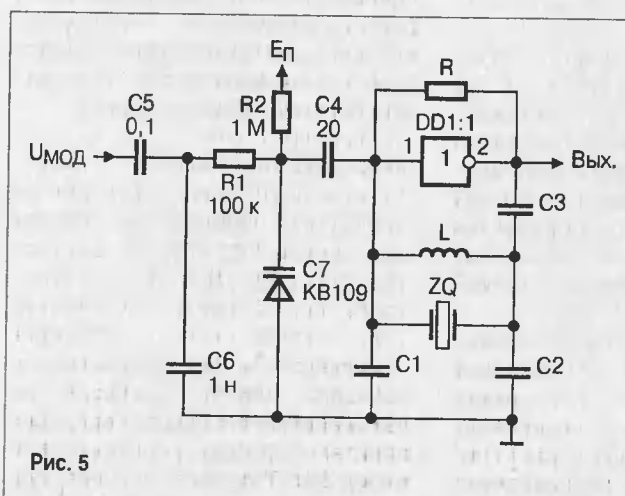


Рис. 5

На основе рассмотренных генераторов возможно построение модуля передатчика, схема одного из вариантов которого представлена на рис. 4.

Модуль состоит из задающего генератора, буферного усилителя и выходного каскада. Вход 1 предназначен для реализации режима пониженного энергопотребления (Power down mode), вход 2 — для реализации амплитудной манипуляции. Управление входами осуществляется логическими сигналами. Подача на вход 1 сигнала лог. 1 обеспечивает рабочий режим работы, а лог. 0 — ждущий режим, при котором потребляемый модулем ток снижается до единиц микроампер. В качестве антенны в модуле используется отрезок медного провода длиной 20–25 см и диаметром 1,5–2 мм. В схеме, приведенной на рис. 4, значение индуктивности L составляет 1 мкГн, а L1 — 3,5 мкГн.

Для настройки модуля на его входы подают уровень лог. 1. Задающий генератор и буферный усилитель в настройке не нуждаются, однако целесообразно с помощью частотомера убедиться в соответствии частоты генерируемого сиг-

нала на выходе буферного усилителя частоте кварцевого резонатора. В противном случае необходимо уточнить значение индуктивности L. Выходной каскад настраивается при помощи конденсатора C4. Изменяя его емкость, добиваются максимального напряжения в антенне. Величину напряжения кон-

тролируют высокочастотным вольтметром. По завершению настройки на вход 2 подают модулирующий цифровой сигнал и проверяют с помощью приемника качество его передачи.

В системах с частотной модуляцией необходимо использовать соответствующий модулятор. В этом случае модуль можно доработать, как показано на рис. 5.

В задающих генераторах с кварцевым резонатором возможна только узкополосная частотная модуляция. При необходимости увеличения девиации частоты целесообразно применять задающий LC-генератор (рис. 1).

Рассмотренный модуль построен на доступной элементной базе, потребляет ток порядка 25–30 мА и обеспечивает передачу информации на расстояние 300–500 м.

Дмитрий Онышко,
oda78@pisem.net

Литература

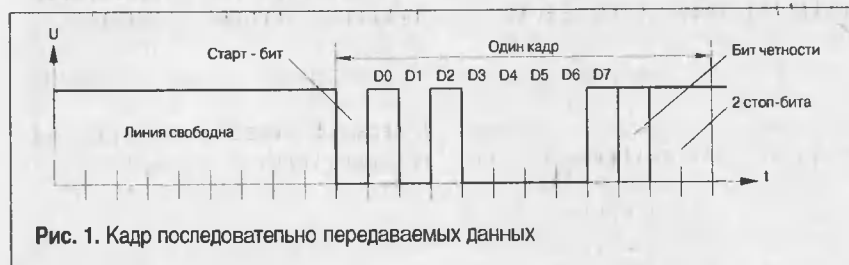
1. logic_ic.pdf, <http://www.semiconductors.philips.com>.
2. CMOS Logic Databook, National Semiconductor.

Конвертер RS-232C — «токовая петля 20 мА»

В статье рассмотрены стандартные интерфейсы последовательной связи и способы передачи информации. Приведена схема преобразователя сигналов интерфейса СОМ-порта персонального компьютера в стандарт сигналов «токовая петля». Конвертер обеспечивает гальваническую изоляцию устройств и дуплексный обмен данными посредством витой пары.

Интерфейс последовательной связи широко распространен и относится к числу простейших интерфейсов. Передача информации осуществляется в синхронном или асинхронном режимах. Последний режим — старт-стоповый — используется для организации связи персонального компьютера с периферийными устройствами. Интерфейс осуществляет передачу или прием информации в виде кадра. Время поступления данных непредсказуемо, поэтому в начале передаваемых данных помещают стартовый бит, а в конце — стоповый бит. Таким образом, при отсутствии передачи на линии устанавливается состояние лог. 1. При передаче данных стартовый бит равен нулю, а стоповый — единице. Иногда применяют больше одного стопового бита, а также контроль четности или нечетности байта.

Пусть необходимо передать значение 85h. Формат кадра включает 8 бит данных, контроль четности, два стоповых бита. Временная диаграмма передачи информации показана на рис. 1.



Для асинхронного режима принят ряд стандартных скоростей обмена: 50, 75, 110, 150, 300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600, 19200, 38400, 57600 и 115200 бит/с. Прием данных начинается по срезу сигнала. Через интервал, равный половине длительности передаваемого бита, проверяется состояние входа приемника. Если состояние равно нулю, то это стартовый бит. Далее на интервале, равном длительности бита, проверяется состояние входа до момента получения стопового

бита. Таким образом, непосредственно чтение происходит в середине каждого бита.

С точки зрения физических способов передачи информации интерфейсы последовательной связи можно разделить на потенциальные и токовые. В таблице 1 приведены сравнительные данные широко используемых интерфейсов.

Таблица 1

Логическое состояние	RS232C, В	RS422A, В	RS485, В	Токовая петля	
				20 мА	40 мА
0	+3...+12	—	—	0...3	0...10
1	-3...-12	7 (сифазное напряжение)	2, 4 (сифазное напряжение)	15...25	30...50

Наиболее широко распространен интерфейс RS-232, в частности он применяется в офисных компьютерных системах. Максимальная длина линии связи — 15 м. Режим работы — дуплексный. В промышленных условиях при повышенном уровне помех используются интерфейсы RS-422 (дуплекс), RS-485 (полудуплекс) и «токовая петля». Максимальная длина линии связи составляет 1200 м, скорость рабо-

приведена принципиальная электрическая схема конвертера RS-232C — «токовая петля», разработанная автором и проверенная на работоспособность в гальванических производствах с жесткими условиями эксплуатации. Приведенная схема выполнена из отечественных компонентов и благодаря этому значительно дешевле фирменной (\$35–50). Если в схеме применить внешний источник питания 12 В, то гальванически независимой будет и линия связи. Но так делается крайне редко.

Схема работает следующим образом. С выхода передатчика персонального компьютера (TxD) сигнал поступает на вход инвертора DD1.1. Избыток напряжения отводится со входа инвертора через диоды VD1 (+12 В) и VD2 (-12 В). Нор-

мализованные значения, соответствующие логическим уровням ТТЛ, инвертируются и поступают на транзисторный ключ VT1 и источник тока VT2. Резисторы R1–R4 обеспечивают баланс напряжений и токов баз соответствующих транзисторов. Резистор R5 определяет силу тока интерфейса. Уменьшением значения R5 можно увеличить силу тока интерфейса к 40 или 60 мА, повысив тем самым помехоустойчивость. При передаче лог. 1 на входе инвертора присутствует напряжение -0,4...-0,8 В, на его выходе — 2,4 В, транзисторы VT1 и VT2 открыты, и в цепи +TxD/-TxD протекает ток 15...25 мА. В случае передачи лог. 0 транзисторы закрыты, и ток очень мал или вообще не протекает. Схемотехника приемной и передающей частей ведомой и ведущей систем может быть схожей, так как используется единый принцип передачи информации. Отличия возникают вследствие применения различных элементов. Приемная часть конвертера имеет в своем составе транзисторную оптопару VT3. Светодиод оптопары излучает, если к его выводам приложено напряжение 1,6 В и протекает ток 10 мА. При меньших значениях излучение отсутствует. Транзистор оптопары будет открыт, если на него попадает излучение светодиода.

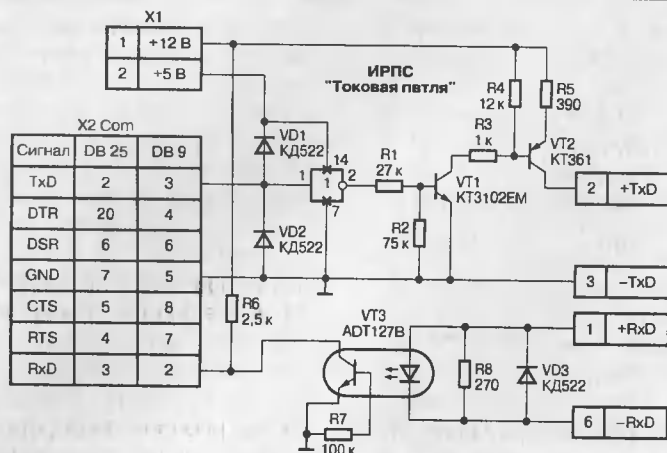


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема конвертера

Резистор R8 ограничивает протекающий через излучатель ток. Диод VD3 предохраняет излучатель оптопары от пробоя при неправильном подключении к передатчику. Резистор R7 предназначен для уменьшения темнового тока оптрона. Резистор R6 обеспечивает падение напряжения транзистора оптопары в открытом состоянии и ограничива-

ет силу протекающего тока. В случае приема лог. 1, то есть когда через излучатель протекает ток требуемой силы, транзистор открыт, и напряжение на входе приемника RxD составляет 0...0,2 В. Данное значение не соответствует диапазону чувствительности (см. таблицу), но, тем не менее, регистрируется схемой приемника

COM-порта компьютера. При передаче лог. 0 излучатель не работает, транзистор закрыт и на входе RxD присутствует напряжение 12 В.

Рассмотренная схема конвертера обеспечивает устойчивую связь на расстоянии 500 м при скорости 9600 бит/с. К сожалению, на больших расстояниях проверка работоспособности не проводилась. Схема критична к организации сети по структуре «общая шина», так как параллельно включается несколько приемников и требуется согласование резисторов R8. Наиболее эффективной в данном случае оказывается структура сети типа «кольцо», где один передатчик работает на один приемник. Напряжение изоляции при температуре окружающей среды до +35 °C составляет 1000 В, при температуре +85 °C — около 500 В. В схеме можно использовать и импортные компоненты со сходными характеристиками.

Игорь Дьяков,
igord@sapr.tstu.ru

Схемотехника универсальных технологических контроллеров: супервизоры питания и охранные таймеры

Мы продолжаем публикацию цикла статей, посвященных схемотехнике универсальных технологических контроллеров. В настоящей статье детализированы критерии выбора схем супервизоров питания и сторожевых таймеров, приведен обзор микросхем, выпускаемых наиболее известными производителями мира, отобраны и описаны микросхемы, наиболее удовлетворяющие выработанным критериям.

Прежде чем начать разговор о предмете нашей статьи, попытаемся дать определения рассматриваемым предметам.

Супервизором питания (Supervisory Circuits, далее — SV) или Монитором (Monitor) называется электронная схема, предназначенная для выполнения функции начального сброса (или инициализации) микроконтроллера (микропроцессора) при включении питания или снижении напряжения питания ниже определенного значения в процессе работы. При этом длительность сигнала сброса должна быть больше определенной оговоренной величины. Полярность сигнала сброса должна соответствовать

полярности входа сброса микроконтроллера (микропроцессора). Супервизор должен иметь вход для сброса системы от дополнительной кнопки сброса. В некоторых случаях супервизоры имеют дополнительные входы, анализирующие другие напряжения питания. Кроме того, они могут формировать сигналы прерывания при различных ситуациях.

Охранным (сторожевым) таймером (WDT — Watch Dog Timer) называется специализированная схема защиты микроконтроллерной (микропроцессорной) системы от программных зависаний. Идея защиты достаточно проста. Микроконтроллер периодически, не реже опреде-

ленного фиксированного временного интервала подает импульс перезапуска таймера (далее, импульс WDT) на вход схемы защиты. Импульс подается через дифференцирующую цепь для исключения потенциального влияния на схему, которая представляет собой ждущий одновибратор с фиксированной задержкой выработки выходного импульса сброса (далее RST) и фиксированной длительностью этого импульса. Если период поступления импульсов WD не превышает величины фиксированной задержки, выходные импульсы RST не вырабатываются, так как происходит постоянный перезапуск сторожевого таймера.

Микросхемы супервизоров питания выпускаются многими известными фирмами — Analog Devices [1], Dallas Semiconductor [2], Electronic Technology [3], IMP [4], Linear Technology [5], Maxim [6], Microchip [7], Sipex [8], Telcom [9], Texas Instruments [10].

Кроме основной функции, то есть собственно супервизора питания, многие микросхемы оснащаются охранным таймером WDT, а также рядом дополнительных функций. В зависимости от количества встроенных функциональных узлов микросхемы выпускаются в самых разнообразных корпусах.

Критерии выбора супервизора питания для универсальных технологических контроллеров

Ниже перечислены основные и возможные функции (свойства) микросхем супервизоров питания.

1. Выработка сигнала RST при включении или снижении напряжения питания ниже определенного значения (допуска) в процессе работы с целью исключения возможности неправильного функционирования.
2. Наличие выходов сигнала RST одной или обеих полярностей.
3. Наличие входа для внешней кнопки сброса.
4. Наличие компаратора раннего предупреждения (о снижении питания).
5. Наличие встроенного сторожевого таймера WDT.
6. Возможность программирования (подбором резистивного делителя) порогового напряжения (допуска) выработки сигнала RST.
7. Возможность программирования (подбором емкости конденсатора) длительности сигнала RST и периода срабатывания WDT.
8. Наличие схемы подключения резервного питания (аккумулятора), контроля его заряженности, наличие схемы подзарядки источника резервного питания.
9. Наличие одного или нескольких входов и выходов выборки памяти (CS), блокирующих ее работу при понижении напряжения питания ниже определенной величины (допуска).
10. Наличие встроенной системы звуковой и светодиодной индикации снижения напряжения питания.
11. Наличие входа или входов для анализа дополнительных напряжений питания (например, +12 В, -12В, и т. д.).
12. Наличие выхода или выходов сигналов прерывания при снижении напряжения питания.
13. Наличие отдельного выхода от WDT или объединение этого выхода с выходами сигнала RST.
14. Исполнение микросхемы SV в различных типах корпусов (TO92, SOT223, SOT23, DIP8, SO8, BμSOP8, DIP14, SO14, DIP16, SO16, DIP20, DIP28, PLCC28 и т. д.).

Анализируя приведенные выше свойства микросхем SV, становится ясно, что многие из них являются из-

быточными при решении нашей задачи — разработке универсальных технологических контроллеров. Определим критерии, по которым мы будем выбирать микросхемы SV.

1. Она должна вырабатывать сигнал RST определенной длительности для инициализации микроконтроллера (микропроцессора) при включении питания. Желательна возможность программирования длительности сигнала RST и наличие нескольких вариантов допусков напряжения срабатывания.
2. Она должна вырабатывать RST при снижении напряжения питания ниже определенного значения (допуска) в процессе работы.

3. При разработке универсальных технологических контроллеров, в которых возможно применение микроконтроллеров различных типов (с различной полярностью сигнала RST), желательно, чтобы микросхема SV обеспечивала генерацию сигнала RST обеих полярностей.

4. С целью снижения площади печатной платы, снижения стоимости и обеспечения требований высокой ремонтопригодности необходимо, чтобы микросхема SV была выполнена в корпусе DIP8.

5. Она должна иметь дополнительный вход для сброса системы от дополнительной кнопки сброса.

Таблица 1

Тип микросхемы	Vcc, В	RESIN	RST OUTPUT	Тип корпуса	WDT
ADM1232, DS1232, ETC1232, IMP1232, UTC1232, MAX1232, TC1232	5	+	Low, High	DIP8, SO16 SO8, BμSOP8	+
ADM1812, DS1812, MPC101-xxx	5	—	High	TO92, SOT23	—
ADM1813, DS1813	5	+	Low	TO92, SOT23	—
ADM1815, DS1815, MPC100-xxx, TC54VCxx	3,3	—	Low	TO92, SOT23	—
ADM1816, DS1816, MPC130-xxx	3,3	—	Low	TO92, SOT23	—
ADM1817, DS1817, MPC101-xxx	3,3	—	High	TO92, SOT23	—
ADM1818, DS1818	3,3	+	Low	TO92, SOT23	—
ADM705, DS1705, ETC705x, IMP705x, MAX705x, SP705x	5	+	Low	DIP8, SO8, BμSOP8	+
ADM706, DS1706, ETC706, IMP706x, MAX706x, SP706x	5-3,3	+	Low / High	DIP8, SO8, BμSOP8	+
ADM707, DS1707, ETC707, MAX707x, SP707x	5	+	Low, High	DIP8, SO8, BμSOP8	—
AMD1810, DS1810, MPC100-xxx, TC54VCxx	5	—	Low	TO92, SOT23	—
AMD1811, DS1811, MPC130-xxx	5	—	Low	TO92, SOT23	—
AMD708x, DS1708, ETC708, MAX708x, SP708x	5-3,3	+	Low, High	DIP8, SO8, BμSOP8	—
DS1231	5	—	Low, High	DIP8, SO16	—
DS1233, IMP1233, MPC130	5-3,3	+ / —	Low	TO92, SOT223	—
DS1236	5	+	Low, High	DIP16, SO16	+
DS1238	5	+	Low, High	DIP16, SO16	+
DS1239	5	+	Low	DIP16, SO16	—
DS1632	5	+	Low, High	DIP16, SO16	—
DS1814, MAX823, MAX824, MAX825, TPS3823, TPS3824, TPS3825	5	+ / —	Low / High	SOT23-5	+ / —
DS1819, MAX823, MAX824, MAX825, TPS3823, TPS3824, TPS3825	3,3	+ / —	Low, High / Low	SOT23-5	+ / —
DS1832	3,3	+	Low, High	DIP8, SO8	+
DS1833	5	—	High	TO92, SOT223	—
DS1834	5-3,3	+	Low / High	DIP8, SO8, BμSOP8	—
DS1836	5-3,3	—	Low / High	DIP8, SO8	—
MAX801	5	—	Low, High	DIP8	+
MAX814	5-3,3	+	Low, High	DIP8	—
MAX816	5	+	Low, High	DIP8	—
MAX700	5	+	Low, High	DIP8	—
MAX701	5	+	Low, High	DIP8	—
UCC1946, UCC2946, UCC3946	<5	+	Low	DIP8	+
TL7705	5	+	Low, High	DIP8	—
TLC7701, TLC7725, TLC7703, TLC7733, TLC7705	6/2	+	Low, High	DIP8	—
TL7759	7/1	—	Low, High	DIP8	—

6. Желательно, чтобы микросхема SV имела встроенный WDT. Желательно, но не обязательно, потому, что наличие встроенного WDT повышает стоимость микросхемы. В то же время многие современные микроконтроллеры имеют встроенный WDT, при этом WDT в микросхеме SV может оказаться избыточным. К тому же WDT можно достаточно просто организовать с помощью нескольких внешних резисторов и конденсаторов при наличии у SV входа для сброса системы от дополнительной кнопки сброса.

Перечисленные критерии позволяют осуществить выбор микросхем SV. В табл. 1 приведены характеристики простых микросхем SV, имеющих небольшой набор дополнительных функций. С полными перечнями микросхем SV и их документацией можно ознакомиться на сайтах производителей, приведенных в литературе.

Предварительный анализ и выбор микросхем SV

Из приведенных в табл. 2 типов микросхем SV можно отобрать всего несколько, удовлетворяющих приведенным выше критериям.

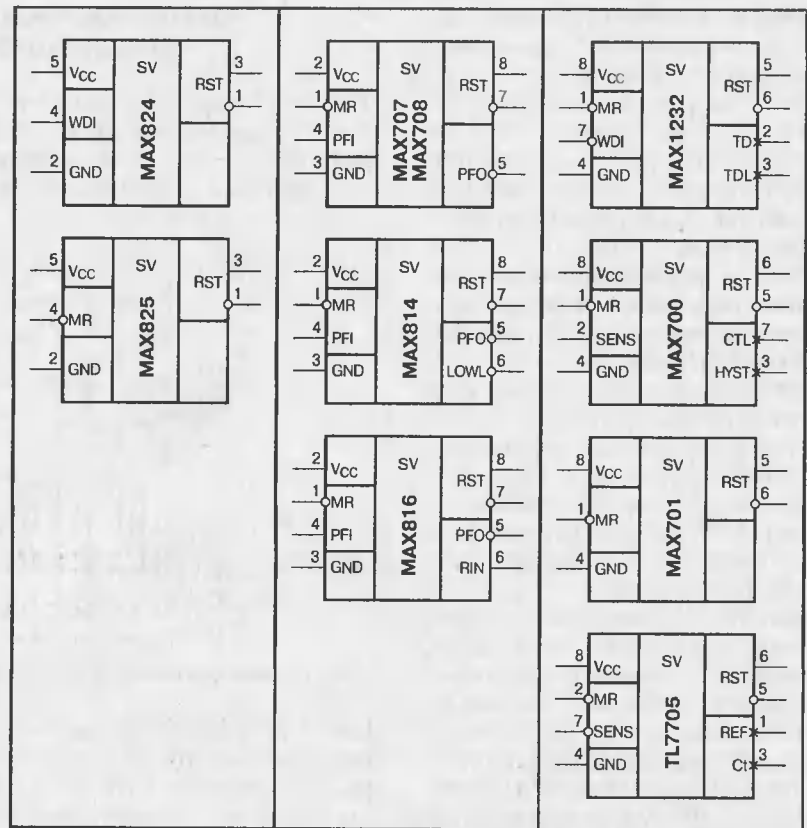
Таблица 2

Тип микросхемы	Vcc, В	RESIN	RST OUTPUT	Тип корпуса	WDT
ADM1232, DS1232, ETC1232, IMP1232, LTC1232, MAX1232, TC1232	5	+	Low, High	DIP8, SO16 SO8, BμSOP8	+
ADM707, DS1707, ETC707, MAX707x, SP707x	5	+	Low, High	DIP8, SO8, BμSOP8	—
AMD708x, DS1708, ETC708, MAX708x, SP708x	5–3,3	+	Low, High	DIP8, SO8, BμSOP8	+
DS1819, MAX823, MAX824, MAX825, TPS3823, TPS3824, TPS3825	3,3	+ / –	Low, High / Low	SOT23-5	+ / –
MAX814	5–3,3	+	Low, High	DIP8	—
MAX816	5	+	Low, High	DIP8	—
MAX700	5	+	Low, High	DIP8	—
MAX701	5	+	Low, High	DIP8	—
TL7705, TLC7705, TLC7733, TLC7703, TLC7725	5	+	Low, High	DIP8	—

Таблица 3

ТИП ИМС SV	Функциональное назначение выводов								Ссылка, PDF
	1	2	3	4	5	6	7	8	
MAX824	RST/	GND	RST	WDI	VCC	—	—	—	1249[6]
MAX825	RST/	GND	RST	RESIN/	VCC	—	—	—	1249[6]
MAX707, MAX708	RESIN/	VCC	GND	PFI	PFO/	—	RST/	RST	1151[6]
MAX814	RESIN/	VCC	GND	PFI	PFO/	LOWL/	RST/	RST	1196[6]
MAX816	RESIN/	VCC	GND	PFI	PFO/	RSTIN	RST/	RST	1196[6]
MAX700	RESIN/	SENSE	HYST	GND	RST/	RST	CTL	VCC	1383[6]
MAX701	RESIN/	—	—	GND	RST	RST/	—	VCC	1383[6]
MAX1232	RESIN/	TD	TOL	GND	RST	RST/	WDI/	VCC	1286[6]
TL7705	Cref	RESIN/	Ci	GND	RST/	RST	SENSE	VCC	Slv0e04[10]
TLC7705, 7733, 7703, 7725	Cref	RESIN/	Ci	GND	RST/	RST	SENSE	VCC	Slvs087k[10]

Рис. 1. Функциональные изображения выбранных микросхем супервизоров



Как видно из табл. 2, все отобранные типы микросхем выпускаются фирмами Maxim и Texas Instruments, поэтому далее мы будем ссылаться на техническую документацию именно этих фирм. Ниже приведено назначение выводов микросхем отобранных типов (табл. 3).

В табл. 3 приняты следующие обозначения:

RESIN — инверсный вход кнопки сброса;

TD — вход программирования периода WDT (150/600 мс) (MAX1232);

TOL — вход программирования допуска SV (4,5/4,75 В) (MAX1232);

GND — общий вывод питания;

RST — прямой выход сигнала сброса;

RST/ — инверсный выход сигнала сброса;

WDI/ — вход перезапуска WDT;

VCC — вход напряжения питания

CTL — вход управления контроля питания (MAX700). Если «GND» — то контроль напряжения питания, если «VCC» — контроль входа SENSE;

SENSE — дополнительный вход контроля питания;

HYST — при контроле входа SENSE (MAX700) можно ввести дополнительную задержку перед выработкой сигналов сброса длитель-

ностью 5 мкс путем включения резистора номиналом 1 кОм между выводами HYST и GND;

PFI — вход для анализа дополнительного источника питания (MAX707, MAX708) с помощью внешнего резистивного делителя (сравнение с внутренним опорным напряжением 1,25 В);

PFO/ — выход прерывания, свидетельствующий о снижении анализируемого по входу PFI напряжения (MAX707, MAX708);

RSTIN — дополнительный вход анализа питания (MAX816);

LOWL/ — выход прерывания (MAX816), свидетельствующий о снижении напряжения питания.

На рис. 1 показаны функциональные изображения выбранных микросхем супервизоров.

При внимательном рассмотрении данных, приведенных в табл. 3, микросхемы SV можно разделить на три группы по признаку максимального совпадения функциональных выходов (рис. 1): MAX824, MAX825 и их аналоги; MAX707, MAX708, MAX814, MAX816 и их аналоги; MAX1232, MAX700, MAX701, TLC7705 и их аналоги.

Анализ приведенных трех групп микросхем SV и табл. 2 позволяют сделать заключение о количестве микросхем различных производителей, входящих в каждую группу. В первую группу входит 5 микросхем (DS1819, MAX824, MAX825, TPS3824, TPS3825). Во вторую группу — 12 микросхем (ADM707, DS1707, ETC707, MAX707, SP707, AMD708, DS1708, ETC708, MAX708, SP708, MAX814, MAX816). В третью группу — 14 микросхем (ADM1232, DS1232, ETC1232, IMP1232, LTC1232, MAX1232, TC1232, MAX700, MAX701, TL7705, TLC7705, TLC7733, TLC7703, TLC7725).

В первую и третью группы входят по одному типу микросхем SV со встроенным WDT (MAX824 и MAX1232). Во второй группе таких микросхем нет, что является безусловным минусом.

Следует обратить внимание также на стоимости микросхем различных групп. Цены на микросхемы при поставках партиями по данным производителя Maxim [6] приведены в табл. 4. Соответственно, розничные цены будут несколько выше.

Схемы включения микросхем SV

Рассмотрим принципиальные схемы включения для каждой из групп микросхем SV. На рис. 2 показаны два варианта включения SV

ка JP1, наоборот, устанавливается и обеспечивает поступление сигнала WDI на соответствующий вход MAX824.

Второй вариант схемы на рис. 2 обеспечивает установку либо MAX824 с функциями WDT (перемычка JP1(1-2) установлена), либо MAX825 без WDT, но с дополнительной внешней кнопкой сброса, подключаемой на перемычки JP1 (3-4), при этом перемычка JP1(1-2) не устанавливается. Очевидно, что установкой соответствующей перемычки JP2 выбирается необходимая полярность сигнала RST.

Вторая группа микросхем SV содержит

четыре типа микросхем, которые не имеют встроенного WDT. У этих микросхем все основные выводы совпадают. Поэтому, если не принимать во внимание возможное использование функциональных дополнительных возможностей (соответственно и дополнительных входов/выходов), схемы включения этой группы микросхем одинаковы и представлены на рис. 3. Функциональное назначение элементов схем на рис. 3 совпадает с назначением элементов на верхней схеме рис. 2.



Рис. 2. Схемы включения микросхем SV первой группы

MAX824/825. Первый вариант схемы подразумевает, что SV всегда должен иметь функции WDT. Эти функции реализуют элементы C1, C2, R1, R2, VD1. Конденсатор C1 (10...33 нФ) разделительный и необходим для исключения влияния какого-либо из логических уровней на выходе WDI микроконтроллера. Резистор R1 (100...220 кОм) необходим для разряда конденсатора C1. Диод VD1 обеспечивает прохождение положительных импульсов на времязадающий конденсатор C2 (1...2,2 мкФ). Резистор R2 обеспечивает разряд конденсатора C2 в интервалах между импульсами WDI. Перемычки JP2 необходимы для выбора необходимой полярности импульсов сброса RST. Символ «*» после наименования сигнала RST обозначает, что полярность сигнала может быть различной. При использовании микросхемы MAX825 все элементы, показанные на первой схеме рис. 2, должны быть установлены, перемычка JP1 не устанавливается. При использовании микросхемы MAX824, имеющей встроенный WDT, элементы C1, C2, R1, R2, VD1 не устанавливаются, а перемыч-



Рис. 3. Схема включения микросхем SV второй группы

Третья группа микросхем SV содержит четыре типа микросхем, которые отличаются достаточно большим количеством выводов. Практически у этой группы полностью совпадают только выводы питания (VCC и GND). Выходы RST, хотя и выведены на два вывода (5, 6), но имеют различное расположение для различных микросхем. К тому же вход компаратора для подключения внешней кнопки, который используется для построения внешнего WDT, выведен на различные

Таблица 4

ТИП	MAX824/825	MAX707/708	MAX814/816	MAX1232	MAX700/701	ТЛС7705
Цена, долл.	1,2	0,88	4,39	1,71	2,17	0,55

выводы (1, 2). Конечно, и при этих обстоятельствах можно обеспечить возможность установки на плату всех этих типов микросхем SV, но реализуется это за счет достаточно большого количества навесных элементов, которые хотя и имеют малую стоимость, но занимают достаточно большую площадь на печатной плате. Такой вариант схемы включения показан на рис. 4.

Очевидно, что возможно разделение этой группы на более мелкие подгруппы по совпадению полярности выходных сигналов RST. К первой из них можно отнести микросхемы MAX1232 и MAX701, а ко второй — MAX700 и TL7705 (с соответствующими аналогами других производителей). Такое разделение позволяет существенно упростить схемы включения (они не при-

выбора микросхем SV для универсальных технологических контроллеров. На заключительном этапе вступают в силу уже иные дополнительные критерии выбора — конструкционные, организационные. Среди них: стоимость реализации узла SV с возможностью организации WDT; количество дополнительных элементов; количество связей и модификаторов (перемычек); площадь печатной платы, занимаемая узлом SV. Кроме того, важную роль играет доступность элементов и сроки их поставки.

Из соображений минимальной стоимости наиболее привлекательны варианты реализации узлов SV на микросхемах TL7705 (около \$1), MAX824/825 (около \$1,3), MAX707/708 (примерно \$1,6).

Количество дополнительных элементов минимально при реализации SV на микросхемах MAX824/825 (нижняя схема на рис. 2). В этом же случае минимально количество связей и площадь печатной платы.

Наиболее доступными являются микросхемы TL7705. Они практически всегда есть в наличии во всех специализированных центрах торговли. К сожалению, этого нельзя сказать о микросхемах фирмы MAXIM — сроки поставки достигают нескольких недель.

Таким образом, учитывая все приведенные доводы, следует сделать вывод о том, что наиболее оптимальным узлом SV с реализацией функций WDT является узел на микросхеме TL7705 (рис. 5), поскольку он полностью отвечает как основным техническим, так и дополнительным — организационным, конструкционным и экономическим критериям. Вторым вариантом реализации узла SV с реализацией функций WDT является узел на микросхемах MAX824/825 (нижняя схема на рис. 2), так как имеются определенные организационные сложности с приобретением микросхем, и разработчику необходимо иметь в наличии оба типа микросхем для реализации SV с WDT и без него.

На примере этой статьи показана современная методика проектирования различных узлов технологических контроллеров. Она включает в себя определение предмета разработки, перечисление основных и возможных функций разрабатываемого узла, выработку основных критериев выбора его элементной базы, составление таблицы основной элементной базы, ее предварительный

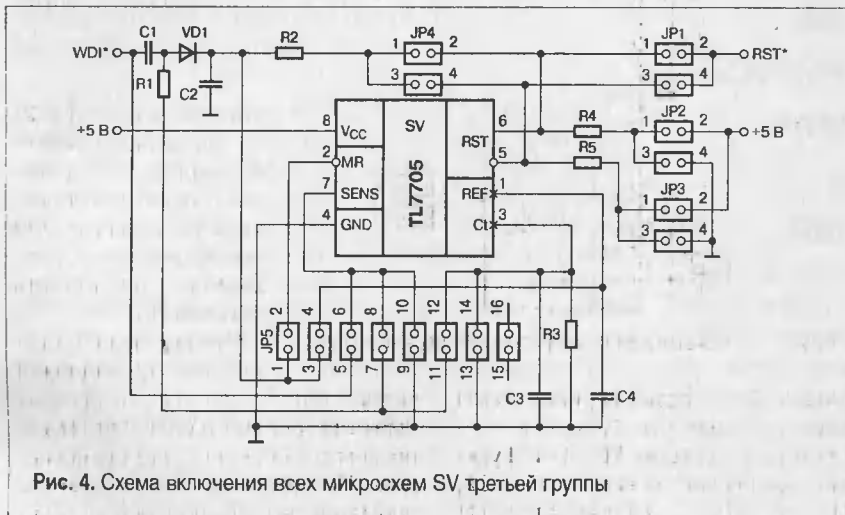


Рис. 4. Схема включения всех микросхем SV третьей группы

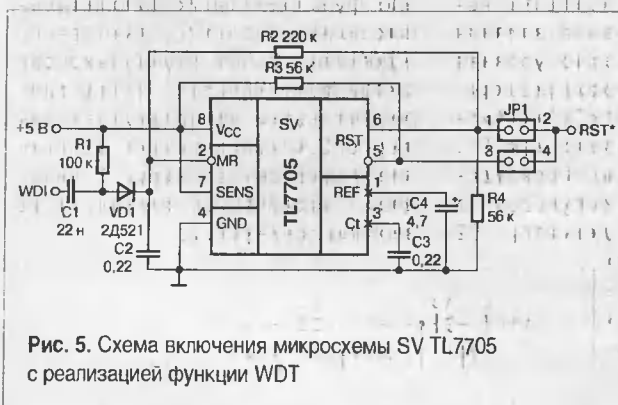


Рис. 5. Схема включения микросхемы SV TL7705 с реализацией функции WDT

Функциональное назначение элементов C1, C2, R1, R2, VD1, JP1 описано выше. Поскольку выводы RST отдельных микросхем выполнены с открытым коллектором или истоком, для работы SV необходимо подключение соответствующих резисторов на питающий или общий провод. Для этих целей служат резисторы R4, R5 (номиналы должны соответствовать минимальному сопротивлению на входе RST микроконтроллера, например, для AT89C5x — 56 кОм). Соответствующее подключение обеспечивается установкой перемычек JP2, JP3. Перемычкой JP4 резистор R2 подключается к выводу сигнала RST положительной полярности. Остальные элементы (JP5, C3, C4, R3) необходимы для обеспечения возможных вариантов включения всех SV.

водятся, так как достаточно очевидны). Покажем лишь наиболее простой и дешевый вариант включения SV с функциями WDT на микросхеме TL7705 (TLC7705 и аналоги), изображенный на рис. 5.

Функциональное назначение элементов C1, C2, R1, R2, VD1, JP1 соответствует вышеописанному. Резисторы R3, R4 обеспечивают нагрузку на открытые коллекторы выходных транзисторов. Конденсатор C3 определяет длительность сигнала сброса. Конденсатор C4 предназначен для работы внутреннего источника опорного напряжения. Следует заметить, что приведенная схема при низкой стоимости микросхемы позволяет реализовать все необходимые режимы и настраивать все параметры подбором величин C2, C3 и R2.

Заключительный этап выбора микросхем SV

До сих пор мы занимались рассмотрением технических аспектов

анализ и выбор по основным критериям, составление таблицы функциональных выводов, сопоставление графических примитивов (изображений элементов), классификация и анализ отобранных элементов, рассмотрение схем включения элементов различных групп, сопоставление отобранных элементов по дополнительным критериям — организационным, конструкционным и эконо-

мическим, окончательное заключение (выбор основного и запасного вариантов). Описанная методика позволит читателю грамотно решать аналогичные задачи.

Олег Николайчук,
onic@ch.moldpac.md

Литература

1. <http://www.analog.com>

2. <http://www.dalsemi.com>,
<http://www.itis.spb.ru>
3. <http://www.etechnic.com>
4. <http://www.impweb.com>
5. <http://www.linear-tech.com>
6. <http://www.linear-tech.com>,
<http://www.spezial.ru>
7. <http://www.microchip.com>
8. <http://www.sipex.com>
9. <http://www.telcom-semi.com>
10. <http://www.ti.com>

(Продолжение, Начало — № 2–10/2001)

Создание аналоговых PSPICE-моделей радиоэлементов.

Создание компонентов на основе макромоделей

Если вы когда-либо изучали языки программирования, то наверняка знаете, что такое подпрограмма. Подпрограмма — это специально оформленная часть программы, которая многократно используется основной программой. Практически именно это и имеется в виду под словом макромодель. Этот удачный механизм пришелся здесь весьма кстати, позволяя до бесконечности пополнять библиотеку исходной системы.

Форма описания макромоделей:

SUBCKT <Имя макромодели> <список внешних узлов>

+ [PARAMS:<<имя параметра>=<значение>>]

+ [TEXT:<имя текстового параметра>=<текст>]

< Строки описания схемы макромодели >

ENDS

Приведем расшифровку директив и ключевых слов:

- директива `.SUBCKT` является заголовком макромодели. Она определяет начало макромодели, ее имя и узлы подключения ее к внешней схеме;
- строки описания схемы макромодели — список операторов, в произвольном порядке описывающих топологию и состав макромодели;
- директива `.ENDS` определяет конец тела макромодели;
- ключевое слово `PARAMS` определяет список параметров, передаваемых из описания основной цепи в описание макромодели;
- ключевое слово `TEXT` определяет текстовую переменную, передаваемую из описания основной цепи в описание макромодели.

Форма описания включения макромоделей в схему:

X<имя> <узлы подключения> [<имя макромодели>]

+ [PARAMS:<<имя параметра>=<значение>]

+ [TEXT:<<имя текстового параметра>=<текст>]

Данный оператор определяет, что в схему к указанным узлам должна быть подключена макромодель, описание которой дано оператором .SUBCKT. Число и порядок перечисления узлов должны совпадать с числом и порядком перечисления узлов в соответствующей директиве .SUBCKT.

Ключевые слова PARAMS и TEXT позволяют задать значения параметров, определенных в описании макромоделей как аргументы, и использовать эти выражения внутри макромоделей.

Пример создания макромодели по принципиальной схеме

Этот пример демонстрирует решение задачи в лоб. Некоторые радиолюбители иногда используют цифровые логические элементы для выполнения аналоговых функций, например, для усиления или генерации сигналов. Для детального изучения поведения таких устройств имеет смысл построить точную макромодель логического элемента. Для примера возьмем элемент 2И-НЕ типа К155ЛА3. На самом деле, модели цифровых компонентов строятся иначе, но это тема другой статьи.

Для создания этой макромодели необходимо проделать следующую работу:

- нарисовать электрическую схему макромодели этого элемента (рис. 51);
- присвоить позиционные обозначения всем элементам схемы;
- пронумеровать все узлы, причем общему проводу всегда нвзначаю номер 0;
- пользуясь операторами включения элементов в схему, описать все компоненты;
- оформить макромодель, описав ее директивами .SUBCKT и .ENDS;
- сохранить текст макромодели в отдельном файле или добавить к существующему библиотечному файлу с расширением *.lib.

В результате получим ниже следующий текст макро-модели (Программа –15).

Программа — 15

```

K155LA3.LIB
*
*      Выход А
*      |
*      | Выход В
*      |
*      | Плюс питания +Vcc
*      |
*      | Минус питания -Vcc(GND)
*      |
*      | Выход Y
*      |
*      |
SUBCKT K155LA3 1 2 3 4 5
R1 3 8 4k
R2 3 10 1.6k
R3 11 5 1k
R4 3 12 130
*   C   B   E   - цоколевка транзистора
Q1 9 8 1 KT155
Q2 9 8 2 KT155
Q3 10 9 11 KT155
Q4 12 10 13 KT155
Q5 4 11 5 KT155
*   +A -K - цоколевка диода
D1 1 5 KD155
D2 2 5 KD155
D3 13 4 KD155
.model KD155 (IS=2.12E-15A RS=9.2 BV=15 IBV=1E-11A)
.model KT155 NPN (IS=23f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=60 Bf=100 Ne=1.2
+   Ise=23f Ikf=.12 Xtb=1.5 Br=4.4G Nc=1.8 Isc=900p Ikr=20m Rc=5
+   Cjc=7p Mjc=.333 Vjc=.7 Fc=.5 Cje=10p Mje=.333 Vje=.7
+   Tr=130n Tf=0.1n Itf=40m Vtf=80 Xtf=1.1 Rb=10)
.ENDS

```

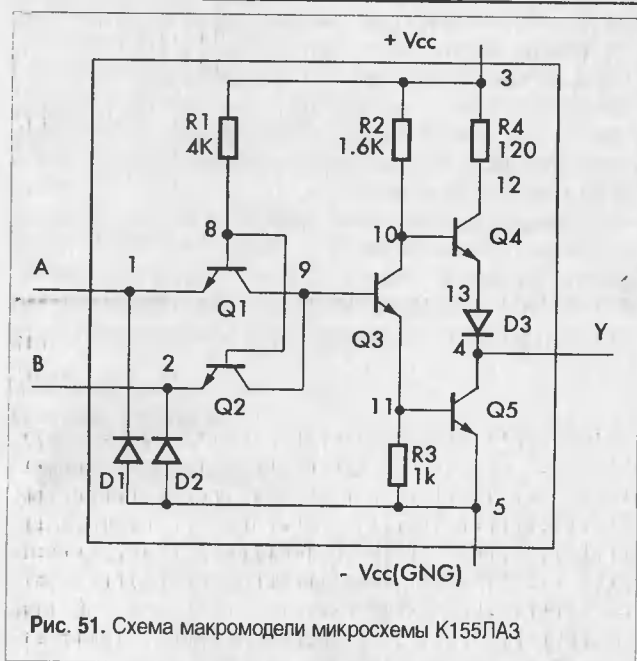


Рис. 51. Схема макромоделли микросхемы К155ПА3

При таком подходе к созданию макромоделли необходимо наличие очень точной схемы на микросхему, подробное описание всех функций микросхемы, а кроме того, наличие справочных данных интегральных элементов, на которых построена ИС.

Со справочными данными, особенно на интегральные компоненты, всегда возникают проблемы. Их точные схемы тоже публикуют редко. Большие проблемы возникают также с определением параметров PSPICE моделей элементов, входящих в состав микросхем. Однако, как ни странно, на первый взгляд этот подход не дает никаких гарантий построения хорошо работающей модели. Так следует поступать только при создании макромоделей простейших микросхем.

Создание макромоделей компонентов для диапазона СВЧ

По степени универсальности электронных компонентов их модели разделяют на статические и динамические, для малого и большого сигналов, низкочастотные и высокочастотные. Такая классификация позволяет организовать иерархический ряд моделей, отличающихся вычислительными затратами и допускающими переход от одной модели к другой в процессе моделирования. Очевидно, что наиболее точной и универсальной в таком ряду является динамическая высокочастотная модель большого сигнала.

Динамические модели большого сигнала описываются нелинейными уравнениями и требуют больших затрат машинного времени для их расчета. В PSPICE эти модели используются в основном для расчета режимов по постоянному току и анализа переходных процессов.

Малосигнальные модели проще и описываются линейными уравнениями. Они используются при воздействии на их вход малых приращений сигнала, когда ВАХ прибора можно считать линейной вблизи рабочей точки. В PSPICE эти модели используются в основном для расчетов в частотной области, расчета чувствительности и малосигнальных передаточных функций по постоянному току.

Встроенные PSPICE-модели пассивных и активных компонентов являются динамическими моделями большого сигнала и справедливы для не очень высоких частот. Но радиолюбители уже давно освоили диапазон СВЧ, и неплохо было бы научиться строить модели дискретных компонентов для более высоких частот — высокочастотные динамические модели большого сигнала.

При расчетах на частоте выше 100 МГц требуется учитывать разнообразные паразитные эффекты. Для дискретных резисторов небольших номиналов это, прежде всего, индуктивности выводов. В первом приближении эти индуктивности могут быть рассчитаны по формуле:

$$L_B = 2 \cdot l \cdot \left(\ln \left(\frac{4l}{d} \right) - \frac{3}{4} \right),$$

где l и d — длина и диаметр вывода, см; L_B — индуктивность, нГн.

Обычно индуктивность выводов примерно равна 1 нГн/мм. При частотах выше 200 МГц сопротивление такой индуктивности составляет более 10 Ом, что может оказаться существенным в том случае, если номинал резистора невелик. Для резисторов больших номиналов более существенное влияние на характеристики схемы может оказать емкость между выводами СВ. Полная модель дискретного резистора для высоких частот представлена на рис. 52, а.

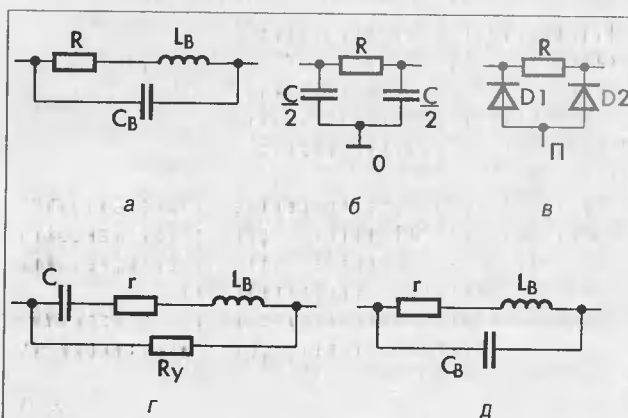


Рис. 52: а — дискретный высокочастотный резистор; б — интегральный резистор с изоляцией диэлектриком; в — интегральный резистор с изоляцией р-п переходом; г — дискретный СВЧ-конденсатор; д — дискретная высокочастотная катушка индуктивности.

В пленочных резисторах гибридных микросхем и в диффузионных резисторах интегральных микросхем на высоких частотах необходимо учитывать паразитные емкости. При изоляции диффузионного резистора р-п-переходом паразитной может стать нелинейная емкость изолирующего перехода. В этом случае при повышенной температуре может потребоваться учитывать еще и обратный ток изолирующего перехода. Наконец, в некоторых схемах следует учитывать также и выпрямляющие свойства перехода, если в какие-то моменты времени он может открываться.

Строго говоря, на высоких частотах резистор ведет себя как распределенная длинная RC-линия. Однако использовать многосекционные модели длинных линий

обычно нецелесообразно. Достаточно хорошей моделью является сосредоточенная П-образная модель (рис. 52, б). В ней емкость C представляет собой полную емкость изоляции. Она разбита на две емкости половинной величины. $D1$ и $D2$ — одинаковые диоды с площадью перехода, равной половине площади изолирующего р-п-перехода (рис. 52, в). Вывод П — вывод подложки.

Для высокочастотных дискретных конденсаторов необходимо учитывать сопротивление потерь g и индуктивность выводов LB , а для некоторых схем с большими времязадающими цепями также учитывается и сопротивление утечки R_Y (рис. 52, г). В интегральных схемах емкости обычно реализуются обратно смещенными р-п переходами и при моделировании отражаются моделями диодов.

При моделировании дискретной катушки индуктивности на высоких частотах (рис. 52, д) необходимо учитывать сопротивление обмотки g и межвитковую емкость CB .

Встроенные модели транзисторов справедливы для диапазона частот 30...100 МГц, в зависимости от типа транзистора. Для расчетов на высоких и сверхвысоких частотах следует учитывать паразитные эффекты. В качестве примера рассмотрим эквивалентную схему нелинейного высокочастотного биполярного транзистора (рис. 53). В этой схеме $C1$, $C2$, $C3$, $R1$, $R2$, $R3$ — емкости и сопротивления между выводами корпуса транзистора. Эти элементы включаются только в том случае, если моделируется транзистор в корпусе. Индуктивности LEO , LCO , LBO могут быть рассчитаны по представленной выше формуле для расчета индуктивности вывода дискретного резистора. Обычно значение индуктивности выводов составляет примерно 1 нГн/мм. При частотах выше 200 МГц сопротивление такой индуктивности составляет более 10 Ом. Такое сопротивление заметно влияет на характеристики схемы, особенно если оно находится в цепи эмиттера, поскольку транзисторы имеют сопротивление со стороны эмиттера того же порядка или даже

меньше при больших токах. Поэтому на частотах порядка сотен мегагерц, по крайней мере, индуктивность LEO всегда необходимо учитывать. LE и LB , составляющие несколько наногенри, — индуктивности внутренних проводников, соединяющих эмиттер и базу с внешними выводами. Емкости CCE и CCB — это внутренние емкости между контактными площадками эмиттера и базы и контактом коллектора.

Подобные эквивалентные схемы, которые учитывают высокочастотные эффекты, необходимо оформлять как макромодель и использовать вместо обычных моделей компонентов, что существенно расширяет область адекватности моделирования в сторону высоких частот.

Олег Петраков,
petrakov@mtu-net.ru

Продолжение следует

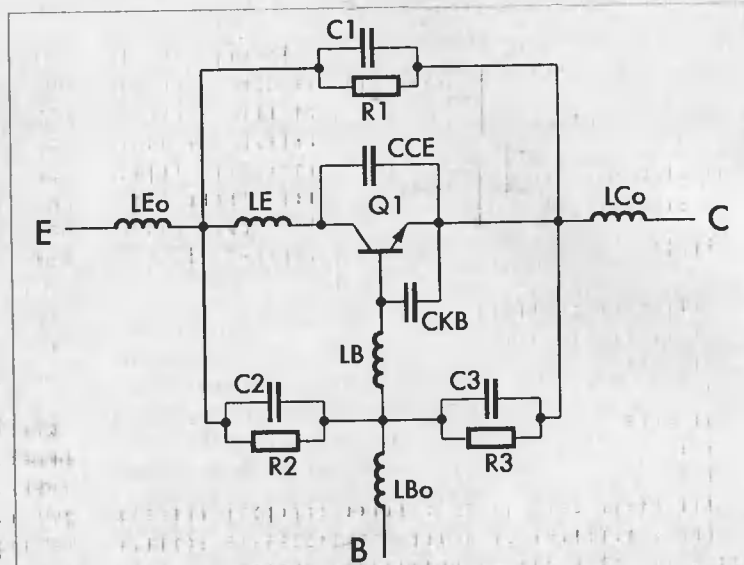


Рис. 53. Нелинейная СВЧ-макромодель биполярного транзистора

(Окончание. Начало — № 7–10/2001)

Примеры проектирования цифровых устройств с использованием языков описания аппаратуры

Специфика проектирования устройств с учетом архитектурных особенностей ПЛИС

В отличие от специализированных БИС (ASIC), ПЛИС, выполненные по FPGA-архитектуре, имеют модульную матричную структуру.

Каждая комбинационная ступень реализации сложной функции вносит свой вклад в суммарную задержку распространения сигнала. В результате приходится учитывать ограничения, связанные со слишком длинными цепями распространения сигналов. Использо-

вание соответствующих приемов описания устройств позволяет улучшить временные характеристики спроектированного устройства.

Рассмотрим методы снижения числа ступеней вычисления сложной функции для уменьшения длины критических путей распространения сигнала. Ниже приводятся примеры оптимального проектирования таких устройств.

Пример 1. В данном случае сигнал «critical» проходит через три ступени (рис. 19). Пример

написан на языке VHDL:

```
if ((( Critical='0' and Obi='1' and Sar='1')
or CpuG='0') and CpuR='0') then
Des <= ADr;
elsif ((( Critical='0' and Obi='1' and Sar='1')
or CpuG='0') and CpuR='1') then
Des <= BDr;
elsif (Sar='0' and ...
```

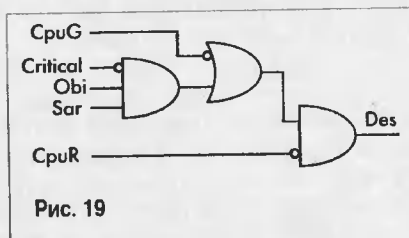


Рис. 19

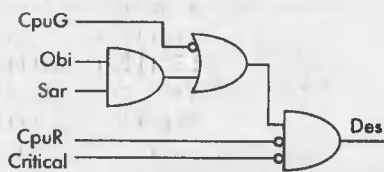


Рис. 20

только через одну ступень, как показано на рис. 20.

```

if (Critical='0') then
  if (((Obi='1' and Sar='1')
  or CpuG='0') and CpuR='0') then
    Des <= Adr;
  elsif (((Obi='1' and Sar='1')
  or CpuG='0' and CpuR='1') then
    Des <= Bdr;
  end if;
end if;
end if;

```

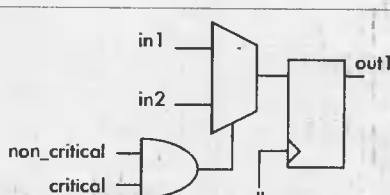


Рис. 21

```

if (clk'event and clk='1') then
  if (non_critical and critical) then
    out1 <= in1;
  else
    out1 <= in2;
  end if;
end if;
end if;

```

Для уменьшения числа ступеней задержки сигнала «critical» используется мультиплексирование входных сигналов «in1» и «in2» с применением сигнала «non_critical» для управления мультиплексором. Выход мультиплексора при управлении сигналом «critical» мультиплексируется с входом «in2». В итоге сигнал «critical» проходит только через одну ступень задержки (рис. 22).

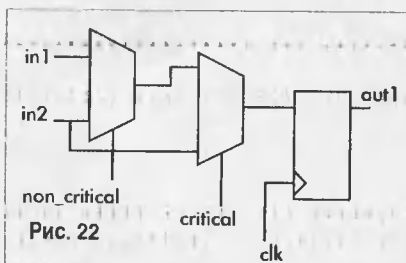


Рис. 22

Реализация этой операции на VHDL приведена ниже:

```

signal out_temp : std_logic;
if (non_critical)
  out_temp <= in1;
else out_temp <= in2;
if (clk'event and clk='1') then
  if (critical) then
    out1 <= out_temp;
  else out1 <= in2;
  end if;
end if;
end if;

```

Другим путем повышения эффективности описаний цифровых устройств является совместное использование ресурсов, которое позволяет уменьшить число логических элементов для реализации операторов на

Сигнал «critical» является запаздывающим. Чтобы уменьшить число ступеней, используем конструкцию if-then-else. В результате сигнал «critical» проходит

языках описания аппаратуры. Ниже приводятся два примера совместного использования ресурсов. Примеры написаны на VHDL.

Пример 1. Реализация четырех сумматоров (счетчиков).

```

if (... (siz == 1) ...)
  count = count + 1;
else if (... (siz == 2) ...)
  count = count + 2;
else if (... (siz == 3) ...)
  count = count + 3;
else if (... (siz == 0) ...)
  count = count + 4;

```

Таким образом можно избавиться от двух «лишних» счетчиков:

```

if (... (siz == 0) ...)
  count = count + 4;
else if (...)
  count = count + siz;

```

Пример 2. В данном случае сигнал, обозначенный «critical», проходит через две ступени (рис. 21). Пример описания на VHDL:

Пример 2. В данном случае используется неполное совместное использование ресурсов для реализации сумматоров (рис. 23).

```

if (select)
  sum <= A + B;
else
  sum <= C + D;

```

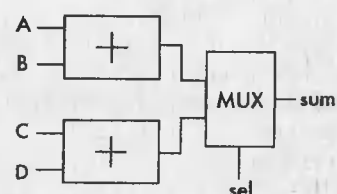


Рис. 23

Сумматоры занимают значительные ресурсы, для их уменьшения переписываем код с целью ввести два мультиплексора и один сумматор (рис. 24):

```

if (sel)
  temp1 <= A;
  temp2 <= B;
else
  temp1 <= C;
  temp2 <= D;
sum <= temp1 + temp2;

```

Следует помнить, что в данном примере сигнал выбора «sel» не является запаздывающим сигналом.

Еще одним способом организации совместного использования ресурсов является применение операторов цикла. Арифметические операторы и мультиплексоры занимают значительные ресурсы. Если имеется оператор внутри цикла, программа синтеза должна оценить все со-

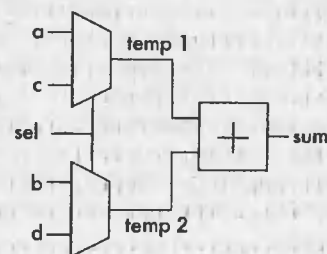


Рис. 24

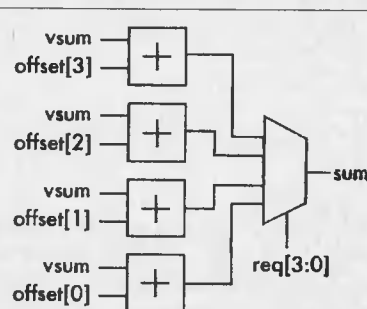


Рис. 25

стояния. В следующем примере на языке VHDL описываются четыре сумматора и один мультиплексор. Такая реализация может быть рекомендована только в том случае, если сигнал выбора «req» — запаздывающий (рис. 25).

```
vsum := sum;
for i in 0 to 3 loop
if (req(i)='1') then
vsum <= vsum + offset(i);
end if;
end loop;
```

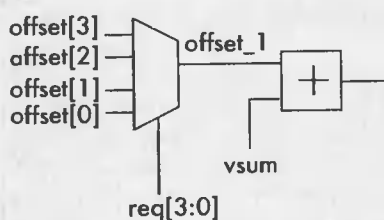


Рис. 25

Пример описания приведен ниже:

```
vsum := sum;
for i in 0 to 3 loop
if (req(i)='1') then
offset_1 <= offset(i);
end if;
end loop;
vsum <= vsum + offset_1;
```

Использование кодирования для сочетаемости также позволяет выкроить ресурсы ПЛИС.

Для ПЛИС некоторых архитектур возможно выполнение всей логики работы — как комбинационной, так и последовательностной — в пределах одного логического элемента (ячейки), что значительно снижает задержки по критическим путям и экономит ресурсы. Однако следует помнить, что такое объединение возможно лишь в том случае, когда комбинационная схема управляет только одним триггером. В приведенном

примере описания на VHDL элемент AND формирует управляющий сигнал для двух триггеров (рис. 27), что препятствует введению элемента AND в последовательностный модуль.

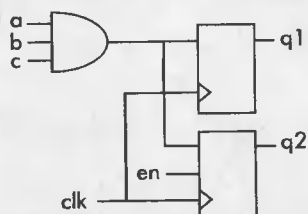


Рис. 27

```
one :process (clk, a, b, c, en) begin
if (clk'event and clk = '1') then
if (en = '1') then
q2 <= a and b and c;
end if;
q1 <= a and b and c;
end if;
end process one;
```

Для того чтобы объединить схему внутри одного элемента и убрать внешние цепи, удобно использовать дублирование логического элемента AND, уменьшая тем самым критические пути распространения сигнала (рис. 28):

```
part_one: process (clk, a, b, c, en) begin
if (clk'event and clk = '1') then
```

```
if (en = '1') then
q2 <= a and b and c;
end if;
end if;
end process part_one;
part_two: process (clk, a, b, c)
begin
if (clk'event and clk = '1') then
q1 <= a and b and c;
end if;
end process part_two;
```

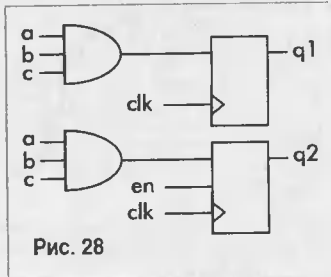


Рис. 28

Задержка в цепи распространения сигнала возрастает с увеличением

числа входов, нагруженных на эту цепь. Такая ситуация еще может быть приемлема для цепей сброса, но для цепей разрешения это недопустимо. Пример такой ситуации приведен на рис. 29. В данном примере, написанном на языке VHDL, коэффициент разветвления сигнала разрешения «Tri_end» равен 24.

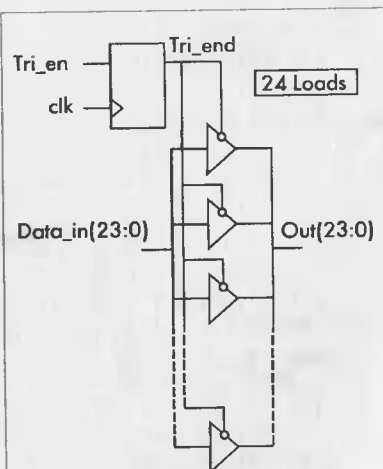


Рис. 29

```
architecture load of four_load is
signal Tri_en std_logic;
begin
loadpro: process (Clk)
begin
if (clk'event and clk = '1') then
Tri_end <= Tri_en;
end if;
end process loadpro;
endpro : process (Tri_end, Data_in)
begin
if (Tri_end = '1') then
out <= Data_in;
else
out <= (others => 'Z');
end if;
end process endpro;
end load;
```

Число разветвлений можно уменьшить вдвое, используя два регистра (рис. 30). Ниже приведен пример реализации дублирования регистров на VHDL:

```
architecture loada of
two_load is
signal Tri_en1, Tri_en2
std_logic;
begin
loadpro: process (Clk)
begin
```

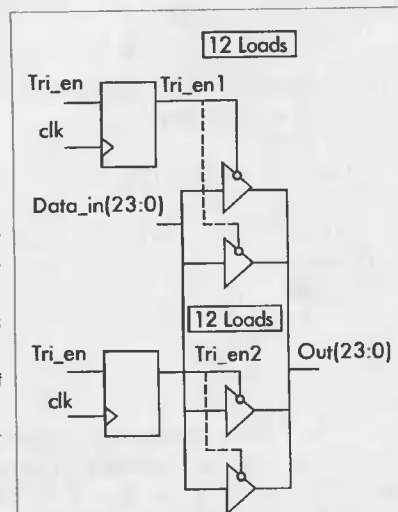


Рис. 30

```

if (clk'event and clk = '1') then
  Tri_en1 <= Tri_en;
  Tri_en2 <= Tri_en;
end if;
end process loadpro;
process (Tri_en1, Data_in)
begin
  if (Tri_en1 = '1') then
    out(23:12) <= Data_in(23:12);
  else
    out(23:12) <= (others => 'Z');
  end if;
end process;
process (Tri_en2, Data_in)
begin
  if (Tri_en2 = '1') then
    out(11:0) <= Data_in(11:0);
  else
    out(11:0) <= (others => 'Z');
  end if;
end process;

```

Разделение проекта на части оптимальных размеров позволяет обеспечить лучшее использование ресурсов за счет их оптимизации при синтезе. Известно, что подавляющее большинство программ синтеза достигают наиболее приемлемого результата при размере блока порядка 2–5 тысяч эквивалентных вентилей.

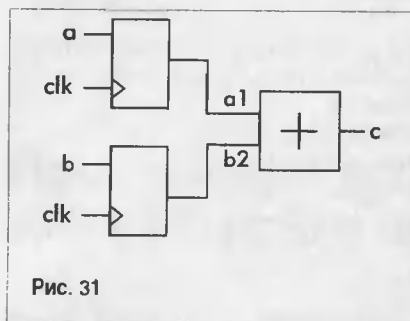


Рис. 31

```

process (clk, a, b) begin
  if (clk'event and clk = '1') then
    a1 <= a;
    b1 <= b;
  end if;
end process;
process (a1, b1)
begin c <= a1 + b1;
end process;

```

Эквивалентное описание:

```

process (clk, a, b) begin
  if (clk'event and clk = '1') then
    c <= a + b;
  end if;
end process;

```

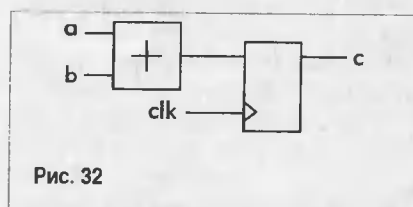


Рис. 32

Помимо способов создания описаний, независимых от используемой элементной базы и ее архитектурных особенностей, в практике проектирования устройств на ПЛИС применяется так называемое создание описаний с учетом особенностей архитектуры ПЛИС.

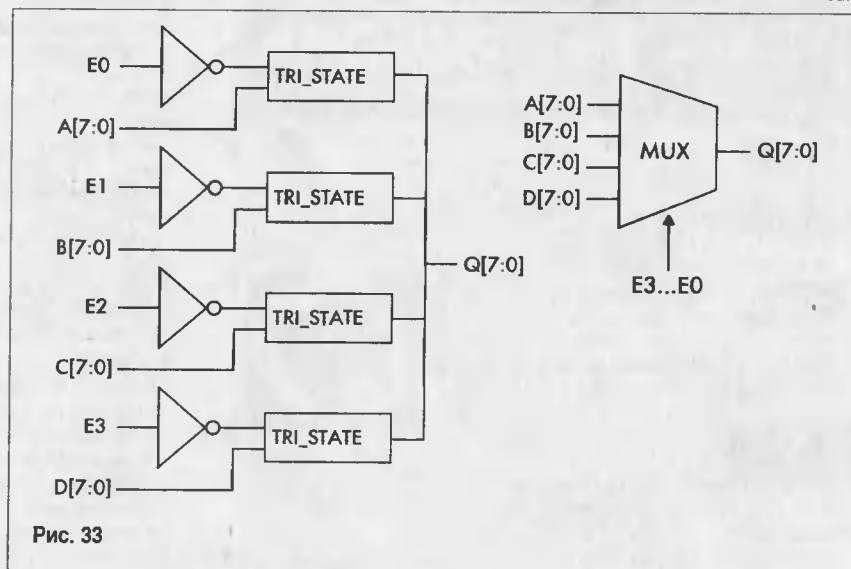


Рис. 33

Рассмотрим некоторые примеры проектирования цифровых устройств для использования их с учетом особенностей архитектуры FPGA ПЛИС.

Для реализации мультиплексоров, как правило, применяется конструкция case, что значительно выгоднее с точки зрения быстродействия и затрат ресурсов, чем конструкция if-then-else. Большинство производителей ПЛИС рекомендуют использовать оператор case.

Как правило, при реализации на ПЛИС внутренняя шина с тремя состояниями эмулируется как мультиплексор. Пример эмуляции шины в виде мультиплексора приведен на рис. 33.

Пример эмуляции шины на VHDL:

```

library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;
entity tribus is
  port (A, B, C, D : in std_logic_vector(7 downto 0);
        E0, E1, E2, E3 : in std_logic;
        Q : out std_logic_vector(7 downto 0));
end tribus;
architecture rtl of tribus is
begin
  Q <= Awhen(E0 = '1') else «ZZZZZZZZ»;
  Q <= Bwhen(E1 = '1') else «ZZZZZZZZ»;
  Q <= Cwhen(E2 = '1') else «ZZZZZZZZ»;
  Q <= Dwhen(E3 = '1') else «ZZZZZZZZ»;
end rtl;

```

Мультиплексор на VHDL:

```

library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;
entity muxbus is
  port (A, B, C, D : in std_logic_vector(7 downto 0);
        E0, E1, E2, E3 : in std_logic;
        Q : out std_logic_vector(7 downto 0));
end muxbus;
architecture rtl of muxbus is
  signal E_int : std_logic_vector(1 downto 0);
begin
  process (E0, E1, E2, E3)
    variable E : std_logic_vector(3 downto 0);
  begin
    E := E0 & E1 & E2 & E3;
    case E is
      when «0001» => E_int <= «00»;
      when «0010» => E_int <= «01»;
      when «0100» => E_int <= «10»;
    end case;
  end process;
end muxbus;

```

```

when «1000» => E_int <= «11»;
when others => E_int <= «--»;
end case;
end process;
process (E_int, A, B, C, D)
begin
  case E_int is
    when «00» => Q <= D;
    when «01» => Q <= C;
    when «10» => Q <= B;
    when «11» => Q <= A;
    when others => Q <= (others => '-');
  end case;
end process;
end rtl;

```

Эмуляция шины на Verilog:

```

module tribus (A, B, C, D, E0, E1, E2, E3, Q);
input [7:0] A, B, C, D;
output [7:0] Q;
input E0, E1, E2, E3;
assign Q[7:0] = E0 ? A[7:0] : 8'bzzzzzzzz;
assign Q[7:0] = E1 ? B[7:0] : 8'bzzzzzzzz;
assign Q[7:0] = E2 ? C[7:0] : 8'bzzzzzzzz;
assign Q[7:0] = E3 ? D[7:0] : 8'bzzzzzzzz;
endmodule

```

Реализация мультиплексора на Verilog:

```

module muxbus (A, B, C, D, E0, E1, E2, E3, Q);
input [7:0] A, B, C, D;
output [7:0] Q;
input E0, E1, E2, E3;
wire [3:0] select4;
reg [1:0] select2;
reg [7:0] Q;
assign select4 = {E0, E1, E2, E3};
always @ (select4)
begin
  case(select4)
    4'b0001 : select2 = 2'b00;
    4'b0010 : select2 = 2'b01;
    4'b0100 : select2 = 2'b10;
    4'b1000 : select2 = 2'b11;
    default : select2 = 2'bxx;
  endcase
end
always @ (select2 or A or B or C or D)
begin
  case(select2)
    2'b00 : Q = D;
    2'b01 : Q = C;
    2'b10 : Q = B;
    2'b11 : Q = A;
  endcase
end
endmodule

```

В заключение хотелось бы привести несколько примеров реализации устройств памяти.

Приведенный ниже пример иллюстрирует описание на VHDL статической памяти (SRAM) для реализации на ПЛИС, не имеющих встроенных блоков памяти. В ряде случаев этот прием позволяет, не выходя за рамки одного устройства, создать небольшой буфер.

```

-- Behavioral description of a single-port SRAM with:
-- Active High write enable (WE)
-- Rising clock edge (Clock)
library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;
use IEEE.std_logic_arith.all;
use IEEE.std_logic_unsigned.all;
entity reg_sram is
  generic (width : integer:=8;
    depth : integer:=8;
    addr : integer:=3);
  port (Data : in std_logic_vector (width-1 downto 0);
    Q : out std_logic_vector (width-1 downto 0);
    Clock : in std_logic;
    WE : in std_logic;
    Address : in std_logic_vector (addr-1 downto 0));

```

```

end reg_sram;
architecture behav of reg_sram is
  type MEM is array (0 to depth-1) of std_logic_vector(width-1
    downto 0);
  signal ramTmp : MEM;
begin
  process (Clock)
  begin
    if (clock'event and clock='1') then
      if (WE = '1') then
        ramTmp (conv_integer (Address)) <= Data;
      end if;
    end if;
  end process;
  Q <= ramTmp(conv_integer(Address));
end behav;

```

Модель на Verilog имеет вид:

```

`timescale t ns/100 ps
// # Behavioral single-port SRAM description :
// # Active High write enable (WE)
// # Rising clock edge (Clock)
module reg_sram (Data, Q, Clock, WE, Address);
parameter width = 8;
parameter depth = 8;
parameter addr = 3;
input Clock, WE;
input [addr-1:0] Address;
input [width-1:0] Data;
output [width-1:0] Q;
wire [width-1:0] Q;
reg [width-1:0] mem_data [depth-1:0];
always @(posedge Clock)
if(WE)
  mem_data[Address] = #1 Data;
assign Q = mem_data[Address];
endmodule

```

Следующий пример иллюстрирует создание модели двухпортовой статической памяти — описывается модель объемом 8×8 ячеек.

Описание на VHDL имеет вид:

```

-- Behavioral description of dual-port SRAM with :
-- Active High write enable (WE)
-- Active High read enable (RE)
-- Rising clock edge (Clock)
library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;
use IEEE.std_logic_arith.all;
use IEEE.std_logic_unsigned.all;
entity reg_dpam is
  generic (width : integer:=8;
    depth : integer:=8;
    addr : integer:=3);
  port (Data : in std_logic_vector (width-1 downto 0);
    Q : out std_logic_vector (width-1 downto 0);
    Clock : in std_logic;
    WE : in std_logic;
    RE : in std_logic;
    WAddress : in std_logic_vector (addr-1 downto 0);
    RAddress : in std_logic_vector (addr-1 downto 0));
end reg_dpam;
architecture behav of reg_dpam is
  type MEM is array (0 to depth-1) of std_logic_vector(width-1
    downto 0);
  signal ramTmp : MEM;
begin
  -- Write Functional Section
  process (Clock)
  begin
    if (clock'event and clock='1') then
      if (WE = '1') then
        ramTmp (conv_integer (WAddress)) <= Data;
      end if;
    end if;
  end process;
  -- Read Functional Section
  process (Clock)
  begin
    if (clock'event and clock='1') then
      if (RE = '1') then

```

```

Q <= ramTmp(conv_integer(RAddress));
end if;
end if;
end process;
end behav;

```

Модель двухпортовой памяти на Verilog:

```

timescale 1 ns/100 ps
/** Behavioral dual-port SRAM description :
/** Active High write enable (WE)
/** Active High read enable (RE)
/** Rising clock edge (Clock)
module reg_dpram (Data, Q, Clock, WE, RE, WAddress, RAddress);
parameter width = 8;
parameter depth = 8;
parameter addr = 3;
input Clock, WE, RE;
input [addr-1:0] WAddress, RAddress;
input [width-1:0] Data;
output [width-1:0] Q;
reg [width-1:0] Q;
reg [width-1:0] mem_data [depth-1:0];
// # Write Functional Section
always @(posedge Clock)
begin
if(WE)
mem_data[WAddress] = #1 Data;
end
/** Read Functional Section
always @(posedge Clock)
begin
if(RE)
Q = #1 mem_data[RAddress];
end
endmodule

```

Владимир Стешенко,
steshenk@sm.bmstu.ru

Простейшие устройства для настройки цифровых схем

Автор предлагает на суд читателей две несложные схемы, позволяющие облегчить и ускорить настройку различных цифровых схем, а также провести множество разнообразных опытов с цифровыми микросхемами, — 8-канальный логический пробник и 8-канальный «генератор» логических уровней.

Как известно, при настройке цифровых электронных схем требуется проверять значение уровня напряжения в различных частях схемы. В радиолюбительской литературе описано множество так называемых логических пробников, позволяющих проверить значение логического уровня в одной точке схемы. Однако, по мнению автора, гораздо удобнее иметь возможность анализировать состояние нескольких точек схемы одновременно. Именно такой вариант пробника и предлагается читателям.

Состоит устройство из восьми входных клемм и восьми светодиодов для индикации состояния входных линий. Между этими клеммами

и светодиодами необходимо включить некоторого буфера, чтобы светодиоды не нагружали схему, к которой они подключены. В качестве буфера использована микросхема параллельного регистра с инверсным выходом KP1554ИР40. Регистр включен таким образом, что на его выходе в любой момент времени повторяется уровень напряжения, присутствующий на соответствующем входе. Так как микросхема D1 относится к КМОП-типу, ее входные линии практически не потребляют тока от анализируемой цепи. Светодиоды отражают текущее состояние на входах, то есть при изменении напряжений на входах соответственно загораются или гаснут светодиоды.

Электрическая схема прибора приведена на рис. 1. Питается прибор от отлаживаемой схемы. Автор применял данный прибор для отладки схем, в которых использовались микросхемы серий K1533, K1554 и микроконтроллеры серии AVR фирмы Atmel. Диод VD1 включен для защиты схемы от неправильной полярности включения напряжения питания.

Резисторы R1–R8 включены на входах регистра D1, так как по техническим требованиям микросхемы KP1554ИР40 ее входы нельзя оставлять не подключенными ни к какой цепи. Эти резисторы подключены к общему проводу. Таким образом, получается, что когда входные линии ни к чему не подсоединены, соответствующий светодиод погашен. Если на вход подается напряжение высокого уровня, соответствующий светодиод включится. Потребляемый от исследуемой схемы ток практически определяется сопротивлением резисторов R1–R8. При сопротивлении 1 кОм этот ток составит примерно 5 мА. Если нужно его уменьшить, достаточно увеличить сопротивление резисторов R1–R8, например, до

ARGUSSOFT

Департамент Микроэлектроники

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ

ОФИЦИАЛЬНЫЙ
дистрибьютор фирм:



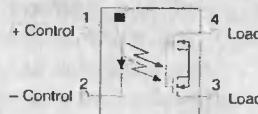
CLARE

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 безразбросовое переключение и гальваническую развязку (1500 В) между управляющими и коммутируемыми цепями.



Тип	Тип контактов	Напряжения коммутации, В(пик)	Ток коммутации, мА	Сопротивление откр. канала, Ом	Ток управления, мА
CPC1008N	1HP	100	150	8	2
CPC1016N	1HP	100	100	16	2
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

Наш адрес: 129085, Москва, Проспект Мира, 95
 • Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505, факс: (095) 216-68-42
 • Интернет: <http://www.argussoft.ru>, e-mail: components@argussoft.ru

Новый офис в Санкт-Петербурге:

• Адрес: 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 36
 • Тел.: (812) 314-3808, тел/факс: (812) 310-8234
 • E-mail: spb@argussoft.ru

ANALOG
DEVICES

TRACO
POWER

AMEL

BOURNS

CLARE

JEAN

HANTRONIX

Honeywell

SII

Seko Instruments Inc.

muRata

10 кОм. Ток при этом уменьшится до 0,5 мА.

В предлагаемой схеме можно применить любые светодиоды видимого диапазона свечения, с током потребления в рабочем режиме не более 24 мА (например, АЛ307Б). Резисторы R10–R17 использовались номиналом 390 Ом и мощностью 0,125 Вт, все остальные — сопротивлением 1 кОм и такой же мощностью. Вместо отдельных резисторов очень удобно применить резисторные сборки соответствующего сопротивления. В таком случае схему можно сделать намного компактней. Дiod VD1 — любой выпрямительный, с прямым рабочим током не менее 200 мА (случай, когда включены все светодиоды). В качестве D1

использовалась микросхема КР1554ИР40 или ее зарубежный аналог IN74AC533N.

Другой прибор позволяет формировать на восьми линиях значения лог. 0 или лог. 1 и оперативно менять их. Его удобно применять для отладки фрагментов цифровых схем или отдельных микросхем в сочетании с логическим пробником, описанным выше. Так, например, можно исследовать работу микросхем памяти, параллельного ЦАП и т. д.

Схема блока переключателей показана на рис. 2.

Внешний вид лицевой панели пробника показан на рис. 3. Напротив блока переключателей и светодиодов можно прикрепить листочки бумаги и подписать на-

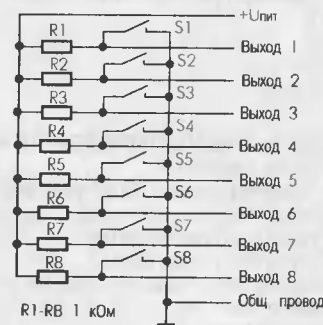


Рис. 2. Схема блока переключателей

звания соответствующих им цепей. Это позволит не тратить время во время наладки схем на прослеживание, какой светодиод или переключатель соответствует той или иной цепи.

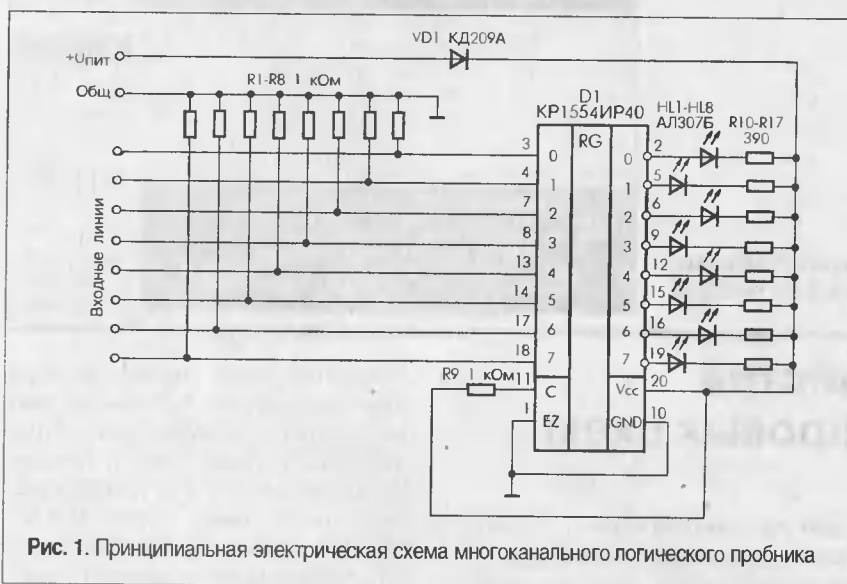


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема многоканального логического пробника

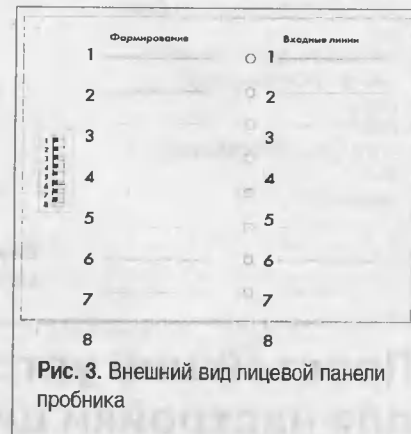


Рис. 3. Внешний вид лицевой панели пробника

Михаил Голубцов,
mgolubtsov@hotmail.com

Программатор PRM10 для микросхем EEPROM фирмы Atmel

На сегодняшний день существует огромное число разнообразных программаторов для EEPROM- и EPROM-микросхем производства различных фирм. Цена подобных изделий колеблется от сотен до нескольких тысяч долларов. Преимуществом таких программаторов является их универсальность, то есть возможность работать с EEPROM и EPROM, произведенными разными изготовителями. Некрупные фирмы-разработчики электронных устройств чаще всего используют в своих проектах микросхемы какого-либо одного изготовителя, и им не требуется такого уровня универсальности, но и за необходимую универсальность приходится платить. Вышесказанное наталкивает на идею разработки универсального программатора, позволяющего работать с различными типами микросхем памяти какого-либо одного производителя. В данной статье рассмотрен программатор для EEPROM-микросхем фирмы Atmel.

Идея не нова, но...

Фирма Atmel (<http://www.atmel.com>) предлагает для своих конфигурационных микросхем памяти программатор ATDH2200E [1]. Этот программатор представляет собой небольшую печатную плату (рис. 1), которая подключается к параллельному порту компьютера. Питание программатора осуществляется от внешнего источника с постоянным напряжением 9 В.

ATDH2200E предназначен для программирования конфигурационных EEPROM-микросхем серии AT17 и других серий последовательных (serial) EEPROM фирмы Atmel с 2- или 3-проводным интерфейсом передачи данных. Микросхемы EEPROM программируются в DIP-панельках, установленных

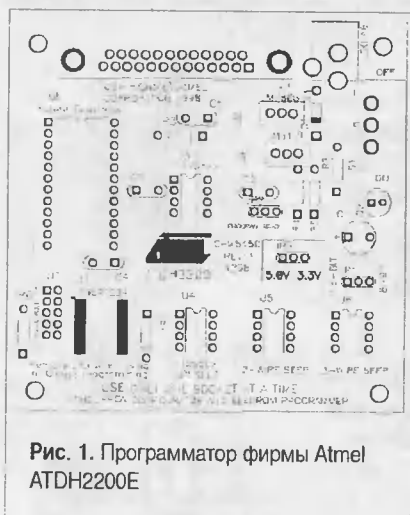


Рис. 1. Программатор фирмы Atmel ATDH2200E

DRB-25M. Для подключения используется стандартный 25-проводный кабель с распайкой контактов один в один. Питание программатора осуществляется через разъем X3 от внешнего источника постоянного тока с напряжением 12 ± 1 В, что позволяет при наличии соответствующего соединительного кабеля использовать в качестве такого источника внутренний источник компьютера.

Программатор PRM10 способен работать со многими типами микросхем памяти: AT24cXXX; AT24cXXXa; AT24csXXX; AT25XXX; AT34cXXX; AT59cXXX; AT93cXXX; AT93cXXXa; AT17cXXX; AT17cXXXa; AT17lvXXX; AT17lvXXXa.

На плате программатора PRM10 установлены три панели DP1, DP2 и DP3 для программирования EEPROM микросхем. В отличие от программатора ATDH2200E каждая панелька предназначена не для одной серии, а для программирования определенного набора серий микросхем

памяти. Каждой панельке соответствует программируемая в ней серия микросхем (табл. 1). Две панельки (DP2, DP3) предназначены для корпусов типа DIP-8 и одна (DP1) — для PLCC-20.

При работе с EEPROM серии AT17 программатор PRM10 позволяет выполнять все операции, включая чтение фабричного кода (Manufacturers and Device Code) микросхе-

матрицы AT17 в корпусе PLCC-20 не требуется никаких переходников, так как панелька для программирования уже установлена непосредственно на плате программатора. Однако, для программирования EEPROM микросхем в корпусах типа SOIC и других переходник все же понадобится.

Дополнительная функция программатора PRM10

В [2] уже говорилось о преимуществах использования микросхем EEPROM Atmel серии AT17 для конфигурирования ПЛИС фирмы Altera и поэтому было бы очень удобно, если бы программатор включал в себя и функцию бластера (ByteBlasterMV) этой же фирмы [3]. В программаторе PRM10 эта функция реализована, причем для его работы в режиме бластера не требуется внешнего источника питания. То есть при работе в САПР MAX+plus II подключенный к параллельному порту компьютера программатор PRM10 представляет собой аналог бластера фирмы Altera. Сигналы для конфигурирования схем Altera выведены на разъем X2 типа PLD-10 (рис. 2). Также на этот разъем выведен сигнал nLF, что позволяет программатору работать со схемой ISP, описанной в [2]. Соединение программатора PRM10 с платой устройства, на котором находится программируемая ПЛИС или EEPROM-микросхема осуществляется посредством плоского десятижильного кабеля («шлейфа») с разъемами типа IDC-10 (аналогично бластеру фирмы Altera).

Описание принципиальной схемы программатора PRM10

Принципиальная электрическая схема программатора PRM10 представлена на рис. 3. Для развязки цифровых сигналов и подачи их на программирующие панельки используются две микросхемы 74HC244, обозначенные на схеме DD1 и DD2, и одна микросхема 74HC14 (DD5). Эти микросхемы также отвечают за формирование управляющего сигнала Е для включения и выключения напряжения питания программируемых микросхем и сигнала DT3 подачи напряжения +12 В на вход CE для возможности чтения фабричного кода EEPROM-микросхем серии AT17.

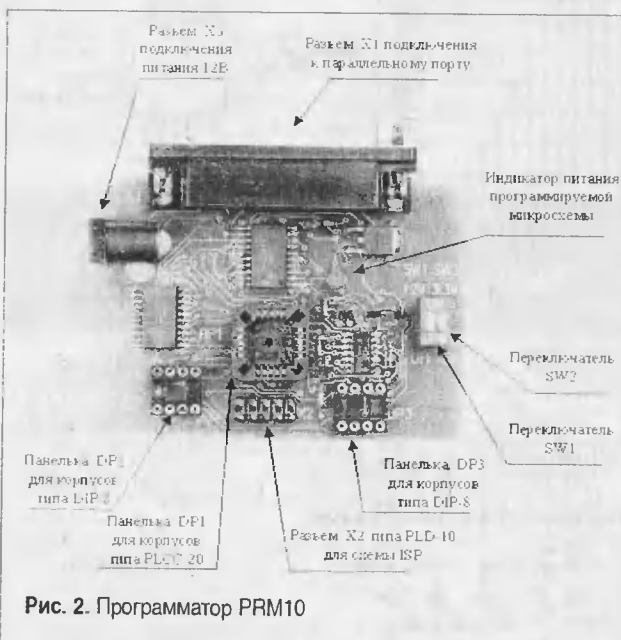


Рис. 2. Программатор PRM10

Взяв за основу идею программатора ATDH2200E, автором был разработан более дешевый его аналог — программатор PRM10 с дополнительными функциональными возможностями. Внешний вид программатора PRM10 представлен на рис. 2. Примерная его цена составляет около \$120.

Описание функций программатора PRM10

Программатор PRM10 подключается к параллельному порту компьютера через разъем X1 типа

мы. Еще одно преимущество по сравнению с программатором ATDH2200E заключается в том, что для программирования микросхем

Таблица 1

Серия	Панелька		
	DP1	DP2	DP3
AT17	*	*	
AT59		*	
AT93		*	
AT24			*
AT25			*
AT34			*

На плате программатора установлены два переключателя SW1 и SW2. Переключатель SW2 предназначен для выбора напряжения питания программируемой микросхемы EEPROM. При замкнутом SW2 напряжение питания равно 3,3 В, при разомкнутом — 5 В. Переключатель SW1 служит для защиты от случайной подачи на программируемую микросхему напряжения +12 В при работе с EEPROM, не входящими в AT17 серию. При выключенном положении переключателя подача напряжения +12 В на программирующие панельки невозможна.

Диоды VD3 и VD6 служат для защиты схемы программатора, а также компонентов схемы, подключенной к программатору через разъем X2 при одновременной подаче на него напряжения +12 В от внешнего источника питания и напряжения питания VCC с разъема X2, когда PRM10 используется в качестве бластера.

Диод VD7 служит для уменьшения разности напряжений питания программируемой EEPROM и микросхем DD1, DD2 и DD5, вызванной падением напряжения на диоде VD3.

Силовые ключи, предназначенные для управления включением и выключением напряжений питания и чтения фабричного кода программируемых микросхем, собраны на биполярных транзисторах VT1–VT3.

CF1–CF7 — фильтрующие конденсаторы, которые располагаются на плате программатора в непосредственной близости к корпусам всех микросхем и программирующих панельек.

Микросхема DA1 обеспечивает формирование стабилизированных напряжений питания 3,3 и 5 В.

В схеме используются электронные компоненты для поверхностного монтажа, за исключением разъемов и программирующих панельек, что позволяет сэкономить место на плате и, соответственно, уменьшить расходы на ее производство.

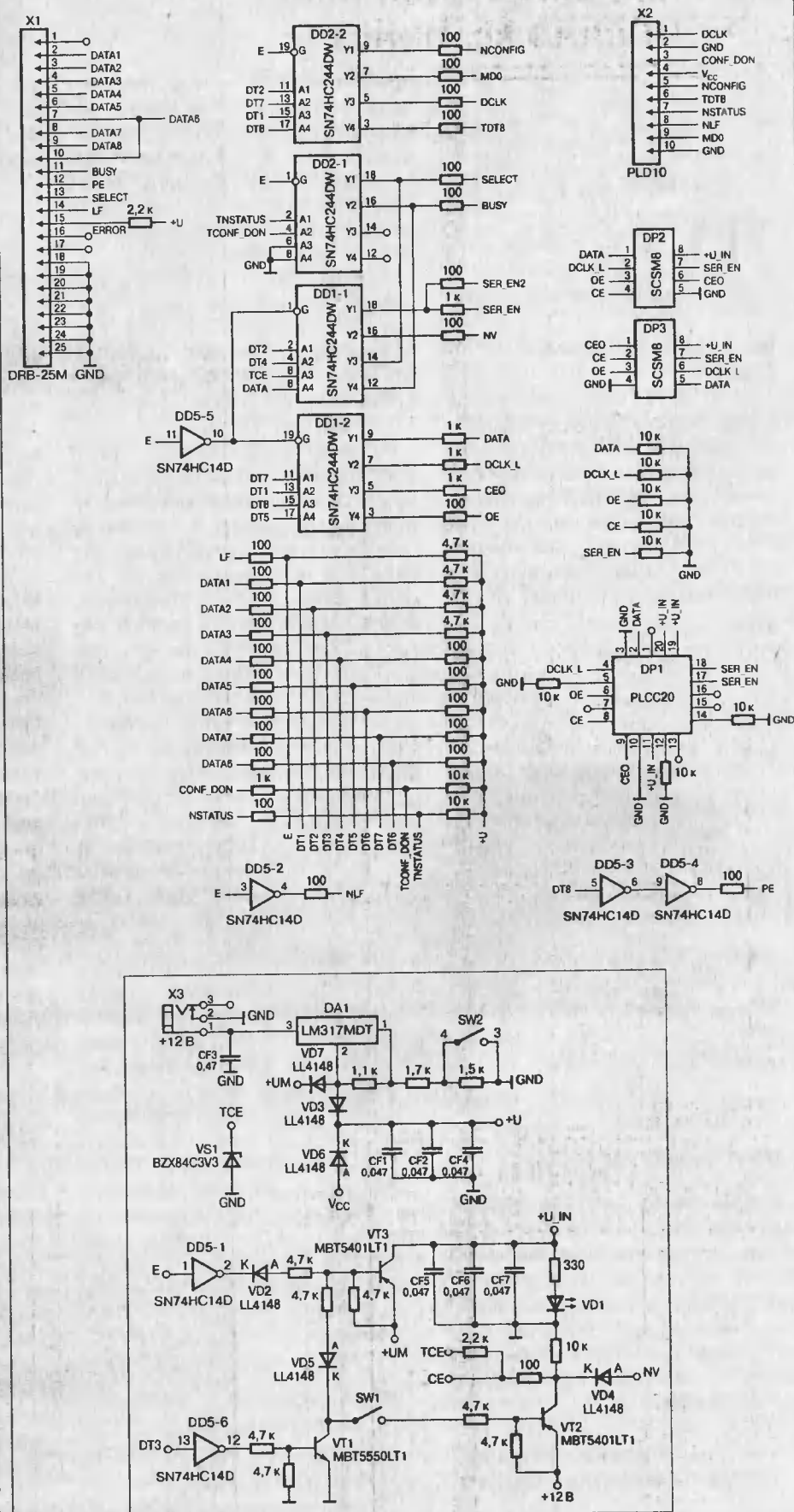


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная программатора PRM10

Программное обеспечение

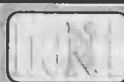
Для работы с программатором PRM10 автором были разработаны программы prm10dos.exe и PRM10win.exe под операционные системы DOS6.22 и Windows 95/98 соответственно. Демонстрационные версии программ можно найти в Интернете по адресам: <http://lex.iki.rssi.ru/projects/prm10/prm10dos.zip> и <http://lex.iki.rssi.ru/projects/prm10/prm10win.zip>. Для работы программ потребуется стандартный двоичный файл.

Для программирования конфигурационной микросхемы серии AT17, которая будет в дальнейшем использоваться для загрузки ПЛИС Altera, файл прошивки можно получить из файла с расширением ttf, созданного в САПР MAX+plus II, используя стандартный TTF RBF конвертор. При работе программатора PRM10 в режиме бластера фирмы Altera используется непосредственно САПР MAX+plus II.

Денис Тимонин,
den@hea.iki.rssi.ru

Литература

1. ATDH2200E Programming Kit. User Guide. Atmel Corporation, 2001.
2. Еще раз о конфигурировании ПЛИС Altera. — Схемотехника, № 3, 2001.
3. ByteBlasterMV Parallel Port Download Cable rev.1.01. Altera Corporation April 2001.


☒ Универсальный программатор ST-011

- программирование более 500 типов BPPROM, E²PROM, FLASH, Serial E²PROM, MPU/MCU, PAL, PLD производства Россия, Altera, AMD, Intel, Microchip, National, Philips, Siemens, SST, SGS-Thomson, TI, Winbond, Zilog и др.
- одна универсальная DIP40 или DIP42 ZIF-панель
- определение правильности установки микросхем
- идентификация производителя и типа микросхемы
- быстродействующая защита от перегрузок
- встроенный источник питания
- RS-232 со скоростью обмена до 115 кбод
- программное обеспечение с русскоязычным интерфейсом и поддержкой «мыши»
- программное обновление версий через Internet
- дополнительно: адаптеры для микросхем в корпусах PLCC, SOP и др.

☒ УФ-излучатель UV-01

- устройство стирания микросхем EPROM: таймер до 99 мин, звуковая сигнализация, до 16 микросхем одновременно.

Более подробную информацию об изделиях и последние версии ПО можно найти на нашем WWW-сервере:
<http://www.sterh.com>

Изготовитель: НПО «БОНД» г. Бердск
☎ (38341) 5-15-62, E-mail: pprog@bond.nsk.su

Москва: «Точка Опоры» ☎ (095) 956-39-42/43
Санкт-Петербург: «ЭФО» ☎ (812) 247-89-00
Екатеринбург: «Институт радиотехники» ☎ (3432) 74-58-81



www.platan.ru

ПЛАТАН

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ВАШЕГО УСПЕХА

www.platan.ru

• ВИРТУАЛЬНЫЙ МАГАЗИН РЕАЛЬНЫХ
ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

Наш сайт предоставляет широкие возможности оформления заявок на поставку электронных компонентов:

➤ Вы можете разместить заявку на требуемые компоненты и отслеживать ее прохождение на всех этапах. Очень удобный интерфейс и абсолютная безопасность!

➤ Воспользуйтесь нашей удобной системой приема заявок на компоненты, которые находятся на складе или на которые можно разместить заказ.

➤ С нашего сайта Вы можете скачать нашу базу в формате EXCEL, предоставить нужное Вам количество компонентов и отправить этот файл по нашему адресу.

ВСЕ ЗАЯВКИ, ПОЛУЧЕННЫЕ В ЭЛЕКТРОННОМ ВИДЕ, ОБРАБАТЫВАЮТСЯ В ПЕРВУЮ ОЧЕРЕДЬ.

• НОВОСТИ, ТЕХНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ,
СТАТЬИ, ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

Новые поступления на склад ПЛАТАН, новости от мировых производителей. Подробная техническая документация на поставляемые компоненты, статьи и книги по электронной тематике. Бесплатное программное обеспечение.

AMP



MOTOROLA

intersil



BOYRNS

muRata

Honeywell

CRYDOM

DATA VISION

Kingbright

ARGUSSOFT
Департамент МикроэлектроникиЭЛЕКТРОННЫЕ
КОМПОНЕНТЫ
ОФИЦИАЛЬНЫЙ
дистрибьютор фирм:TRACO
POWERВысококачественные
и сертифицированные
DC/DC-преобразователи и
импульсные источники питания
мощностью от 1 до 2500 ВтANALOG
DEVICESTRACO
POWER

DC/DC - преобразователи

	Миниатюрное исполнение	1,2 Вт
	Стандартный корпус DIP-24	3,4,5,6 Вт
	Полностью экранированный корпус	6-25 Вт
	Устанавливаемые в 19" суб-блок (3U, 6U)	50-2500 Вт

ATMEL

BOYRNS

CIARL

AC/DC - преобразователи

	Компактные корпуса для монтажа на плате или печатной плате	5-30 Вт
	Встраиваемые модули	10-50 Вт
	Корпусированные	15-150 Вт
	Промышленные, устанавливаемые на DIN-рейку	30-600 Вт

JE - AN

HANTRONIX

Honeywell

SII
Seko Instruments Inc.

Наш адрес: 129085, Москва, Проспект Мира, 65
Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505; факс: (095) 216-86-42
Интернет: <http://www.argussoft.ru>; e-mail: components@argussoft.ru

Новый офис в Санкт-Петербурге:

Адрес: 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 38
Тел.: (812) 314-3808; тел/факс: (812) 310-8234
E-mail: spb@argussoft.ru

121351, Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел/факс: (095) 73-75-999

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

EasyFLASH™



http://www.psdst.com

Конфигурируемая система памяти на одном чипе

Новые продукты памяти STMicroelectronics от поглощенной ею компании Waferscale



Your
8 or 16
Bit MCU

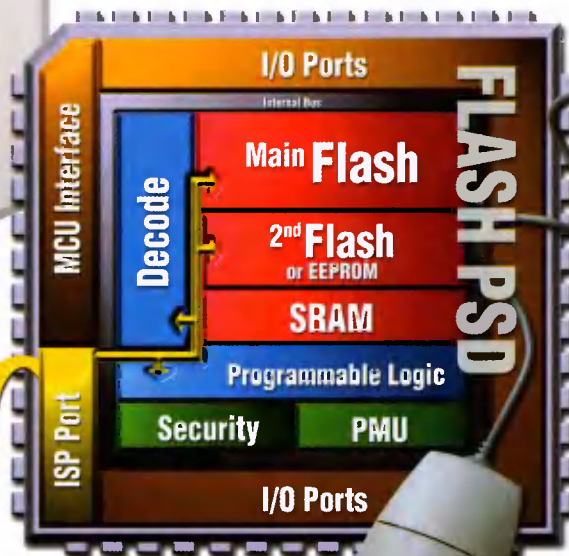


Вся информация
на сайте www.psdst.com

- до 8 Мбит основной FLASH
- 512 Кбит дополнительной FLASH
- до 256 Кбит SRAM
- программирование с помощью любого PC и дешевого программатора FlashLink™ через JTAG порт

Семь простых шагов конфигурации

1. Скачайте бесплатную программу конфигурации PSD Soft Express с сайта www.psdst.com
2. Выберите ваш микроконтроллер
3. Выберите параметры требуемой FLASH, SRAM
4. Определите порты ввода/вывода
5. Введите карту распределения памяти
6. Объедините ваши программные коды с кодами управления PSD
7. Программируйте!



PSD решение



Дистрибьютор по странам СНГ фирма «ПетроИнТрейд»

РОССИЯ

194295, Санкт-Петербург, ул. Ивана Фомина, 6

Тел.: (812) 324-6350, 324-6351, 324-6371, 324-6377, факс: (812) 324-6611

E-mail: semicond@pit.spb.ru, <http://www.pit.spb.ru>

125315, Москва, ул. Усиевича, 24/2

Тел.: (095) 155-4994, 926-5267, тел./факс: (095) 926-5268

E-mail: pitm@redline.ru

УКРАИНА

03124, Киев, 6-р Ивана Лепсе, 8

Тел. (044) 490-3586, тел./факс: (044) 490-3587

E-mail: pitk@svitonlin

КУПОН ДЛЯ ЗАКАЗА ОБРАЗЦОВ EasyFLASH
Не полностью заполненные купоны не принимаются
Наименование микросхемы
Предприятие
Адрес (полностью)
Контактное лицо
Должность
Тел./E-mail
Выпускаемая продукция

Купон отправить по адресу:
194295, Санкт-Петербург,
ул. Ивана Фомина, 6
ООО «ПетроИнТрейд»

Симметрон

электронные компоненты

Минимальные сроки

Отлаженная схема доставки в любой регион

Каталог предлагаемых изделий по заявке предприятий

С-Петербург: (812) 278-8484, 278-8421

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) 222-5859

Розничная продажа в магазинах

 **Микроника**
радиодетали и инструменты

Санкт-Петербург, пр. Новочеркасский, 51 (012) 444-0400

Новосибирск, ул. Геодезическая, 2 (3032) 119-045

Киев, ул. М. Расковой, 13

(книги по электронике, инструмент) (044) 517-7377


EPCOS


mmRata
Innovator in Electronics


MITSUBISHI
ELECTRIC

International
TOR Rectifier


BLUECHIP COMMUNICATION AS


ARIES®
ELECTRONICS, INC.


WELLS-CTI


radial


ERSA
Electronic Tools


elme


BERNSTEIN
Electronic Tools

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, ЖН-модули
- Широчайший выбор пассивных компонентов
- Реле и переключатели, разъёмы и панели, ZIF-панели
- Монтажный инструмент
- Паяльное и антистатическое оборудование