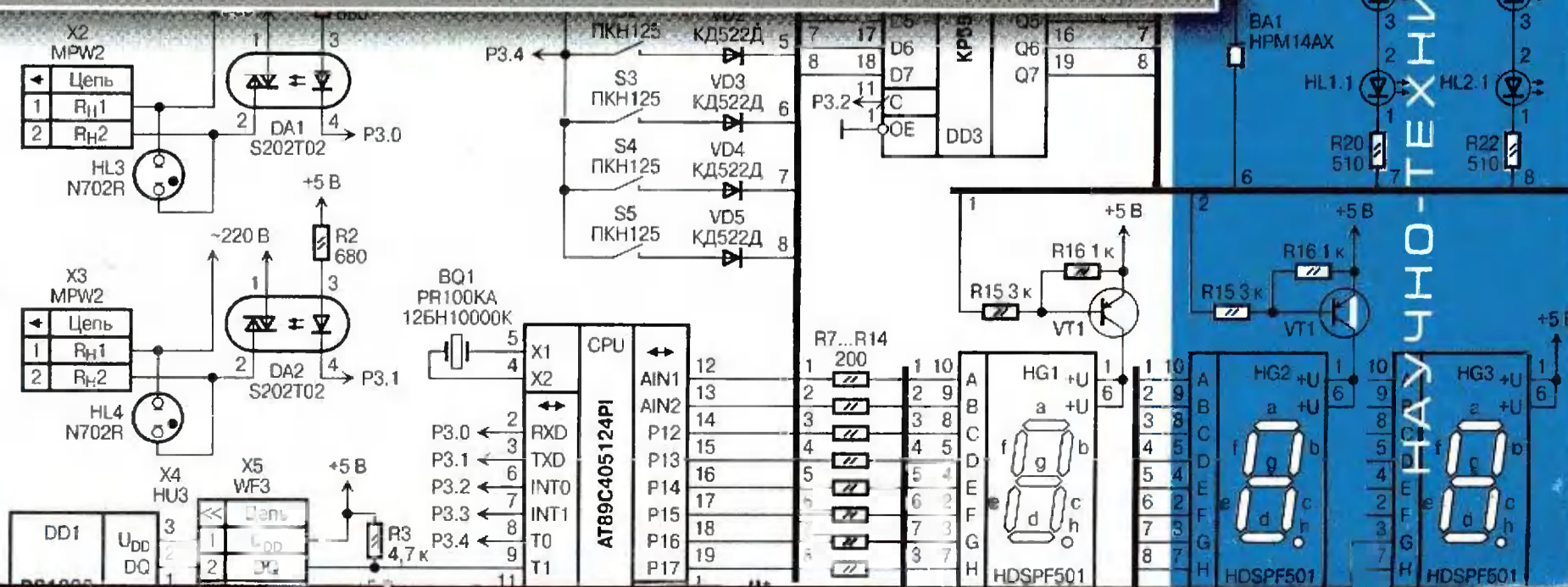


Отечественные жидкокристаллические индикаторы ТІС9162
 Высоковольтная развязка интерфейса RS-485
 Цифровой регулятор импульсного стабилизатора напряжения
 Delphi, DLL и доступ к параллельному порту в Windows
 Цифровой термометр и таймер на базе микроконтроллера Atmel



подписные индексы
 80724, 82117
 41733

Главный редактор

Сергей Бирюков

Зам. главного редактора

Сергей Кузнецов

Редакционная коллегия

Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Йовчик

Дизайн и верстка

Ирина Чикина

Отдел распространения

(095) 777-12-15
e-mail: sales@dian.ru
Марина Трофимова
Юрий Царев
Сергей Лукин

Отдел рекламы

Юлия Суханова

Адрес редакции:

127015 Москва, ул. Бутырская, д. 41/47
«ИД Скимен»
тел./факс: (095) 777-12-15
www.dian.ru
e-mail: editor@dian.ru
editordian@mail.ru

Издатель и учредитель ООО «ИД Скимен»

Отпечатано в ОАО Ордена Трудового
Красного Знамени «Чеховский
полиграфический комбинат»
142300 г. Чехов Московской области
Т/ф (501)443-92-17, т/ф (272)6-25-36
E-mail: chpk_marketing@chehov.ru

Тираж 5 250 экз.
Заказ № 4503.

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

За содержание статьи
и ее оригинальность несет
ответственность автор

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

Информацию о подписке
см. на последней странице журнала

Содержание

КОМПОНЕНТЫ

- С. Бирюков.** Микросхемы для импульсных источников питания NCP1010, NCP1011, NCP1012, NCP1013, NCP1014 фирмы ON Semiconductor 2
- А. Стратиенко.** Транзисторы ROHM 6
- Н. Заец.** Отечественные жидкокристаллические индикаторы TIC9162 с драйверами по технологии COG 9
- О. Николайчук.** Анализ SFR-совместимости микроконтроллеров фирмы Silabs 12
- В. Зотов.** Spartan-3L — новое семейство высокопроизводительных ПЛИС FPGA фирмы Xilinx 14
- О. Вальпа.** Цифровые сигнальные процессоры 16

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

- А. Фрунзе, А. Фрунзе.** Микроконтроллеры? Это же просто! 20
- Б. Шевкопляс.** Вероятностная синхронизация в телекоммуникационных системах 23
- В. Кабаков.** Высоковольтная развязка интерфейса RS-485 25
- А. Волович, Г. Волович, Е. Перминов.** Цифровой регулятор импульсного стабилизатора напряжения 26
- О. Зайцев, С. Синько, Ю. Троицкий.** Метрологические особенности систем сбора информации с температурных датчиков на базе микроконверторов ADuC8xx 28

СОФТ

- Г. Кардашев.** Компьютерное схемотехническое моделирование электронных устройств 32
- О. Вальпа.** Borland C++ Builder 6 для начинающих 34
- М. Голубцов.** Delphi, DLL и доступ к параллельному порту в Windows 36

ПРАКТИКА

- С. Шишкин.** Цифровой термометр и таймер на базе микроконтроллера Atmel 38
- Е. Гнеушев.** Автоматический прибор для проверки транзисторов 40
- А. Сошкин, А. Мамонтов.** Вольтметр постоянного тока на микроконтроллере P89LPC901 43
- Зарядное устройство на основе микроконтроллера HT46R47 фирмы Holtek Semiconductor 46
- Р. Скрипник.** Устройство для тестирования и ремонта персональных компьютеров 50
- А. Бутов.** ДМВ модулятор ТВ сигнала Samsung RUS736 II CBL 55

CD-ROM с журналами «Схемотехника» (3-я стр. обложки).

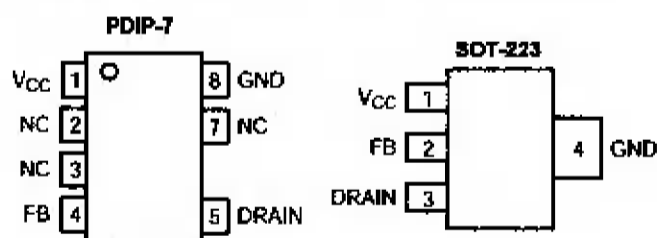
Новые книги. О. Николайчук. «x51-совместимые микроконтроллеры фирмы Silicon Laboratories (Cygnal)» (с. 8). А. Фрунзе. «Микроконтроллеры фирмы Philips семейства x51» (с. 11). Новости компании «ЧипЭКСПО» (с. 19, 33). Вниманию читателей (с. 45). Подписка-2006 (с. 56).

Микросхемы для импульсных источников питания NCP1010, NCP1011, NCP1012, NCP1013, NCP1014 фирмы ON Semiconductor

Микросхемы серии NCP101x [1] предназначены для построения импульсных обратноходовых преобразователей напряжения для маломощных потребителей. Они состоят из контроллера управления высоковольтным ключом и собственно ключа на напряжение 700 В, обладая всеми необходимыми для работы в таких преобразователях свойствами. Максимальная мощность, которая может быть получена от преобразователей на этих микросхемах меньше, чем от аналогичных устройств на микросхемах серии NCP100x этой же фирмы [2], но они проще в применении и требуют меньшего числа внешних элементов.

Серия включает в себя пять групп микросхем — NCP1010, NCP1011, NCP1012, NCP1013, NCP1014. Группы различаются между собой максимальным током высоковольтного ключа (от 100 до 450 мА) и сопротивлением ключа в открытом состоянии. В каждой группе — три микросхемы, работающие на одной из фиксированных частот — 65, 100 или 130 кГц (для NCP1014 только 65 и 100 кГц).

Микросхемы оформляются в корпусах PDIP-7 и SOT-223. В корпусе PDIP-7 вывод Drain высоковольтного ключа микросхемы имеет увеличенное расстояние от других за счет исключения ближайшего соседнего вывода (рис. 1).



Основные особенности микросхем и преобразователей на их основе:

- встроенный ключ на 700 В с типовым сопротивлением 11 или 22 Ом;
- фиксированная рабочая частота 65, 100 или 130 кГц;
- переход в режим пропуска тактов лишь при малых пиковых токах через ключ и первичную обмотку трансформатора, что исключает акустический шум;
- возможность питания микросхемы как через высоковольтный

вывод ключа, так и через дополнительную обмотку трансформатора;

- встроенная цепь плавного пуска;
- триггерная защита от превышения выходного напряжения;
- качание рабочей частоты, уменьшающее излучение помех (джиттер);
- защита от короткого замыкания выхода преобразователя;
- автоматический перезапуск после короткого замыкания;
- крайне малая мощность потребления без нагрузки — менее 100 мВт;
- встроенная защита от перегрева;
- простое подключение оптопары к микросхеме;
- возможность дистанционного выключения и включения преобразователя;
- наличие SPICE-моделей микросхем.

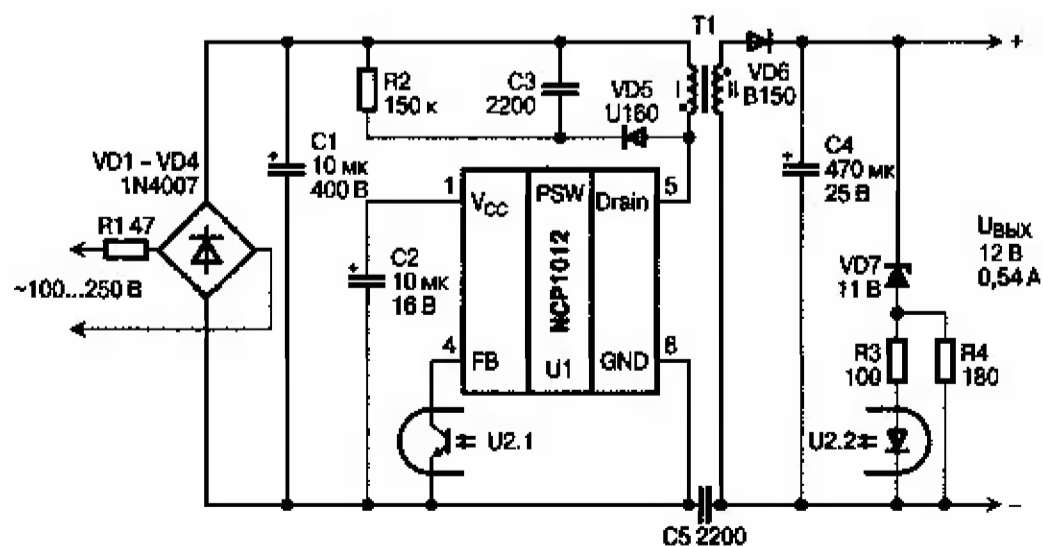
Типовая схема преобразователя на микросхеме рассматриваемой серии приведена на рис. 2. Если сравнить эту схему со схемой на рис. 12 ста-

ть [2] станет видно, что включение микросхемы максимально упрощено, особенно это касается цепи обратной связи (вывод 4, FB).

Принцип стабилизации выходного напряжения несколько отличается от использованной в микросхемах серии NCP100x широтно-импульсной модуляции. Вместо того, чтобы менять длительность импульсов, включающих высоковольтный ключ, в микросхемах этой серии цепь обратной связи регулирует пиковое значение тока силового ключа. Внешне это выглядит так же, как и ШИМ — при увеличении нагрузки или уменьшении напряжения сети увеличивается длительность открытого состояния ключа, но структура микросхем (рис. 3) заметно отличается от описанной в [2].

Задающий генератор А5 работает на одной из указанных выше частот. Его выходные импульсы устанавливают триггер DD2 в единичное состояние и сбрасывают его, обеспечивая максимальный коэффициент заполнения 65 %. Сигнал с выхода триггера через буферный усилитель А9 включает транзистор VT2 высоковольтного ключа VT1VT2, собранного по каскодной схеме.

Стабилизация выходного напряжения преобразователя осуществляется следующим образом. Сигнал обратной связи через оптопару U2 (рис. 2) подается на вывод 4 микросхемы. Нагрузкой фототранзистора U2.1 является резистор R1 микросхемы. Через делитель R2R3 напряжение с входа обратной связи поступает на инвертирующий вход компаратора А10. На его неинвертирующий вход через цепь подавления коротких импульсов А11 подается напряжение с резистора R4, пропорциональное току через высоковольтный ключ микросхемы. Выходной сигнал компаратора сбра-



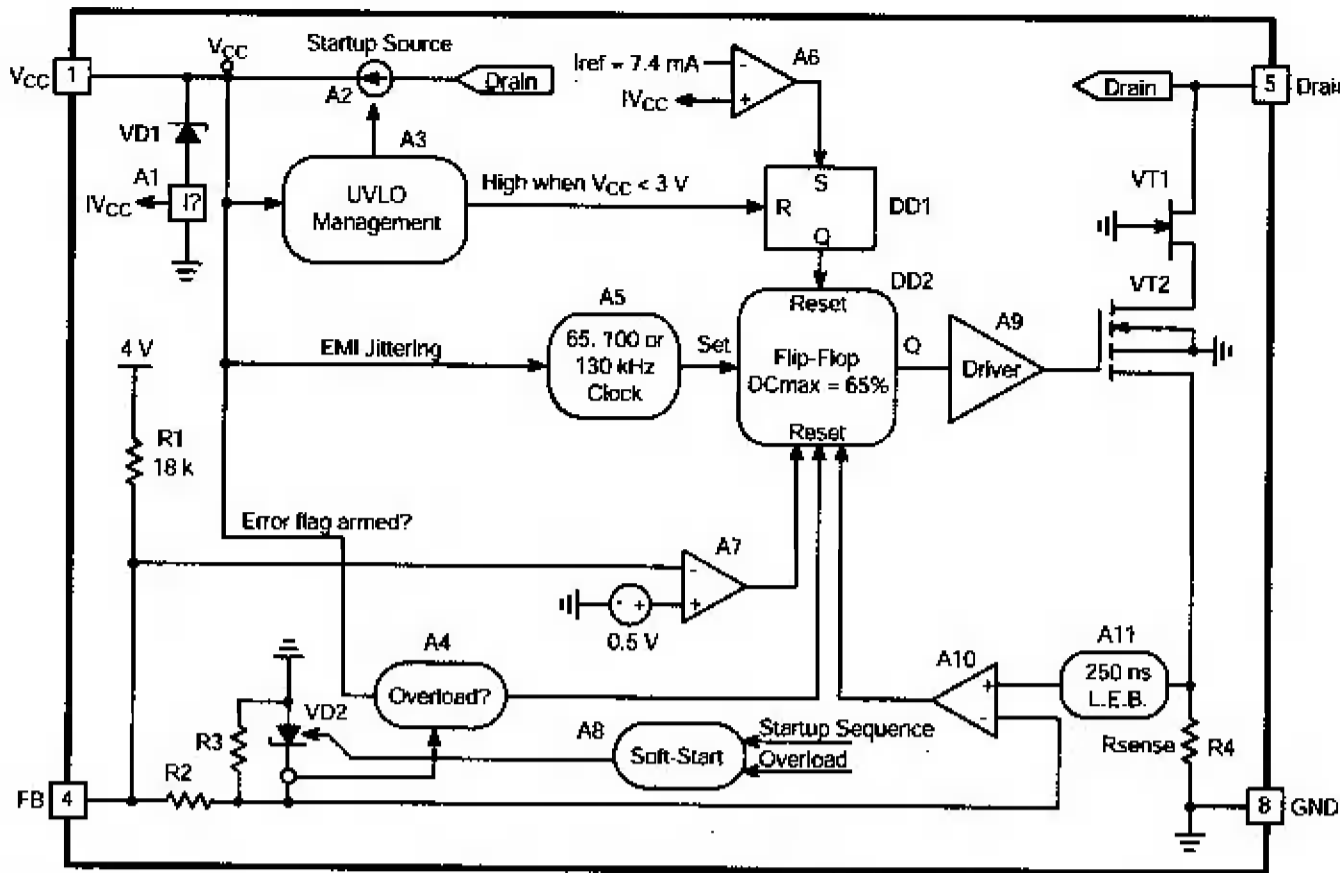


Рис. 3

сывает в нулевое состояние триггер DD2 и обрывает импульс, открывающий силовой ключ, при достижении напряжения с резистора R4 напряжения на выходе делителя R2R3. В результате, чем выше выходное напряжение, тем больше вытекающий ток вывода 4, тем ниже напряжение на нем, вследствие чего амплитуда импульса тока через высоковольтный ключ уменьшается.

Рассмотрим другие особенности микросхем и преобразователей на их основе.

Питание микросхемы. При использовании микросхем серии NCP101x нет необходимости в дополнительной вторичной обмотке. Питание микросхемы в момент пуска осуществляется через вывод Drain высоковольтного ключа и управляемый стабилизатор тока A2 (рис. 3). После выхода на стационарный режим питание также может осуществляться через этот вывод. Фирменное название такого варианта питания — DSS (Dynamic Self-Supply). Средний потребляемый по этому выводу ток составляет около 1 мА, что определяет основные потери в процессе работы преобразователя при отсутствии нагрузки. Уменьшить потери позволяет использование дополнительной вторичной обмотки, при питании от которой внутренний стабилизатор тока после пуска отключается.

Рассмотрим более подробно цепи питания микросхемы. Управление стабилизатором тока A2 производится узлом A3, фрагмент схемы которого показан на рис. 4. При включении преобразователя ток через стабилизатор A2 (рис. 3 и 4) заряжает конденсатор

CV_{CC} (рис. 4), подключенный к выводу V_{CC} (C2 на рис. 2). Зарядка конденсатора длится до тех пор, пока напряжение на нем не достигнет уровня $V_{CC_{OFF}}$, типовое значение которого составляет 8,5 В. В этот момент стабилизатор A2 выключается компаратором A12 (рис. 4), происходит запуск преобразователя и начинается разрядка конденсатора CV_{CC} через внутренние цепи микросхемы.

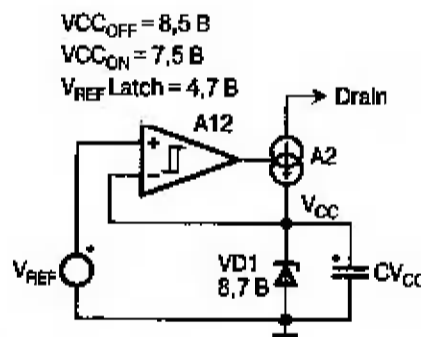


Рис. 4

Компаратор A12 изменяет порог своего переключения на $V_{CC_{ON}}$ (типичное значение 7,5 В). Когда напряжение на выводе V_{CC} достигнет этого уровня, стабилизатор тока A2 вновь включается, на выводе V_{CC} формируется пилообразное напряжение с амплитудой около 1 В. Этот процесс повторяется пока преобразователь работает в нормальном режиме DSS (рис. 5).

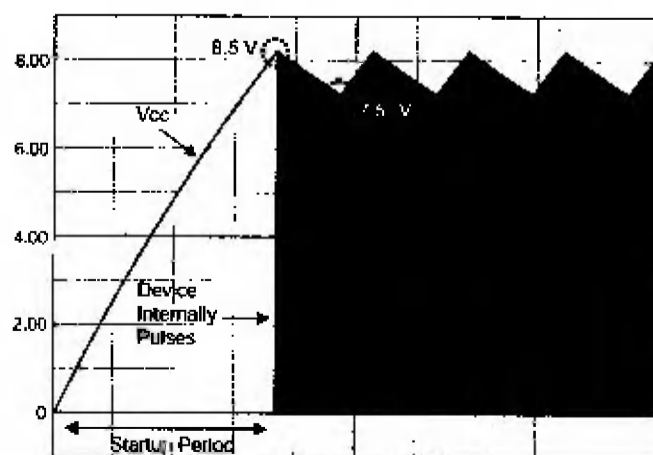


Рис. 5

Функционирование преобразователя в режиме DSS может быть нежелательным из-за большого рассеивания мощности на микросхеме или при необходимости получения особо низкого потребления при работе без нагрузки. В этих случаях для питания микросхемы следует использовать дополнительную обмотку трансформатора, что обеспечит работу стабилизатора тока только до момента запуска преобразователя.

На рис. 6 показаны элементы микросхемы и внешние цепи, функционирующие при питании микросхемы от дополнительной обмотки трансформатора T1. При запуске преобразователя импульсы с обмотки III трансформатора T1 через диод VD8 заряжают конденсатор C_{aux} . Через резистор Rlimit заряжается конденсатор CV_{CC} . Если параметры трансформатора и сопротивление резистора выбраны правильно, напряжение на выводе V_{CC} превысит 8,5 В, и компаратор A12 закроет стабилизатор тока A2. Для нормальной работы необходим некоторый запас по току через резистор Rlimit. Для стабилизации напряжения используется эквивалент стабилитрона, состоящий из источника 8,7 В, операционного усилителя A13 и транзистора VT3. На рис. 3 эквивалент стабилитрона обозначен как VD1.

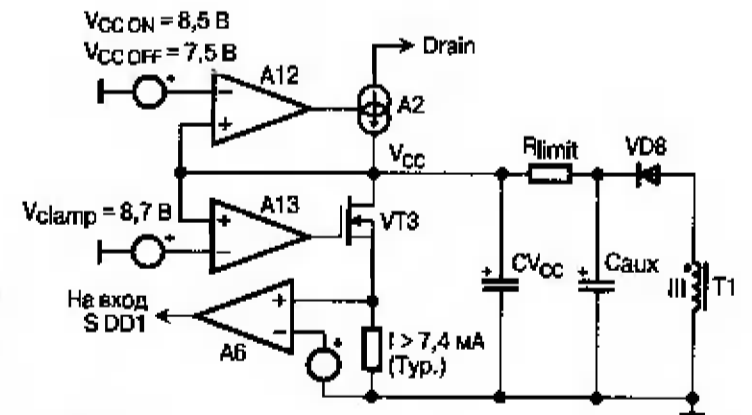


Рис. 6

Преобразователи, в которых питание контроллера производится от дополнительной обмотки трансформатора, требуют внимательного подхода при проектировании. Дело в том, что при отсутствии нагрузки возникают большие перерывы между «вспышками» работы преобразователя (рис. 7), и конденсатор CV_{CC} может разрядиться до напряжения 7,5 В, что приведет к переходу микросхемы в режим DSS. Порядок расчета оптимального сопротивления резистора Rlimit изложен в [1].

Источник с выходной мощностью 5 Вт при работе в режиме DSS и напряжении сети 230 В потребляет

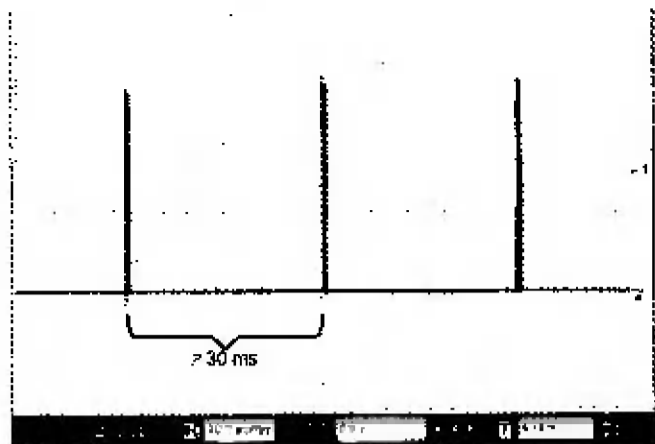


Рис. 7

при отсутствии нагрузки мощность 300 мВт и втрое меньшую мощность при питании микросхемы от дополнительной обмотки.

Защита от короткого замыкания выхода. Встроенная система защиты преобразователя от короткого замыкания основана на сравнении текущего пикового значения тока высоковольтного ключа с максимально допустимым значением. Этот ток может достигать максимального значения во время плавного пуска, пока не замкнулась цепь обратной связи, при обрыве оптрона или другой неисправности цепи обратной связи, а также в случае короткого замыкания выхода. При нормальной работе в режиме DSS узел контроля А4 (рис. 3, фрагмент его схемы приведен на рис. 8) проверяет отсутствие перегрузки каждый раз, когда в процессе разрядки конденсатора $C_{V_{CC}}$ напряжение на выводе V_{CC} пересекает уровень $V_{CC_{ON}}$ (7,5 В). Если максимальное значение пикового тока не достигнуто, что проверяется по закрытому состоянию стабилитрона на рис. 8, нормальная работа преобразователя продолжается.

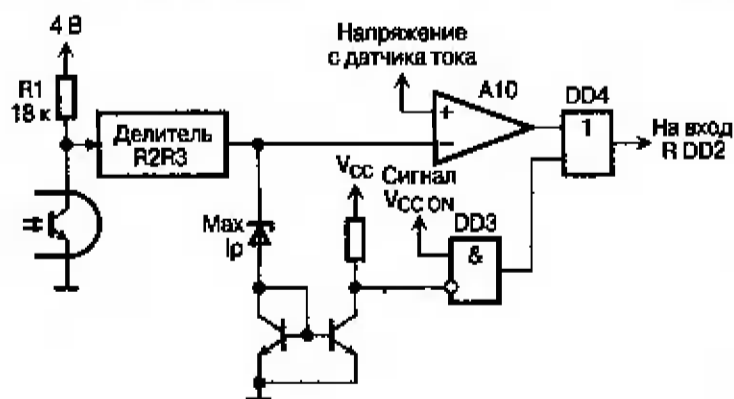


Рис. 8

Если достигнуто максимальное значение пикового тока, с выхода токового зеркала (рис. 8) на инверсный вход элемента И DD3 поступает лог. 0, и в момент появления сигнала о том, что напряжение на выводе снизилось до уровня $V_{CC_{ON}}$, микросхема прекращает активную работу. При этом в ней не включается стабилизатор тока А2, и напряжение на выводе V_{CC} продолжает снижаться. Когда оно достигнет

уровня, составляющего примерно 4,7 В (на рис. 4 он обозначен как V_{REF} Latch), срабатывает компаратор А12 (рис. 4) и вновь начинает заряжаться конденсатор $C_{V_{CC}}$. Когда напряжение на нем достигнет уровня $V_{CC_{OFF}}$ (8,5 В), выключается стабилизатор тока и производится попытка повторного пуска. Если причина срабатывания защиты устранена, нормальная работа преобразователя возобновляется. Если нет — после пересечения напряжением V_{CC} уровня $V_{CC_{ON}}$ вновь повторяется цикл разрядки конденсатора до напряжения V_{REF} Latch, зарядки до $V_{CC_{OFF}}$ и т. д. Типовые осциллограммы работы преобразователя в режиме короткого замыкания показаны на рис. 9.

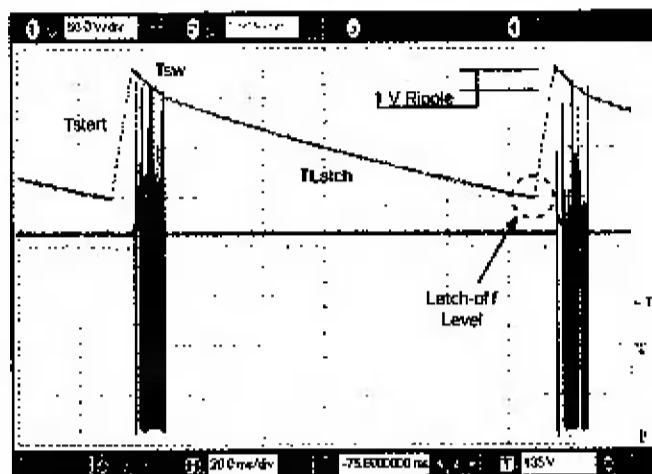


Рис. 9

Верхняя диаграмма в масштабе 1,5 В/дел соответствует колебаниям напряжения на выводе V_{CC} — относительно быстрая зарядка от 4,7 до 8,5 В (примерно 6 мс) и медленная разрядка (130 мс). В интервале времени, пока напряжение на конденсаторе снижается от 8,5 до 7,5 В, преобразователь производит попытку запуска. На нижней диаграмме показаны импульсы на выводе Drain микросхемы (масштаб 50 В/дел).

Видно, что средняя скважность работы микросхемы в режиме короткого замыкания весьма велика, поэтому ее выход из строя исключен.

Снижение мощности при работе без нагрузки за счет пропуска циклов. Пропуск циклов обеспечивает эффективный путь снижения потребляемой преобразователем мощности при малой нагрузке. Однако, нередко при переходе в такой режим частота работы преобразователя снижается до такой степени, что попадает в звуковой диапазон, возникает акустический шум из-за магнито-стрикционного эффекта в сердечнике трансформатора. Выходом из этого положения является пропуск циклов лишь при малой мощности и существенно сниженном пиковом токе через

высоковольтный ключ микросхемы и первичную обмотку трансформатора. В преобразователях на микросхемах данной серии пропуски циклов допускаются лишь при снижении пикового значения тока до 25 % от максимальной величины (рис. 10). Это соответствует снижению энергии, накапливаемой в каждом цикле работы, в 16 раз относительно максимально возможной и исключению акустических шумов.

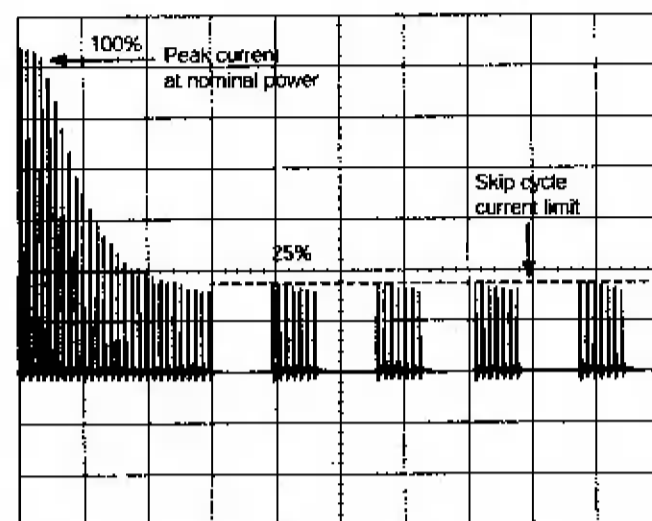


Рис. 10

При полной нагрузке преобразователь работает на номинальной частоте и акустические шумы отсутствуют.

Защита нагрузки от перенапряжения. Эквивалент стабилитрона А13VТ3, компаратор А6 (рис. 6) и другие элементы используются для защиты нагрузки от чрезмерного роста выходного напряжения при выходе из строя оптрона. В этом случае напряжение на конденсаторе C_{aux} (рис. 6) повышается, ток через резистор R_{limit} и эквивалент стабилитрона также увеличивается. Когда ток через VТ3 превысит 7,4 мА (типичное значение), компаратор А6 срабатывает и устанавливает триггер DD1 (рис. 3) в единичное состояние, что запрещает прохождение импульсов генератора через триггер DD2 на силовой ключ.

ЛИТЕРАТУРА:

1. NCP1010, NCP1011, NCP1012, NCP1013, NCP1014. *Self-Supplied Monolithic Switcher for Low Standby-Power Offline SMPS*. <http://onsemi.com>.
2. С. Бирюков. Микросхемы для импульсных источников питания NCP1000, NCP1001, NCP1002 фирмы ON Semiconductor. — Схемотехника, 2005, № 7, с. 2—5, № 8, с. 2—4.

Продолжение следует

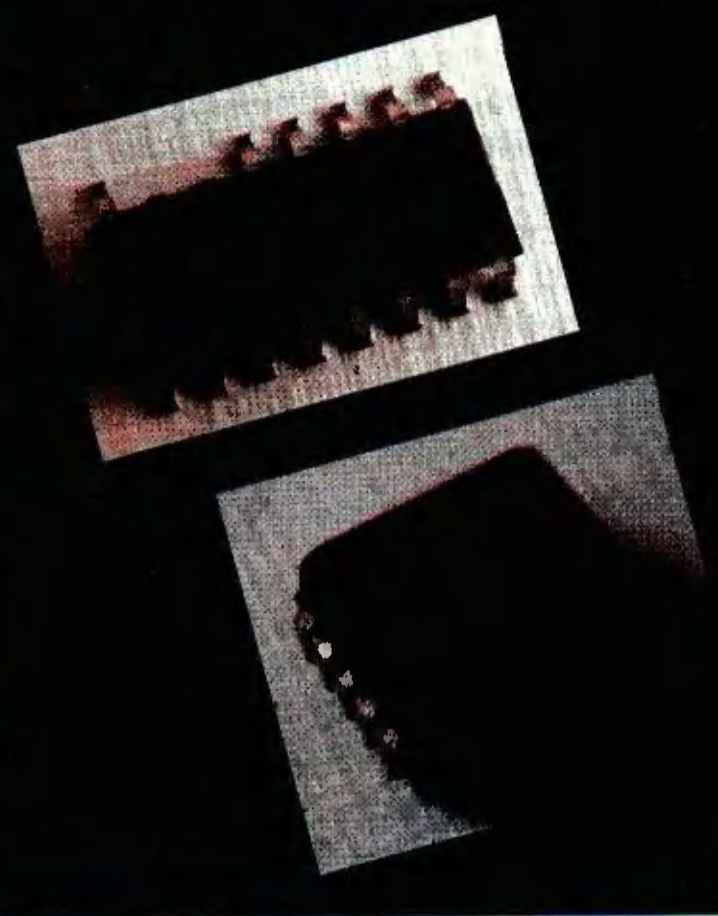
Сергей Бирюков,
г. Москва

ON Semiconductor®



**ООО «МАКРО ТИМ» ПРЕДСТАВЛЯЕТ МИКРОСХЕМЫ
ДЛЯ ПОДДЕРЖКИ FPGA XILINX И FPGA ALTERA:**

FPGA XILINX	Интерфейс	Наименование микросхемы	Функция
Virtex-4	LVPECL	MC100LVEP11, 14, 111	Расширитель
Virtex-II Pro		MC100LVEP34	Делитель
Virtex-II		NBC12429, 30, 39	Синтезатор
Virtex-E		NB100LVEP56	Мультиплексор
	LVTTL	MC100EPT21, 23, 25, 26	Транслятор
	LVDS	NB6N239S	Делитель
Spartan-II E	LVPECL	MC100LVEP11, 14, 111	Расширитель
Spartan-II		MC100LVEP34	Делитель
Spartan-XL		NBC12429, 30, 39	Синтезатор
Spartan-III		NB100LVEP56	Мультиплексор
	LVTTL	MC100EPT21, 23, 25, 26	Транслятор
	LVDS	NB6N239S	Делитель
		MC100EP210S	Расширитель
FPGA ALTERA	Интерфейс	Наименование микросхемы	Функция
Stratix	LVPECL	MC100LVEP11, 14, 111	Расширитель
Stratix-II		MC100LVEP34	Делитель
Stratix-GX		NBC12429, 30, 39	Синтезатор
		NB100LVEP56	Мультиплексор
	LVTTL	MC100EPT21, 23, 25, 26	Транслятор
	LVDS	NB6N239S	Делитель
		MC100EP210S	Расширитель
Cyclone	LVTTL	MC100EPT21, 23, 25, 26	Транслятор
Cyclone-II	LVDS	NB6N239S	Делитель
		MC100EP210S	Расширитель



ООО «Макро Тим» 111141, Россия, Москва, Зеленый пр-т, 2/19, стр. 3
Тел.: (095) 306-0026/4721/4789, факс: (095) 306-0283
E-mail: sales@macroteam.ru, http://www.macroteam.ru

EZ DIGITAL

**АНАЛОГОВЫЕ
ОСЦИЛЛОГРАФЫ**



	Осциллографы реального времени				Осциллографы с автоматической настройкой	
	OS-5020C	OS-5030	OS-5060A	OS-5100	OS-5100RA	OS-5100RB
Полоса пропускания	30 МГц	30 МГц	60 МГц	100 МГц	100 МГц	100 МГц
Каналов каналов	2	2	2	2	4	2
Скорость развертки	20 нс/дел.	20 нс/дел.	10 нс/дел.	20 нс/дел.	5 нс/дел.	5 нс/дел.
Классовая измерительная	-	-	-	-	есть	есть
Генератор сигналов	есть	-	-	-	-	-

**ЦИФРОВЫЕ
ОСЦИЛЛОГРАФЫ**



	Цифровой осциллограф	Цифровой осциллограф	Осциллограф с цветным дисплеем	Запоминающий осциллограф
	DS-1150	DS-1250	DS-1250C	OS-3060D
Полоса пропускания	150 МГц	250 МГц	250 МГц	60 МГц
Каналов каналов	2	2	2	2
Настраиваемая выборка в реальном времени	200 мегавыб./с	200 мегавыб./с	200 мегавыб./с	20 мегавыб./с
Захват пиковых сигналов	10 нс	10 нс	10 нс	-
Фурье-анализатор	10 нс	10 нс	есть	нет
Интерфейсы	RS 232C, USB	RS 232C, USB	RS 232C, USB	RS 232C

Москва, ул.Ивана Франко, 40, стр.2, (095) 73-75-999, platan@aha.ru
Москва, 1-й Щемилевский пер., 17/19, (095) 744-70-70, platan@platan.ru



Транзисторы ROHM

Продукция японской фирмы ROHM Electronics относительно мало известна в России. Отчасти это связано с тем, что 95 % приборов потребляется в самой Японии и странах Юго-Восточной Азии, производящих сложную электронную технику. В последнее время благодаря российским дистрибьюторам продукция компании стала доступна и отечественным инженерам. Значительная часть изделий ROHM — микросхемы высокой степени интеграции (LSI) для применения в сложной бытовой технике, ноутбуках, чипсеты для мобильных телефонов, которые не имеют значительного спроса на российском рынке. Традиционно сильные позиции принадлежат ROHM в линейке дискретных полупроводников и пассивных компонентов. Целью настоящей статьи является ознакомление российских разработчиков и специалистов, занимающихся ремонтом, с транзисторами и транзисторными сборками ROHM.

При напряжении на затворе 2,5 и 4 В сопротивление открытого канала составит 45 и 31 мОм соответственно. Это дает возможность коммутировать токи от долей до единиц ампер.

Во многих разработках приходится иметь дело с микросхемами, требующими напряжения питания 3,3 В и менее. Источник питания с таким напряжением, как правило, располагается на плате с основным источником 5 В и должен обладать высоким КПД, низким уровнем электромагнитного излучения и малыми габаритами. Для этих целей применяют микросхемы понижающих преобразователей, которые требуют двух внешних транзис-

Среди выпускаемых транзисторов значительную долю занимают биполярные и полевые приборы общего назначения, имеющие аналоги у других производителей. Классификация приборов приведена на рис. 1.

В статье будут рассмотрены группы приборов и решения, применение которых дает разработчику выигрыш в габаритах, стоимости и технологичности проектируемых устройств.

MOSFET транзисторы

Характерной особенностью MOSFET транзисторов ROHM является низкое сопротивление открытого канала при малых ($\leq 2,5$ В) напряжениях на затворе. Это позволяет управлять транзисторами непосредственно логическими уровнями, а также избавляет от необходимости иметь в изделии источник питания с напряжением 10...15 В, что

Таблица 1

Прибор	$U_{СИ\ MAX}$, В	I_C , А	$R_{СИ(вкл)}$, мОм		Q_3 , нКл $U_{ЗИ} = 5$ В	Структура
			$U_{ЗИ} = 10$ В	$U_{ЗИ} = 4,5$ В		
RSS065N03	30	6,5	19,0	27,0	6,1	Один п-канальный
RSS090N03	30	9	11,0	15,0	11	
RSS100N03	30	10	9,5	13,0	14	
RSS105N03	30	10,5	8,5	11,4	15	
RSS110N03	30	11	7,6	10,3	17	
RSS120N03	30	12	7,1	9,4	18	
RSS125N03	30	12,5	6,5	8,6	20	
RSS130N03	30	13	5,9	7,4	25	
RSS140N03	30	14	4,9	6,0	37	
SP8K1	30	5	36	52	3,9	
SP8K2	30	6	21	30	7,2	
SP8K3	30	7	17	23	8,4	
SP8K4	30	9	12	16	15,0	
SP8K5	30	3,5	59	93	2,5	
RSS040P03	30	4	42	58	7	Один р-канальный
RSS050P03	30	5	30	47	11	
RSS075P03	30	7,5	15	22	22	
SP8J4	30	2	170	270	2,8	Два р-канальных
SP8J3	30	3,5	65	100	5,5	
SP8J2	30	4,5	40	57	9	
SP8J1	30	5	30	40	14	
SP8J5	30	7	20	25	22	
SP8M3	30/30	5/4,5	36/40	52/57	3,9/9	п-канальный и р-канальный
SP8M8	30/30	6/4,5	21/40	30/57	7,2/9	
SP8M4	30/30	9/7	12/20	16/25	15/22	

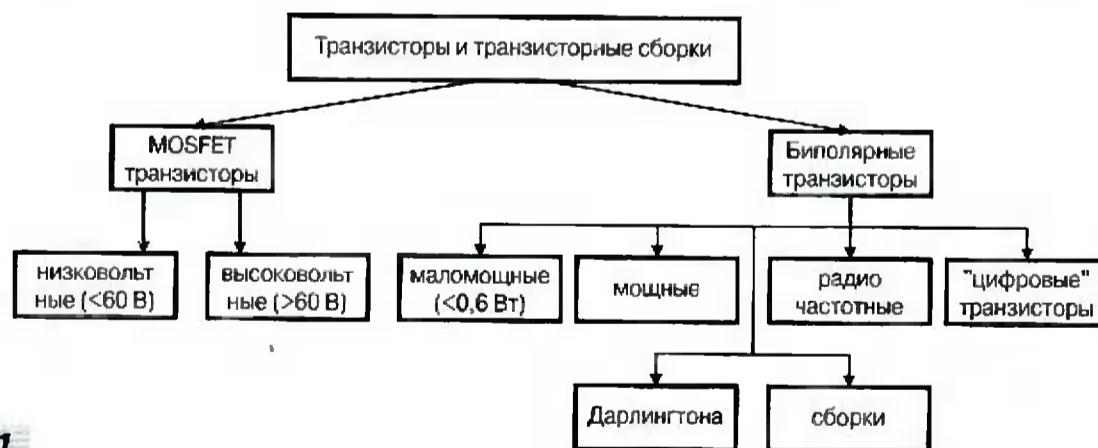


Рис. 1

существенно упрощает схемотехнику транзисторных каскадов. Из мощных транзисторов в корпусе TO-220 можно отметить 2SK2095N, у которого сопротивление открытого канала составляет 0,11 Ом при напряжении на затворе 4 В. Очень интересны одинарные маломощные транзисторы в корпусах для поверхностного монтажа SOT346 и SOT457.

На кристалле уже выполнены защитный диод, включенный парал-

лельно цепи сток—исток, и двунаправленный стабилитрон в цепи затвор-исток. На рис. 2 показана схема и расположение выводов транзистора RTQ045N03.

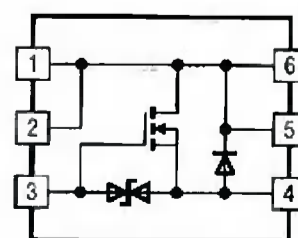


Рис. 2

торных ключей — основного и синхронного выпрямителя. Очень удобно в данном случае использование MOSFET транзисторов и сборок на их основе в корпусе SOP8, их параметры приведены в табл. 1.

На рис. 3 приведена упрощенная схема понижающего преобразователя напряжения с использованием сборок SP8Kx.

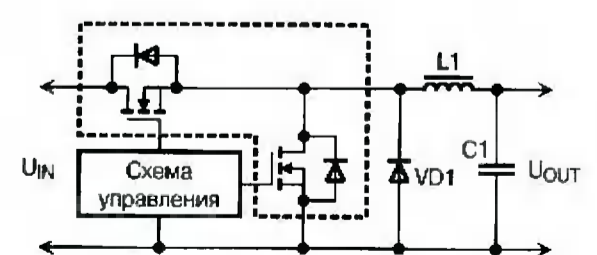


Рис. 3

Сборки из биполярных транзисторов

Разработчикам часто приходится решать задачу сопряжения высоковольт-

тных цепей исполнительных устройств, например, газоразрядных индикаторов, логическими уровнями управляющих сигналов. Такая задача может осложняться отсутствием или недоступностью подходящих микросхем с открытым коллекторным выходом, рассчитанным на напряжение в десятки вольт. Применяв сборку ИМТ4 из двух биполярных п-р-п транзисторов в корпусе SOT457, можно управлять высоковольтной нагрузкой. Удачная топология сборки упрощает разработку печатной платы и снижает вероятность возникновения паразитных наводок, так как цепи управления и высоковольтные цепи располагаются на противоположных сторонах корпуса (рис. 4).

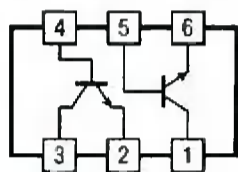


Рис. 4

Управление высоковольтной нагрузкой показано на рис. 5.

Одна сборка позволяет реализовать два канала управления.

В шестывыводных корпусах SOT353 (363) для поверхностного монтажа ROHM производит смешанные сбор-

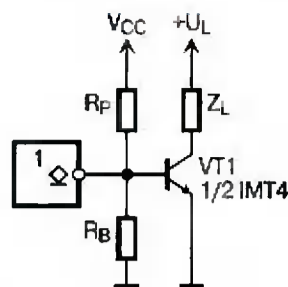


Рис. 5

ки из биполярных транзисторов с диодом Шоттки (рис. 6, а и б) и сборки из биполярных и полевых транзисторов (рис. 6, в и г). Такие приборы являются законченными решениями для применения в цепях управления источниками питания и коммутации нагрузок.

Для сборок на рис. 6, в и г предельные значения $U_{СИ\ MAX} = 30\ В$, $I_C = 0,1\ А$; $U_{КЭ\ MAX} = 12\ В$, $I_K = 0,1\ А$.

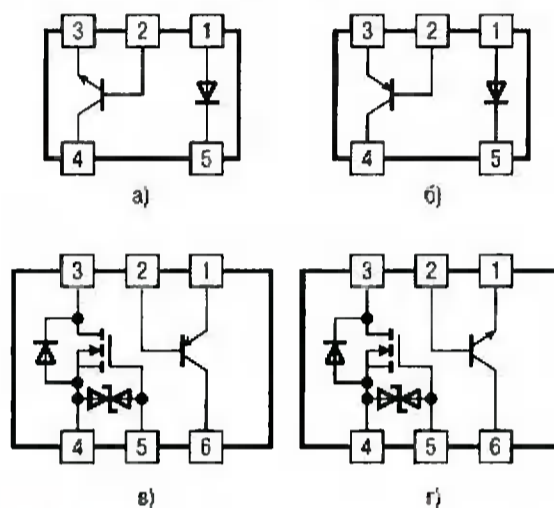


Рис. 6

Цифровые транзисторы

Фирма ROHM производит так называемые digital transistors — биполярные транзисторы со встроенными резисторами (рис. 7).

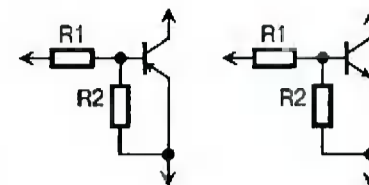


Рис. 7

Некоторые приборы имеют резистор R1 в цепи базы и резистор R2, включенный параллельно переходу база-эмиттер, либо только один из этих резисторов. Выпускаются транзисторы с различными номиналами этих резисторов и различным соотношением их номиналов. Это дает возможность выбора транзистора для различных приложений и одновременно позволяет реализовать их главное преимущество — минимальное число внешних пассивных компонентов.

В линейке цифровых транзисторов имеются приборы с максимальным током коллектора 1 А и напряжением коллектор-эмиттер 60 В (DTDG23YP, DTDG14GP). Транзисторы серий DTC3xx и DTC6xx отличаются боль-

Excellence in Electronics
ROHM
www.rohm.com

Японская компания ROHM — один из мировых лидеров в области разработки и производства электронных компонентов

- ⇒ Микросхемы памяти
- ⇒ Стандартные ИМС
- ⇒ ИМС специального назначения (аудио-, видеоаппаратура, телефония и др.)
- ⇒ Модули питания

- ⇒ Оптоэлектронные приборы
- ⇒ Дискретные полупроводниковые приборы
- ⇒ Пассивные компоненты
- ⇒ Печатающие головки

Тел./Факс: (095)797-8993
E-mail: info@rainbow.msk.ru

RAINBOW
TECHNOLOGIES

www.rtc.ru

Тел: (095) 995-09-01. Факс: (095) 995-0902
E-mail: compel@compel.ru

Компэл
www.compel.ru

шим коэффициентом передачи тока $h_{21Э} = 820...2700$ (DTC6xx) и сверхмалым напряжением насыщения $U_{КЭ НАС} = 40$ мВ при токе коллектора $I_K = 50$ мА. Дифференциальное сопротивление перехода коллектор-эмиттер при этом менее 1 мОм.

Сборки из цифровых транзисторов

Сборки в микроминиатюрных корпусах SOT353 (363) (рис. 8) очень удобны для реализации усилительных и дифференциальных каскадов, построения источников тока, «токовых зеркал», применения в импульсных и логических устройствах.

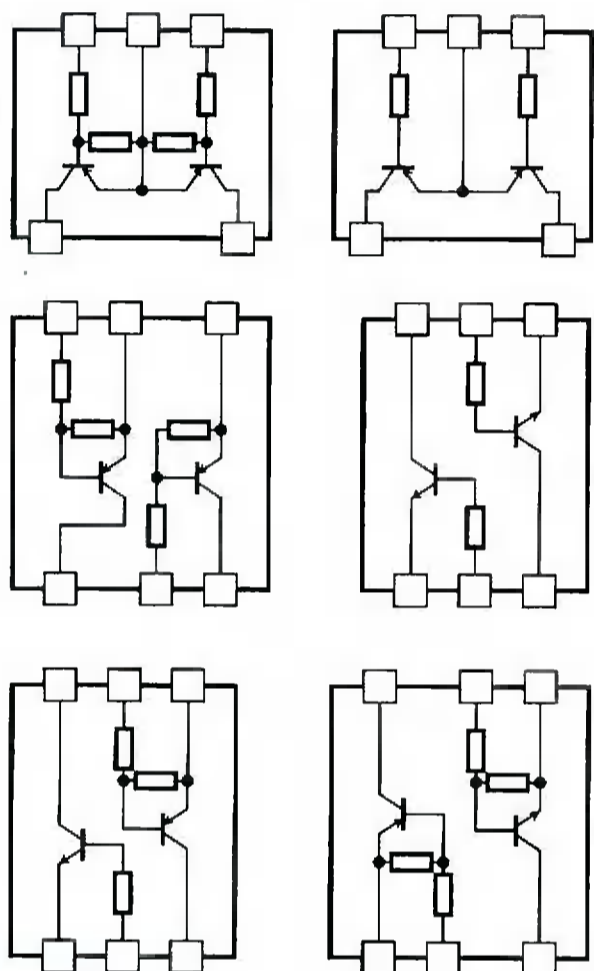


Рис. 8

На рис. 9 показан узел управления р-п-р ключом транзисторной сборки логическим уровнем $U_{УПР}$.

В зависимости от напряжения $U_{ВХ}$ необходимо либо соединить между собой два вывода сборки, либо включить между ними резистор. Сборки

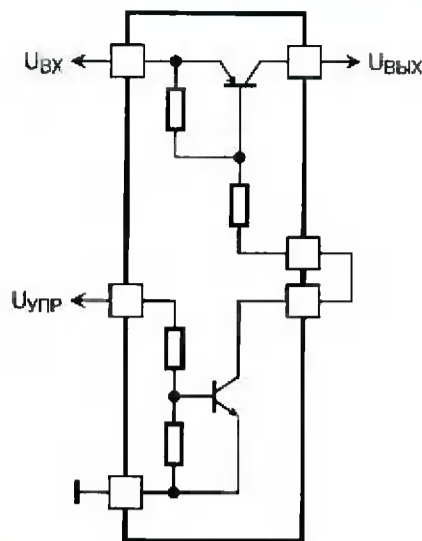


Рис. 9

из цифровых транзисторов р-п-р и п-р-п — идеальное однокорпусное решение для согласования логических уровней, управления маломощной нагрузкой при напряжении до 40 В и других подобных задач.

Сборки из составных транзисторов

Сборки из транзисторов, включенных по схеме Дарлингтона — малоизвестная среди разработчиков продукция ROHM. Аналогичные сборки с маркировкой ULN2001A/2002A/2003A/2004A предлагают многие ведущие производители электронных компонентов. В корпусе DIP16 (SOP16) выполнены семь составных транзисторов. Условная структурная схема сборок BA12001B, BA12003B/BF, BA12004B показана на рис. 10.

Принципиальная схема одного канала сборки BA12004B показана на рис. 11.

Остальные приборы этой группы отличаются сопротивлением резистора в цепи базы. У BA12003 оно составляет 2,7 кОм, а у BA12001B этот резистор отсутствует. Область применения — управление группой маломощных нагрузок, например, светодиодов, маломощных электромагнитных реле. Для последнего случая в каждом канале

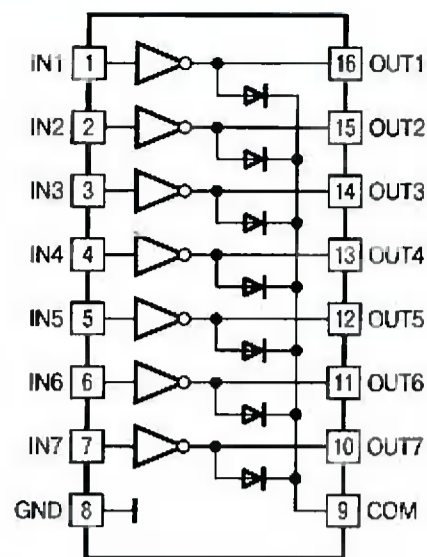


Рис. 10

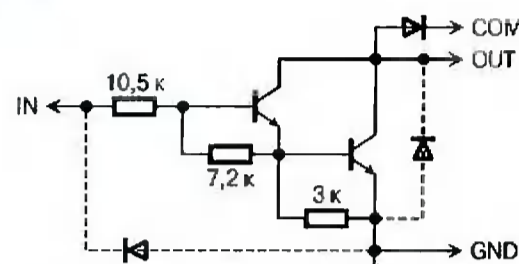


Рис. 11

выполнен защитный диод, анод которого соединен с коллектором составного транзистора, а катоды выведены на общий вывод COM (рис. 10). Коэффициент передачи тока $h_{21Э}$ составного транзистора около 2400. Рекомендуемое напряжение питания коммутируемых цепей ≤ 55 В, а ток ≤ 350 мА на канал. В отдельных случаях могут включаться токоограничивающие резисторы в коллекторных цепях.

Применение таких сборок позволяет управлять нагрузкой непосредственно с помощью уровней КМОП или ТТЛ логики без использования внешних компонентов, что существенно упрощает разработку и монтаж устройства.

Дополнительная информация может быть получена у официальных дистрибьюторов фирмы ROHM в России.

Александр Стратиенко,
г. Москва,

Предлагаем организациям и физическим лицам оформить подписку на книгу «X51-СОВМЕСТИМЫЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРЫ ФИРМЫ SILICON LABORATOIRES (CYGNAL)»

Автор О. И. Николайчук, обложка мягкая, 640 стр.

Второе расширенное издание настоящей книги предназначено для ознакомления читателей с полным спектром x51-совместимых микроконтроллеров, выпускаемых в настоящее время фирмой SiLabs, которая объединилась с фирмой Cygnal.

В книге подробно рассмотрены архитектура, состав периферийных подсистем, структура регистров и особенности применения высокоинтегрированных систем обработки данных x51-совместимых микроконтроллеров со смешанной аналоговой и цифровой архитектурой, включающих высокопроизводительное микроконтроллерное ядро CIP-51, построенное по конвейерному принципу. Благодаря этому многие семейства микроконтроллеров фирмы SiLabs развивают пиковую производительность 25 MIPS, а одно из семейств — 50 и даже 100 MIPS, что является наивысшим результатом по производительности среди микроконтроллеров в мире. Это уникальное микроконтроллерное ядро оснащено не менее мощными аналого-цифровыми и цифро-аналоговыми узлами, расширенной цифровой периферией, включающей интерфейсы UART, SMBus (I2C), SPI, CAN,

USB, мощными подсистемами памяти и прерываний, а также усовершенствованными средствами внутрисистемного программирования и отладки. Таким образом, современные микроконтроллеры фирмы SiLabs (Cygnal) являются не только самыми высокопроизводительными, но и самыми мощными по составу аналоговой и цифровой периферии.

Во второе издание дополнительно введена информация о четырех новых семействах, которые появились с момента первого издания книги. Кроме того, исправлены некоторые неточности, допущенные в первом издании.

Книга рассчитана на широкий круг инженерно-технических работников, а также студентов и аспирантов, интересующихся последними достижениями современной микроконтроллерной техники.

Стоимость подписки через редакцию на книгу — 250 руб., в эту стоимость включена стоимость пересылки по России.

Пример заполнения квитанции для оплаты через банк см. на стр. 56.

Отечественные жидкокристаллические индикаторы TIC9162 с драйверами по технологии COG

Разработанная в начале 70-х годов прошлого века технология размещения кристалла на стекле (Chip on Glass) [1] в настоящее время благодаря своим неоспоримым преимуществам становится все более востребованной. В данной статье рассматривается метод составления карты адресации элементов изображения ЖКИ TIC9162 и выбор способа программирования вывода данных с применением микроконтроллера PIC16F628.

Приобретенный автором индикатор TIC9162 выглядел несколько необычно — он имел пять жестких выводов. Размеры индикатора 70×24,5×2,5 мм, приблизительные размеры цифр — 10×4,5 мм (без курсора). Бросалось в глаза то, что в индикаторе на стекле находилось продолговатое черное пятно. Продавец дал исчерпывающую информацию, что это отечественный девятиразрядный семисегментный индикатор с драйвером, выполненным по технологии COG.

В последнее время чаще применяется технология Chip on Board (COB) — драйвер ЖКИ монтируется на печатной плате и заливается компаундом. Эта технология используется в калькуляторах, электронных играх, электронных часах, символьных и графических ЖКИ. Недостатком ЖКИ с драйвером, выполненным по технологии COB, можно назвать ненадежное соединение индикатора с печатной платой при помощи полосок контактной резины.

Технология COG считалась неперспективной из-за того, что токопроводящие дорожки от контактов драйвера до электродов имели различную длину, следовательно, и сопротивление, что приводило к неравномерной контрастности элементов. Похоже, что в последнее время разработчикам удалось преодолеть этот недостаток. Основным преимуществом данной технологии является малая толщина (2...3 мм) и вес индикатора. Небольшое число управляющих шин ЖКИ позволяет использовать микроконтроллеры с меньшим числом выводов. Важное значение имеет и технологичность изготовления индикатора с минимальным применением ручного труда.

Попытки найти в Интернете данные по индикатору с аббревиатурой TIC9162 не увенчались успехом. Это было первым подтверждением того, что индикатор отечественного происхождения. Иностранные производители еще задолго до выпуска продукции на рынок заботятся о ее рекламе. По ключевым словам «Chip on Glass» можно найти в Интернете много сайтов производителей и продавцов ЖК индикаторов и экранов. Вот несколько из них: <http://www.ocularlcd.com> фирмы Ocular Inc., <http://www.azdisplays.com> фирмы AZ Displays, Inc., <http://www.keytron.demon.co.uk> фирмы Keytron Systems Ltd, <http://www.tianma.com> фирмы Tianma Microelectronics, <http://www.apollodisplays.com> и т. д. Наиболее подходящим по конфигурации сегментов оказалось описание фирмы Minilogic Device Corporation <http://www.minilogic.com>.

Фирма занимается разработкой ЖКИ с драйверами, выполненными по технологии COG. Представляет интерес двухрядный 16-разрядный ЖКИ MLCM8016. Данный индикатор имеет 14 жестких выводов с управлением, совместимым с драйвером HD44780, т. е., не нужно переделывать программы, разработанные для ЖКИ с драйверами HD44780, выполненными по технологии COB. К

сожалению, ни на одном сайте не было обнаружено карты знакогенераторов с кириллицей.

Удалось найти индикатор типа MLC8213, аналогичный TIC9162, но имеющий восемь семисегментных знакомест с точкой и без подчеркивания (<http://www.minilogic.com.hk/Spec/mlcspec.pdf>). Поскольку данных на индикатор TIC9162 не обнаружено, рассмотрим подробнее индикатор MLC8213.

Технические характеристики MLC8213

- Три управляющих входа:
 - DCLK (синхронизация)
 - DIN (данные)
 - LOAD (загрузка или конец слова)
- Потребляемый ток (при напряжении питания 3 В), мкА, 25
- Рабочее напряжение питания U_{DD} , В, 2...6
- Напряжение импульсов управления, U_{DD} :
 - лог. 0 0,3;
 - лог. 1 0,7;
- Минимальная длительность импульсов управления, мкс, 0,4
- Максимальная длительность фронтов импульсов, мкс, 10

Назначение выводов:

- 1 — плюс напряжения питания (U_{DD});
- 2 — минус напряжения питания (GND);
- 3 — конец слова (LOAD);
- 4 — данные (DIN);
- 5 — синхронизация (DCLK).

Индикатором управляет драйвер ML1001, рассчитанный на управление 40, 80 или 120 сегментами. Структурная схема драйвера показана на рис. 1.



Рис. 1

Данные с входа DIN синхронно по импульсам на входе DCLK записываются в сдвиговый регистр. После его заполнения они переписываются в регистр данных по импульсу положительной полярности на входе LOAD. Драйверы сегментов и разрядов преобразуют данные в трехуровневые импульсы и управляют соответствующими сегментами. Работа драйверов обеспечивается внутренним генератором с частотой 32 кГц.

На рис. 2 показаны временные характеристики импульсов управления DIN, DCLK, LOAD.

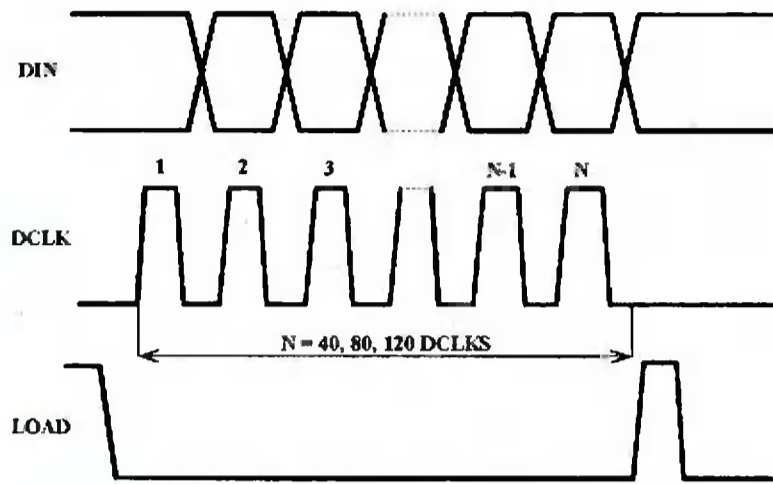


Рис. 2

Запись бита данных выполняется по спаду импульса синхронизации, поэтому этот спад не должен совпадать со спадом импульса данных. Число импульсов синхронизации должно быть равно числу сегментов индикатора. Обычно число сегментов кратно 40, но может быть кратно восьми, как в рассматриваемом индикаторе. Запись данных в регистр сдвига выполняется начиная со старшего разряда. Каждый сегмент обозначается порядковым номером, соответствующим номеру импульса синхронизации. Управление сегментами выполняется импульсами данных положительной логики, т. е. высокий уровень включает сегмент, и наоборот.

При рассмотрении карты адресации элементов индикатора MLC8213 выяснилась простая закономерность включения сегментов, представленная в табл. 1.

Таблица 1

Разряд	Импульсы							
	1	2	3	4	5	6	7	8
8	D	E	F	A	B	G	C	H
7	D	E	F	A	B	G	C	H
6	D	E	F	A	B	G	C	H
5	D	E	F	A	B	G	C	H
4	D	E	F	A	B	G	C	H
3	D	E	F	A	B	G	C	H
2	D	E	F	A	B	G	C	H
1	D	E	F	A	B	G	C	H

Первые восемь импульсов управляют сегментами восьмого (крайнего левого) разряда, следующие восемь импульсов — сегментами седьмого разряда и т. д. Таким образом, управление индикатором при помощи микроконтроллера не намного сложнее, чем управление светодиодными семисегментными индикаторами. А если учесть, что для управления ЖКИ не требуется мультиплексирование разрядов, то намного проще. Время, в течение которого процессор выполняет непрерывное переключение разрядов светодиодных семисегментных индикаторов, может быть использовано другими программами.

При принятии за основу данных индикатора MLC8213 была разработана небольшая программа для составления карты адресации элементов ЖКИ TIC9162. Простую про-

верку работоспособности индикатора можно выполнить с подключенным напряжением питания. Если поднести палец к выводу синхронизации, на индикаторе будут хаотически включаться сегменты. Так можно определить число разрядов, конфигурацию и число сегментов индикатора.

Программа разработана для микроконтроллера PIC16F628, имеющего шину USART. Использование этой шины предпочтительно, поскольку во время передачи данных микроконтроллер может выполнять другую работу. Алгоритм работы программы заключается в выдаче на ЖКИ 79-ти единичных импульсов данных и нулевого первого импульса. На индикаторе будут включены все сегменты, кроме первого. Далее программа ожидает нажатия кнопки. После нажатия и отпускания кнопки нуль по разрядам сместится влево, и уже будет выключен второй сегмент и т. д. Для правильной регистрации нажатия кнопки ее дребезг подавляется программно. Программу для составления карты адресации элементов Usart4.asm и коды прошивки микроконтроллера Usart4.hex можно найти на сайте журнала по адресу www.dian.ru/programs/. Программа рассчитана на индикатор с 80-ю сегментами. При другом числе сегментов необходимо увеличить или уменьшить число регистров вывода. При добавлении регистров необходимо сделать так, чтобы присваиваемые им адреса продолжали нумерацию предыдущих регистров, поскольку выборка регистров в USART выполняется по косвенной адресации.

Подключение ЖКИ показано на рис. 3.

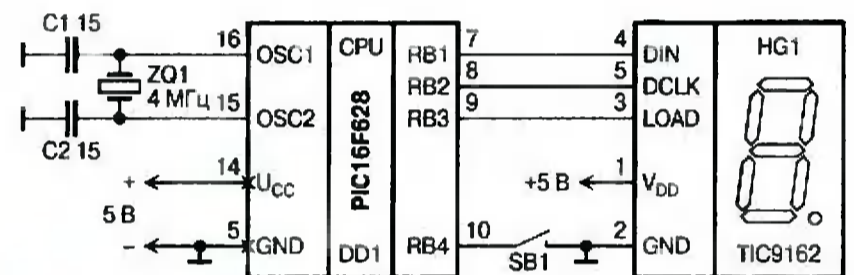


Рис. 3

Устройство можно собрать на макетной плате.

При проверке индикатора оказалось, что первые входные импульсы включают сегменты крайнего правого (первого) разряда, а не старшего разряда как у выбранного аналога. Карта адресации элементов изображения ЖКИ TIC9162 представлена в табл. 2, а общий вид индикатора с выключенным сегментом D первого разряда — на рис. 4.

Буквой «К» в табл. 2 обозначен сегмент курсора (черта под разрядом). На рис. 4 хорошо видно расположение драйвера в черном прямоугольнике. Нумерация выводов ЖКИ начинается с крайнего левого вывода. Рядом с пер-

Таблица 2

Разряд	Сегмент									
	H	C	B	A	F	G	E	D	K	
1	1	2	3	4	5	6	7	8	10	
2	9	11	12	13	14	15	16	17	19	
3	18	20	21	22	23	24	25	26	28	
4	27	29	30	31	32	33	34	35	37	
5	36	38	39	40	41	42	43	44	—	
6	45	47	48	49	50	51	52	53	46	
7	54	56	57	58	59	60	61	62	55	
8	63	65	66	67	68	69	70	71	64	
9	72	74	75	76	77	78	79	80	73	



Рис. 4

вым выводом через лупу можно рассмотреть маркировку типа ЖКИ.

По шине USART микроконтроллера передаются как восьмиразрядные, так и девятиразрядные данные. Поэтому с использованием различных комбинаций по восемь и по девять импульсов, слева направо и справа налево, была создана наиболее приемлемая комбинация импульсов (табл. 3).

Таблица 3

Разряд	Импульсы								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	H	C	B	A	F	G	E	D	H2
2	K1	C	B	A	F	G	E	D	H3
3	K2	C	B	A	F	G	E	D	H4
4	K3	C	B	A	F	G	E	D	H5
5	K4	C	B	A	F	G	E	D	H6
6	K	C	B	A	F	G	E	D	H7
7	K	C	B	A	F	G	E	D	H8
8	K	C	B	A	F	G	E	D	H9
9	K	C	B	A	F	G	E	D	—

Была разработана и программа передачи данных в ЖКИ по шине USART, но из-за неудобного расположения сегментов курсора (К) и запятой (Н), она получилась громоздкой. Если бы девять разрядов индикатора располагались в последовательности, аналогичной последовательности индикатора MLC8213 (табл. 1), а сегменты курсоров располагались подряд первой или последней восьмеркой разрядов, это было бы удобнее для программирования. Такая «недружественная» последовательность сегментов стала вторым подтверждением происхождения индикатора. Принцип «покупатель всегда прав» в данном случае не действует.

Для дальнейшей проверки индикатора была разработана простая программа обычной подачи импульсов на индикатор по тем же выводам, что использовались шиной USART. Программу tic.asm и файл кодов для прошивки микроконтроллера tic.hex можно найти там же, на сайте журнала.

При включении программа выполняет загрузку всех разрядов индикатора нулями, а в первом и последнем раз-

рядах дополнительно включены сегменты точки и курсора соответственно. При каждом нажатии кнопки появляются изображения цифр от нуля до девяти (рис. 5).

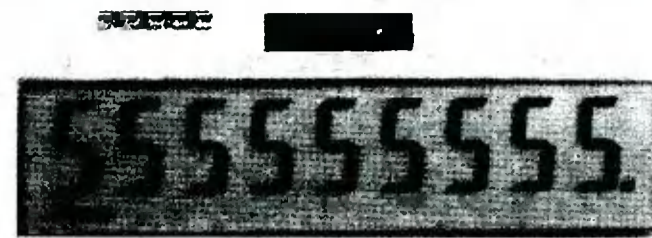


Рис. 5

Подпрограмма вывода данных в ЖКИ приведена на сайте журнала по адресу www.dian.ru/programs. Длительность синхроимпульсов можно увеличивать изменением числа в метке PAUS. В программе установлена минимальная длительность синхроимпульса, равная 6 мкс. Все значения запятых вводят в регистр запятой (ZPT) согласно данным табл. 3, а значения курсора устанавливают в нулевом разряде регистра индикации.

Эту подпрограмму вывода на индикацию можно применить в любой программе, где используется аналогичный индикатор. Кроме цифровых разрядов на индикаторе могут быть сегменты с символами или буквами, но общее число сегментов должно быть кратно восьми.

При эксплуатации индикатора необходимо закрыть его поверхность прозрачной пленкой или стеклом. Дело в том, что ЖКИ покрыт тонкой поляризационной пленкой, которую легко повредить.

ЛИТЕРАТУРА:

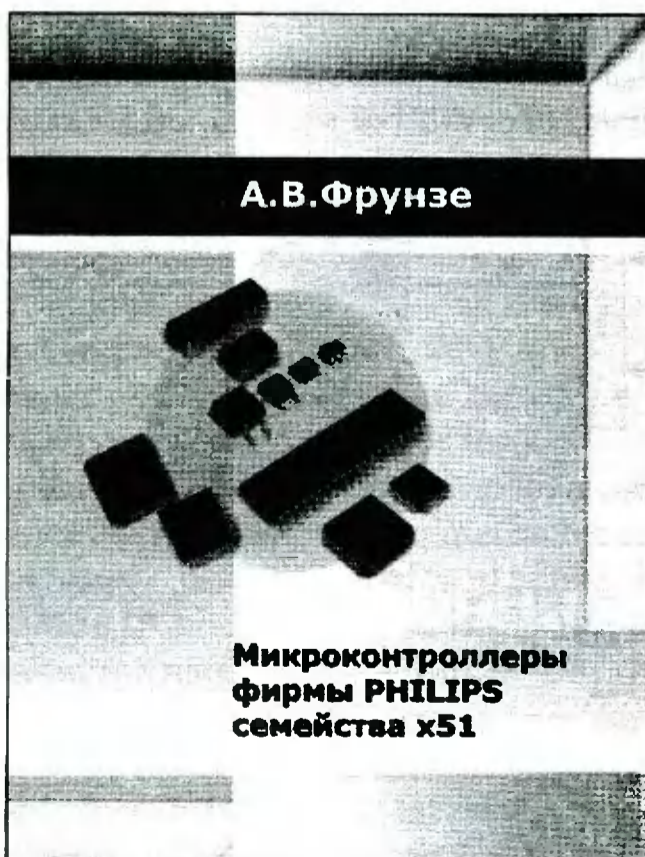
1. А. В. Самарин. Жидкокристаллические дисплеи. Схемотехника, конструкция и применение. — М.: Солон-Р, 2002, с. 44.

Николай Заец,
п. Вейделевка Белгородской обл.

Новые книги

А. В. Фрунзе

МИКРОКОНТРОЛЛЕРЫ ФИРМЫ PHILIPS СЕМЕЙСТВА x51



Издательский дом «Скимен» выпустил первый том книги Александра Фрунзе «Микроконтроллеры фирмы Philips семейства x51». В этой книге приведен подробный обзор всех выпускаемых фирмой Philips микроконтроллеров, дана информация по доступным отечественному пользователю микроконтроллерам семейства x51, изготавливаемым другими ведущими мировыми производителями. В ней приведена самая свежая на момент выпуска сводная таблица по всем выпускаемым Philips микроконтроллерам, а также терминологический словарь. Далее подробно рассматриваются особенности классических микроконтроллеров семейства x51 — система команд (подробно описаны все команды микроконтроллеров с кодами операций, операндами, примерами действия команд, временем их исполнения) и аппаратные особенности (структура памяти и регистров, арифметическо-логическое устройство, таймеры-счетчики и режимы их работы, система прерываний, стандартный последовательный порт со всеми режимами работы и система управления питанием). Подробно описаны микроконтроллеры с разработанным фирмой Philips оригинальным ядром 80C51+, в том числе микроконтроллеры с флэш-памятью программ, с программируемой матрицей счетчиков, с расширенной памятью программ и данных. Рассмотрены также микроконтроллеры с дополнительными портами ввода/вывода, с аппаратно реализованной шиной I²C и встроенным аналого-цифровым преобразователем. Вся приведенная информация основана на справочных материалах фирмы Philips.

Книга рассчитана на широкий круг инженерно-технических работников, интересующихся последними достижениями микроконтроллерной техники.

Книга формата А4 имеет мягкую обложку и содержит 336 с.

Вы можете подписаться на эту книгу через редакцию. Стоимость подписки — 260 руб., в эту сумму включена пересылка по России. Пример заполнения квитанции для оплаты через банк см. на стр. 56.

Анализ SFR-совместимости микроконтроллеров фирмы Silabs

В рамках настоящей статьи цикла произведен системный анализ совместимости подсистемы цифро-аналогового преобразователя, а также описаны управляющие регистры, отмечены некоторые особенности.

Многие семейства микроконтроллеров фирмы Silicon Laboratories (SiLabs) [1] оснащаются подсистемами цифро-аналоговых преобразователей или DAC (Digital to Analog Converters). Они содержатся в 62 % всех семейств и в 75 % полноформатных семейств (F00x, F01x, F02x, F04x, F06x, F12x, F13x, F2xx). Во всех полноформатных семействах (кроме F01x и F2xx) содержится по два двенадцатизрядных (12-битных) DAC с выходом по напряжению. Из пяти малоформатных семейств только два (F33x и F35x) имеют подсистемы DAC с выходами по току, причем в семействе F33x есть только один десятизрядный (10-битный) DAC, а в семействе F35x — два восьмизрядных (восьмибитных) преобразователя. Сводная табл. 1 иллюстрирует наличие цифро-аналоговых преобразователей в семействах микроконтроллеров фирмы SiLabs и их основные характеристики.

На рис. 1 показана структура аналого-цифровых преобразователей полноформатных семейств.

Выходные данные записываются в два регистра (старший и младший байт). Затем по сигналу от одного из выбранных источников данные перезаписываются в регистры-защелки, таким образом осуществляется синхронизация. С выходов данные поступают на цифровой мультиплексор, в котором могут сдвигаться (вправо или влево), осуществляя процедуру выравнивания или масштабирования. С выхода цифрового мультиплексора данные поступают на вход собственно цифро-аналогового преобразователя, а с его выхода — на буферный выходной усилитель.

На рис. 2 показана структура DAC семейства F33x.

Как видно из рис. 2, отличия состоят в отсутствии цифрового мультиплексора, что означает невозможность масштабирования и сдвигов (выравнивания) выходного кода, а также отсутствие выходного буферного усилителя.

На рис. 3 показана структура цифро-аналогового преобразователя семейства F35x.

Отличие от предыдущей структуры состоит только в том, что цифро-аналоговые преобразователи этого семейства восьмизрядные и используют однобайтные регистры данных и защелки.

Назначение и адреса SFR-регистров приведены в табл. 2.

Как видно из табл. 2, каждый из аналого-цифровых преобразователей программируется максимум тремя регистрами, всего регистров, описывающих подсистему, шесть:

- DAC0CN — регистр управления DAC0;
- DAC0H — регистр старшего байта DAC0;
- DAC0L — регистр младшего байта DAC0;
- DAC1CN — регистр управления DAC1;

Таблица 1

Семейство	Разрядность, бит	Число DAC	Тип выхода	Функции выхода	Функции выравнивания/масштабирования	Максимальный ток, мА
F00x, F02x, F04x, F06x, F12x, F13x	12	2	U	4	+	15
F33x	10	1	I	8	-	0,5; 1; 2
F35x	8	2	I	8	-	0,25; 0,5; 1, 2

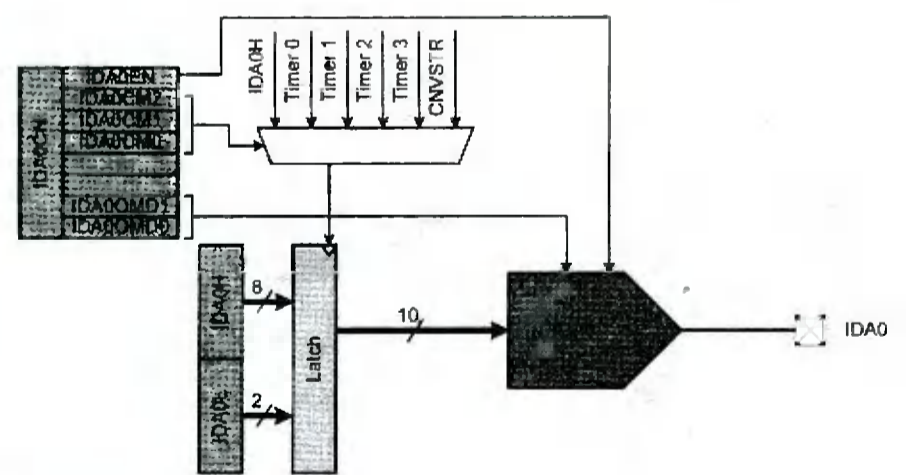
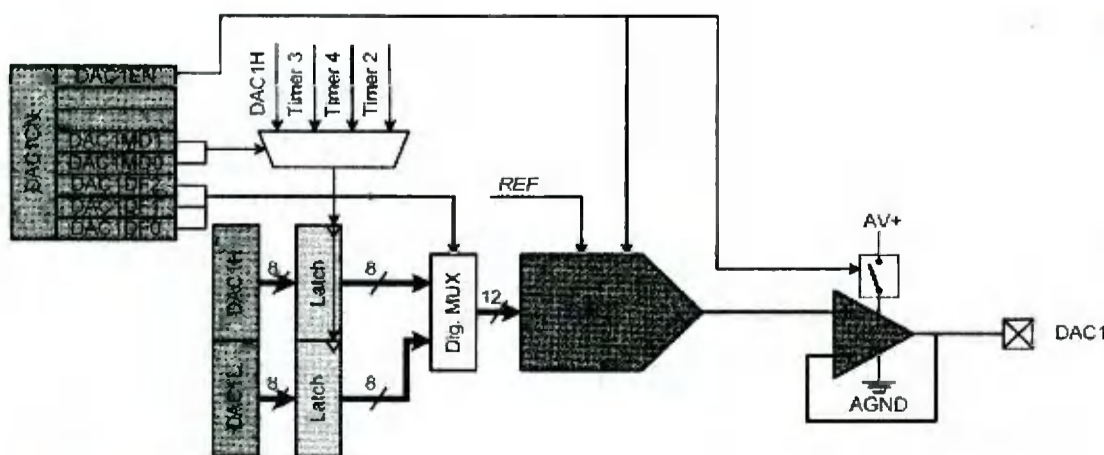
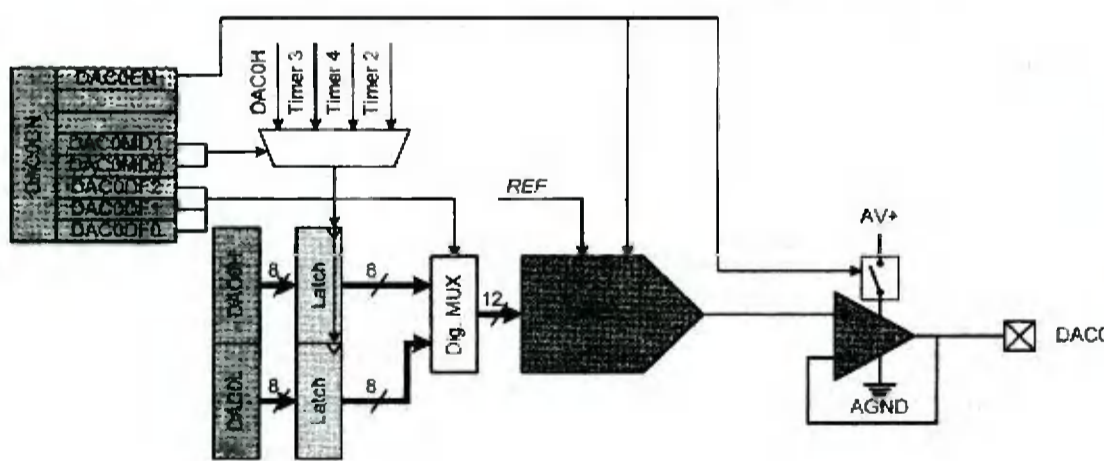


Рис. 2

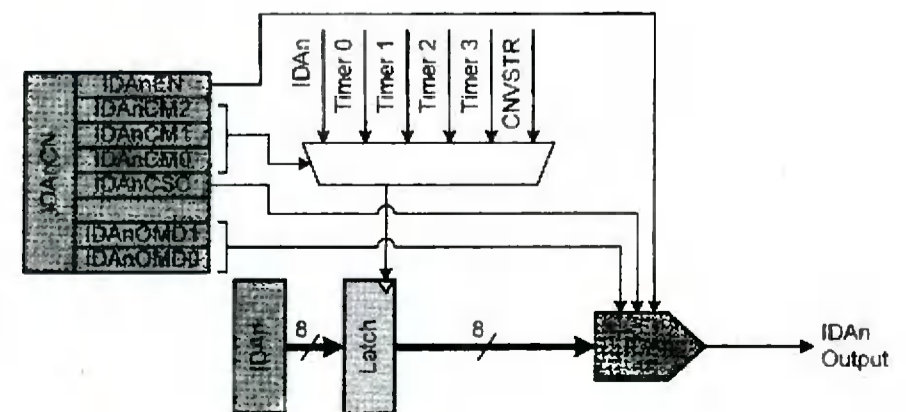


Рис. 3

Таблица 2

Название регистра	Назначение	Адрес SFR регистра												
		F00x	F01x	F02x	F04x	F06x	F12x	F13x	F2xx	F30x	F31x	F32x	F33x	F35x
DAC0CN	Управление DAC0	0xD4	—	0xD4	0xD4/0	0xD4/0	0xD4/0	0xD4/0	—	—	—	—	0xB9	0xB9
DAC0H	Старший байт данных DAC0	0xD3	—	0xD3	0xD3/0	0xD3/0	0xD3/0	0xD3/0	—	—	—	—	0x97	—
DAC0L	Младший байт данных DAC0	0xD2	—	0xD2	0xD2/0	0xD2/0	0xD2/0	0xD2/0	—	—	—	—	0x96	0x96
DAC1CN	Управление DAC1	0xD7	—	0xD7	0xD4/1	0xD4/1	0xD4/1	0xD4/1	—	—	—	—	—	0x97
DAC1H	Старший байт данных DAC1	0xD6	—	0xD6	0xD3/1	0xD3/1	0xD3/1	0xD3/1	—	—	—	—	—	—
DAC1L	Младший байт данных DAC1	0xD5	—	0xD5	0xD2/1	0xD2/1	0xD2/1	0xD2/1	—	—	—	—	—	0xDD

Таблица 3

Название регистра — DAC0(1)CN — DAC0(1) Control Register (регистр управления DAC0(1))								
SFR адрес F00x, F02x, F04x, F06x, F12x, F13x — 0xD4 F33x, F35x — 0xB9			Значение после сброса F00x, F02x, F04x, F06x, F12x, F13x — 00000000b (0x00), F33x — 01110010b (0x72)					
Семейство	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
F00x	DAC0EN	—	—	—	—	DAC0DF2	DAC0DF1	DAC0DF0
F02x, F04x, F06x, F12x, F13x	DAC0EN	—	—	DAC0MD1	DAC0MD0	DAC0DF2	DAC0DF1	DAC0DF0
F33x	IDA0EN	IDA0CM2	IDA0CM1	IDA0CM0	—	—	DAC0MD1	DAC0MD0
F35x	IDA0EN	IDA0CM2	IDA0CM1	IDA0CM0	IDA0CSC	—	DAC0MD1	DAC0MD0

- DAC1H — регистр старшего байта DAC1;
- DAC1L — регистр младшего байта DAC1.

Данные в цифро-аналоговые преобразователи заносятся в регистры данных. Младший байт адреса записывается для полноформатных семейств в регистры DAC0L и DAC1L, расположенные по SFR адресам 0xD2 и 0xD5 в ранних семействах (F00x и F02x) и по адресам 0xD2/0 и 0xD2/1 в остальных полноформатных семействах (F04x, F06x, F12x и F13x). В малоформатных семействах младший байт адреса записывается в регистры, расположенные по SFR адресам 0x96 и 0xDD. Старший байт адреса для полноформатных семейств заносится в регистры DAC0H и DAC1H, расположенные по SFR адресам 0xD3 и 0xD6 в ранних семействах (F00x и F02x) и по адресам 0xD3/0 и 0xD3/1 в остальных полноформатных семействах (F04x, F06x, F12x и F13x). В малоформатном семействе F33x старший байт адреса записывается в регистр, расположенный по SFR адресу 0x97. Назначение битов регистров очевидно из названия.

Управление цифро-аналоговыми преобразователями осуществляется через SFR регистр управления DAC0(1)CN. Назначение битов этого регистра приведено в табл. 3.

В табл. 3 и в описании ниже приводится назначение битов для цифро-аналогового преобразователя DAC0, однако приведенные описания назначения битов безусловно справедливы и для цифро-аналогового

преобразователя DAC1. Рассмотрим назначение основных битов.

DAC0EN (IDA0EN) — бит разрешения работы DAC0(1). Если указанный бит установлен — это состояние соответствует включенному цифро-аналоговому преобразователю. Если бит очищен — DAC0(1) выключен.

DAC0DF2-0 — биты определяют формат (сдвиг) данных DAC0(1):

000 — данные записываются (выводятся) без сдвига;

001 — данные записываются со сдвигом на один разряд влево (в сторону старших разрядов);

010 — сдвиг составляет два разряда влево;

011 — сдвиг составляет три разряда влево;

1xx — сдвиг составляет четыре разряда влево.

DAC0MD1-0 — биты выбора источника синхронизации (момента записи в регистр-защелку и изменения значения на выходе DAC0(1)):

00 — значение на выходе обновляется при записи в DAC0H;

01 — значение на выходе обновляется при переполнении таймера 3;

10 — значение на выходе обновляется при переполнении таймера 2;

11 — значение на выходе обновляется при переполнении таймера 1.

IDA0CM2-0 — биты выбора источника синхронизации:

000 — обновление по переполнению таймера 0;

001 — обновление по переполнению таймера 1;

010 — обновление по переполнению таймера 2;

011 — обновление по переполнению таймера 3;

100 — обновление по фронту импульса на входе CNVSTR;

101 — обновление по спаду импульса на входе CNVSTR;

110 — обновление по фронту или спаду импульса на входе CNVSTR;

111 — обновление по записи в регистр IDA0H.

IDA0MD1-0 — биты выбора максимального выходного тока (в токовых DAC малоформатных семейств):

00 — полная шкала — 0,1 мА;

01 — полная шкала — 1 мА;

1x — полная шкала — 2 мА.

IDA0CSC — бит управления током потребления:

0 — ток потребления от источника питания VDD зависит от выводимого кода данных;

1 — ток потребления от источника питания VDD не зависит от выводимого кода данных.

ЛИТЕРАТУРА:

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

Продолжение следует

Олег Николайчук,
г. Кишинев, Молдавия

Spartan-3L — новое семейство высокопроизводительных экономичных ПЛИС FPGA фирмы Xilinx

Все микросхемы семейства Spartan-3L обладают совместимостью по выводам в случае использования одинаковых корпусов. Применяемые разновидности корпусов для каждого типа микросхем с указанием числа доступных пользовательских выводов приведены в табл. 4.

Таблица 4

Микросхема	FT256, FTG256	FG320, FGG320	FG456, FGG456	FG676, FGG676	FG900, FGG900
	Число пользовательских выводов, однополюсных/дифференциальных пар				
XC3S1000L	173/76	221/100	333/149	—	—
XC3S1500L	—	221/100	333/149	487/221	—
XC3S4000L	—	—	—	—	633/300

АРХИТЕКТУРА ПЛИС

Структурное представление обобщенной архитектуры ПЛИС семейства Spartan-3L приведено на рис. 1.

Основными элементами этой архитектуры являются:

- массив конфигурируемых логических блоков (Configurable Logic Block, CLB);
- массив блоков ввода/вывода (Input/Output block, IOB);
- модули блочной памяти Block RAM;
- блоки аппаратных умножителей Multiplier Blocks;
- цифровой блок управления синхронизацией Digital Clock Manager (DCM);
- трассировочные ресурсы.

В конфигурируемых логических блоках сосредоточены основные ресурсы ПЛИС, которые могут быть использованы для реализации комбинаторных или триггерных (регистровых) функций. Каждый конфигурируемый логический блок состоит из четырех секций (SLICE), которые сгруппированы попарно (SLICEM и SLICEL). Каждая из этих пар имеет независимую цепь переноса. Все секции конфигурируемого логического блока могут использоваться для выполнения логической или регистровой функции, а также для реализации элементов ПЗУ. Кроме того, на основе

секций SLICEM могут быть реализованы элементы ОЗУ и 16-разрядные сдвиговые регистры.

Блоки ввода/вывода предназначены для организации программируемого двунаправленного интерфейса между внутренними логическими ресурсами ПЛИС и выводами корпуса микросхе-

мы. Все блоки ввода/вывода сгруппированы в виде банков, число которых определяется типом кристалла. Организация блоков ввода/вывода

в виде банков создает возможность единовременной реализации в одном кристалле нескольких стандартов цифровых сигналов, требующих различных напряжений питания U_{CCIO} . Каждый пользовательский вывод ПЛИС может быть сконфигурирован в соответствии с выбранным стандартом, при этом следует учитывать, что в рамках одного банка ввода/вывода одновременно могут быть реализованы только стандарты, требующие одного значения напряжения питания выходных каскадов U_{CCIO} . Использование в блоках ввода/вывода функции цифрового управления импедансом DCI (Digitally Controlled Impedance) позволяет значительно уменьшить число внешних согласующих резисторов на печатной плате разрабатываемого устройства. Следует обратить внимание на то, что данная функция реализована только для некоторых стандартов ввода/вывода, которые отмечены в табл. 3. Архитектурные особенности блоков ввода/вывода ПЛИС семейства обеспечивают поддержку передачи данных с удвоенной скоростью (DDR).

Каждый из модулей блочной памяти Block RAM представляет собой элемент синхронной оперативной памяти с логической емкостью 18 Кбит, который

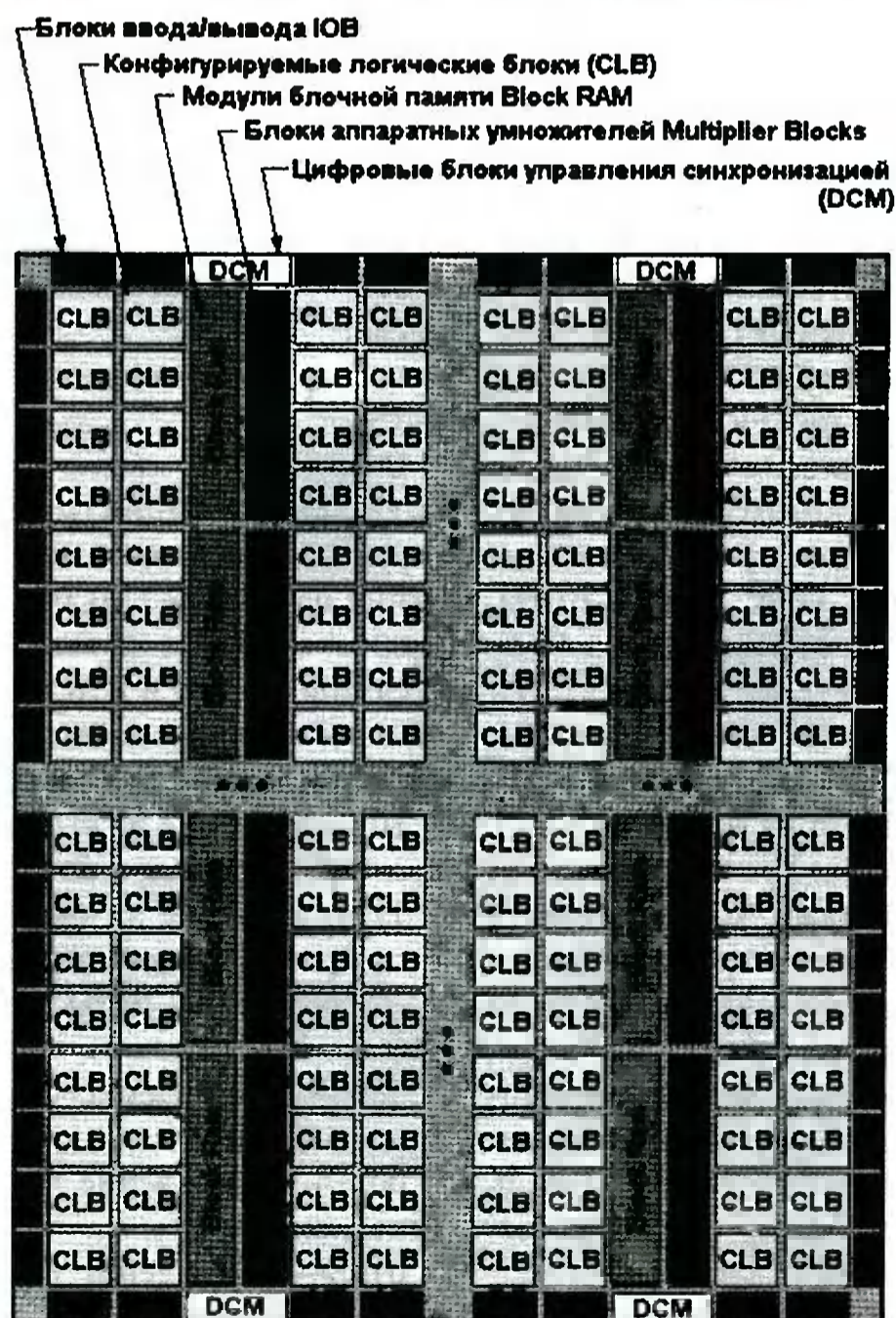


Рис. 1

может конфигурироваться как двух-портовое ОЗУ. Для создания массивов памяти большей емкости используется каскадное соединение нескольких модулей блочной памяти.

Встроенные блоки аппаратных умножителей Multiplier Blocks ПЛИС позволяют выполнять перемножение двух 18-разрядных операндов и получать на выходе 36-разрядный результат. Входные данные для блока могут быть представлены как в знаковом, так и беззнаковом формате. Для реализации функции перемножения операндов с большей разрядностью, а также перемножения более чем двух операндов, допускается каскадное соединение нескольких блоков аппаратных умножителей.

Цифровые блоки управления синхронизацией DCM выполняют следующие функции:

- устранение временных перекосов при распределении сигналов синхронизации внутри ПЛИС и на печатной плате устройства;
- синтез сетки сигналов синхронизации с различными частотами путем умножения и/или деления частоты исходного тактового сигнала на целочисленный коэффициент допустимого диапазона;
- прецизионное управление фазовым сдвигом всех формируемых сигналов синхронизации по отношению к исходному тактовому сигналу.

Коммутация всех перечисленных выше архитектурных элементов осуществляется с помощью программируемых трассировочных ресурсов нового поколения. Эти ресурсы имеют иерархическую структуру, основным элементом которой является главная трассировочная матрица GRM (General Routing Matrix).

КОНФИГУРИРОВАНИЕ ПЛИС СЕМЕЙСТВА SPARTAN-3L

Для хранения конфигурационных данных микросхем семейства Spartan-3L рекомендуется использовать перепрограммируемые в системе ППЗУ семейства Platform Flash. Загрузка конфигурационной последовательности в ПЛИС Spartan-3L может осуществляться в одном из пяти режимов:

- подчиненный последовательный режим (Slave Serial);
- ведущий последовательный режим (Master Serial);
- подчиненный параллельный режим (Slave Parallel);
- ведущий параллельный режим (Master Parallel);

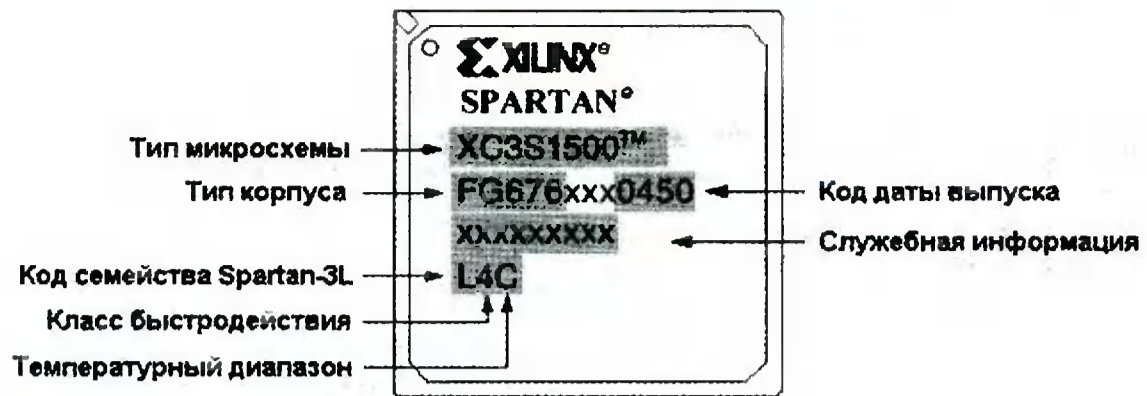


Рис. 2

- режим периферийного сканирования (в соответствии со спецификацией стандартов IEEE Std 1149.1 (JTAG) и IEEE Std 1532).

Загрузочный кабель, связывающий порт интерфейса микросхемы JTAG с параллельным портом ПК, можно изготовить самостоятельно, воспользовавшись, например, описанием, представленным в [3].

Разработка проектов цифровых устройств, реализуемых на основе ПЛИС семейства Spartan-3L и формирование соответствующей конфигурационной последовательности осуществляется с помощью системы автоматизированного проектирования Foundation ISE (Integrated Synthesis Environment). Для изучения работы с этим пакетом и микросхемами семейства Spartan-3L можно воспользоваться 60-дневной полнофункциональной версией, которая бесплатно предоставляется центром поддержки и продаж Inline GROUP, являющимся официальным дистрибьютором фирмы Xilinx в России, Беларуси и на Украине (<http://www.plis.ru/>). Процесс проектирования цифровых устройств на основе ПЛИС семейств FPGA фирмы Xilinx в рамках этого пакета, включая этапы моделирования и программирования микросхем, практически не отличается от процесса разработки, выполняемого в САПР WebPACK ISE, который подробно рассмотрен в [7].

СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ И МАРКИРОВКА ПЛИС СЕМЕЙСТВА SPARTAN-3L

Система обозначений ПЛИС семейства Spartan-3L выглядит следующим образом.

<Тип_микросхемы> - <Класс_быстродействия> <Тип_корпуса> <Температурный_диапазон>

Условное обозначение типа микросхемы состоит из префикса XC3S, являющегося признаком принадлежности ПЛИС к серии Spartan-3, четырехзначного числа, соответствующего числу тысяч системных вентилях в этом кристалле, и символа L, указы-

вающего на принадлежность ПЛИС к семейству Spartan-3L.

Используемый ряд корпусов, определяющий допустимые условные обозначения корпусного исполнения для каждого типа ПЛИС, представлен в табл. 4.

Температурный диапазон применения ПЛИС обозначается одним символом. Все микросхемы семейства Spartan-3L предназначены для использования в коммерческом диапазоне температур 0...85 °С, который обозначается символом С (Commercial).

Образец маркировки микросхем семейства Spartan-3L приведен на рис. 2.

В первой строке, расположенной непосредственно под логотипами фирмы Xilinx и серии Spartan, указывается тип микросхемы. Обозначение типа ПЛИС сопровождается символом зарегистрированной торговой марки. В следующей строке приведено условное обозначение типа корпуса, в котором выполнена микросхема, и информация о дате выпуска. Дата изготовления ПЛИС указывается в форме четырехзначного числа. Первые две цифры в этом числе соответствуют году выпуска кристалла, а последние — номеру недели. В третьей строке в закодированном виде приведена служебная информация о типе технологических компонентов (кремния, подложки и т. д.), использованных в процессе производства ПЛИС. Последняя строка содержит символ L, указывающий на принадлежность микросхемы к семейству Spartan-3L, числовое значение, соответствующее классу быстродействия ПЛИС, и символ, обозначающий температурный диапазон, в рамках которого должна применяться микросхема.

ЛИТЕРАТУРА:

7. В. Зотов. Проектирование цифровых устройств на основе ПЛИС фирмы Xilinx в САПР WebPack ISE. — М.: Горячая линия-Телеком, 2003.

Валерий Зотов,
г. Москва

Цифровые сигнальные процессоры

В этой статье рассказывается о вычислительном устройстве MAC (умножителя с накопителем) и выполняемых в нем командах.

Устройство MAC

Свое название устройство MAC получило от сокращения английских слов multiplier (множитель) и accumulator (аккумулятор). Устройство MAC выполняет быстрые одноцикловые операции умножения, умножения с добавлением, умножения с вычитанием, функции насыщения и очистки результата. Функция обратной связи позволяет части результата в одном цикле быть одним из сомножителей в следующем цикле.

Операции в MAC производятся над числами, представленными в виде двоичных последовательностей. Результат выдается в том же виде.

Процессор ADSP-2181 поддерживает два режима корректировки формата:

- дробный режим для дробных операндов формата 1.15;
- целочисленный режим для целых чисел формата 16.0.

Когда процессор умножает два операнда в формате 1.15, получается число в формате 2.30 (два знаковых и 30 дробных разрядов). В дробном режиме MAC автоматически сдвигает результат на один бит влево перед пересылкой его в регистр результата MR. Этим сдвигом результат приводится к виду 1.31, который может быть округлен до формата 1.15.

В целочисленном режиме сдвиг влево не происходит. Например, при умножении операндов в формате 16.0 результат представляется в виде 32.0. Сдвиг влево в этом случае не нужен, т. к. он изменит числовое представление результата. В табл. 1 показаны форматы данных операндов и результата для вычислительных устройств процессора ADSP-2181.

Структура MAC

Рассмотрим подробнее содержимое устройства MAC. Его структурная схема приведена на рис. 1.

MAC имеет два входных 16-разрядных порта X и Y и один 32-разрядный порт вывода результата R. 32-разрядный результат поступает в 40-разрядный блок сложения/вы-

читания, который либо прибавляет, либо вычитает текущий результат из регистра результата MR, или передает текущий результат непосредственно в MR. Регистр MR имеет 40 разрядов. Фактически регистр MR состоит из трех регистров. Два из них — MR0 и MR1 являются 16-разрядными, а регистр MR2 — восьмиразрядный.

Таблица 1

Операции	Арифметические форматы	
	Операнды	Результат
Устройство ALU		
Сложение	Знаковые числа или без знака	Установка флагов
Вычитание	Знаковые числа или без знака	Установка флагов
Логические операции	Двоичные строки	Тот же, что и операнды
Деление	Знаковые числа или без знака	Тот же, что и операнды
Переполнение ALU	Знаковые числа	Тот же, что и операнды
Бит коррекции ALU	16-разрядные числа без знака	Тот же, что и операнды
Насыщение ALU	Знаковые числа	Тот же, что и операнды
Устройство MAC (дробные числа)		
Умножение (P)	1.15 знаковые числа / без знака	32 разряда (2.30)
Умножение (MR)	1.15 знаковые числа / без знака	2.30 сдвинутый к 1.31
Умножение с накоплением	1.15 знаковые числа / без знака	2.30 сдвинутый к 1.31
Умножение с вычитанием	1.15 знаковые числа / без знака	2.30 сдвинутый к 1.31
Насыщение MAC	Знаковые числа	Тот же, что и операнды
Устройство MAC (целые числа)		
Умножение (P)	1.15 знаковые числа / без знака	32 разряда (2.30)
Умножение (MR)	16.0 знаковые числа / без знака	32.0 без сдвига
Умножение с накоплением	16.0 знаковые числа / без знака	32.0 без сдвига
Умножение с вычитанием	16.0 знаковые числа / без знака	32.0 без сдвига
Насыщение MAC	Знаковые числа	Тот же, что и операнды
Устройство сдвига Shifter		
Логические сдвиги	Баз знака/двоичные строки	Тот же, что и операнды
Арифметические сдвиги	Знаковые числа	Тот же, что и операнды
Определение порядка	Знаковые числа	Тот же, что и операнды

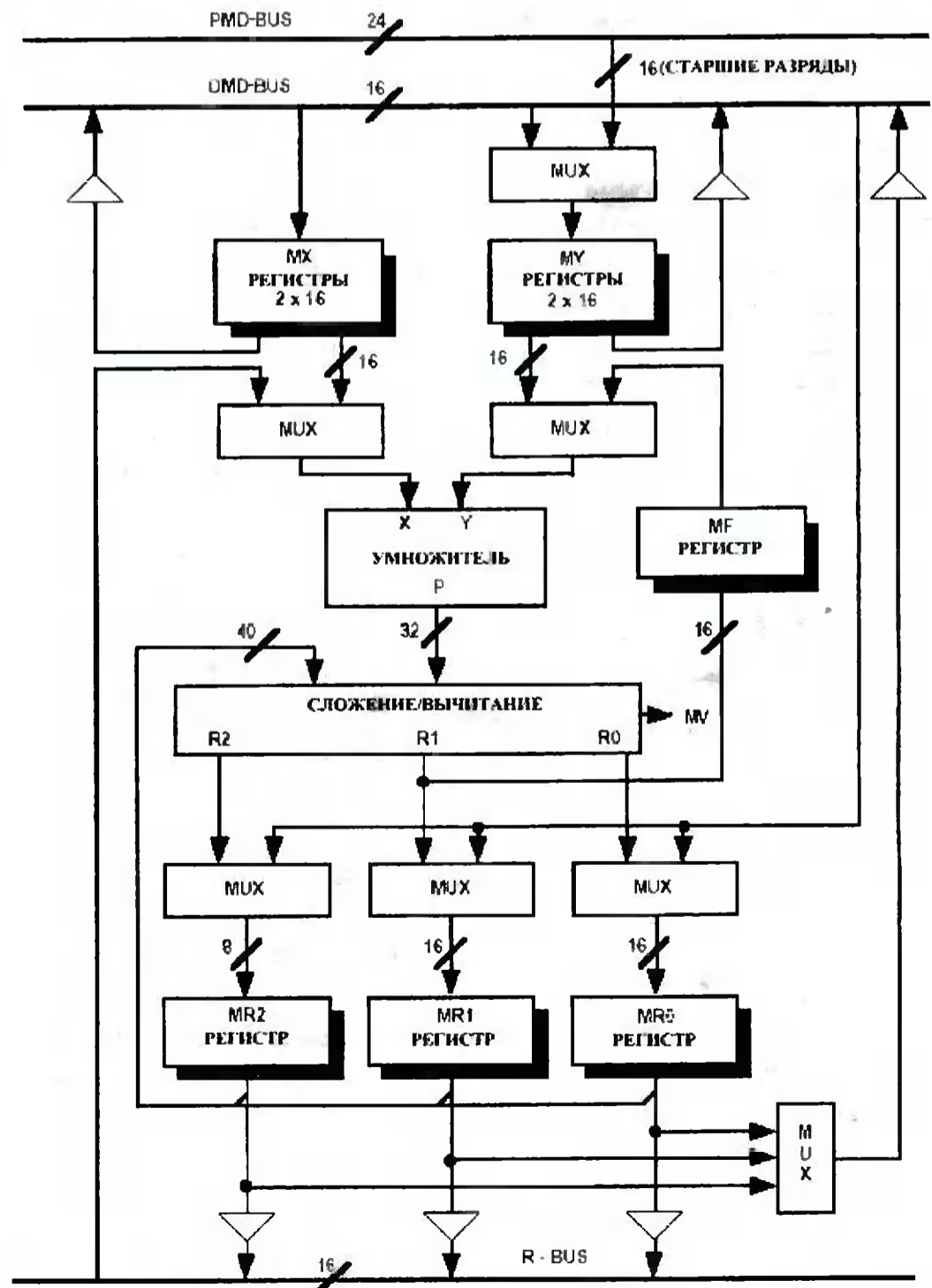


Рис. 1

Мультиплексоры MUX позволяют коммутировать внутри устройства один из нескольких операндов.

Блок сложения/вычитания имеет более 32-х разрядов для того, чтобы учесть промежуточные переполнения в ряде операций умножения с накоплением. Флаг MV (переполнение) устанавливается в 1, если значение аккумулятора превышает 32 разряда.

Регистры ввода-вывода подобны регистрам ALU. Порт X может принимать данные из регистра MX или из любого другого регистра на шине результата R. Шина R соединяет выходные регистры всех вычислительных модулей для непосредственного использования результатов вычислений в качестве входных операндов. Регистр MX состоит из двух регистров (MX0 и MX1), они читаются и записываются с шины DMD. Регистры MX0 и MX1 организованы таким образом, что один из них поставляет множитель в блок умножения, а другой управляет шиной DMD.

Порт Y принимает данные из регистра MY или регистра обратной связи MF. Регистр MY также разбит на два регистра (MY0 и MY1), доступ к которым осуществляется с шины DMD. В них возможна запись с шины PMD. Система команд предусматривает чтение этих регистров с помощью шины PMD, но прямого доступа для этой операции нет. В этом случае используется устройство обмена DMD—PMD. Выводы регистра MY устроены аналогично MX.

Результат умножения поступает либо в блок сложения/вычитания, либо в регистры MY или MF. Регистр обратной связи MF позволяет результату вычисления в предыдущем цикле стать операндом умножения на входе Y в последующей операции. 40-разрядный регистр MR разделен на три регистра (MR0, MR1, MR2). Содержимое любого из них может быть выведено на шину DMD или шину R и записано с шины DMD.

Любой из регистров MAC может быть прочитан и записан в одном цикле. Чтение данных происходит в начале цикла, а запись — в конце. Прочитанное содержимое регистра в начале одного цикла записывается в конце предыдущего, следовательно, новое значение регистра может быть прочитано только в течение следующего цикла. Такой механизм позволяет входному порту предоставлять операнд для MAC в начале цикла и оперировать со следующим значением

из памяти в конце того же цикла. Это относится и к выходному регистру.

Регистры MR, MF, MX, MY продублированы в теневых банках, показанных на рис. 1 в виде черной тени. Одновременно процессору может быть доступен лишь один из банков. Теневой банк регистров может быть активизирован для чрезвычайно быстрого контекстного переключения. Таким образом, новая задача, например подпрограмма обработки прерывания, может выполняться без сохранения текущих данных в памяти благодаря теневым банкам. Выбор первичного или теневого банка регистров определяется установкой нулевого разряда в регистре MSTAT состояния процессора. Если этот разряд установлен в нуль, выбран первичный банк.

Операции MAC

Теперь рассмотрим операции вычислительного устройства MAC, входные форматы данных, обработку переполнения и насыщения.

Набор стандартных операций MAC приведен в табл. 2.

Таблица 2

Операция	Назначение
$X \times Y$	Умножение X на Y
$MR + X \times Y$	Умножение X на Y и сложение с MR
$MR - X \times Y$	Умножение X на Y и вычитание из MR
0	Очистка MR

Как было сказано выше, сигнальный процессор ADSP-2181 обеспечивает два режима работы операций умножения с накоплением:

- режим работы с дробными числами в формате 1.15;
- режим работы с целыми числами в формате 16.0.

В дробном режиме выходной регистр P корректирует формат, т. е.

прежде чем добавить значение в MR, оно сдвигается на один разряд влево. Таким образом, бит 31 регистра P запишется в 32-й разряд регистра MR, а нулевой разряд — в первый. В позицию младшего разряда (LSB), при этом записывается нуль. На рис. 2 показан дробный формат работы модуля умножения.

В целочисленном формате (рис. 3) регистр P не сдвигается.

Выбор режима осуществляется установкой четвертого разряда регистра MSTAT процессора. Если этот разряд установлен в 1, выбран целочисленный режим. В любом формате блок умножения формирует 32-разрядный результат и передает его в блок сложения/вычитания, где получается конечное значение операции, которое записывается в MR.

Регистры ввода-вывода MAC

В операциях MAC обрабатываются данные, которые поступают на порты X и Y, а результат операций выводится на шину R. Ниже приведен перечень регистров, доступных для этих портов:

- регистры для входного порта X — MX0, MX1, AR, MR0, MR1, MR2, SR0, SR1;
- регистры для входного порта Y — MY0, MY1, MF;
- регистры для выходного порта R — MR (MR0, MR1, MR2), MF.

Входные форматы данных

Для облегчения умножения входные операнды могут находиться в любых форматах. Входные форматы определяются как часть команды и выбираются динамически при обращении к блоку умножения.

- Формат «знаковый×знаковый» используется при умножении двух знаковых чисел простой точности или двух старших

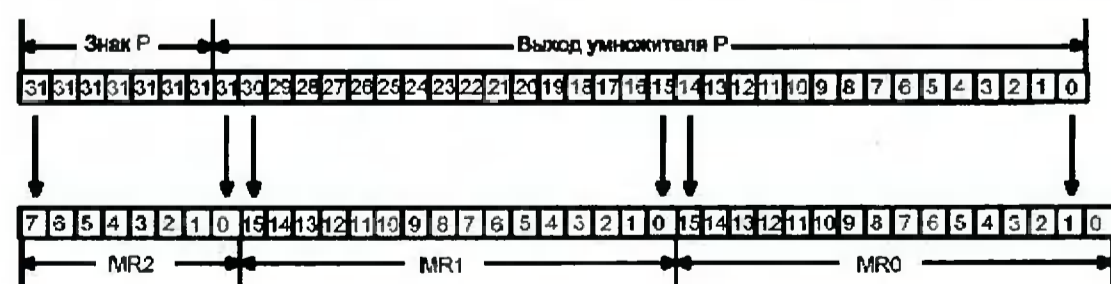


Рис. 2

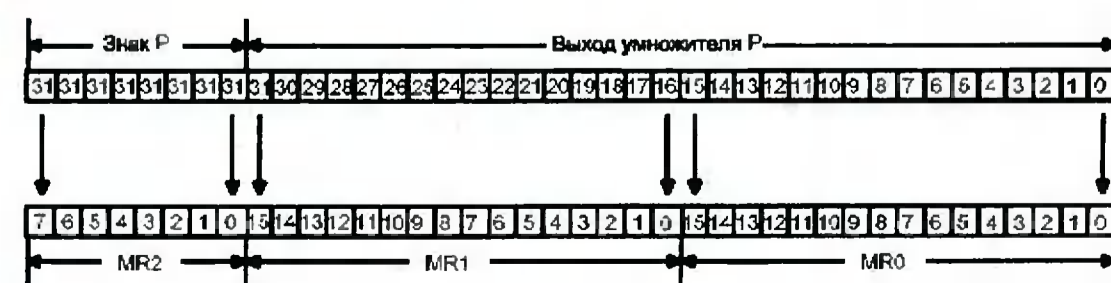


Рис. 3

частей знаковых чисел двойной точности.

- Формат «без знака×знаковый» или «знаковый×без знака» используется при умножении верхней части знакового числа на нижнюю часть другого или для умножения знакового числа простой точности на число той же точности без знака.
- Формат «без знака×без знака» используется при умножении чисел простой точности без знака или нижних частей знаковых чисел двойной точности.

Операции над регистром MR

Как показано на рис. 1, регистр MR разбит на три регистра: MR0 (биты 0—15), MR1 (биты 16—31) и MR2 (биты 32—39). Каждый из этих регистров может быть загружен с шины DMD и выведен на шину R или DMD. Регистр MR2 связан с младшими восемью разрядами этих шин. Во время передачи данных MR2 на шину R или DMD происходит добавление восьми знаковых разрядов для расширения числа до 16-ти разрядов. Кроме того, при загрузке данных с шины DMD в регистр MR1 регистр MR2 служит как добавление регистра MR1 и заполняется значением старшего знакового разряда MR1. Для того, чтобы загрузить в регистр MR2 данные, отличные от знакового разряда MR1, необходимо загружать MR2 после загрузки MR1. Загрузка регистра MR0 не влияет на регистры MR0 и MR1.

Насыщение и переполнение MAC

После каждой операции блок сложения/вычитания генерирует сигнал переполнения MV, который подключен к регистру состояния арифметики процессора ASTAT. Бит MV устанавливается в 1, если результат сложения выходит за границы регистров MR1/MR2 — 32 бита, т. е., если все девять старших разрядов регистра MR одновременно не нули, или не единицы.

Регистр MR имеет возможность насыщения в определенном положительном или отрицательном значении, если происходит переполнение. Насыщение зависит от состояния бита MV регистра состояний арифметики ASTAT и бита MSB регистра MR2. Табл. 3 описывает операцию насыщения.

Насыщение в MAC является скорее командой, чем режимом, как в ALU. Она используется при завершении последовательности умножений с

Таблица 3

Флаг MV	Старший разряд MR2	Содержимое регистра MR после операции
0	0 или 1	Без изменений
1	0	00000000 0111111111111111 1111111111111111 (положительное)
1	1	11111111 1000000000000000 0000000000000000 (отрицательное)

накоплением таким образом, чтобы промежуточные переполнения не привели сумматор к насыщению.

Переполнение больше старшего разряда MSB недопустимо, в противном случае знаковый разряд будет потерян и насыщение не будет правильным. Однако, чтобы достигнуть этого состояния, требуется 255 циклов переполнения.

Округление

В сумматоре MAC можно округлять 40-разрядный результат на границе между 15-ым и 16-ым разрядами. Округление относится к системе команд процессора. Округленный результат направляется в регистр MR либо в регистр обратной связи MF. Когда для вывода используется MF, в него записывается 16-разрядный округленный результат. Аналогично, если для вывода выбран MR, то в MR1 записываются 16 разрядов округленного результата, а в регистр MR2 — результат округления, таким образом получается 24-разрядный округленный результат.

Сумматор производит процедуру округления без смещения. Стандартный метод смещенного округления состоит в записи единицы в 15-й разряд.

Этот метод вызывает положительное смещение, так как срединное значение числа, когда MR = 0x8000, округляется в сторону увеличения. Сумматор устраняет это смещение, принудительно устанавливая 16-й разряд в нуль, когда значение регистра MR достигает середины. При этом четные значения MR1 округляются в сторону уменьшения, а нечетные — увеличения. Таким образом, достигается нулевое смещение при выборе множества равномерно распределенных значений. Для наглядности сказанного выше в табл. 4 приведено два примера операций округления результата.

В первом примере число не является срединным и производится его стандартное округление.

Во втором примере число имеет срединное значение, поэтому его 16-й разряд устанавливается в нуль. Алгоритм округления применяется для каждой операции округления, но становится очевидным лишь при таком наборе младших бит, который показан в примере 2.

Смещенное округление

В процессорах ADSP-2181 возможен режим смещенного округления. Этот режим выбирается путем установки

Таблица 4

Операнды и операции	Регистры		
	MR2	MR1	MR0
Пример 1			
Неокругленное значение, где 15-й разряд равен 1	xxxxxxx	xxxxxxx00100101	1xxxxxxxxxxxxxx
Прибавление 1 к 15-му разряду и учет переноса	—	—	1000000000000000
Округленное значение	xxxxxxx	xxxxxxx00100110	0xxxxxxxxxxxxxx
Пример 2			
Неокругленное значение, где 15-й разряд равен 1, а разряды с нулевого по 14-й равны нулю	xxxxxxx	xxxxxxx00100110	1000000000000000
Прибавление 1 к 15-му разряду и учет переноса	—	—	1000000000000000
Неокругленное значение, где бит 16 равен 1	xxxxxxx	xxxxxxx00100111	0000000000000000
Установка 16-го разряда в нуль и получение округленного значения	xxxxxxx	xxxxxxx00100110	0000000000000000

x — произвольное значение (0 или 1)

Таблица 5

Значение регистра MR до округления	Результат округления со смещением	Результат округления без смещения
00-0000-8000	00-0001-8000	00-0000-8000
00-0001-8000	00-0002-8000	00-0002-8000
00-0000-8001	00-0001-8001	00-0001-8001
00-0001-8001	00-0002-8001	00-0002-8001
00-0000-7FFF	00-0000-7FFF	00-0000-7FFF
00-0001-7FFF	00-0001-7FFF	00-0001-7FFF

12-го бита (BIARND) регистра управления SPORT0. Если BIARND = 0, то используется операция несмещенного округления, если BIARND = 1, то смещенного. Примеры таких операций приведены в табл. 5.

Этот режим действует только в том случае, когда значение регистра MR0 больше 0x8000. Во всех других случаях работают обычные операции округления. Этот режим позволяет более эффективно реализовать алгоритмы, использующие смещенное округление, например, подпрограммы речевого сжатия GSM.

Полный список команд

Ниже приводится полный список команд устройства умножителя-накопителя MAC в соответствии с принятыми ранее условными сокращениями. Назначение команд приводится в тексте описания этих команд и комментариев для некоторых из них.

Команды умножения:

```
[IF cond] |MR| = хор * |уор| |(SS) |;
|MF| |хор| |(SU) |
|(US) |
|(UU) |
|(RND)|
```

Здесь присутствуют новые символы, которые имеют следующее значение:

S — входной операнд хор или уор знаковый;

U — входной операнд хор или уор беззнаковый;

RND — выходное значение округляется.

Например, команда:

```
MR = MX0*MY0 (SU);
```

означает, что в регистр MR будет занесен результат умножения знакового

значения из регистра MX0 на беззнаковое значение из регистра MY0.

Команда:

```
MR = SR1*MY0(RND);
```

означает, что в регистр MR будет занесен результат умножения значения из регистра SR1 на значение из регистра MY0 и результат вычисления будет округлен.

Команды умножения с накоплением:

```
[IF cond] |MR| = MR + хор * |уор| |(SS) |;
|MF| |хор| |(SU) |
|(US) |
|(UU) |
|(RND)|
```

Пример:

```
MR=MR+MXU*MYO (SS);
```

Здесь в регистр MR будет занесен результат сложения предыдущего значения регистра MR с результатом умножения знакового значения из регистра MX0 на знаковое значение из регистра MY0.

Команды умножения с вычитанием:

```
[IF cond] |MR| = MR - хор * |уор| |(SS) |;
|MF| |хор| |(SU) |
|(US) |
|(UU) |
|(RND)|
```

Команды пересылки MR:

```
[IF cond] |MR| = MR |(RND)|;
|MF|
```

Фактически эти команды осуществляют пересылку содержимого регистра MR в регистр MR или в регистр MF с округлением значения.

Команды очистки:

```
[IF cond] |MR| = 0;
|MF|
```

Команда условного насыщения регистра MR:

```
IF MV SAT MR;
```

Здесь MV — код условия переполнения умножителя.

Для всех команд MAC разрешено использовать следующие операнды:

- хор: MX0, MX1, AR, MR0, MR1, MR2, SR0, SR1;
- уор: MY0, MY1, MF;

Коды условия IF соответствуют кодам, приведенным ранее в табличном виде.

Примеры записи команд:

```
MR=MR+MX0*MY0(SS); /* Присвоить регистру MR значение суммы регистров MR и произведения MX0 на MY0, где оба операнда произведения знаковые*/
```

```
MF=AR*MY0(RND) /* Присвоить регистру MF значение произведения регистра AR на MY0, с округлением результата*/
```

```
MF=AR*MY0(RND), MY1=DM(I3,M3); /* Мультипроцессорная команда вычисления произведения и одновременной пересылки данных из памяти в регистр*/
```

```
MF=MR(RND); /* Осуществить пересылку содержимого регистра MR в регистр MF с округлением значения */
```

```
IF EQ MR=0; /* Очистить регистр MR, если предыдущий результат равен нулю */
```

Продолжение следует

Олег Вальпа,
г. Миасс Челябинской обл.

ГОТОВИТСЯ К ВЫПУСКУ ДАЙДЖЕСТ «ИННОВАЦИОННЫЕ ПРОЕКТЫ РОССИЙСКОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ»

На выставке «ChipEXPO-2005» (18—20 октября 2005 года, Москва, ЗАО «Экспоцентр», павильон «Форум») организуются тематические стенды «Инновационные проекты российской электроники» и «Импортозамещение и аналоги».

Информационным изданием тематического стенда «Инновационные проекты российской электроники» станет одноименный дайджест, в котором будут собраны аннотации проектов.

Дайджест будет распространяться на выставке одновременно с официальным каталогом и будет направлен в ряд инвестиционных компаний для анализа инвестиционной привлекательности представленных проектов.

Любая российская компания (а не только участник выставки ChipEXPO-2005) может разместить в дайджесте аннотацию своего проекта. Объем аннотации не должен превышать одной полосы формата A5 (1500 знаков), стоимость размещения — 500 рублей.

В дайджесте может быть размещена рекламная информация в виде ч/б блоков формата A5, стоимость размещения — 100 у. е.

Разместить аннотацию для включения ее в дайджест «Инновационные проекты российской электроники» можно на сайте компании «ЧипЭКСПО <http://www.chipexpo.ru/projects/tem-stends>.

Микроконтроллеры? Это же просто!

УМНОЖЕНИЕ И ДЕЛЕНИЕ НА 16₁₀

В свете предыдущего материала чтобы умножить (разделить) число на 16₁₀, достаточно четыре раза вызвать подпрограмму R54_M2 (R54_D2). Однако микроконтроллеры семейства x51 имеют в своей системе команд инструкцию работы с тетрадами (половинами байтов), благодаря этому возможно осуществить подобное умножение (деление) даже еще быстрее, чем при четырехкратном вызове упомянутых подпрограмм.

В основе рассматриваемых операций лежат инструкции SWAP A и XCHD A,@Ri. Первая обменивает местами старшую и младшую тетрады аккумулятора, вторая обменивает местами младшую тетраду аккумулятора с младшей тетрадой байта из внутреннего ОЗУ, адрес которого хранится в регистре Ri. Посмотрим, как с их помощью можно реализовать, например, умножение на 16₁₀ целого беззнакового двухбайтового числа.

Умножение на 16₁₀ означает, что младшая тетрада младшего байта должна быть сдвинута на место старшей, старшая — на место младшей тетрады старшего байта, младшая тетрада старшего байта — на место старшей, а старшая — на место младшей тетрады третьего байта. На место младшей тетрады младшего байта надо поместить нули. Сказанное иллюстрируется рис. 53, где показан результат умножения на 16₁₀ шестнадцатеричного числа 4321H.

Множимое: СТБ = 01000011B = 43H; МЛБ = 00100001B = 21H
 Произведение: СТБ = 00000100B = 04H; СРБ = 00110010B = 32H;
 МЛБ = 00010000B = 10H

Рис. 53

Как видите, произведение, в отличие от двухбайтового множимого, уже трехбайтовое. Внимательный анализ тетрад множимого и произведения позволяет понять, какие перемещения тетрад нужно сделать, чтобы реализовать упомянутое умножение на 16₁₀.

Действия эти осуществляет подпрограмма ROM_16, приведенная на рис. 54. При этом множимое находится в памяти, а в ячейке R0 хранится адрес его младшего байта. Старший байт множимого расположен вслед за младшим в ячейке, адрес которой на единицу больше адреса младшего байта. После умножения младший байт произведения замещает младший байт множимого, средний байт произведения — старший байт множимого, а старший байт произведения хранится в аккумуляторе. В качестве комментариев приведено содержимое младшего (МЛБ), среднего (СРБ) и старшего (СТБ) байтов произведения после выполнения каждой из команд.

Время выполнения подпрограммы ROM_16 составляет 14 мкс (с учетом времени вызова самой подпрограммы), что почти вчетверо меньше затрат на четыре последовательных вызова R54_M2.

Подпрограмма быстрого деления числа на 16₁₀ может быть организована аналогичным образом. Предоставляем вам возможность попрактиковаться, самим составив требуемую для ее реализации последовательность команд.

```
ROM_16:
; Подпрограмма быстрого умножения на 1610
; 16-ти разрядного числа без знака
; Вход:
;   в R0 - адрес младшего байта числа, старший байт -
;   в следующей за младшим ячейке
; Выход:
;   младший и средний байт по исходным адресам,
;   старший в регистре
;   A
; Используемые регистры:
;   A, R0
; Требуется свободных байт в стеке:
;   2
```

```
CLR    A           ; АКК=(00H), СТБ=(43H), МЛБ=(21H)
XCH    A, @R0      ; АКК=(21H), СТБ=(43H), МЛБ=(00H)
SWAP   A           ; АКК=(12H), СТБ=(43H), МЛБ=(00H)
XCHD   A, @R0      ; АКК=(10H), СТБ=(43H), МЛБ=(02H)
XCH    A, @R0      ; АКК=(02H), СТБ=(43H), МЛБ=(10H)
INC    R0          ; в R0 - адрес СТБ
XCH    A, @R0      ; АКК=(43H), СТБ=(02H), МЛБ=(10H)
SWAP   A           ; АКК=(34H), СТБ=(02H), МЛБ=(10H)
XCH    A, @R0      ; АКК=(02H), СТБ=(34H), МЛБ=(10H)
XCHD   A, @R0      ; АКК=(04H), СТБ=(32H), МЛБ=(10H)
RET
```

Рис. 54

УМНОЖЕНИЕ НА ЧИСЛО, БЛИЗКОЕ К СТЕПЕНИ ДВОЙКИ

Предположим, что целое беззнаковое число нужно умножить, к примеру, на 17₁₀. В свете предыдущего материала очевидно, что самый быстрый способ получения такого произведения — быстро умножить множимое на 16₁₀ и сложить его с множимым (оно перед умножением должно быть где-то сохранено). Почему это так, очевидно из следующего соотношения:

$$a \cdot 17 = a \cdot 16 + a \quad (25)$$

Еще один пример: нужно умножить число на 254₁₀. Сохраним множимое, затем умножим его на 256₁₀, после чего дважды вычтем из произведения сохраненное множимое:

$$a \cdot 254 = a \cdot 256 - a - a \quad (26)$$

Подобная операция займет около 30 мкс, что вдвое быстрее, чем если бы мы воспользовались подпрограммой MUL16M.

УМНОЖЕНИЕ НА ЧИСЛО, ПРЕДСТАВЛЯЮЩЕЕ СУММУ ИЛИ РАЗНОСТЬ СТЕПЕНЕЙ ДВОЙКИ

В ряде случаев множитель может быть представлен суммой или разностью двух чисел, каждое из которых является степенью числа 2. Например, нам нужно умножить некоторое число на 272. Так как 272 = 256+16,

можно заметно ускорить процедуру умножения, вначале умножив множимое на 256, затем умножив его на 16 и сложив результаты:

$$a \cdot 272 = a \cdot 256 + a \cdot 16 \quad (27)$$

Еще пример — умножение числа на 192. Заметим, что $192 = 256 - 64$. Тогда:

$$a \cdot 192 = a \cdot 256 - a \cdot 64 = a \cdot 256 - (a \cdot 16) \cdot 2 \cdot 2 \quad (28)$$

Иными словами, умножьте число на 256 (см. выше), запомните результат, затем умножьте его на 16, дважды сдвиньте влево для последующего учетверения и вычтите из запомненного результата.

Как нетрудно догадаться, если бы вам пришлось умножать исходное число не на 192, а на 320, алгоритм был бы тот же за исключением того, что вместо вычитания нам пришлось бы осуществлять сложение:

$$a \cdot 320 = a \cdot 256 + a \cdot 64 = a \cdot 256 + (a \cdot 16) \cdot 2 \cdot 2 \quad (29)$$

Подобных чисел, являющихся суммой двух чисел, каждое из которых есть степень двойки, немало, и, если вы научитесь их выделять из общей массы целых беззнаковых чисел, вам удастся оптимизировать некоторые из написанных вами алгоритмов.

Необходимо отметить еще один момент. Как было сказано выше, скорость выполнения подпрограммы MUL16M весьма высока — умножение двух целых беззнаковых 16-разрядных чисел осуществляется с ее помощью всего за 61 мкс (точнее за 61 машинный цикл стандартного МК семейства x51). В этой связи выигрыши на два-три десятка циклов, достигаемые при помощи рекомендаций, приведенных выше, не выглядят очень заметными. Однако, если приводимый здесь материал используется, чтобы разрабатывать программы для других микроконтроллеров, у которых нет инструкций умножения восьми- или 16-разрядных чисел, вам придется выполнить умножение по одной из приведенных выше вычислительных схем (рис. 31—34). Как уже отмечалось, скорость выполнения подпрограмм, реализующих умножение по этим схемам только при помощи сложений и сдвигов почти на порядок ниже, чем у MUL16M. В связи с этим речь может идти не о том, что вы заменили 61-микросекундную подпрограмму алгоритмом, потребовавшим для своей реализации 10...20 или даже 30 мкс, а о том, что эти 10...30-микросекундные алгоритмы заменили 300...400-микросекундную подпрограмму. В этом случае, как видите, выигрыш оказывается весьма существенным, и применение данных рекомендаций выглядит более чем оправданным.

Естественно, если ваш микроконтроллер располагает инструкцией, позволяющей умножать друг на друга два 16-разрядных или два 32-разрядных числа, многие из этих рекомендаций могут понадобиться вам лишь для расширения кругозора.

УМНОЖЕНИЕ НА ПРАВИЛЬНУЮ ДРОБЬ

Во многих применениях, когда микроконтроллеры, казалось бы, используются только для работы с целочисленными результатами, нам все же иногда приходится умножать или делить эти результаты на дроби. Это не представляет проблемы, если вы используете программы арифметики с фиксированной или плавающей точкой,

но может осложнить жизнь, если этих программ нет. По крайней мере для новичков может быть непонятно, как оставаясь в рамках целочисленных операций сложения, вычитания, умножения и деления можно умножить число, например, на $\pi = 3,141592\dots$ или разделить на 0,933.

На самом деле все очень просто. Если дробь, на которую нам нужно умножить число, обыкновенная (т. е. не десятичная, а записываемая в виде a/b , где a и b — целые числа), то достаточно вначале умножить множимое на числитель дроби, а затем полученное произведение разделить на знаменатель. При этом нужно иметь в виду следующие обстоятельства. Во-первых, обязательно сначала умножайте на числитель, а только после этого делите на знаменатель дроби, а не наоборот. Если вы вначале осуществите деление на знаменатель, то почти наверняка внесете заметную погрешность в ваши вычисления из-за ограниченной точности операции деления. Например, вам нужно умножить 15 на $9/10$. Умножив 15 на 9 и затем разделив его на 10, вы получите 13, если не будете округлять результат, а попросту отбросите остаток от деления, или 14, если используете этот остаток для округления. Если же вначале вы осуществите операцию деления, то получите 1 (если отбросите остаток) или 2 (если округлите частное с его помощью). В первом случае после умножения на числитель дроби вы получите 9, а во втором — 18. И то, и другое весьма далеко от правильного результата 13,5, несоизмеримо дальше того, что получилось, когда мы вначале умножили число на числитель дроби и только потом разделили полученное произведение на знаменатель.

Во-вторых, вы должны обеспечить такой формат представления данных, чтобы при умножении не происходило переполнения. Например, если множимое двухбайтовое, а числитель и знаменатель дроби не превышают каждый 65535_{10} , вы можете спокойно пользоваться подпрограммами умножения и деления уже рассмотренными нами. Но если числитель дроби, на которую надо умножить ваше множимое, более 65535_{10} , вы должны предвидеть, что результат произведения может оказаться больше, чем 2^{32} , и использовать пяти- или шестибайтовый формат представления, а также соответствующие подпрограммы умножения и деления.

В-третьих, нужно помнить, что операции умножения и, особенно, деления отнимают довольно много времени у микроконтроллера, если у него, как у x51, нет аппаратного делителя. В свете этого желательно осуществлять некоторые преобразования дробей, на которые мы должны умножать наше целочисленное множимое для того, чтобы после этого преобразования числитель или знаменатель представлял собой степень двойки. Как нетрудно догадаться, лучше, если степень двойки будет знаменатель. Тогда длинную операцию деления можно будет заменить рядом более коротких операций перемещения байтов и сдвигов.

Что здесь имеется в виду? Для того, чтобы лучше понять, о чем идет речь, рассмотрим пример. Пусть вам нужно полученный в результате тех или иных измерений двухбайтовый целочисленный результат (к примеру, 3100_{10}) умножить на $295/317$. Конечно, можно занести этот результат в регистры R5R4, в R3R2 занести $295_{10} = 127H$, вызвать подпрограмму MUL16M, затем разместить в R3R2 $317_{10} = 13DH$ и вызвать подпрограмму DIV16. В итоге вы получите 2884_{10} и 272_{10} в остатке, после чего еще нужно округлить результат до 2885_{10} .

Но есть и другой путь. Преобразуйте $295/317$ в десятичную дробь и умножьте ее на 65536_{10} . Прделав эти

Окончание. Начало — № 8/2005

Вероятностная синхронизация в телекоммуникационных системах

В установившемся режиме, когда $J = J^* = 0$, а синхронизация между передающей и приемной аппаратурой ранее достигнута, поток байтов с входов системы передается по линии связи в виде последовательного потока битов и затем вновь преобразуется в поток байтов на ее выходах. При этом благодаря ранее достигнутой синхронизации блок S-P (точнее, его микропрограмма) «знает» положение границ между байтами в битовом потоке данных, передаваемых по линии связи. Это позволяет правильно восстанавливать байты.

Блок P-S преобразования параллельного кода в последовательный работает по циклической микропрограмме (рис. 5), в соответствии с которой осуществляется следующая последовательность переходов между состояниями: Z1, Z2, Z3, ... Z8, Z1, Z2 и т. д. В ходе выполнения этой микропрограммы в каждом временном интервале из восьми тактов (точнее, в такте, соответствующем состоянию Z1) на выходах ПЗУ D9 формируются сигналы Y0 и Y1, которые в начале следующего такта переписываются в регистр RG6 (диаграммы сигналов TxС и L на рис. 7).

По фронту сигнала TxС источник данных (на рис. 4, 5 не показан) присылает на входы системы очередной байт TxD. При $L = 1$ по фронту сигнала CLK байт TxD принимается в регистр RG5, поэтому в интервале T1—T2 (рис. 7) сигнал DATA отражает состояние нулевого разряда вновь принятого в этот регистр байта (разряды байтов условно пронумерованы с нулевого по седьмой). После скремблирования элементом D1 и прохождения через триггер D3 нулевой бит передается в линию связи. При $L = 0$ из регистра RG5 последовательно выдаются биты 1—7 текущего байта, затем при $L = 1$ в этот регистр принимается следующий байт и т. д.

Блок S-P преобразования последовательного кода в параллельный также работает по циклической микропрограмме (рис. 6), в соответствии с которой осуществляется следующая последовательность переходов между состояниями: Z1, Z2, Z3, ... Z8, Z1, Z2 и т. д. В ходе выполнения этой микропрограммы в каждом временном

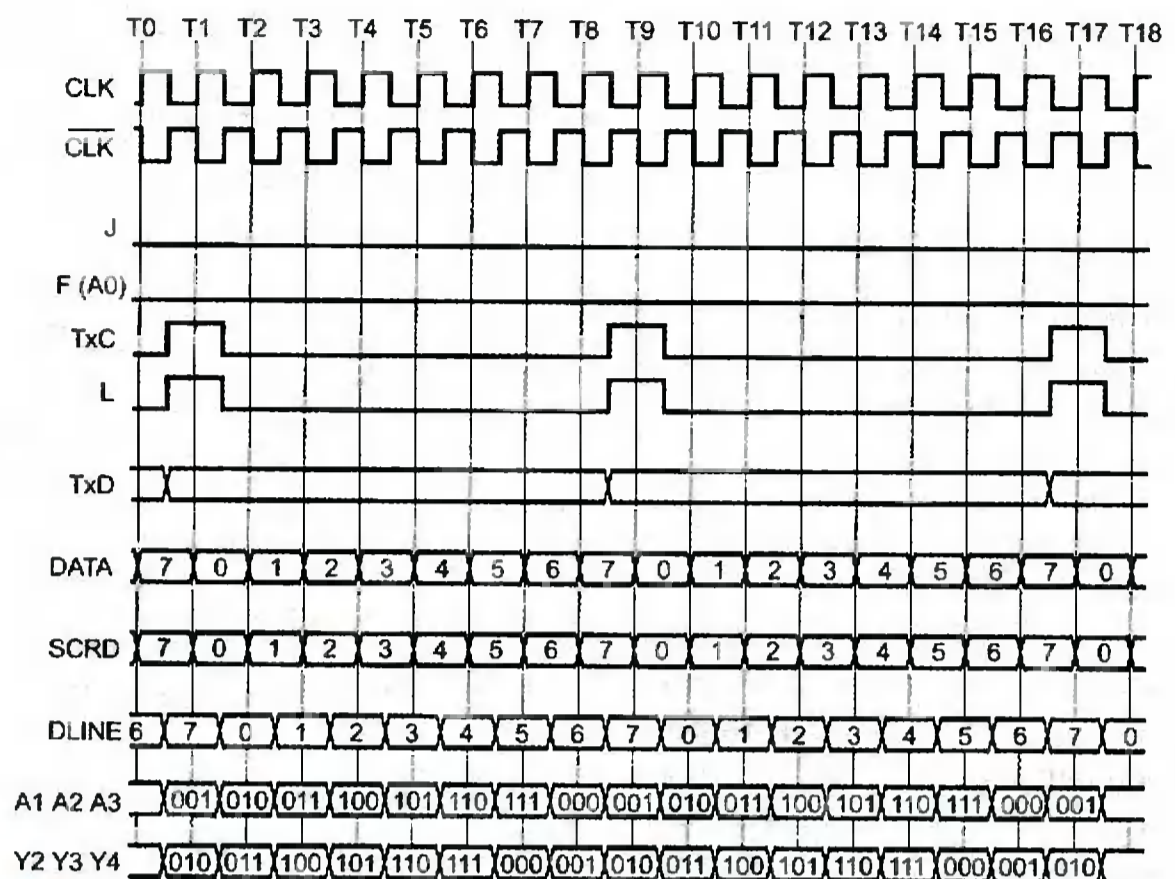


Рис. 7

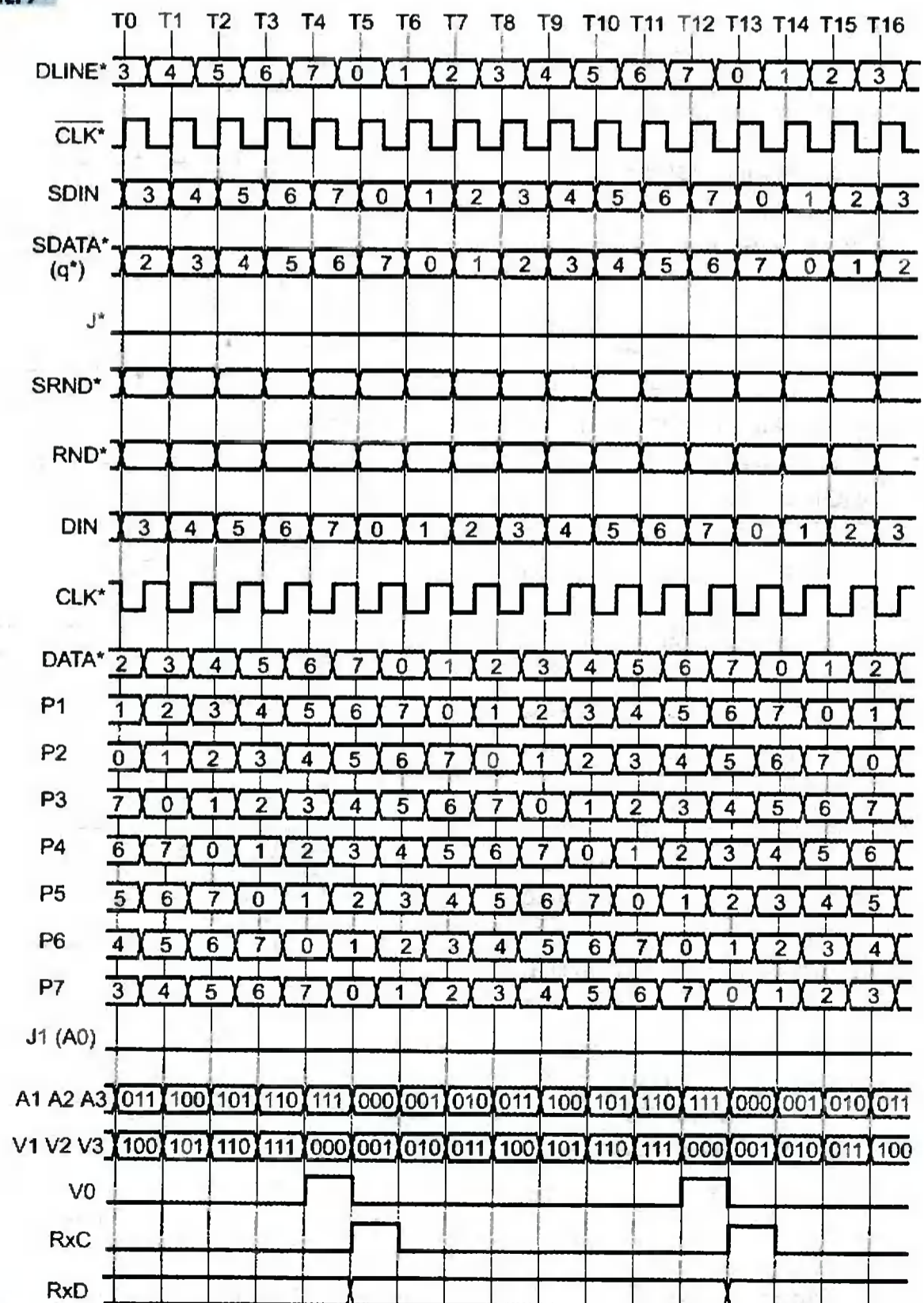


Рис. 8

интервале из восьми тактов (точнее, в такте, соответствующем состоянию Z8) на выходе ПЗУ D10 формируется сигнал $V_0 = 1$, который в начале следующего такта переписывается в регистр RG9 и в виде сигнала RxC поступает на выход системы (рис. 8).

К моментам формирования фронтов сигнала RxC на входах данных регистра RG7 формируется очередной байт, который запоминается в этом регистре.

В режиме коррекции границ между байтами используются сигналы синхронизации J и J*. Эти сигналы, как уже отмечалось, формируются в заранее неизвестные (случайные) моменты времени в результате обнаружения в скремблированном потоке битов некоторых заданных кодов CODE₁, CODE₂, ..., CODE_K.

Сигнал J = 1 задерживается триггером D8 на половину такта и преобразуется в сигнал F (рис. 9), который в качестве старшего разряда адреса поступает на вход ПЗУ D9 и вызывает переход в нижнюю половину таблицы состояний (рис. 5, состояние Z13), а затем в состояния Z2, Z3, ..., Z8, Z1, Z2 и т. д.

В результате в момент T21 (рис. 9) происходит повторный прием текущего байта в регистр RG5 и затем его последовательная выдача в линию связи. Для последующего распознавания приемной аппаратурой факта изменения границ между байтами существенно, что интервал времени между битом, породившим сигнал J коррекции (в данном примере битом с номером 1, который помечен точкой на диаграмме сигнала DATA, рис. 9), и повторно переданным нулевым битом всегда составляет два такта синхросигнала CLK. Так как в состоянии Z9 на выходах ПЗУ D9 формируются те же сигналы, что и в состоянии Z1, коррекция границ не осуществляется, когда новые границы соответствуют старым.

Блок S-P преобразования последовательного кода в параллельный принимает сигнал J* = 1 и задерживает его на два такта (рис. 10).

Микропрограмма управления этим блоком (рис. 6) реагирует на поступление сигнала A0 = 1 переходом в одно из состояний Z9—Z16, в данном примере — в состояние Z13. Далее начинается повторная последовательная загрузка байта в сдвиговый регистр RG10, которая завершается на половину такта раньше момента T25 формирования фронта сигнала RxC. В момент T25 сформированный

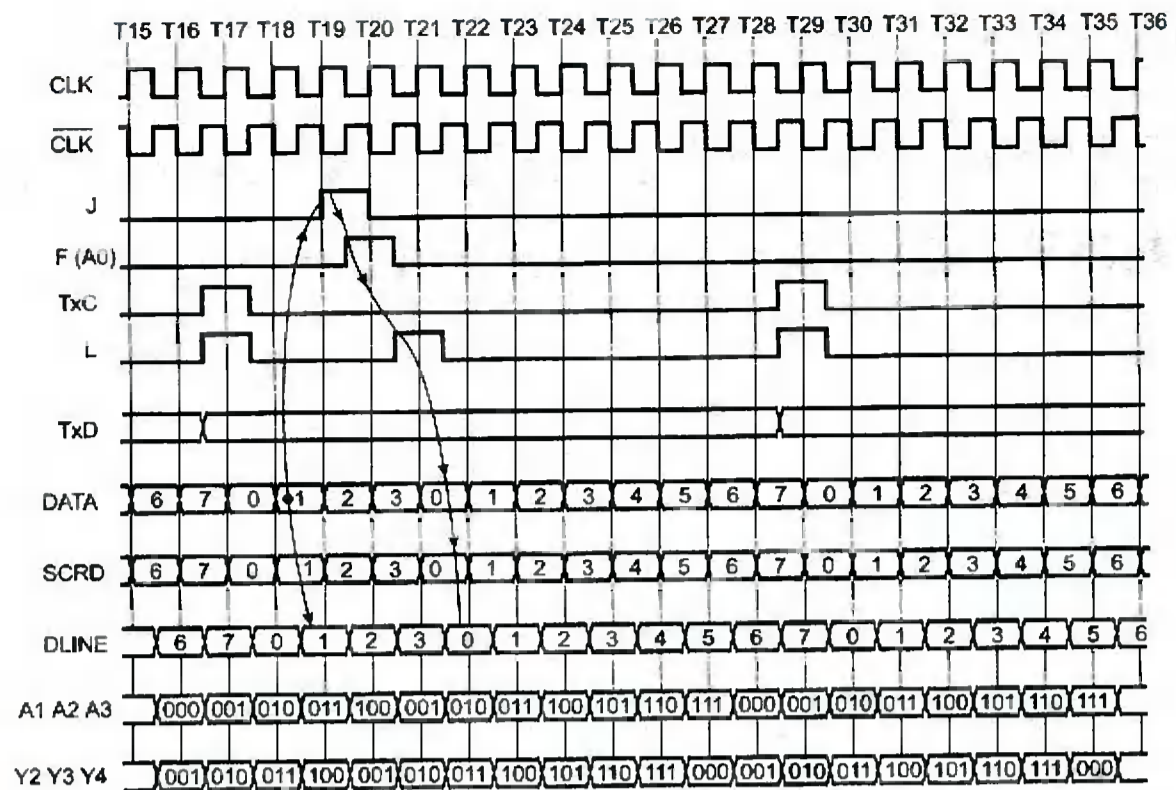


Рис. 9

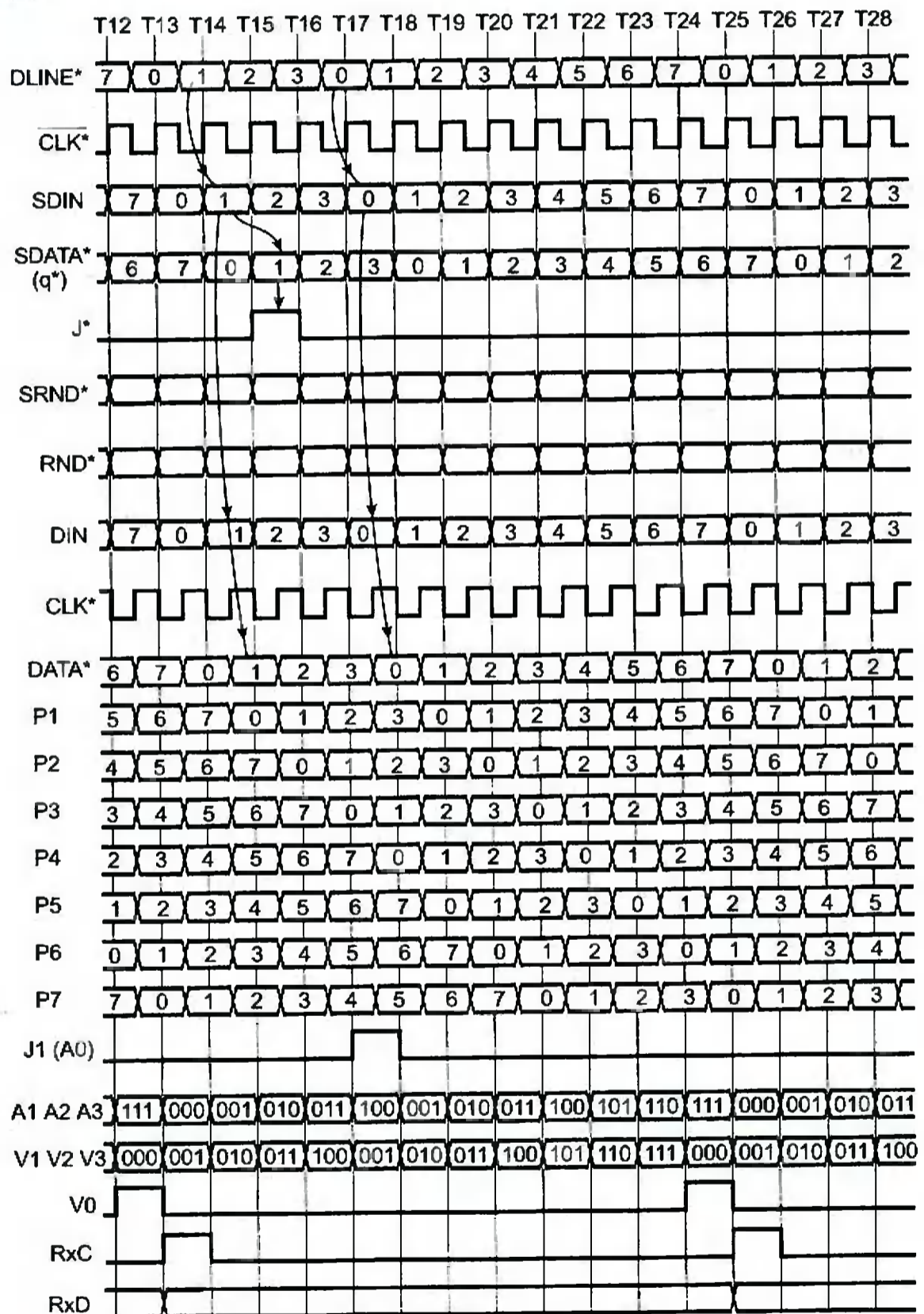


Рис. 10

в новых временных границах байт записывается в регистр RG7.

После этого блоки P-S и S-P работают в новой системе отсчета времени вплоть до момента получения очередной пары корректирующих импульсов J и J*, если они требуют

смещения границ между байтами. Если коррекции не требуется (новая система отсчета границ байтов совпадает со старой), то корректирующие импульсы игнорируются.

В исходном состоянии аппаратура приема данных может быть не синх-

ронизирована с передающей. После получения первого же импульса J* автоматически (без использования каких-либо программных средств) достигается кодовая синхронизация между дескремблером и скремблером [1] и устанавливается единая система отсчета границ байтов при их прохождении по линии связи.

Применение вероятностной синхронизации позволяет повысить скорость передачи данных благодаря двум факторам. Первый фактор состоит в исключении из потока дан-

ных относительно большого объема служебной информации, предназначенной для синхронизации работы дескремблера со скремблером, а также в исключении из протоколов обмена соответствующих программных средств. Второй фактор — уменьшение объема пересылаемой в потоке данных избыточной информации, обозначающей границы между байтами.

Потери времени из-за повторной передачи части байта составляют от нуля до семи битовых интервалов (в

среднем, 3,5 интервала) на фоне периода между моментами коррекции, который в среднем может составлять, например, 100 мс. При скорости передачи 10 Гбит/с избыточность составляет $3,5 \times 10^{-9}$, т. е. один избыточный бит приходится на $2,86 \times 10^8$ «полезных» битов. Таким образом, предлагаемый способ синхронизации позволяет практически исключить избыточность из потока данных.

Борис Шевкопляс,
г. Москва

Высоковольтная развязка интерфейса RS-485

Зачастую для связи компьютера с внешним источником информации требуется обеспечить высоковольтную развязку интерфейса. Микросхемы, предназначенные для этого, являются достаточно редкими и дорогими. Да и вряд ли существует микросхема, способная обеспечить развязку на напряжение 15...30 кВ. Автор предлагает решение такой задачи.

Высоковольтную развязку интерфейса RS-485 можно организовать с помощью инфракрасного порта IrDA [1]. На рис. 1 приведена схема простого конвертера RS-485/IrDA.

На рис. 2 показана организация сети обмена информацией с помощью предложенного конвертера.

Работает конвертер следующим образом. Управление режимами приема или передачи микросхемы DD1 осуществляется с выхода RxD микросхемы DD3, поэтому в исходном состоянии, когда нет приема ИК сигналов, микросхема DD1 находится в режиме приема. Если конвертер подключен со

стороны центрального устройства, то стартовый импульс байтовой посылки, передаваемый низким уровнем, пройдет практически не измененным через инверторы DD2.1 и DD2.2, проинвертируется инвертором DD2.3 и включит светодиод микросхемы DD3. Микросхема DD3 периферийного конвертера примет ИК импульс из центра и на ее выводе RxD на время действия этого импульса установится лог. 0. Этот сигнал, инвертированный инвертором DD2.5, переведет микросхему DD1 в режим передачи и восстановленный инвертором DD2.4 поступит на вход передатчика микросхемы DD1. В ре-

зультате этого полярность сигнала в линии связи изменится и периферийное устройство примет стартовый импульс. Если за стартовым сигналом следует информационная лог. 1, микросхема DD3 центрального конвертера не излучает ИК импульс и на выходе микросхемы DD3 периферийного конвертера также установится лог. 1. Это приведет к переводу микросхемы DD1 периферийного конвертера в режим приема, в линии установится и будет воспринята периферийным устройством лог. 1. Поскольку у микросхемы MAX485 выключение передатчика происходит за 40...70 нс, а включение приемника — за 20...50 нс [2], для блокировки возможных импульсов длительностью 20 нс на входе ИК передатчика используется цепь, состоящая из элементов DD2.1, DD2.2, C1 и R4.

Контакты XP1 и XP2 служат для управления чувствительностью микросхемы DD3. Если замкнуть контакты XP1, чувствительность ИК приемника будет минимальной, если замкнуть XP2 максимальной (до трех метров).

Для обеспечения надежности обмена информацией центральный и периферийный конвертеры можно поместить в пластмассовый корпус, что исключит воздействие на ИК канал прямых солнечных лучей, пыли и других возможных помех.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Ю. Давиденко. Инфракрасный порт IrDA для компьютера. — Схемотехника, 2004, № 12, с. 16—18.

2. Maxim Low-Power, Slew-Rate-Limited RS-485/RS-422 Transceivers. <http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/MAX1487-MAX491.pdf>

Валерий Кабаков,
г. Омск

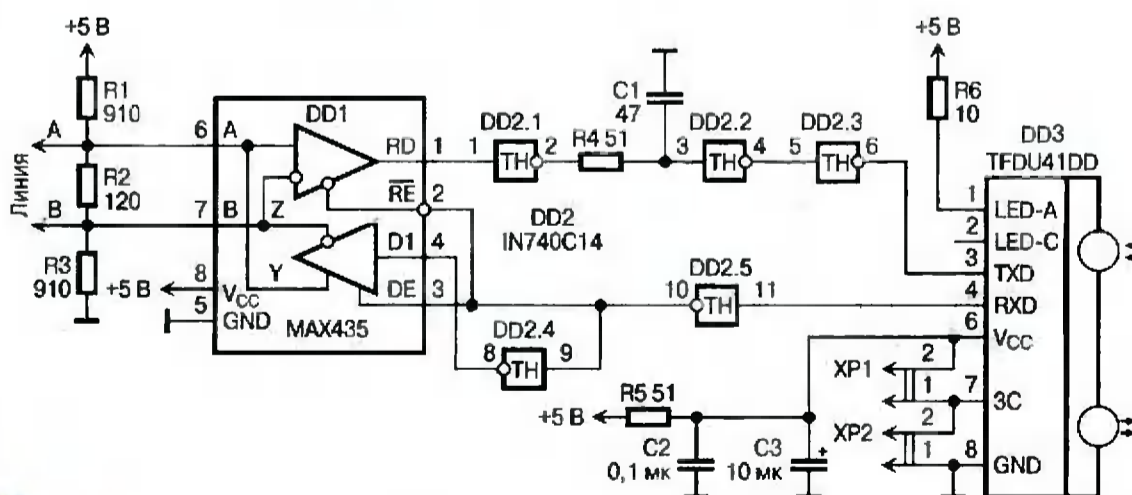


Рис. 1

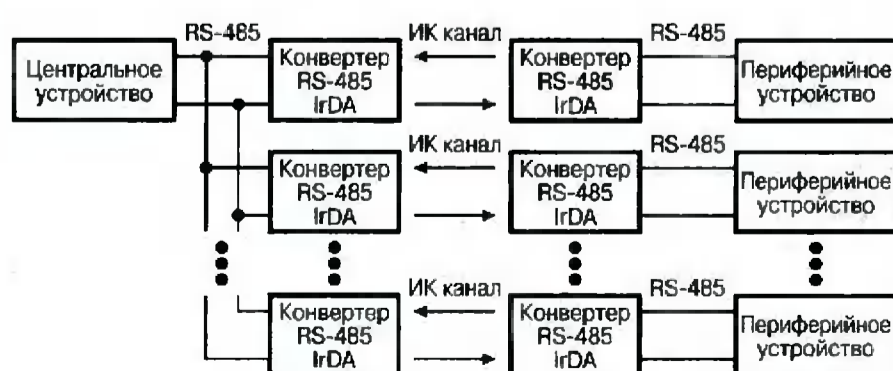


Рис. 2

Цифровой регулятор импульсного стабилизатора напряжения

Описан регулятор импульсного стабилизатора напряжения понижающего типа, выполненный на PIC-контроллере. Приведена блок-схема алгоритма и результаты моделирования в пакете VisSim.

В настоящее время промышленность предлагает большое число моделей контроллеров импульсных источников питания, в том числе и с программно регулируемым выходным напряжением. Однако во многих случаях от системы управления импульсным стабилизатором напряжения требуется большая гибкость, чем могут обеспечить серийные аналоговые контроллеры.

Появление новых моделей недорогих цифровых микроконтроллеров со встроенными аналого-цифровыми преобразователями (АЦП) и широтно-импульсными модуляторами (ШИМ) позволяет построить более универсальный регулятор.

Преимущества цифровых систем управления импульсными стабилизаторами напряжения перед аналоговыми:

- высокая помехозащищенность;
- разнообразные алгоритмы защиты;
- реализация более сложных и эффективных алгоритмов управления без использования внешних элементов;
- программная реализация частотной коррекции;
- возможность построения универсального регулятора для широкого круга импульсных источников питания, в том числе многофазных, с корректором коэффициента мощности и др.

К недостаткам можно отнести:

- в некоторых случаях недостаточное быстродействие;
- более высокая стоимость;
- более высокие требования к квалификации разработчика.

В статье [1] предлагается использование PIC-микроконтроллеров в качестве основы для построения отдельных узлов импульсных источников питания, таких как устройство управления драйверами, генератор пилообразного

напряжения, широтно-импульсный модулятор и др. В то же время существующие в настоящее время микроконтроллеры, имеющие RISC-архитектуру и оснащенные АЦП и аппаратными ШИМ, позволяют программно реализовать функции всех этих узлов.

Ниже рассмотрен пример реализации на микроконтроллере PIC18F1320 фирмы Microchip цифровой системы управления для мощного понижающего импульсного стабилизатора, выходное напряжение которого может регулироваться в широких пределах с помощью энкодера. Схема силовой части стабилизатора показана на рис. 1.

Основным функциональным элементом является транзисторный ключ VT1, с помощью которого формируется напряжение в виде импульсов требуемой скважности. Для сглаживания пульсаций выходного напря-

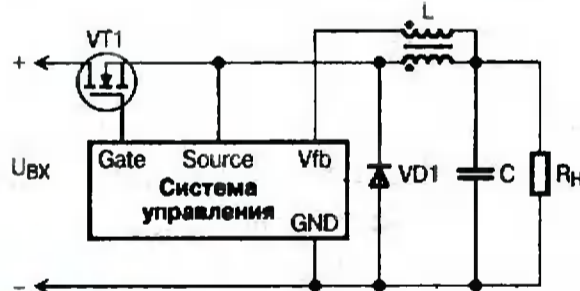


Рис. 1

жения применяется LC-фильтр. Отрицательная обратная связь включает дополнительную обмотку дросселя, которая позволяет «обойти» по переменной составляющей LC-фильтр, что упрощает обеспечение устойчивости стабилизатора. Выходное напряжение формируется с использованием ШИМ сигнала управления ключом. Сигнал ШИМ генерируется системой управления на основе данных о выходном напряжении, полученных по цепи обратной связи, а также сигналов энкодера.

Блок-схема системы управления представлена на рис. 2.



Рис. 2

Система управления включает цепи нормализации сигнала, микроконтроллер, энкодер и драйвер. Для повышения точности стабилизации в микроконтроллере реализован интегральный закон регулирования. Алгоритм работы микроконтроллера представлен на рис. 3 и 4.

Он состоит из двух частей. Первая — режим установки рабочего напряжения и запуск системы



Рис. 3

управления при нажатии кнопки «Пуск». Вторая — непосредственно регулирование — реализована при обработке прерывания от АЦП. Последовательность действий выглядит следующим образом — после выбора требуемого выходного напряжения запускается АЦП, который начинает преобразование для определения величины сигнала ОС. По окончании преобразования АЦП генерирует прерывание и начинает новое преобразование. По сигналу прерывания АЦП запускается обработчик прерывания, который параллельно с работой АЦП рассчитывает и загружает в ШИМ новое управляющее



Рис. 4

воздействие $N_{УПР}$ в соответствии с уравнениями:

$$\epsilon(n) = N_{ЭТ} - N_{АЦП}(n), \quad (1)$$

$$S(n+1) = S(n) + \epsilon(n), \quad (2)$$

$$N_{УПР}(n) = K_{И} S(n), \quad (3)$$

где ϵ — ошибка регулирования, $S(n)$ — значение интеграла на n -м такте, $N_{АЦП}$ — выходной 10-разрядный код АЦП, $K_{И}$ — коэффициент передачи интегратора, $N_{ЭТ}$ — эталонный код, равный целой части дроби

$$\frac{\text{Value} \cdot A \cdot 1024}{U_{ПШ}}$$

причем Value — требуемое выходное напряжение, В, А — коэффициент передачи делителя ОС, $U_{ПШ}$ — напряжение полной шкалы АЦП, В.

Так продолжается до тех пор, пока не произойдет повторное нажатие кнопки «Пуск», после чего система возвращается в режим выбора выходного напряжения.

Вариант принципиальной схемы системы управления импульсного источника питания для выбранных параметров приведен на рис. 5.

Через разъем JR1 подводится напряжение питания и сигнал обратной связи, а также к выводу RA0 подключается кнопка «Пуск». В схеме показано

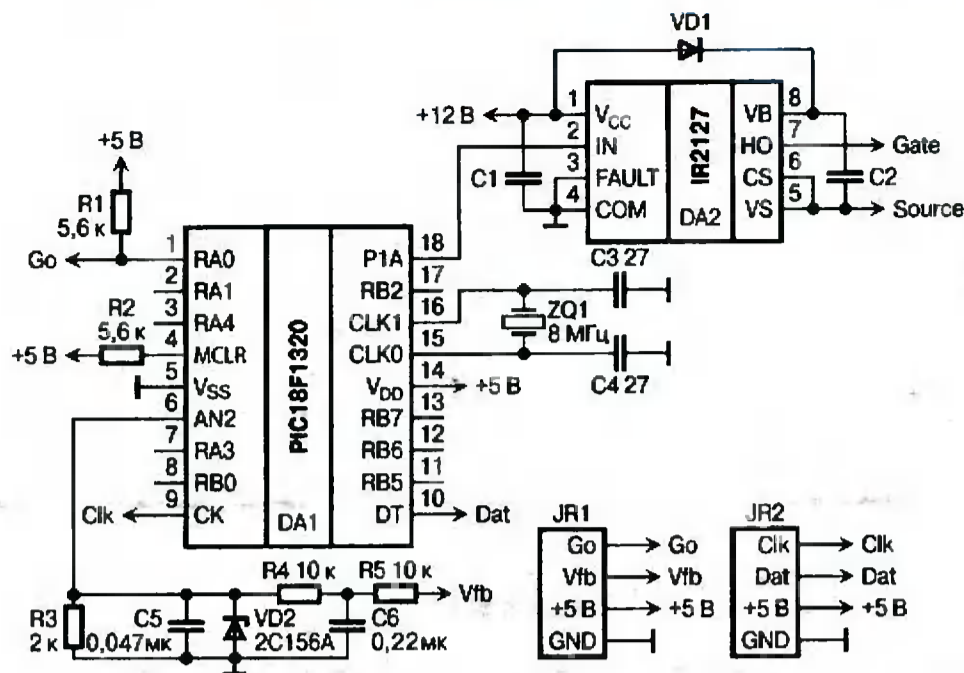


Рис. 5

использование только одной кнопки. Включение других кнопок и энкодера осуществляется аналогичным образом. Разъем JR2 является вариантом интерфейса для подключения ЖКИ. В данном случае ЖКИ должен поддерживать возможность последовательной побитовой загрузки. Емкости конденсаторов C1 и C2 нормируются документацией производителя драйвера DA2 ключевого транзистора, C3 и C4 также являются нормированными и при использовании кварцевого

напряжения с цифровой системой управления по схеме на рис. 5 в пакете VisSim.

Способы моделирования импульсных стабилизаторов в этом пакете рассмотрены в [3]. Параметры стабилизатора (рис. 1): $U_{ВХ} = 50$ В, $L = 50$ мкГн, $C = 2000$ мкФ, $R_H = 1$ Ом, частота коммутации — 20 кГц, номинальное выходное напряжение — 15 В. График изменения выходного напряжения при включении стабилизатора представлен на рис. 7.

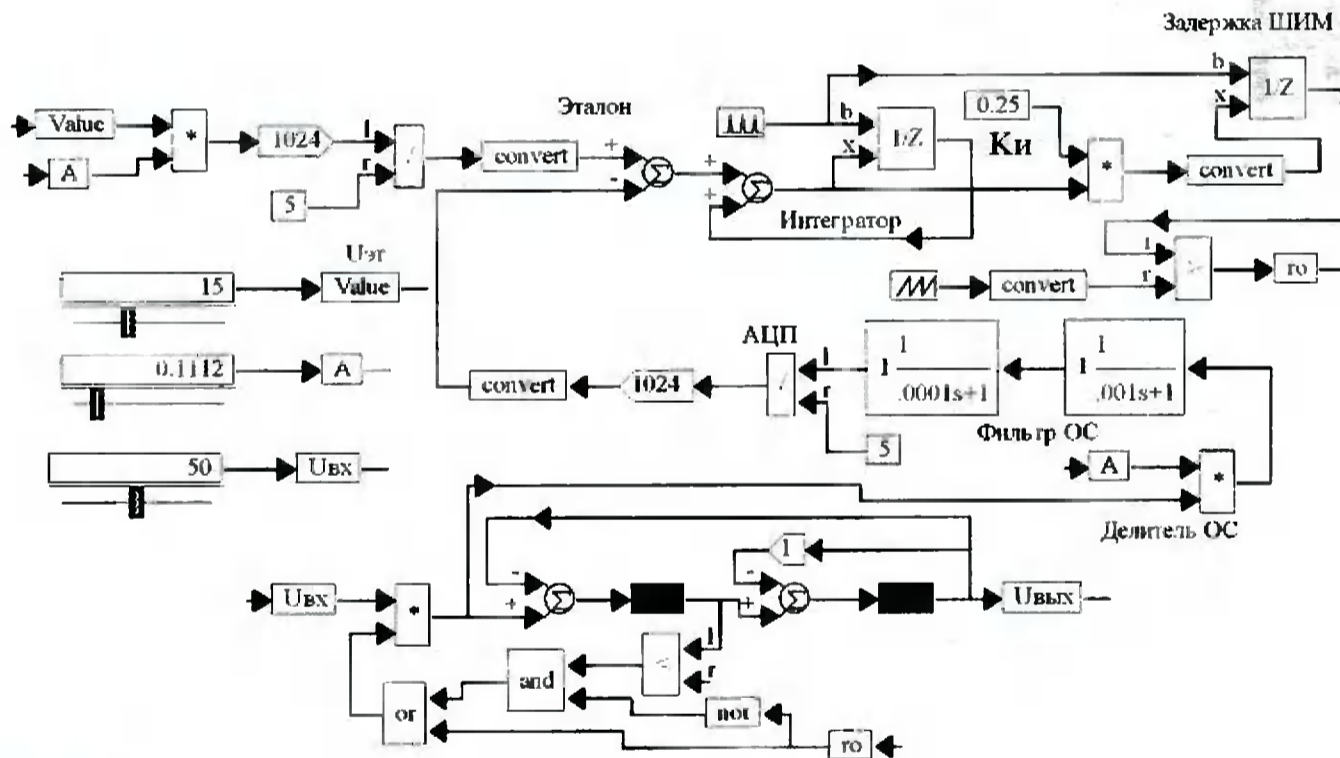


Рис. 6

резонатора с частотой 8 МГц должны составлять 27 пФ. R1 и R2 — «подтягивающие» резисторы со стандартным сопротивлением 5,6 кОм. Номиналы резисторов R3—R5 и конденсаторов C5, C6 выбираются таким образом, чтобы постоянные времени фильтров $(R5||R4)C6$ и $(R4||R3)C5$ соответствовали составленной модели, и при этом коэффициент передачи делителя ОС $A = R3/(R4+R5+R3)$ должен совпадать с расчетным.

На рис. 6 приведена схема моделирования импульсного стабилизатора

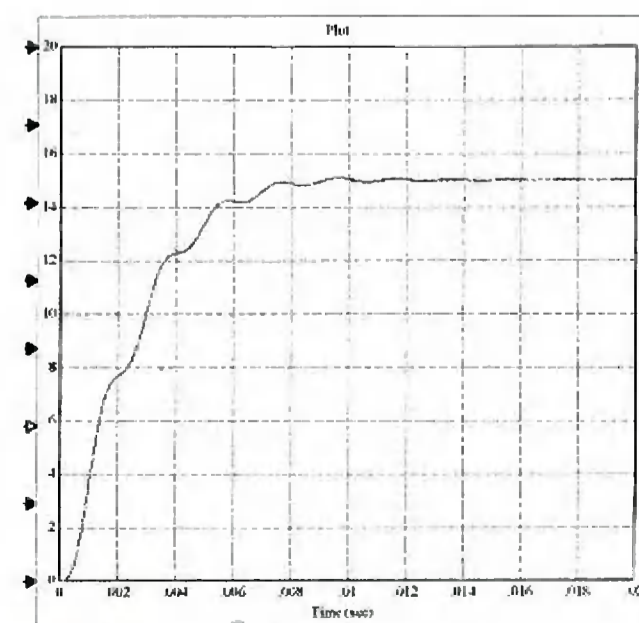


Рис. 7

Меняя параметры модели системы управления можно легко обеспечить необходимое качество переходного процесса.

ЛИТЕРАТУРА:

1. С. Заболоцкий, Ю. Владимиров. Использование микроконтроллеров

фирмы Microchip в импульсных источниках питания. — Схемотехника, 2001, № 7, с. 12—16, № 8, с. 14, 15.

2. О. Воротынский. Микроконтроллеры семейства PICmicro18 фирмы Microchip. — www.chipinfo.ru/literature/chipnews/200007/9.html

3. Г. И. Волович. Моделирование одноконтурных DC/DC-преобразователей

в пакете VisSim. — Современная электроника, 2005, № 3, с. 56—61.

Александр Волович,
Георгий Волович,
Евгений Перминов,
г. Челябинск

Метрологические особенности систем сбора информации с температурных датчиков на базе микроконверторов ADuC8xx

В статье рассмотрены основные источники погрешности модулей сбора технологической информации на базе микроконверторов семейства ADuC8xx при измерении температуры с помощью термодпар и терморезисторов, даются рекомендации по выбору аппаратных и программных средств метрологического обеспечения.

Несмотря на широкое распространение микроконверторов ADuC8xx, в процессе построения на их основе различных систем сбора технологической информации у разработчиков возникают определенные трудности при оценке погрешности измерения и, соответственно, при выборе средств метрологической аттестации.

Это связано, прежде всего, с тем, что метрологические характеристики самого микроконвертора часто превышают соответствующие характеристики промышленных средств поверки. При измерении температуры также возникают определенные трудности с оценкой влияния нелинейности характеристик датчиков.

Наиболее распространенными температурными датчиками в промышленных системах являются терморезисторы и термопары. Традиционно измерение температурного приращения сопротивления терморезисторов производилось с использованием четырехплечих мостов. Основным недостатком этого метода является нелинейная зависимость напряжения разбаланса моста от приращения сопротивления. Наличие у микроконверторов двух встроенных прецизионных источников тока IEXC1 и IEXC2 позволяет преодолеть этот недостаток. Замена двух резистивных

плеч источниками тока (рис. 1) обеспечивает абсолютно линейную зависимость $U_O = F(\Delta R)$.

На рис. 1 приведена схема измерительной цепи при четырехпроводном подключении терморезистора R_t (R_{TP1} и R_{TP2} — сопротивление соединительных проводов). Сопротивления R_t и R_{Δ} образуют два нижних плеча эквивалентной четырехплечей мостовой схемы. Напряжение, снимаемое с диагонали АВ, будет определяться зависимостью:

$$U_{AB} = I_1 \times R_t - I_2 \times R_{\Delta}, \quad (1)$$

где $I_1 = I_{EXC1}$, $I_2 = I_{EXC2}$.

Опорное напряжение снимается с резистора R_{OP} , включенного в цепь тока I_1

$$U_{REF} = R_{OP} \times I_1.$$

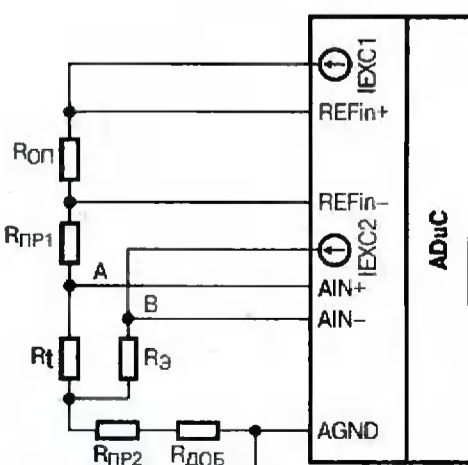


Рис. 1

Следовательно, в результате аналого-цифрового преобразования напряжения U_{AB} получим следующую зависимость:

$$U_{AB} = I_1 \times R_t - I_2 \times R_{\Delta} = N_T \times I_1 \times R_{OP} / N_{MAX}, \quad (2)$$

где N_T — код на выходе АЦП, N_{MAX} — максимальное значение кода, соответствующее верхнему пределу преобразования.

При равенстве токов $I_1 = I_2$ получим:

$$R_t - R_{\Delta} = N_T \times R_{OP} / N_{MAX}, \quad (3)$$

т. е. результат преобразования прямо пропорционален температурному приращению сопротивления R_t и не зависит от значения тока.

В первом приближении можно принять, что

$$R_t = R(0)(1 + \alpha T), \quad (4)$$

где $R(0)$ — номинальное сопротивление терморезистора при 0 °С, α — температурный коэффициент сопротивления R_t , T — измеряемая температура.

Тогда, выбрав $R_{\Delta} = R(0)$, получим:

$$N_T = T \alpha N_{MAX} R_{\Delta} / R_{OP} \quad (5)$$

Сопротивление R_{OP} выбираем по формуле

$$I_1 \times R_{OP} \approx U_{REF.NOM},$$

где $U_{REF.NOM} = 2,5$ В — номинальное опорное напряжение АЦП.

Сопротивление $R_{ДОП}$ выбираем из условия:

$$(I_1 + I_2) R_{ДОП} \geq |U_{ОТР}| + 100 \text{ мВ}, \quad (6)$$

$U_{ОТР}$ — максимальное значение модуля отрицательного напряжения, получаемого в заданном диапазоне измерения температуры.

Условие (6) обеспечивает измерение отрицательных значений напряжения

U_{AB} за счет синфазного сдвига напряжения на входах АЦП (A_{IN+} , A_{IN-}).

На основании выражения (5) найдем выражение для разрешающей способности преобразования по температуре:

$$\Delta t_{РАЗР} = R_{ОП} / (\alpha N_{МАХ} R_{Э} \cdot 2^{-nш}), \quad (7)$$

где $nш$ — число разрядов, не используемых АЦП из-за влияния шумов.

С помощью встроенного цифрового фильтра в АЦП с сигма-дельта модуляцией частично подавляются внутренние шумы преобразователя, но при этом не используются $nш$ разрядов в пределах, в которых проявляется влияние шумов. Таким образом, реальное разрешение преобразователя будет зависеть от выбранного коэффициента фильтрации или частоты преобразования. Например, при частоте преобразования 5,35 Гц в диапазонах 20...320 мВ не используются три младших разряда ($nш = 3$), а при частоте преобразования 105,03 Гц — $nш = 5$. Соответственно, для 24-разрядного АЦП при $R_{ОП} = 12$ кОм, $R_{Э} = 100$ Ом, $\alpha = 0,00428$ 1/°C в первом случае $\Delta t_{РАЗР} = 0,0137$ °C, а во втором — 0,438 °C. Следует отметить, что цифровой фильтр подавляет не только внутренние шумы преобразователя, но и шумы на его входе. Так, при частоте преобразования 5,35 Гц ослабление помехи промышленной частоты 50 Гц составляет 90 дБ. Все метрологические испытания рекомендуется проводить именно на этой скорости.

Достоинством метода эквивалентного четырехплечего моста является возможность прямого измерения температурного приращения сопротивления терморезистора. Недостатком является необходимость точного поддержания равенства токов I_{EXC1} и I_{EXC2} . В соответствии с паспортными данными начальное рассогласование токов δi не превышает 1 %. Для схемы рис. 1 рассогласование δi приведет к появлению аддитивной погрешности ΔT_i :

$$\Delta T_i = R_{Э} \times \delta i / \alpha. \quad (9)$$

При $R_{Э} = 100$ Ом для медных терморезисторов эта погрешность достигает 2,35 °C, что для данного типа преобразователя недопустимо. Эта погрешность может быть существенно уменьшена при предварительной калибровке (юстировке) преобразователя. Калибровка производится

путем подключения вместо терморезистора образцового прецизионного резистора $R_{ОБР} = R_{Э}$. Полученное значение будет пропорционально ΔT_i и может в дальнейшем использоваться для коррекции результатов измерения.

Влияние погрешности рассогласования токов в плечах моста на погрешность измерения значительно ограничило распространение этого метода.

Более распространенным является вариант с использованием так называемого четвертьмоста с источником тока (рис. 2), рекомендованный производителем [1].

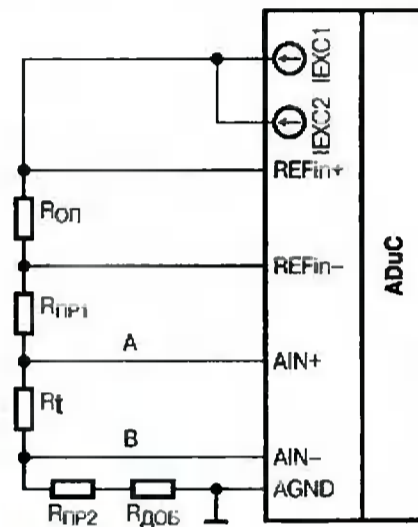


Рис. 2

Параллельное включение источников токов I_{EXC1} и I_{EXC2} позволяет в два раза повысить разрешающую способность измерительного устройства, при этом должно выдерживаться условие $(I_{EXC1} + I_{EXC2}) \times R_{tMAX} < 2,5$ В, в противном случае используют лишь один из источников тока.

Для приведенного узла справедливо соотношение:

$$U_{AB} = (I_1 + I_2) R_t = N r (I_1 + I_2) R_{ОП} / N_{МАХ},$$

отсюда

$$R_t = N r R_{ОП} / N_{МАХ} \quad (10)$$

Температурное приращение сопротивления терморезистора ΔR_t находится расчетным путем. Зададим $R_{Э} = R(0) \times \beta$, где $R(0)$ — сопротивление терморезистора при нулевой температуре, β — коэффициент пропорциональности, позволяющий использовать терморезисторы с различными значениями $R(0)$. Кроме того, с помощью этого коэффициента можно учесть отклонение от номинала резистора $R_{ОП}$.

Для медных терморезисторов из выражений (4) и (10), получим:

$$T = N r R_{ОП} \beta / (\alpha N_{МАХ} R_{Э}) - 1 / \alpha. \quad (11)$$

Сопротивление $R_{ОП}$ находим из условия:

$$(I_1 + I_2) R_{ОП} = 2,5 \text{ В} \quad (12)$$

$N_{МАХ}$ рассчитывают из условия:

$$N_{МАХ} = \gamma \times 2^n \quad (13)$$

где $\gamma = 2,5/2,56$, n — разрядность АЦП ($n = 16$ или 24 в зависимости от типа используемого микроконвертера).

Коэффициент γ учитывает, что опорное напряжение АЦП соответствует не пределу измерения 2,56 В а лишь части этого диапазона 2,5 В.

Для платиновых терморезисторов зависимость сопротивления от температуры $R_t = F(T)$ нелинейна и чаще всего представляется двумя полиномами (уравнениями Калландера-Ван-Дусена) [2]:

- для диапазона $-200 \dots 0$ °C

$$R_t = R(0) [1 + A \times T + B \times T^2 + C(T - 100) \times T^3] \quad (14)$$

- для диапазона $0 \dots +850$ °C

$$R_t = R(0) (1 + A \times T + B \times T^2) \quad (15)$$

Коэффициенты имеют следующие значения:

$$\begin{aligned} A &= 3,9083 \times 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}; \\ B &= -5,775 \times 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}; \\ C &= -4,183 \times 10^{-12} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}. \end{aligned}$$

Решая (15) как квадратное уравнение, получим:

$$T = \{-R(0) \times A + [(R(0) \times A)^2 - 4R(0) \times B \times (R(0) - R_t)]^{1/2}\} / 2R(0) \times B \quad (16)$$

или

$$T = a - (a^2 - \gamma R / b)^{1/2} \quad (17)$$

где $a = -A/2B = 3383,8095$, $\gamma R = [R_t - R(0)]/R(0)$, $b = -B = 5,77510^{-7}$.

С учетом выражения (10) значение γR можно представить как:

$$\gamma R = N r \times \beta R_{ОП} / (R_{Э} \times N_{МАХ}) - 1. \quad (18)$$

Окончательное выражение для расчета температуры при использовании платиновой термопары примет вид:

$$T = a - [a^2 - (d \times N r - 1) / b]^{1/2}, \quad (19)$$

где $d = \beta R_{ОП} / (R_{Э} \times N_{МАХ})$.

Уравнение (19) позволяет вычислить температуру только для положительного диапазона.

Более универсальным является представление зависимости $T = f(R_t)$ степенным полиномом, который можно получить математической обработкой таблицы зависимости сопротивления терморезистора от температуры.

$$T = d_0 + d_1 \times R_i(t) + d_2[R_i(t)]^2 + \dots + d_m[R_i(t)]^m \quad (20)$$

Для платиновых терморезисторов порядок полинома m составляет четыре или пять в зависимости от требуемой точности.

Такой способ позволяет произвести вычисления в диапазоне как положительных, так и отрицательных температур.

В соответствии с выражением (10) основным источником основной аппаратной мультипликативной погрешности является отклонение от номинала сопротивления $R_{оп} - \delta R_{оп}$. Современная элементная база позволяет выбрать резистор с $\delta R_{оп} \leq 0,05\%$. Эта погрешность может быть уменьшена системной калибровкой (юстировкой), если в распоряжении пользователя есть эталонный резистор большей точности.

Аддитивная погрешность измерения определяется в основном напряжением смещения АЦП ($U_{см} \leq 7$ мкВ) и погрешностью квантования АЦП.

Напряжению смещения соответствует аддитивная погрешность измерения температуры $\Delta T_{см} = U_{см} / (I_{EXC1} + I_{EXC2}) \alpha R(0) \approx 0,04$ °С.

Погрешность квантования $\Delta t_{кв}$ можно определить по формуле (7). Как было показано выше, эта погрешность зависит от выбранной скорости преобразования. При скорости 5,35 Гц и $R_{оп} = 6$ кОм $\Delta T_{кв} = \Delta t_{РАЗР} \approx 0,007$ °С. Не прибегая к вероятностным оценкам погрешности, примем $\Delta T_{ад} = \Delta T_{кв} + \Delta T_{см}$ и получим, что при скорости преобразования 5,35 Гц обеспечивается $\Delta T_{ад} \leq 0,05$ °С. Обычно аддитивная погрешность задается приведенным значением $\delta T_{ад} = \Delta T_{ад} / T_{МАХ}$, тогда при $T_{МАХ} = 200$ °С получим $\delta T_{ад} \leq 0,025\%$.

Общую погрешность измерения величины температуры можно оценить как

$$\delta T = \delta R_{оп} + \delta T_{ад} \times T_{МАХ} / T. \quad (21)$$

Следовательно, достижимая погрешность преобразования температуры с помощью микроконвертора без его предварительной калибровки оценивается следующим выражением

$$\delta T \leq 0,05 + 0,025 T_{МАХ} / T. \quad (22)$$

Погрешность измерения сопротивления можно оценить выражением

$$\delta R \leq 0,05 + 0,025 R_{МАХ} / R. \quad (23)$$

При метрологической аттестации вместо терморезистора подключают образцовые резисторы, погрешность которых должна быть не менее чем в 3...10 раз меньше расчетной, получаемой по условию (23).

Таким образом, к средствам поверки при метрологической аттестации предъявляются очень жесткие требования. Один из лучших отечественных универсальных калибраторов В1-28, удовлетворяющий указанным условиям, обеспечивает воспроизведение сопротивлений с погрешностью не более 0,005 % и измерение сопротивлений с погрешностью 0,01 % + 0,003 % ($R_{МАХ} / R$).

Для платиновых терморезисторов к инструментальной погрешности добавляется погрешность математической обработки результатов измерения, связанная, прежде всего, с погрешностью определения коэффициентов аппроксимирующих полиномов. Ограничение этой составляющей погрешности определяется порядком выбранного полинома и числом аппроксимируемых отрезков функции T °С = $f(R_t)$.

При измерении температуры с помощью термопары алгоритм ее расчета сводится к следующему:

- измеряется ЭДС термопары $\Delta E = E_{г.с.} - E_{х.с.}$;
- измеряется температура холодного спая $T_{х.с.}$ с помощью цифрового термометра;
- рассчитывается значение $E_{х.с.} = f(T_{х.с.})$;
- рассчитывается значение $E_{г.с.} = E_{х.с.} + \Delta E$;
- рассчитывается значение температуры объекта $T_{г.с.}$ °С.

Как известно, измеряемая с помощью термопар температура является функцией ЭДС горячего спая $E_{г.с.}$:

$$T_{г.с.} = F(E_{г.с.}). \quad (24)$$

Функция (24) является нелинейной и обычно задается таблицами, которые аппроксимируются степенными полиномами.

$$T = k_0 + k_1 E_{г.с.} + k_2 E_{г.с.}^2 + \dots + k_m E_{г.с.}^m, \quad (25)$$

где m — порядок полинома, он может достигать значения 14 и выше, в зависимости от характеристики термопары и требуемой точности линеаризации.

Для снижения степени полинома при заданной погрешности часто всю характеристику термопары разбивают на участки, для которых вычисляют свои коэффициенты полинома.

Для вычисления $E_{х.с.}$ по значению $T_{х.с.}$ используют инверсный степенной полином:

$$E_{х.с.} = d_0 + d_1 T + d_2 T^2 + \dots + d_m T^m. \quad (26)$$

Преобразования по формуле (26) производятся в узком температурном диапазоне, определяемом условиями внешней среды, при которых работает модуль ($T = -40 \dots +60$ °С), что позволяет снизить порядок полинома до пятой степени при приемлемой точности.

Погрешности аппроксимации характеристик термопары, вносимые полиномами (25, 26), обычно лежат в пределах $\pm 0,1$ °С.

Использование встроенного в микроконвертор термометра для измерения температуры холодного спая может привести к значительной погрешности в связи с тем, что термометр измеряет температуру подложки микросхемы, а не окружающей среды. Погрешность, определяемая разогревом подложки, определяется выражением:

$$\Delta T = \theta \times P, \quad (27)$$

где θ — температурное сопротивление в °С/Вт, P — потребляемая мощность в Вт.

Для всего семейства микроконверторов в корпусах MQFP52 — $\theta = 90$ °С/Вт, для ADuC84x в корпусе CSP56 — $\theta = 52$ °С/Вт.

В нормальном режиме при работе на частоте 12 МГц, $P \approx 150$ мВт, $\Delta T \approx 13,5$ °С что, безусловно недопустимо. Для уменьшения этой погрешности снижают среднюю потребляемую мощность за счет перевода в холостой режим на время, когда не производятся операции преобразования или обработки информации. На практике в большинстве случаев такой прием не приводит к существенному снижению температурной погрешности, особенно, если конвертор включен в сеть и вынужден обрабатывать принимаемые пакеты и передавать ответную информацию. В таких случаях для точных измерений предпочтительнее ис-

пользовать внешний термометр. В частности, хорошо себя зарекомендовал термометр DS1820 фирмы Dallas Semiconductor с погрешностью измерения $\pm 0,5$ °С.

Погрешность измерения температуры холодного спая $\Delta T_{Т.Х.С.}$ для большинства типов термопар можно считать составляющей аддитивной погрешности измерения температуры горячего спая $\Delta T_{АД.Х.С.}$:

$$\Delta T_{АД.Х.С.} = \Delta T_{Т.Х.С.}$$

В погрешность $\Delta T_{Т.Х.С.}$ следует внести также погрешность аппроксимации функции $E_{Х.С.} = f(T_{Х.С.})$.

Другим источником инструментальной погрешности является погрешность преобразования АЦП, основными составляющими которой являются:

- напряжение смещения U_{off} (≤ 7 мкВ),
- погрешность квантования напряжения,
- погрешность источника опорного напряжения.

Погрешность квантования напряжения определяется выражением:

$$\Delta U_{КВ} = U_{REF} / (2^{n_{бит}} N_{МАХ}), \quad (28)$$

Погрешность встроенного источника опорного напряжения ± 1 %, погрешность внешнего источника, например микросхемы AD1582B — приблизительно 0,1 %.

Погрешность квантования, как указывалось выше, зависит от выбранной частоты преобразования. Для частоты 5,35 Гц у 24-разрядных АЦП $U_{КВ} = 1,22$ мкВ.

Погрешность разрешения и напряжения смещения следует отнести к аддитивной составляющей погрешности $\Delta AЦП_{АД}$ ($\Delta AЦП_{АД} = \Delta U_{КВ} + U_{OFF}$), а погрешность источника опорного напряжения приводит к возникновению мультипликативной составляющей $\delta U_{AЦП_{М}}$.

Таким образом, основную погрешность АЦП для диапазона измерения $U_{МАХ} = 20$ мВ при приведенных выше параметрах можно оценить выражением:

$$\delta U = 0,1 \% + 0,04 \% \times (U_{МАХ}/U), \quad (29)$$

где $U_{МАХ}$ и U — максимальное и измеряемое значение напряжения.

Основная погрешность АЦП может быть уменьшена путем калибровки модуля, в процессе которой

вычисляются, а затем заносятся в память модуля поправочные коэффициенты. Естественно, что погрешность образцового прибора, используемого при калибровке, должна быть меньше погрешности, определяемой выражением (29), не менее, чем в 3...5 раз.

Мультипликативная погрешность АЦП определяет мультипликативную погрешность измерения температуры $\delta U_{AЦП_{М}} = \delta U_T$ °С.

Аддитивная погрешность АЦП вносит аддитивную составляющую погрешности измерения температуры:

$$\Delta T_{AЦП} = \Delta AЦП_{АД} / S, \quad (30)$$

где S — крутизна характеристики термопары в мкВ/°С.

Величина S зависит от типа термопары и от диапазона измеряемых температур. Минимальное значение крутизны $S \approx 50$ мкВ/°С, следовательно, $\Delta AЦП_{АД} \leq 0,2$ °С.

Общая аддитивная составляющая погрешности измерения температуры:

$$\Delta T = \Delta T_{AЦП} + \Delta T_{Т.Х.С.} \quad (31)$$

Приведенное значение аддитивной составляющей погрешности измерения температуры:

$$\delta T_{АД} = \Delta T_{АД} / T_{МАХ}, \quad (32)$$

где $T_{МАХ}$ — максимальная температура, измеряемая термопарой.

Общая погрешность температуры:

$$\delta T = \delta U_T + \delta T_{АД} \times T / T_{МАХ}. \quad (33)$$

С учетом приведенных выше параметров погрешность измерения температуры при термопарных датчиках

$$\delta T \leq 0,1 \% + 0,007 \% \times (T / T_{МАХ}).$$

Поскольку мы пытались оценить максимальную погрешность измерения, то не использовались вероятностные характеристики оценки погрешности, которые улучшили бы полученные результаты.

Как видно из приведенного анализа для обеспечения достижимой точности измерения температуры с помощью модулей сбора информации на базе микроконтроллеров семейства ADuC8xx необходимо проводить метрологическую аттестацию с использованием прецизионных

измерительных средств высокого класса. Кроме того, требуется разработка программного комплекса для обеспечения эксплуатации модуля в промышленных условиях. Комплекс должен содержать следующие программные модули:

- модуль расчета коэффициентов степенного полинома с заданной точностью аппроксимации характеристики термопары или терморезистора,
- модуль загрузки программы во FLASH память и EEPROM микроконвертора,
- модуль проведения калибровки устройства,
- модуль проведения метрологической аттестации устройства.

Опыт авторов в разработке систем сбора технологической информации показывает, что успех внедрения новых разработок в значительной мере определяется степенью метрологического обеспечения производства аппаратными и программными средствами.

Применение калибратора В1-28 при юстировке модулей и их метрологической аттестации позволило получить погрешность измерения температуры не хуже 1 °С для всех типов термопар.

ЛИТЕРАТУРА:

1. www.analog.com
2. www.jumoUSA.com

Олег Зайцев,
Юрий Троицкий,
г. Смоленск,
Сергей Синько,
г. Москва

**Редакция журнала
«Схемотехника»
приглашает авторов
к сотрудничеству**

по всем вопросам обращаться
e-mail: editor@dian.ru
тел./факс (095)777-12-15

Требования по оформлению
статей см. в № 12, 2002, с. 44 и
на сайте редакции www.dian.ru.

Гонорары выплачиваются
авторам, проживающим на
территории СНГ.

Продолжение. Начало — № 5/2003

Компьютерное схемотехническое моделирование электронных устройств

В данной статье рассматривается моделирование многокаскадных усилителей средствами программ Micro-Cap (MC) и Electronics Workbench (EWB).

МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В многокаскадных усилителях используют различные варианты включения.

На рис. 170 в программе EWB приведена схема двухкаскадного усилителя на биполярных транзисторах п-р-п, включенных по схеме с общим эмиттером.

Источник входного сигнала E1 — гармонический с частотой 1 кГц с действующим значением напряжения 10 мВ. Вольтметры V1, V2 и V3, установленные в режим Mode AC, измеряют соответственно напряжение входного сигнала (10 мВ), напряжение после первого каскада (644,0 мВ) и напряжение на выходе усилителя (3,316 В). Отсюда виден рост сигнала по мере прохождения через усилитель.

Двухкаскадный усилитель на полевых транзисторах в программе MC показан на рис. 171.

Каждый каскад собран по схеме с общим истоком аналогично рис. 158. Из осциллограмм рис. 172, снятых соответственно в точках входа (V2), после первого каскада (V5) и на выходе усилителя (V8) видно усиление сигнала и изменение его фазы на частоте 1 кГц.

АЧХ для коэффициента усиления, равного отношению напряжения сигнала на выходе усилителя к напряжению на его входе (V8/V2), и ФЧХ в диапазоне 100 Гц...100 кГц показаны на рис. 173.

Когда-то два ламповых триода включались по схеме общий катод — общая сетка, причем сетка второго каскада по переменному току заземлялась. Подобная схема называлась

«каскад» — от слов «каскад» и «триод». В каскадных схемах на транзисторах осуществляется включение, при котором выход и вход каскадов соединены непосредственно. Каскадные схемы несимметричны: первый каскад имеет входную проводимость значительно меньшую, чем второй.

На рис. 174, 175 приведена каскадная схема общий эмиттер — общая база и осциллограмма входного V_{IN} и выходного V_{OUT} напряжения (для V_{OUT} более толстая линия и правая ось ординат), на рис. 176, 177 — каскадная схема общий исток — общий затвор и соответствующая осциллограмма.

В усилителях мощности, работающих на низкоомную нагрузку (звуковая катушка динамической головки), в качестве выходного каскада часто используют двухтактные схемы. В бестрансформаторных каскадах применяют два комплементарных транзистора, включенных по схеме с общим коллектором (эмиттерные повторители).

В усилителе мощности на рис. 178 в программе MC двухтактный выход образован транзисторами VT2 (п-р-п) и VT3 (р-н-р).

На базы транзисторов воздействуют практически одинаковые переменные напряжения (две верхние осциллограммы V(1) и V(5) на рис. 179).

В силу того, что транзисторы имеют разные структуры (осциллограммы токов эмиттера показаны на рис. 179),

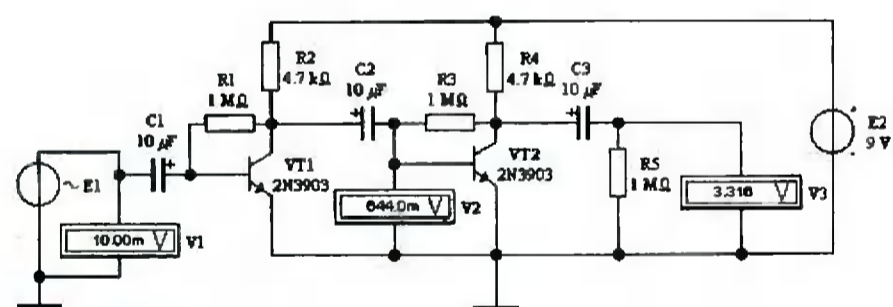


Рис. 170

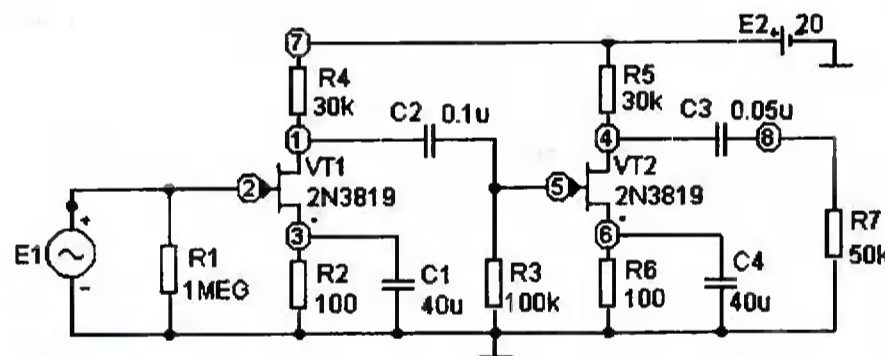


Рис. 171

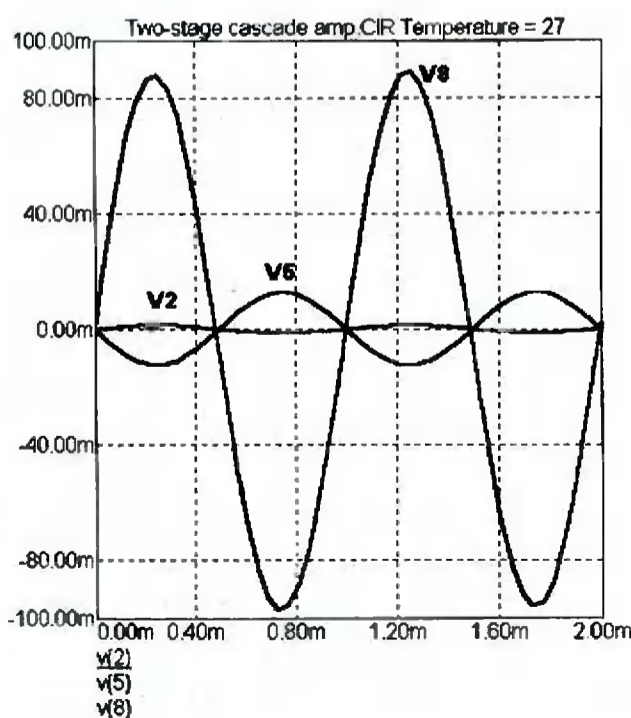


Рис. 172

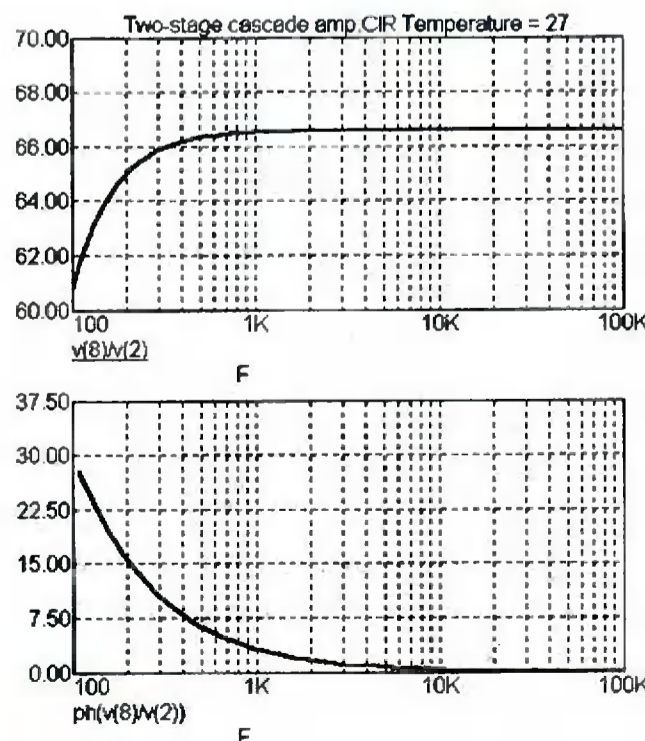


Рис. 173

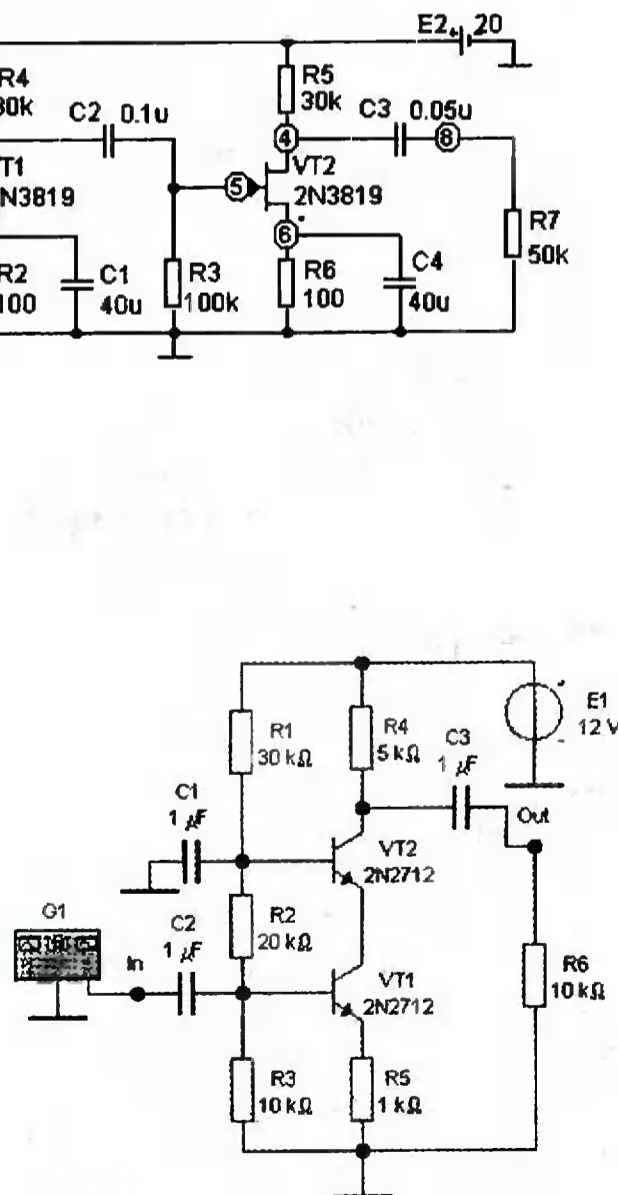


Рис. 174

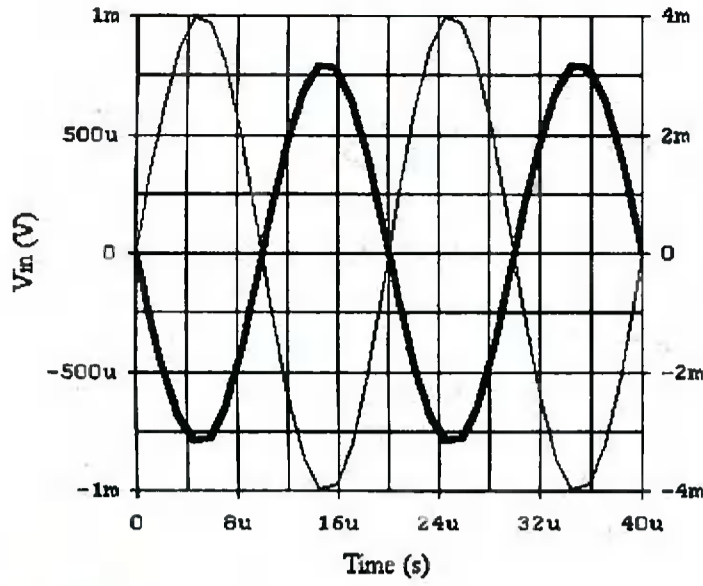


Рис. 175

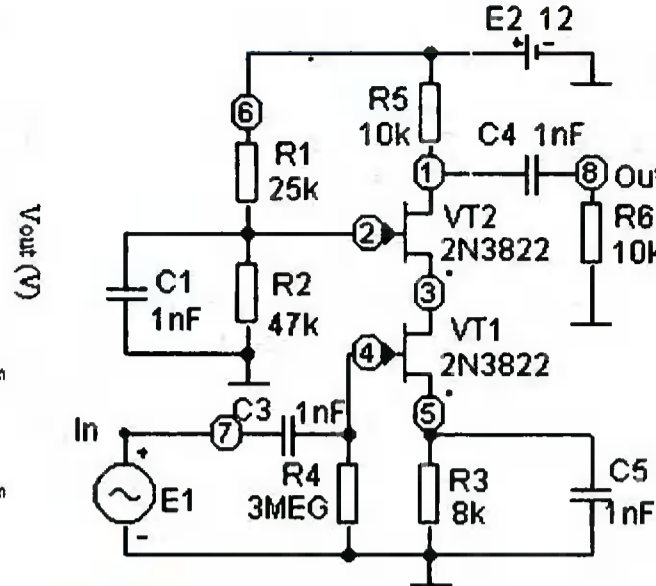


Рис. 176

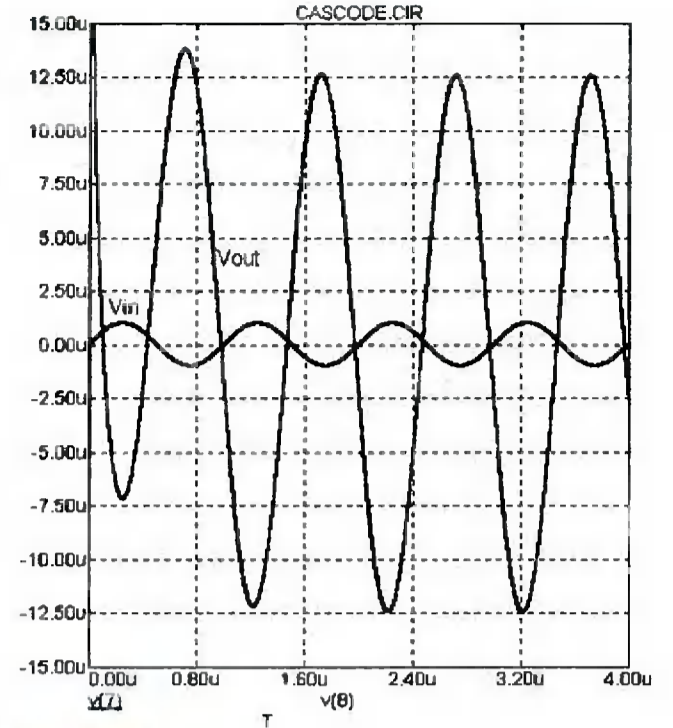


Рис. 177

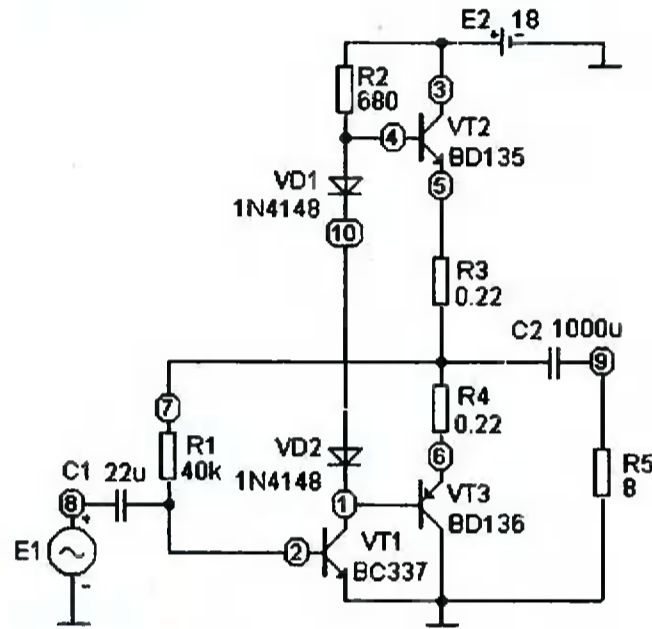


Рис. 178

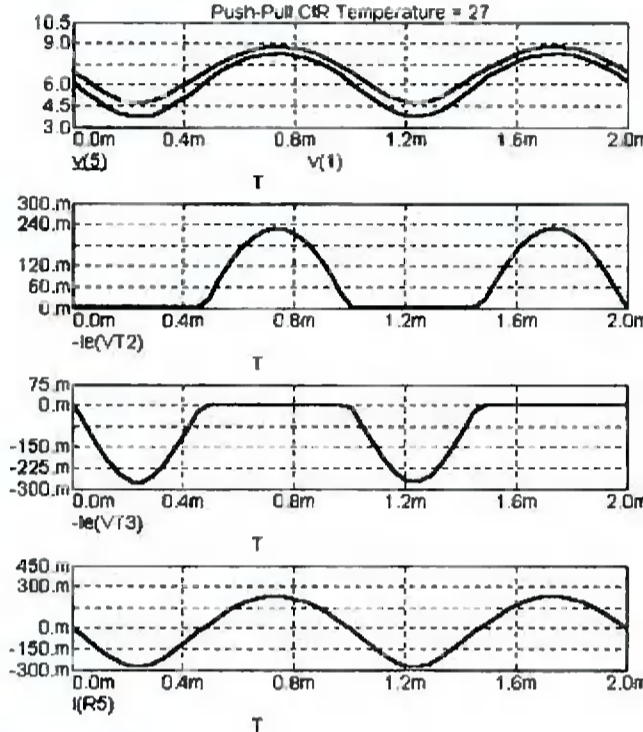


Рис. 179

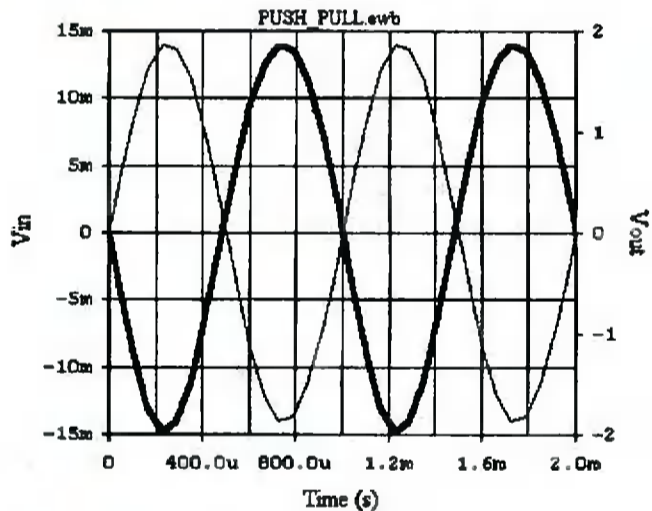


Рис. 181

верхний транзистор пропускает положительную полуволну, а нижний — отрицательную. Эти токи складываются

ся в нагрузке (осциллограмма I(R5) на рис. 179) подобно тому, как складывались полуволны в двухполупериодном выпрямителе. В ламповой технике похожая схема называлась пушпульной, от английских слов push (толкать) и pull (тянуть). Термин push-pull, переводимый в технической литературе как двухтактный, соответствует по смыслу образному русскому «тяги-толкая».

Схема подобного каскада в программе EWB показана на рис. 180.

Моделирование работы каскада представлено осциллограммами вход-

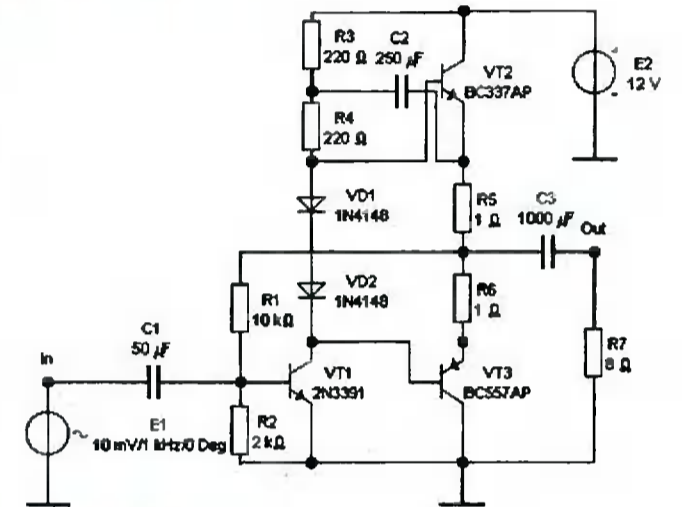


Рис. 180

ного V_{IN} и выходного V_{OUT} напряжений, которые показаны на рис. 181 (здесь более толстая линия и правая ось ординат соответствуют выходному напряжению).

Из сравнения осциллограмм выходного напряжения на рис. 179 и 181 видно, что усилитель по схеме на рис. 181 имеет меньшие искажения выходного сигнала. Это, в свою очередь, объясняется наличием цепи так называемой «вольтодобавки» R3C2.

Продолжение следует

Генрих Кардашев,
г. Москва

ЗАКАЗ ПРИГЛАСИТЕЛЬНЫХ БИЛЕТОВ НА ТРЕТЬЮ МЕЖДУНАРОДНУЮ ВЫСТАВКУ ПО ЭЛЕКТРОНИКЕ, КОМПОНЕНТАМ, ОБОРУДОВАНИЮ «CHIPXPO-2005»

Пригласительные билеты на третью международную выставку «ChipEXPO-2005» (Москва, 18—20 октября, ЗАО «Экспоцентр», павильон «Форум»), можно заказать на сайте <http://www.chipexpo.ru/chipexpo-2005/reqticket>, по электронной почте info@chipexpo.ru, по факсу +7 (095) 368-10-39 или получить по письму от организации в офисе компании «ЧипЭКСПО» по адресу: ул. Перовская, д. 19/2, стр. 3.

Билеты, заказанные на сайте по приглашениям, полученным посетителями выставок «СвязьЭкспоком-2005», «Электро-2005», «Высокие технологии 21 века», а также рассылаемым СМИ по электронике, будут высланы почтовыми отправлениями в августе-сентябре.

Borland C++ Builder 6 для начинающих

Данная статья завершает цикл рассмотрением примеров создания двух рабочих программ.

ПРИМЕРЫ ПРОГРАММ

Итак, мы рассмотрели все необходимые инструменты, составляющие и способы программирования в среде разработки программ Borland C++ Builder 6. Теперь читатели вооружены достаточными знаниями для того, чтобы начать составление и разработку собственных программ. Но для закрепления изученного материала на практике хочу предложить вниманию читателей еще несколько программ, которые помогут обрести уверенность в своих силах начинающим программистам.

Программа Square

Предлагаемая программа предназначена для вычисления корней квадратного уравнения и может быть особенно интересна учащимся школ. На ее примере можно создать множество других программ, облегчающих решение различных уравнений и вычисление функций.

Сформируем интерфейс программы. Создайте новое приложение и поместите на его форму пять компонентов Label, три компонента Edit, две кнопки Button и компонент MainMenu. Задайте для формы Form1 свойство Name с именем «FormMain», а свойство Caption с названием «Square». Замените свойства Name компонентов Label1—Label5 на «Labelformul», «Labela», «Labelb», «Labelc» и «Labelx1x2», соответственно, и задайте для них следующие свойства Caption: «Квадратное уравнение $a \cdot x^2 + b \cdot x + c = 0$ », «a=», «b=», «c=» и «x1=? x2=?». Замените свойства Name компонентов Button1 и Button2 на «ButtonExe» и «ButtonOut», соответственно, и задайте для них следующие свойства Caption: «Решить» и «Выход». Измените значение свойства Name компонентов Edit1—Edit3 на «Edita», «Editb» и «Editc», соответственно, а свойства Text этих компонентов заполните значениями 1, 1 и 0. Щелкните дважды левой кнопкой мыши по компоненту MainMenu1 и в открывшемся окне FormMain задайте свойство Caption для первого пункта меню в виде названия «О программе». Закройте окно FormMain и расположите компоненты на форме в соответствии с рис. 1.

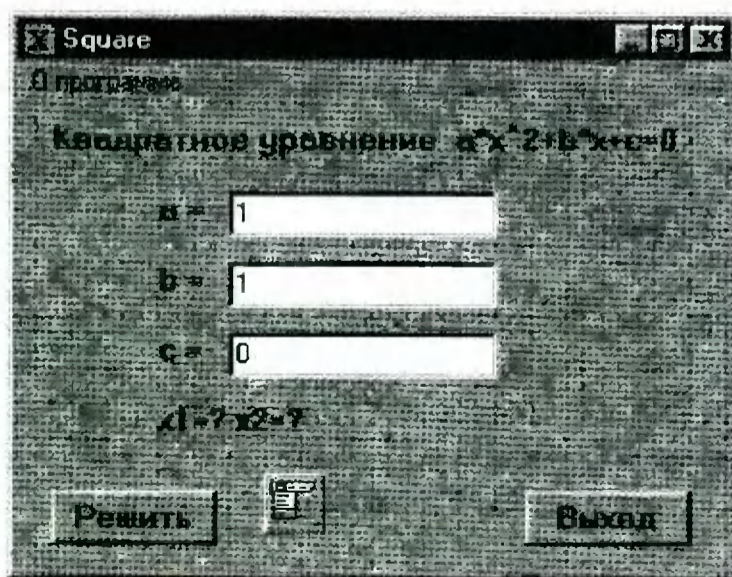


Рис. 1

Сохраните проект в файле с названием Square.bpr, а модуль программы — в файле Usquare.cpp. Интерфейс программы сформирован. Теперь можно приступить к редактирова-

нию программного кода. Щелкните дважды левой кнопкой мыши по кнопке «Решить» и введите в обработчик события OnClick следующие строки программы:

```
double a,b,c,x1,x2;
try
{
a=Edita->Text.ToDouble();
b=Editb->Text.ToDouble();
c=Editc->Text.ToDouble();
}
catch(EConvertError&)
{
ShowMessage("Неправильно введен коэффициент\гПовторите
ввод");
Labelx1x2->Caption=>x1=? x2=?»; // Убрать предыдущий резуль-
тат
return;
}
int d=b*b+4*a*c;
if (a==0){
if(b==0){
Labelx1x2->Caption="Неправильно заданы ко-
эффициенты a и b";
return;
};
x1=-c/b;
Labelx1x2->Caption="Корень один.\gx="+String(x1)+";";
return;
};
if (d<0){
Labelx1x2->Caption="Дискриминант меньше нуля. Нет
корней!";
return;
};
if (d==0){
x1=(-b/(2*a));
Labelx1x2->Caption=> Дискриминант равен нулю. Корень
один.\gx=>+String(x1)+»;»;
return;
};
x1=(-b+sqrt(d))/(2*a);
x2=(-b-sqrt(d))/(2*a);
Labelx1x2->Caption="x1="+String(x1)+"; x2="+String(x2)+";";
```

Эти программные строки и весь проект программы под названием Square можно скопировать с сайта редакции журнала www.dian.ru. В них описываются переменные, которые участвуют в вычислениях корней квадратного уравнения, и включены операторы и функции для вычисления корней. Поскольку при вычислении могут встретиться запрещенные ситуации, например деление на нуль и пр., в программу включены операторы проверки подобных ситуаций с выводом соответствующих сообщений пользователю программы. В программе эти сообщения присутствуют в виде строк текста, заключенных в кавычки. Если этого не делать, то программа будет

выдавать системные предупреждения на английском языке или «зависать». Хорошим стилем программирования считается предупреждение всех ошибочных ситуаций и недопущение тупиков при выполнении программы. В противном случае программа будет раздражать пользователя, и он от нее откажется.

Так как в тексте программы присутствуют непростые арифметические операции, например вычисление квадратного корня `sqrt()`, необходимо подключить к программе математическую библиотеку. Для этого в модуле программы, после строки

```
#include "USquare.h"
```

впишите строку подключения библиотеки с математическими функциями:

```
#include <math.h>
```

Теперь сформируйте обработчик события `OnClick` для кнопки «Выход» и вставьте в него программную строку для закрытия приложения:

```
Close();
```

Приложение уже можно запустить и оно будет работать, но в нем не будет функционировать главное меню. Создадим поддержку для этого меню.

Сформируйте обработчик события `OnClick` для первого пункта меню `N1` компонента `MainMenu1` путем двойного щелчка левой кнопкой мыши по самому компоненту и вставьте в него строку для модального вызова формы `FormAbout` с описанием программы:

```
FormAbout->ShowModal();
```

Модальный вызов не позволяет программе переключиться на другое окно до тех пор, пока текущее окно не будет закрыто. В отличие от него немодальное окно вызывается функцией `Show()` и не налагает такого условия.

Поскольку формы с описанием программы нет, ее необходимо создать. Для этого выполните в главном меню команду: `File→New→Form`. Для вновь созданной формы задайте свойство `Name` с именем «FormAbout» и свойство `Caption` с названием «О программе». Теперь поместите на эту форму четыре компонента `Label`, один компонент `Image` и одну кнопку `BitBtn` из палитры `Additional`, а также компонент `MonthCalendar` из палитры `Win32`. Для компонентов `Label1—Label4` задайте свойство `Caption` с названиями «Программа решения квадратных уравнений», «Версия 1.0», «Послать E-mail» и «Поиск в Интернете».

Для компонентов `Label3` и `Label4` установите шрифт через свойство `Font`, как синий подчеркнутый полужирный курсив. Свойство `Cursor` для этих компонентов поменяйте на `crHandPoint`. Это делается для того, чтобы выделить надписи данных компонентов и изменить при наведении на них вид курсора мыши.

Создайте обработчик события `OnClick` для компонента `Label3` и вставьте в него программную строку вызова почтовой программы:

```
ShellExecute(Handle, "open", "mailto:sandh@narod.ru?x-priority=normal&subject=TEMA_ПИСЬМА", NULL, NULL, SW_SHOWNORMAL);
```

Здесь, в программной строке можно изменить адрес получателя письма и заполнить тему письма собственным текстом.

Далее создайте обработчик события `OnClick` для компонента `Label4` и вставьте в него программную строку вызова Интернет-обозревателя:

```
ShellExecute(Handle, "open", "http://www.ya.ru", 0, 0, SW_SHOW);
```

Естественно, что адрес страницы `http://www.ya.ru` можно заменить на любой другой существующий адрес.

Для кнопки `BitBtn1` установите свойство `Kind` как `bkOk`. Создайте обработчик события `OnClick` для этой кнопки и вставьте в него программную строку выхода:

```
Close();
```

Наконец, скопируйте в каталог с программой предварительно созданный файл с рисунком или фотографией в формате `bmp` или `jpg` и загрузите его через свойство `Picture` компонента `Image`. Для того, чтобы рисунок совпадал с размерами компонента `Image`, установите его свойство `AutoSize` в значение `true`. Расположите все компоненты на форме в соответствии с рис. 2 и сохраните модуль программы в файле с именем `about.cpp`.

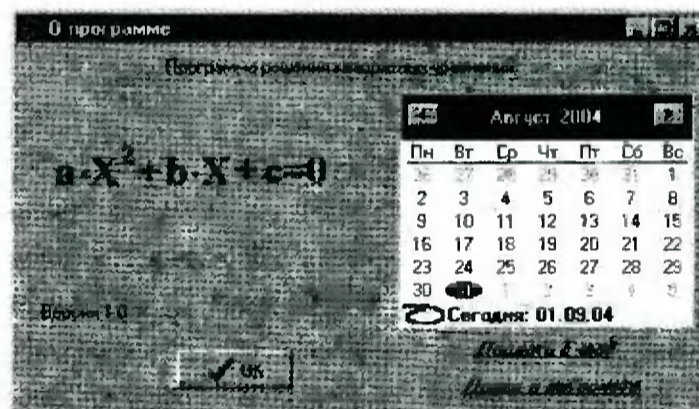


Рис. 2

Поскольку мы добавили еще одну форму в наше приложение, необходимо включить в основной модуль `Usquare.cpp` имя файла описания новой формы с названием `about.h`. Для этого впишите в модуле `Usquare.cpp` после строки `#include <math.h>` программную строку:

```
#include «About.h».
```

Теперь остается лишь заменить значок-иконку программы с помощью команды главного меню `Project→Options→Application` на созданный во встроенном редакторе `Image Edit` файл иконки с расширением `ico` и откомпилировать программу.

Программа готова. Запустите ее на выполнение и проверьте в работе. В этой программе мы использовали новый компонент `MonthCalendar`, который позволяет без труда внедрить в программу красочный календарь с богатыми функциями. Кроме того, мы научились запускать из программы почтовую службу отправки электронных писем и выходить в Интернет из работающей программы. Подобные приемы может применяться во вновь создаваемых программах.

Окончание следует

Олег Вальпа,
г. Миасс Челябинской обл.

Delphi, DLL и доступ к параллельному порту в Windows

Эта статья может быть интересна тем, кто хочет научиться использовать динамические библиотеки DLL в своих программах в среде Delphi. Также она заинтересует энтузиастов электроники, которые стремятся управлять различными устройствами, подключив их к параллельному порту ПК.

Внимание! Подключение самодельных устройств к параллельному порту может быть причиной выхода компьютера из строя. Хотя все описанное в статье было проделано автором на его личном ПК, он не несет никакой ответственности за последствия применения изложенного в статье материала.

При сборке самодельных устройств, подключаемых к параллельному порту ПК, следует быть очень внимательным. Если учесть, что в большинстве современных ПК этот порт интегрирован в материнскую плату, его выход из строя повлечет за собой необходимость ее замены, т. к. стоимость ремонта соизмерима со стоимостью новой материнской платы. (От редакции. При выходе из строя параллельного или последовательного порта на материнской плате можно приобрести плату расширения с дополнительными LPT или COM портами, это обойдется в несколько раз дешевле, чем замена материнской платы).

Известно, что при программировании в DOS нет никакой сложности в работе с портами — можно использовать простые команды для доступа к регистрам параллельного порта. Однако при написании программы для Windows все становится значительно сложнее. Дело в том, что операционная система Windows не позволяет организовать прямой доступ к устройствам, в том числе и к параллельному порту.

Для решения этой проблемы можно использовать функции API, готовые библиотеки или драйверы. Одним из вариантов является применение замечательной библиотеки `inport32.dll`, любезно предоставленной фирмой Logix4U. Эта библиотека распространяется как freeware, т. е. любой желающий может скачать ее с сайта фирмы по адресу <http://www.logix4u.net/> и использовать без каких-либо ограничений.

Автор не является профессиональным специалистом в области программирования в среде Delphi, но

все приведенные в статье примеры программ были опробованы и работали. Для программирования использовалась третья версия Delphi, однако приведенные примеры должны работать и в более свежих.

Как указано создателями библиотеки, она может работать в операционных системах Windows 98/NT/2000/XP. Автором она опробована в Windows 98 и Windows XP и в обоих случаях полноценно функционировала.

Зачастую несколько программ использует одинаковые библиотеки DLL, в этом случае они располагаются не в папке, где записана программа, которая их использует, а в месте общего доступа (обычно `C:\Windows\System\`).

Однако при работе с библиотеками DLL следует иметь в виду, что если одна за другой были установлены две программы, имеющие одноименные библиотеки DLL, но с различным содержанием, первая из этих установленных программ, скорее всего не будет корректно работать, если эти библиотеки записаны в одном месте. Если же каждая библиотека расположена в отдельной папке, где находятся файлы каждой из программ, обе программы будут работать нормально.

Перед тем, как говорить об использовании параллельного порта, необходимо узнать его адрес. Чаще всего он равен \$378. Его можно узнать, воспользовавшись возможностями операционной системы. В Windows98 для этого нужно щелкнуть правой кнопкой мыши по ярлыку «Мой компьютер» и выбрать пункт «Свойства». В открывшемся окне необходимо выбрать закладку «Устройства» и далее «Порты COM и LPT». Там необходимо выделить мышью строку «Порт принтера» и нажать кнопку «Свойства». Теперь необходимо выбрать закладку «Ресурсы». В появившемся окне будет строка «Диапазон ввода/вывода» и напротив нее числа. Первое из этих чисел — базовый адрес порта принтера, установленного в системе. Следу-

ет иметь в виду, что число записано в шестнадцатеричной форме, поэтому при написании программы в Delphi перед ним необходимо ставить символ \$, означающий, что число, следующее за этим символом, шестнадцатеричное.

Итак, приступим к написанию программы.

Создайте новый проект. Расположите на форме метку и полосу прокрутки (Scrollbar на страничке «Standard»). В свойствах полосы прокрутки измените два параметра: Max: 255 и Min: 0.

Дважды щелкните на полосе прокрутки. В результате будет создана заготовка обработчика события «Изменение состояния полосы прокрутки».

Наберите между словами **begin** и **end** строку:

```
Label1.Caption:=inttostr(ScrollBar1.position);
```

Запустите программу. Убедитесь, что при передвижении ползунка строки прокрутки число, отображаемое на метке, будет изменяться в соответствии с положением ползунка. Если это не так, проверьте, все ли вы правильно сделали.

Для вывода числа в шестнадцатеричном виде можно набрать строку:

```
Label1.Caption:=inttohex(ScrollBar1.position, 2);
```

При этом на метке будет отображаться шестнадцатеричное число. Дело в том, что из такой формы его намного легче перевести в двоичную, чтобы увидеть в дальнейшем, какое значение передается на выход параллельного порта.

Теперь скопируйте файл `inport32.dll` в папку, где расположены файлы создаваемого проекта.

Очень важный момент — убедитесь, что к параллельному порту не подключены никакие устройства. Следует отдавать себе отчет в том, что экспериментируя с параллельным портом, вы рискуете их повредить.

Для того, чтобы избежать досадных ошибок, имеет смысл не писать адрес порта в программе в виде числа, а определить константу. Для этого необходимо в начале программы вставить строку:

```
const PrinterPortAddr=$378;
```

В тексте программы вместо числа \$378 следует писать `PrinterPortAddr`.

Теперь наберите обработчик изменения состояния строки прокрутки, чтобы он имел вид, приведенный ниже:

```
procedure TForm1.
ScrollBar1Change(Sender: TObject);
begin
  bWriteMe:=ScrollBar1.position;
  Label1.Caption:=inttostr(bWriteMe);
  bErr:=(Out32(PrinterPortAddr,bWriteMe));
end;
```

Кроме того, необходимо указать, где находится функция Out32. Для этого наберите строки:

```
var
  Form1: TForm1;
  bWriteMe, bErr:byte;

function Out32(wAddr:word; bOut:byte):
byte; stdcall; external 'inout32.dll';

implementation
```

Теперь, перемещая ползунок строки прокрутки, мы фактически изменяем состояние выходных линий параллельного порта. Это изменение можно заметить, воспользовавшись вольтметром, однако намного нагляднее будет, если подключить к выходным линиям порта простейшее устройство, состоящее из одной резисторной сборки (или восьми резисторов) и восьми светодиодов.

В приведенном примере название переменных **bWriteMe** и **bErr** может быть изменено. **Out32** — имя функции в библиотеке **inout32.dll**, оно должно быть фиксировано, иначе возникнет ошибка.

Для проверки успешности завершения операции следует проверять значение, возвращаемое в переменной **bErr**.

Итак, теперь мы умеем выводить число в порт LPT, при этом на соответствующих выводах порта сформируются напряжения логических уровней, соответствующие выведенному числу.

Наступило время попробовать прочитать значения с входных выводов порта.

Прочитав значения из порта по адресу **PrinterPortAddr+1**, мы можем определить состояние пяти входных линий порта LPT. Номера битов и названия выводов порта приведены в табл. 1.

Таблица 1

Бит	Вывод разъема порта	Название
3	15	Error
4	13	Select In
5	12	Paper Empty
6	10	ACK
7	11	Busy

Следует иметь в виду, что значение вывода Busy инвертируется следующим образом. Если на все входы подать лог. 1, будет прочитано число 01111xxx, где xxx — неиспользуемые биты, они могут иметь произвольное значение.

Добавьте вторую метку на форму проекта. Разместите на форме кнопку. Дважды щелкните по ней мышью и в созданном обработчике нажатия на кнопку наберите приведенный ниже текст:

```
procedure TForm1.Button1Click(Sender:
TObject);
begin
  Label2.caption:='При последнем чтении
из порта было значение '+
  inttostr(Inp32(PrinterPortAddr and
  $F8));
end;
```

Кроме того, следует указать, что будет использоваться функция **Inp32**, имеющаяся в библиотеке **inout32.dll**. Для этого необходимо добавить строку, как это указано ниже:

```
const PrinterPortAddr=$378;

var
  Form1: TForm1;
  bWriteMe, bErr:byte;
function Out32(wAddr:word; bOut:byte):
byte; stdcall; external 'Inpout32.dll';
function Inp32(wAddr:word):byte; stdcall;
external 'Inpout32.dll';

implementation
```

Операция **and \$F8** записывает нули в три неиспользуемых бита — нулевой, первый и второй.

Если нужно определить наличие и адрес параллельного порта из своей программы во время ее выполнения, можно использовать содержимое четырех ячеек памяти:

0040:0008 содержит адрес порта LPT1 или 0, если этого порта нет

0040:000A содержит адрес порта LPT2 или 0, если этого порта нет.

Далее приведен полный текст получившейся программы:

```
unit Unit1;

interface

uses
  Windows, Messages, SysUtils, Classes,
  Graphics, Controls, Forms, Dialogs,
  StdCtrls;

type
  TForm1 = class(TForm)
    Label1: TLabel;
    ScrollBar1: TScrollBar;
    Label2: TLabel;
    Button1: TButton;
    procedure ScrollBar1Change(Sender:
    TObject);
    procedure Button1Click(Sender:
    TObject);
  private
    { Private declarations }
  public
    { Public declarations }
  end;

const PrinterPortAddr=$378;

var
  Form1: TForm1;
  bWriteMe, bErr:byte;
function Out32(wAddr:word; bOut:byte):
byte; stdcall; external 'Inpout32.dll';
function Inp32(wAddr:word):byte; stdcall;
external 'Inpout32.dll';

implementation

{$R *.DFM}

procedure TForm1.
ScrollBar1Change(Sender: TObject);
begin
  bWriteMe:=ScrollBar1.position;
  Label1.Caption:=inttostr(bWriteMe);
  bErr:=(Out32($378,bWriteMe));
end;

procedure TForm1.Button1Click(Sender:
TObject);
begin
  Label2.caption:='При последнем чтении
из порта было значение '+
  inttostr(Inp32(PrinterPortAddr and
  $F8));
end;

end.
```

Михаил Голубцов,
г. Зеленоград

Цифровой термометр и таймер на базе микроконтроллера Atmel

Появление на рынке новой элементной базы провоцирует разработчика электронной техники заново создавать приборы и устройства, без которых наша повседневная жизнь просто немыслима. Применение новой элементной базы минимизирует размеры, улучшает технические характеристики, расширяет функциональные возможности разрабатываемого устройства, делает его более совершенным и привлекательным.

В настоящее время на рынке имеются цифровые датчики температуры или микросхемы цифровых термометров, которые позволяют организовать канал измерения температуры, не требующий калибровки и настройки. Микросхема цифрового термометра DS18S20 — одна из таких. Данная микросхема обеспечивает измерение температуры в диапазоне $-55...+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ с дискретностью $0,5\text{ }^{\circ}\text{C}$. Термометр откалиброван на заводе-изготовителе, гарантированная точность составляет $0,5\text{ }^{\circ}\text{C}$ в диапазоне $-10...+85\text{ }^{\circ}\text{C}$ и $\pm 2\text{ }^{\circ}\text{C}$ в остальном диапазоне рабочих температур.

С помощью дополнительной обработки дискретность представления температуры (не точность) можно уменьшить до $0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$. Абсолютная точность датчика ограничена, но

подкупает то, что не нужно никаких подстроечных резисторов для установки температурной характеристики в канале измерения температуры — достаточно освоить интерфейс датчика. Базовый микроконтроллер в устройстве нужен для того, чтобы поддерживать обмен с датчиком и отображать полученную информацию на дисплее устройства. В микросхему встроен контроллер сети MicroLan. Обмен происходит по однопроводной линии с помощью интерфейса (1-Wire) фирмы Dallas в уровнях ТТЛ. После получения датчиком команды «Преобразование температуры» происходит измерение температуры путем отсчета числа импульсов, вырабатываемых генератором с низким температурным коэффициентом во временном интервале, который фор-

мируется генератором с большим температурным коэффициентом. Результат сохраняется в блокнотной памяти, которую нужно считать после измерения. Процесс преобразования (процесс измерения температуры) длится максимум 750 мс.

Алгоритм работы с DS18S20 при измерении температуры следующий:

- посылается импульс сброса и принимается ответ термометра;
- посылается команда Skip ROM [CCH];
- посылается команда Convert T [44H];
- формируется задержка минимум 750 мс;
- посылается импульс сброса и принимается ответ термометра;
- посылается команда Skip ROM [CCH];
- посылается команда Read Scratchpad [BEH];
- читаются данные из промежуточного ОЗУ (8 байт) и CRC (контрольная сумма);
- проверяется CRC, и если данные считаны верно, вычисляется температура.

Более подробная информация о работе, в том числе и временные интервалы сигналов обмена DS18S20, приведена в [4, 5].

Принципиальная схема устройства, которое совмещает функции электронных часов и электронного

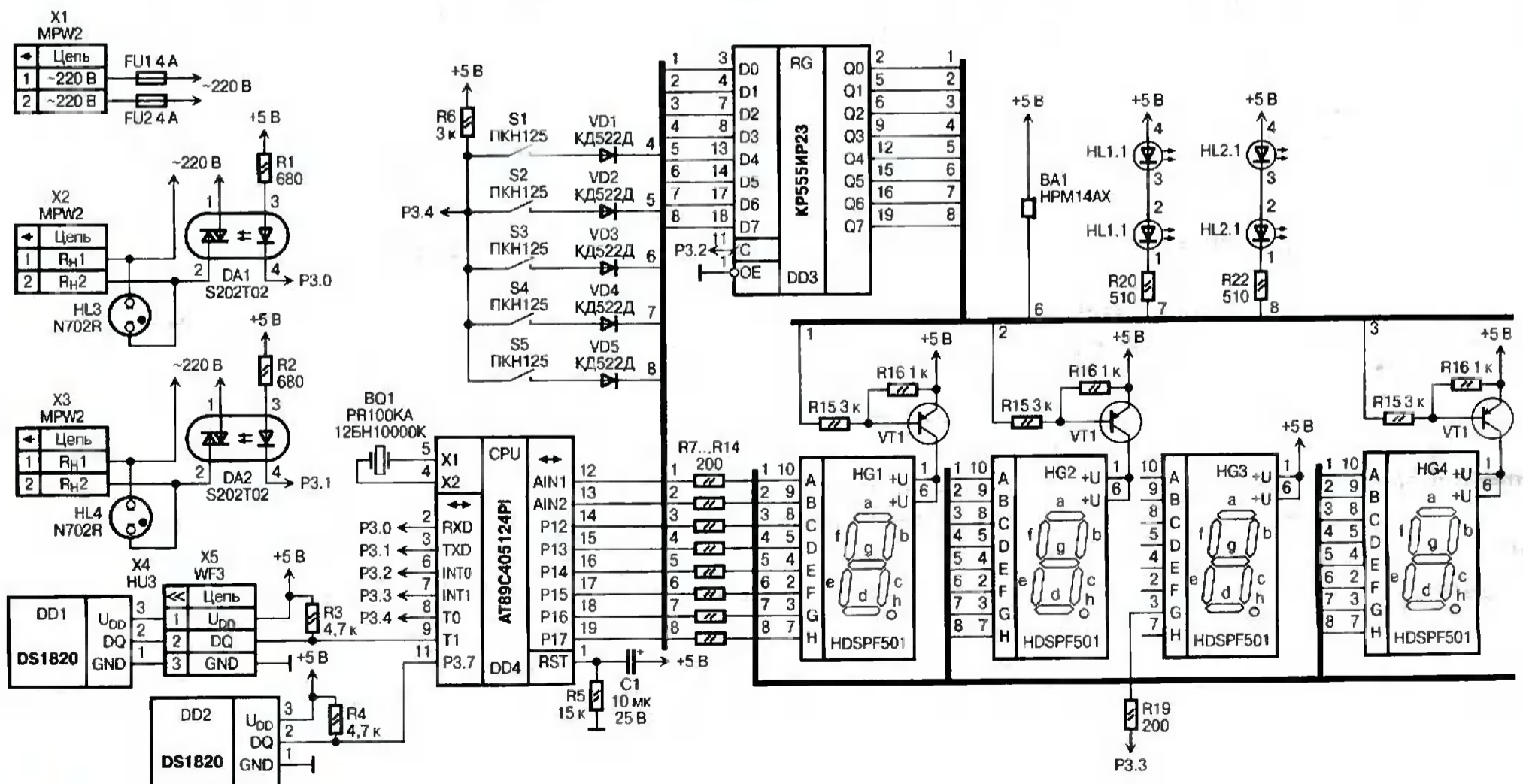
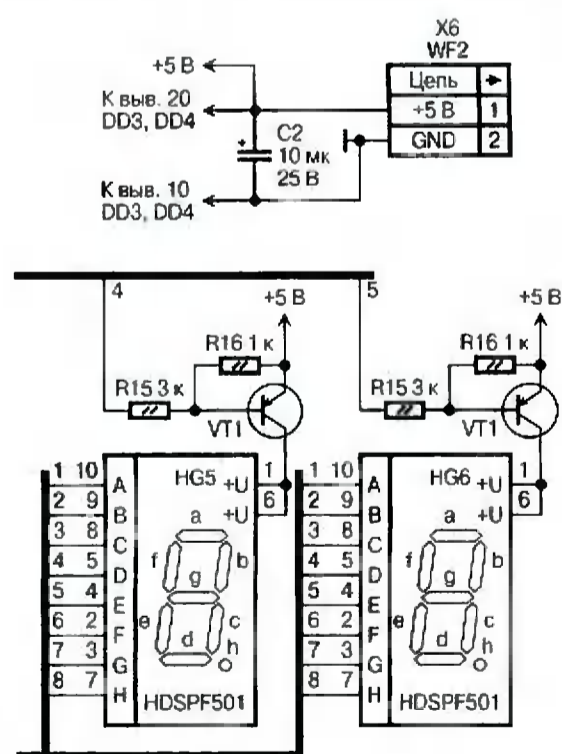


Рис. 1

термометра, приведена на рис. 1, интерфейс — на рис. 2.

Устройство разработано на базе микроконтроллера фирмы Atmel AT89C4051-24PI и цифровых датчиков температуры DS18S20 и задумано как бытовое. Поэтому технические требования к нему достаточно умеренные. Основная функция термометра — измерение температуры с известной погрешностью. В устройстве два канала измерения температуры, собранные на цифровых датчиках DD1 и DD2, позволяющие контролировать температуру в двух различных точках, например, в комнате и на улице. Погрешность измерения температуры определяется датчиками и составляет, как отмечалось выше $\pm 0,5$ °C. Десятые доли градуса контролировать не будем, т. е. просто их отбросим.

В принципе, разработка подобных устройств не так уж и сложна. Достаточно освоить систему команд какого-либо микроконтроллера, язык программирования и интерфейс подключаемых к нему устройств. Применение подобных цифровых «кубиков» позволяет вообще исключить аналоговую часть (рис. 1). Еще один несомненный плюс — это то, что в данном устройстве можно обойтись одним питающим напряжением, в нашем случае +5 В. Основная задача, которая была решена при разработке программного обеспечения устройства — это совмещение алгоритма работы динамической индикации и цифровых датчиков температуры.



Рассмотрим основные функции устройства по измерению времени. В таймере предусмотрены следующие функции — счет реального времени, индикация текущего времени в 24-часовом формате с индикацией

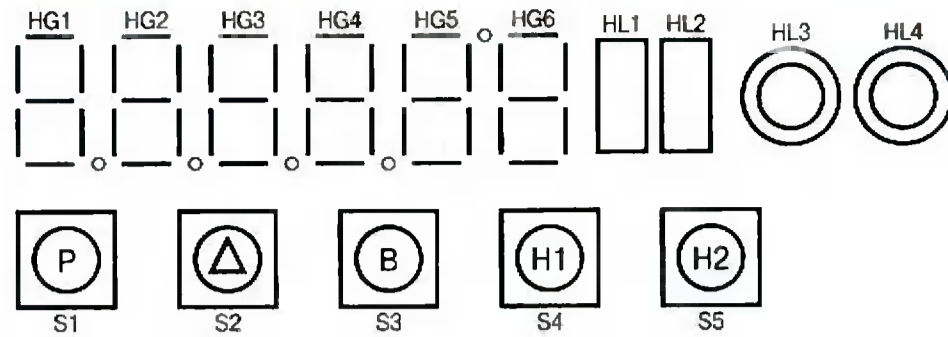


Рис. 2

часов, минут и секунд; установка текущего времени и его корректировка; установка времени включения двух будильников, а так же возможность их перепрограммирования.

Предусмотрена подача короткого (длительностью 1 с) звукового сигнала в начале каждого часа и включение на 10 с звуковой сигнализации с частотой 1 Гц сразу после подачи напряжения питания на устройство. Если текущее время совпало с установленным временем включения будильника, на 10 с включаются звуковые и световые сигналы с частотой повторения 1 Гц.

В интерфейс устройства (рис. 2) входит клавиатура (кнопки S1...S5), световые полосы HL1...HL2, лампы HL3, HL4 и блок индикации (дисплей) из шести цифровых семи-сегментных индикаторов HG1...HG6. Интерфейс достаточно компактен и позволяет легко считывать информацию. Кнопки клавиатуры имеют следующее назначение:

- S1 (P) — выбор режима работы часов («часы1», «часы2», «температура1», «температура2», «будильник1», «будильник2»);
- S2 (Δ) — увеличение на единицу значения каждого разряда при установке времени часов в режиме «часы2», а также при установке времени включения будильника в режиме «будильник1», «будильник2», выключение звукового и светового сигнала при включении будильников;
- S3 (B) — выбор разряда, при установке текущего значения времени в режиме «часы2» и установке времени срабатывания будильника в режимах «будильник1», «будильник2», в выбранном разряде включается точка h;
- S4 (H1) — кнопка включения/выключения нагрузки, подключенной к соединителю X2 (нагрузка № 1);
- S5 (H2) — кнопка включения/выключения нагрузки, подключенной к соединителю X3 (нагрузка № 2).

Например, в режиме «часы2» при первом нажатии на кнопку S3 для установки нужного значения выби-

рается разряд «единицы минут» (у индикатора HG5 включена точка h). Значение разряда устанавливается кнопкой S2. При следующем нажатии на S3 выбирается разряд «десятки минут» (индикатор HG4) и т. д. После установки значения разряда «десятки часов» (индикатор HG2) при нажатии на S3 разрешается счет времени.

Разряды индикации интерфейса имеют следующее назначение (справа налево по рис. 1):

- первый разряд (индикатор HG6) отображает цифру 1 в режиме «часы1», 2 в режиме «часы2», символ °C в режимах «температура1», «температура2», 3 в режиме «будильник1»; 4 в режиме «будильник2»;
- второй разряд (индикатор HG5) отображает единицы секунд в режиме «часы1»; единицы минут в режимах «часы2», «будильник1», «будильник2», единицы градусов в режимах «температура 1» и «температура 2»;
- третий разряд (индикатор HG4) отображает десятки секунд в режиме «часы1», десятки минут в режимах «часы2», «будильник1», «будильник2», десятки градусов в режимах «температура1» и «температура2»;
- четвертый разряд (индикатор HG3) отображает сегмент g с периодом включения 1 с в режиме «часы1» и «часы2», в режимах «температура1» и «температура2» при положительных температурах сегмент g погашен, при отрицательных температурах сегмент g постоянно включен, формируя знак «-», в режимах «будильник1», «будильник2» сегмент g гасится;
- пятый разряд (индикатор HG2) отображает единицы минут в режиме «часы1», единицы часов в режимах «часы2» и «будильник1», «будильник2», в режимах «температура1» и «температура2» разряд отображает сотни градусов, если же температура меньше 100 °C, разряд гасится;
- шестой разряд (индикатор HG1) отображает десятки минут в ре-

жиме «часы1», десятки часов в режимах «часы1» и «будильник1», «будильник2», цифру 1 в режиме «температура1» и цифру «2» в режиме «температура2».

Сразу после подачи питания устройство переходит в режим работы «часы1», разрешается отсчет текущего времени. При установке времени в режиме «часы2» отсчет текущего времени запрещается, в режимах «будильник1», «будильник2» отсчет разрешен. После установки времени будильника (закончен перебор разрядов кнопкой S1 (B) в режиме «будильник1») зажигается световая полоса HL1, сигнализируя о том, что установленное время записано в память микроконтроллера. При совпадении текущего времени с установленным временем будильника на 10 с включается прерывистый звуковой (BA1) и световая (HL1) сигналы. После выключения сигналов HL1 гаснет. Аналогичным образом работает будильник 2, в котором используется световая полоса HL2.

Рассмотрим функциональные узлы устройства. Основой устройства служит микроконтроллер DD4, рабочая частота (10 МГц) которого задается генератором с внешним резонатором ZQ1. Микроконтроллер управляет работой всего устройства в целом.

Пьезоэлектрический излучатель BA1 включается с вывода 15 регистра DD3. Сигнал с выхода 7 микроконтроллера через резистор R19 периодически (с периодом 1 с) включает сегмент g индикатора HG3 в режимах «часы1», «часы2». Клавиатура собрана на кнопках S1—S5. Для опроса клавиатуры также использован вывод 8 микроконтроллера DD4. Резисторы R20, R21 — токоограничительные для световых полос HL1 и HL2.

Каналы управления нагрузками 1 и 2 собраны на мощных оптронах U1 и U2, нагрузки подключаются к соединителям X2 и X3. Неоновые лампы HL3 и HL4 с встроенными резисторами сигнализируют о состоянии нагрузок в устройстве.

Часы выполнены в виде функционально законченного модуля с выносным датчиком температуры DD1, подключенным к основному модулю через соединители X4, X5. Вторым датчик DD2 устанавливают на плате устройства так, чтобы исключить влияние источников тепла, при необходимости его можно сделать выносным. Для динамической индикации использованы регистр

DD3, транзисторы VT1—VT5, цифровые семисегментные индикаторы HG1—HG6.

Сигналы на сегменты индикаторов HG1—HG6 поступают с выходов порта P1 микроконтроллера DD4. Выводы микроконтроллера исчерпаны полностью.

Программное обеспечение микроконтроллера полностью обеспечивает реализацию алгоритма работы электронных часов. Основная задача «часовой части» программы — формирование точных временных интервалов длительностью 1 с — решена с помощью прерываний от таймера TF0 и счетчиков на регистрах R4 и R5. Таймер TF0 формирует запрос на прерывание через каждые 80 мкс. Счетчики на данных регистрах подсчитывают число прерываний и, как только оно станет равно заданной величине, устанавливается флаг, по которому в основной программе инкрементируется ячейка памяти микроконтроллера, где хранятся единицы секунд. При вышеуказанных параметрах таймера и счетчика реальное время устройства отстает за один час на 1 с. Для компенсации этой ошибки каждый час происходит корректировка текущего времени. Счетчик времени на регистре R4, формирует временные интервалы, необходимые для работы динамической индикации устройства.

Питающее напряжение поступает на плату с соединителя X6. Конденсатор C2 фильтрует пульсации в цепи +5 В.

ЛИТЕРАТУРА:

1. http://icmicro.narod.ru/info_ru/ds1820/ds1820.htm
2. <http://www.spetspribor.com/support/articles/ds18s20/ds18s20/html>
3. В. Б. Бродин, И. И. Шагурин. *Микроконтроллеры. Архитектура, программирование, интерфейс.* — М.: Издательство ЭКОМ, 1999.
4. А. В. Фрунзе. *Микроконтроллеры? Это же просто! 3 Т.* — М.: ООО «ИД Скимен», 2002.

Сергей Шишкин,
г. Саров, Нижегородская обл.

ПОРЯДОК РАБОТЫ С ПРИБОРОМ

При подключении транзистора к контактной колодке нет необходимости специально ориентировать его выводы, прибор определит их сам независимо от порядка подключения.

Пример индикации на матричном дисплее:

Матричный дисплей	Э	Б	К	n-p-n	25
Контактная колодка	1	2	3		

Это означает, что выводы расположены соответственно нумерации контактов:

1 — эмиттер; 2 — база; 3 — коллектор; структура n-p-n; 25 — группа по коэффициенту $h_{21Э}$.

По группе $h_{21Э}$ индицируемой на дисплее, можно осуществить первоначальную грубую подборку однотипных транзисторов. В основном, данный прибор предназначен для работы с биполярными транзисторами малой мощности, но практика показала, что в большинстве случаев его с успехом можно использовать и для проверки транзисторов средней и большой мощности. При этом необходимо учесть, что вероятность ошибки определения цоколевки возрастает при проверке транзисторов, имеющих относительно большой ток утечки переходов, в основном это касается устаревших германиевых приборов серий П201, П210, П213—П217, ГТ806, ГТ813, ГТ905, ГТ906, а также кремниевых транзисторов с достаточно большими обратными токами (КТ935, КТ947, некоторые экземпляры из серий КТ814—КТ819 и т. п.). Также прибор с успехом определяет цоколевку составных мощных структур из серий КТ825, КТ827, КТ829 с встроенными резисторами и защитными диодами.

Необходимо помнить, что при повышенной температуре у испытуемых приборов возрастают токи утечки и, следовательно, вероятность ошибок при их анализе. Поэтому после выпайки из ремонтируемой аппаратуры им необходимо дать остыть. Также при проверке нельзя перемирать пальцами выводы транзисторов, особенно маломощных — при этом возможны нестабильные показания.

Для индикации p-n переходов в транзисторной структуре следует нажать кнопку SB2. При исправном транзисторе, имеющем в своей структуре демпфирующий диод, на дисплее будут индицироваться три диодных перехода.

Окончание. Начало — № 8/2005

Автоматический прибор для проверки транзисторов

Если проверяемый прибор не идентифицируется как транзистор, производится его анализ как диодной структуры. В этом случае информация обо всех найденных исправных и пробитых р-п переходах выводится на матричный дисплей.

При анализе переходов как диодных структур падение напряжения в обратном включении должно быть более 2,6 В, а в прямом — менее 2,6 В. Большинство диодов удовлетворяет этому условию. Но, например, при проверке стабилитронов с напряжением стабилизации <2,6 В на дисплей будет выводиться изображение перемигивки ввиду того, что падение напряжения в одном направлении составляет 0,7 В, в другом <2,6 В, т. е. получается, что в процессе проверки испытуемый полупроводниковый переход открыт при любой полярности подводимого напряжения. Автору встретился импортный симметричный стабилитрон (стабистор?) на напряжение 2,4 В.

В другом случае, например, при проверке высоковольтных диодов КЦ106 (прямое падение на них доходит до 25 В) прибор покажет обрыв. Тот же результат можно наблюдать при подключении симметричных стабилитронов, например КС175А, КС162А, и т. п. Об этом необходимо помнить при проверке незнакомых типов диодов. Также при испытании светодиодов с падением напряжения на них в прямом направлении >2,6 В (а таких сейчас выпускается довольно много), на дисплее будет индицироваться обрыв.

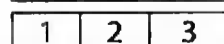
При наличии диодных переходов с общей точкой соединения на индикаторе будет изображение нескольких диодов. Такая картина может наблюдаться, если испытуемый транзистор имеет малое значение $h_{21Э}$, но переходы у него целы.

Пример индикации диодных переходов:

Матричный дисплей



Контактная колодка



Это означает, что диоды расположены общей точкой (катодами) к контакту 2.

При соответствующем навыке можно довольно успешно определять

исправность различных по классу полупроводниковых приборов. Ниже даются необходимые для этого пояснения.

Для полевых транзисторов возможны два случая. Если напряжение отсечки $U_{отс} > 5$ В, индицируется сообщение о браке или наличии диодных переходов, если же $U_{отс} \leq 5$ В, возникают нестабильные показания цоколевки, структуры и группы $h_{21Э}$, возможна индикация диодных переходов, что вызвано особенностями полевого транзистора и наводками на его затвор.

При подключении к прибору тиристоров серий КУ112 на индикаторе обычно высвечивается один диодный переход. При касании пальцами выводов из-за токов утечки некоторые экземпляры прибор часто определяет как транзисторы «р-п-р 1». При проверке тиристоров серий КУ101, КУ103 и т. п. обычно индицируется один диодный переход.

В случае подключения к прибору мощных тиристоров и симисторов серий КУ201, КУ202, КУ208, ТС106, ТС112 и т. п. переход катод-управляющий электрод обычно индицируется перемигивкой.

Однопереходный транзистор индицируется как два диода, общей точкой соединения которых является его база. Подключение к прибору исправных диодов, фото- и светодиодов сопровождается их индикацией как диодов (показания прибора при падении напряжения на них <2,6 В описаны выше), светодиоды при этом слабо мерцают.

При тестировании фототранзистора с базовым выводом индицируются его диодные переходы или он определяется как транзистор. В последнем случае при засветке обычно изменяется группа по $h_{21Э}$. Это может служить косвенным доказательством его работоспособности.

Наличие нестабильных показаний прибора (по цоколевке или структуре) при проверке маломощных биполярных транзисторов может свидетельствовать об их низком качестве (т. е. могут быть значительно увеличены обратные токи переходов, возможен периодический пробой или обрыв и т. п.)

Более чем трехлетняя эксплуатация показала удобство пользования устройством для проверки различных полупроводниковых приборов. В 90 % случаев для определения цоколевки и структуры исправных биполярных транзисторов (в том числе и импортных) обычный бумажный справочник просто не понадобился.

ДЕТАЛИ

При изготовлении прибора возможна замена некоторых элементов без ухудшения качества работы. Микроконтроллер АТ89С2051-12Р1 можно заменить на АТ89С4051-12Р1 той же фирмы, можно также применить и АТ89С51-12Р1, но это потребует увеличения размеров печатной платы и новой разводки.

В качестве дисплея можно использовать любой подобный 16-значный однострочный дисплей, совместимый по управлению и структуре со стандартным интерфейсом контроллера HD44780 (подобные дисплеи выпускают многие зарубежные фирмы — Intech, Data Vision, Hantronix, Bolymin и т. д.). Наличие русификации дисплея не обязательно, так как необходимые фонты русских букв программа создает сама.

При выборе дисплея необходимо обратить внимание на следующие параметры: размер платы — 80×36 мм; преимущественный обзор — снизу вверх; наличие подсветки и русификации не обязательно; тип электрического соединителя — контактные отверстия; диапазон температур должен быть 0...50 °С. При применении дисплея с расширенным температурным диапазоном изображение может отсутствовать или будет слабоконтрастным, так как эти дисплеи требуют отрицательного напряжения смещения на выводе управления контрастностью.

Микросхемы КР590КН6, КР590КН2, КР590КН4, К561ИР2 можно заменить импортными аналогами. Транзистор КТ3107В заменим любым кремниевым той же структуры с большим коэффициентом $h_{21Э}$.

Микросборку КР198НТ1, работающую в узле контроля тока, заменять дискретными транзисторами нельзя, так как специфика узла требует, чтобы транзисторы были согласованы.

В качестве источника питания можно применить любой малогабаритный элемент, лучше алкалиновый — у него больше срок службы. Светодиод HL1 может быть заменен на любой другой с падением напряжения

1,5...1,6 В. Вместо защитного диода VD2 можно применить любой диод на ток не менее 2...3 А, в частности серий КД226, КД247, или импортные, подходящие по размерам. Диод Шоттки VD1 можно заменить на любой из серии 1N5817—1N5819. Дроссель L1 — ДМ-0,6-50 мкГн.

Если по каким-либо причинам контроль элемента питания не нужен, необходимо разорвать перемычку на плате между точками 6 и 7.

Микросхему преобразователя DA2 можно заменить аналогичной, которая повышает напряжение с 1,5 до 5,0 В при выходном токе не менее 70...80 мА, например, MAX1675. Если в используемой микросхеме нет монитора элемента питания, его цепь необходимо заблокировать, как описано выше. Также можно отказаться от применения повышающего стабилизатора и подключить внешний блок питания напряжением 5 В, предварительно замкнув перемычкой контакты 4 и 5 на плате. Кварцевый резонатор подойдет любой на частоту в диапазоне 11...12 МГц.

В конструкции использованы резисторы МЛТ-0,125, R4, R8—R20 должны иметь допуск не более 5 %, остальные — до 20 %. Резисторы, которые нельзя подобрать из имеющегося в наличии типового ряда с нужным сопротивлением, можно составить из двух соединенных последовательно.

Подстроечные резисторы R2 и R5 импортные, многооборотные. Печатная плата допускает также установку отечественных многооборотных резисторов СП5-2ВБ.

Оксидный конденсатор С3, шунтирующий элемент питания, желательно подобрать на рабочее напряжение не менее 25...40 В. В данном случае важно, чтобы токи утечки у него были как можно меньше.

Прибор собран в типовом корпусе G413. Все элементы прибора, кроме контактной колодки для подключения полупроводниковых приборов, размещены на печатной плате из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита размерами 120×70 мм. На ней же размещен и отсек ВН-311-1А для установки элемента питания типа АА, а также разъем XS1 для подключения внешнего блока питания.

Дисплей закреплен на стойках в предусмотренных для этого отверстиях на плате и подключен к ней с помощью гибкого жгута длиной 70...80 мм.

Дроссель L1 и микросхема DA2 повышающего стабилизатора монтируются на печатной плате со стороны пайки, все остальные детали на верхней стороне платы. Большинство резисторов установлено перпендикулярно плате.

В качестве SB1 и SB2 применены микропереключатели МПЗ-1, распаянные на плате на стойках, изготовленных из отрезков голого медного провода диаметром 1,0...1,5 мм. Высота стоек должна быть такой, чтобы штоки микропереключателей выступали в сделанные для этого отверстия в корпусе, диаметр отверстий 6 мм. Для удобства нажатия на кнопки сверху с отверстий снята фаска сверлом большого диаметра. В верхней части корпуса вырезано окно под дисплей, а сбоку — для подключения внешнего блока питания.

В качестве контактной колодки для подключения испытуемого транзистора применена часть на пять контактов от панельки для микросхем с шагом 2,54 мм. Крайние контакты задублированы для возможности подключения транзисторов с жесткими выводами и большим шагом (до 10 мм). Рекомендуется расположить колодку под знакоместами 1—5 индикатора HG1. Центральный контакт колодки 2 надо расположить под знакоместом 3 индикатора, в этом случае информацию считывать будет удобнее. Для этой же цели на корпусе прибора проведены три линии от каждого контакта колодки до соответствующего знакоместа на индикаторе.

Исходный текст программы и HEX-файл для прошивки микроконтроллера, а также чертеж печатной платы можно найти на сайте журнала по адресу www.dian.ru/programs.

НАЛАЖИВАНИЕ ПРИБОРА

Перед наладкой желательно убедиться в нормальной работе повышающего стабилизатора, при этом потребляемый ток от источника 1,5 В не должен превышать 50...60 мА. На время наладки целесообразно подключить прибор к внешнему блоку питания напряжением 1,5 В.

Резистор R5 необходимо установить в положение максимального сопротивления (или вообще временно его не устанавливать) и, вращая движок резистора R2, добиться требуемой контрастности сообщения «Power !!!» на дисплее.

Затем необходимо плавно уменьшать сопротивление резистора R5 до

пропадания надписи «Power !!!». Следует учесть, что эта надпись индицируется минимально на время 0,25 с.

После этих регулировок фиксируют движки подстроечных резисторов, далее желательно проверить работоспособность прибора косвенно (без подключения к колодке радиодеталей) по следующим признакам:

- при замыкании вывода P1.4 микроконтроллера на общий провод должны индицироваться все элементы дисплея;
- при замыкании на общий провод выводов P1.1 или P1.2 должно появиться сообщение «Power !!!»;
- при замыкании на общий провод вывода P1.6 на индикаторе должно формироваться изображение перемычек;
- при замыкании на общий провод вывода P3.7 — должно появиться сообщение «Battery !!!»;
- при замыкании на общий провод вывода P1.5 на дисплее должна появиться версия программы управления прибором, например, «tester v3.40».

Если все вышеперечисленные проверки дали положительный результат, то прибором можно пользоваться, если нет, скорее всего есть ошибка в монтаже, неисправна какая-либо микросхема или присутствует ошибка в ОЗУ (ПЗУ) микросхемы DD8.

ЛИТЕРАТУРА:

1. П. Алешин. Светодиодный или стрелочный? — *Радио*, 1996, № 4, с. 39—41.
2. В. Быданов. Прибор-анализатор для проверки транзисторов. Лучшие конструкции 28-й выставки творчества радиолюбителей. — М.: ДОСААФ, 1981, с. 140—143.
3. В. Стюфляев. Автоматический прибор для проверки транзисторов. *Радиолюбитель*, 1996, № 6, с. 28—30.
4. А. Чурбаков. Устройство защиты. — *Радио*, 1987, № 6, с. 45.

Евгений Гнеушев,
г. Орел

Вольтметр постоянного тока на микроконтроллере P89LPC901

В статье рассматривается способ измерения напряжения постоянного тока при использовании встроенного в микроконтроллер аналогового компаратора с установкой минимального числа внешних компонентов. На базе предложенного решения можно строить многофункциональные измерительные приборы.

Летом 2003 г. Фирма Philips предложила новое семейство микроконтроллеров с хорошо известным российским разработчикам ядром x51. В микроконтроллеры семейства LPC900 включены очень многие появившиеся в последние годы аппаратные решения, повышающие надежность работы и функциональную насыщенность этих приборов.

Вот только короткий перечень дополнительных возможностей микроконтроллеров P89LPC9xx относительно базовой модели стандартного представителя семейства x51:

- сторожевой таймер;
- системный таймер;
- шестикратно ускоренное ядро;
- стабильный внутренний RC-генератор;
- режимы пониженного энергопотребления;
- внутреннее программирование;
- возможность программного сброса;
- возможность использования Flash памяти программ для записи и чтения данных из программы пользователя;
- контроль провалов напряжения питания;
- встроенные аналоговые компоненты.

Именно последнее обстоятельство — наличие аналоговых компараторов, раскрывает огромные возможности построения приборов с минимальным числом внешних компонентов.

Основой описываемого вольтметра является микроконтроллер P89LPC901 (рис. 1), выпускаемый в корпусе с восемью выводами.

Особенность этой микросхемы в том, что функции почти всех выводов можно изменять программно, и именно этот факт лежит в основе предлагаемого технического решения. Структурная схема вольтметра показана на рис. 2.

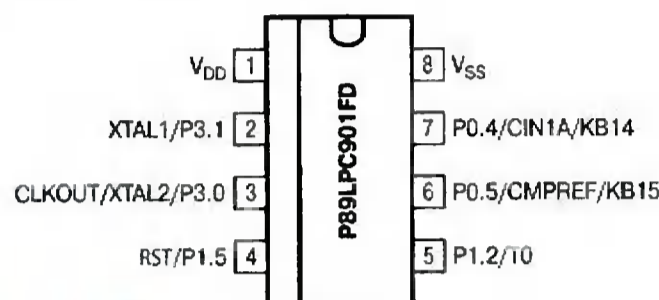


Рис. 1

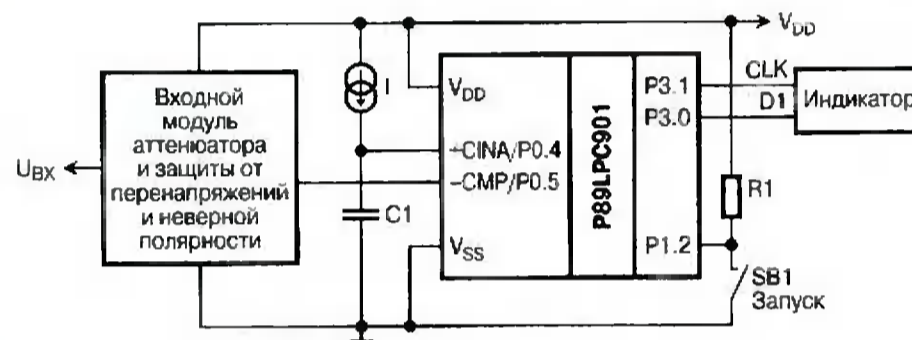


Рис. 2

Процесс измерения основывается на сравнении входного напряжения и линейно изменяющегося напряжения на конденсаторе C1, заряжаемом от источника тока на полевом транзисторе. Время зарядки C1 от нуля до момента срабатывания компаратора, происходящего при равенстве напряжений на конденсатора входному напряжению, измеряется с помощью таймера и пропорционально измеряемому напряжению. Если оно находится вне допустимого диапазона, ограниченно в данном случае напряжением 2,5 В, возникает прерывание от таймера. На индикатор в этом случае выводится символ «Р» во всех разрядах.

Принцип измерения базируется на двух известных формулах: $Q = U \times C$ и $Q = I \times T$.

Если их приравнять друг другу, получим $U = I \times T/C$.

Теперь посмотрим, что это означает для нашей практической задачи. Измеряемое напряжение оказывается прямо пропорциональным времени зарядки конденсатора. Таким образом, узнав время, за которое конденсатор зарядится до входного измеряемого напряжения, можно вычислить его искомое значение.

Задача значительно упрощается благодаря линейной зависимости

изменения напряжения на конденсаторе, заряжаемого от источника постоянного тока, и фактически сводится к определению приемлемых величин тока, формируемого источником тока, и емкости конденсатора. Эту задачу мы будем решать исходя из следующих данных. Максимальное напряжение на входе измерительного узла равно максимально возможному напряжению на конденсаторе, оно ограничено напряжением питания микроконтроллера и составляет 3,3 В.

В качестве измерителя времени предполагается использовать 16-битный встроенный таймер-счетчик, работающий от внутреннего генератора микроконтроллера. Максимально возможное время t определяется следующим образом.

$$T_{\text{MAX}} = (1/f_{\text{МК}}) \times D \times 2^{16} = 1/(7,28 \times 10^6) \times 2 \times 2^{16} = 0,018 \text{ с,}$$

где $D = 2$ минимально возможный программно устанавливаемый делитель частоты микроконтроллера.

Здесь следует отметить, что время срабатывания таймера можно увеличить в любое, кратное двум, число раз (до 256), загружая соответствующий код в регистр DIVM (095h). Пользоваться этим способом следует очень аккуратно, так как в такое же число раз уменьшается скорость работы микроконтроллера.

Таким образом, зная максимально возможное значение напряжения и времени, мы можем определить значение коэффициента пропорциональности.

$$I/C = U_{\text{MAX}}/T_{\text{MAX}} = 3,3/0,018 \approx 183$$

Задавшись током $I = 100 \text{ мкА}$, получим емкость $C \approx 0,54 \text{ мкФ}$, выберем конденсатор емкостью 0,47 мкФ. Очевидно, что можно выбрать другое значение пары I и C .

Качественно определив значение тока и емкости, вычислим их конкретные значения, исходя из всей совокупности ограничивающих факторов. Дополнительно имеются еще два фак-

тора. Первый — у внутреннего компаратора микроконтроллера P89LPC901 есть ограничение по максимально возможному напряжению на его входах, оно составляет 2,9 В. Второй — если питание источника тока будет осуществляться не от отдельного источника, имеющего более высокое значение питающего напряжения, а от общего источника, как показано на рис. 2, линейность формируемого им тока будет соблюдаться примерно до напряжения 2,5 В на конденсаторе C1.

Итак, время, за которое произойдет заполнение таймера, должно определить диапазон линейной работы устройства, а возникновение прерывания от таймера укажет, что измерение следует производить в другом диапазоне.

Поскольку емкость конденсатора C1 задана, можно изменять только ток его зарядки.

Еще раз обратимся к вышеприведенным формулам и вычислим новое значение тока. Если использовать не весь возможный диапазон значений таймера (65535), а его часть, то регулировку тока можно не производить, изменив в нижеприведенных программах код начальной загрузки таймера, и позже вычитать это число в подпрограмме обработки результата.

Новое значение тока, обеспечивающее максимально возможный диапазон работы таймера, вычисляется по формуле:

$$I = U_{MAX} \times C / T_{MAX} = 2,50 \times 0,47 \times 10^{-6} / (18 \times 10^{-3}) = 65 \times 10^{-6}$$

Как бы мы ни старались подобрать элементы устройства (это в основном касается резисторов аттенюатора и конденсатора C1), ошибки неизбежны. Однако имеется еще одна возможность коррекции. Речь идет о пересчете результата путем дополнительного умножения на некий дробный коэффициент. Без введения масштабирующего коэффициента мы будем видеть на индикаторе усредненное значение таймера, устанавливающее, как было отмечено в предыдущих рассуждениях, следующее соотношение — 65535 соответствует напряжению 2,5 В.

Последующие результаты будут зависеть только от точности имеющихся в распоряжении эталонов. Окончательную калибровку можно провести разными способами. Например, воспользоваться источником опорного напряжения в интегральном исполнении (REF) так, чтобы, подав заранее

известное напряжение, установить соответствующий ему код на индикаторе. Можно также измерить напряжение точным вольтметром.

Определив основные соотношения параметров, переходим к рассмотрению конкретных узлов устройства. Пример реализации входного модуля аттенюатора и узла защиты приведен на рис. 3.

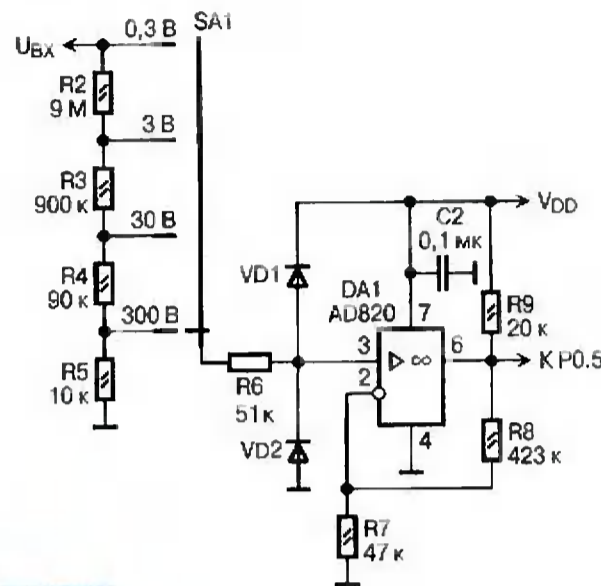


Рис. 3

Аттенюатор на четыре положения, определяющий входное сопротивление нашего вольтметра ($R_{BX} = 10 \text{ МОм}$), реализован на четырех резисторах, которые необходимо подобрать с точностью до 1 %. Следует отметить, что некоторое усложнение программного обеспечения позволяет отказаться от процедуры подбора резисторов, заменив его вводом дополнительных программных коэффициентов. Эта методика потребует подачи заранее известных эталонных напряжений для определения поправочных коэффициентов, которые заносятся в память микроконтроллера с помощью дополнительной прошивки.

Пример реализации генератора тока приведен на рис. 4.

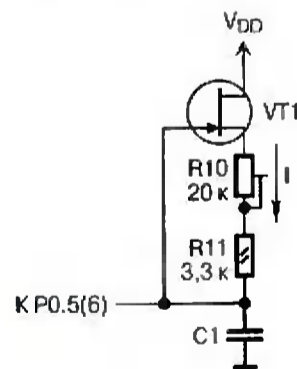


Рис. 4

Ток зарядки конденсатора задается подстройкой резистора R10 в цепи истока полевого транзистора VT1 (например, КП303Б, КП364).

На рис. 5 представлены те аппаратные ресурсы микроконтроллера, которые используются в рассматриваемом устройстве.

К выводу 7 микроконтроллера может быть подключен либо вход ком-

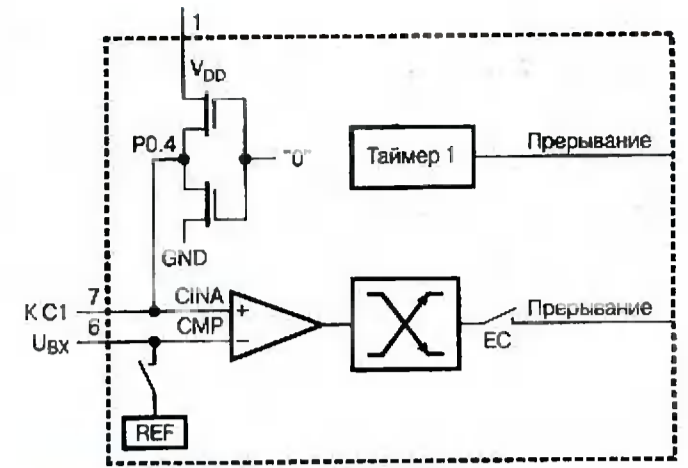


Рис. 5

паратора, либо цифровой выход порта P0.4. Подключение цифрового выхода к конденсатору при записанном в данный бит порта (P0.4) значения 0 эквивалентно разрядке конденсатора через внутренний полевой транзистор порта. Таким образом, обеспечивается подготовка конденсатора к началу измерения.

Компаратор вызовет прерывание в микроконтроллере при достижении напряжения на конденсаторе C1 (вход 7 микроконтроллера) уровня входного измеряемого напряжения, поданного на вход 6 микроконтроллера.

Учитывая ограниченное число выводов микроконтроллера P89LPC901, в качестве индикатора применен модуль WM-1611-62A, требующий для своей работы всего два управляющих сигнала. Подключение индикатора показано на рис. 6.

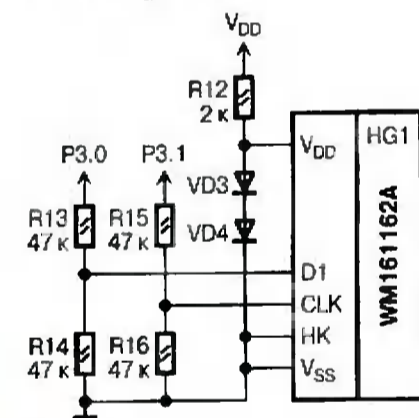


Рис. 6

Диоды VD3 и VD4 обеспечивают необходимое напряжение питания индикатора. Резисторы R13—R16 предназначены для согласования уровней управляющих сигналов.

Реализация данного алгоритма выполнена с помощью нижеперечисленных программных модулей.

- Главный программный модуль ADC обеспечивает необходимые настройки процессора после сброса, последовательно вызывает необходимые подпрограммы и реализует в процессе измерения переключение функций выводов микроконтроллера, выполняет обслуживание прерывания от компаратора и таймера при помощи подпрограмм COMP и TIMER1.

- Для обслуживания индикатора используются два программных модуля INDIC и INDIC01. Модуль INDIC выполняет две функции. Первая заключается в предустановке индикатора после включения питания — четырехсекундной задержке и загрузке стартовых символов для индикации. Вторая функция обеспечивает последовательный вывод в процессор индикатора содержимого десяти ячеек ОЗУ микроконтроллера, где будет храниться измеренное значение напряжения.
- Для обслуживания кнопки используется программный модуль KNOPKA, представляющий собой программу подавления «дребезга».
- Для преобразования значения таймера счетчика к значению напряжения используется программные модули DIV16_8 и RLC, предназначенные для масштабирования. Для нашего примера коэффициент равен 2,6214, что примерно соответствует дроби 21:8.
- Для преобразования двоичного кода в двоично-десятичный используется программный модуль FRUNZE2_10.
- Для усреднения измеряемых значений служат программные модули SRED и RLC.

Алгоритм работы микроконтроллера в режиме измерителя напряжения реализован в основном модуле ADC и делится на следующие этапы.

- Задание сегментов памяти, назначение импортируемых переменных и подпрограмм, расположенных в других модулях.
- Назначение абсолютных адресов для обслуживания подпрограмм прерывания от таймера и компаратора.
- Начальные установки и конфигурирование портов (загрузка регистров P0M1, P1M1 и P3M1).
- Настройка порта P1.2, обслуживания кнопки — «Запуск измерения».
- Вызов подпрограммы инициализации индикатора INDIC.
- Подготовка компаратора к измерениям.
- Подготовка таймера к началу измерения.
- Цикл ожидания нажатия кнопки «Запуск измерения».
- Переконфигурирование порта P0.4. К порту P0.4 подключаются цифровые функции. Происходит разрядка конденсатора C1.

Задержка DEL12 обеспечивает паузу в работе микроконтроллера для гарантированной разрядки конденсатора C1.

- Переконфигурирование порта P0.4. С этого момента к выводу P0.4 микроконтроллера подключен аналоговый вход компаратора.
- Разрешение прерываний от таймера и компаратора. Запуск таймера.
- Цикл ожидания окончания измерения. Выход из цикла происходит по прерыванию от таймера или компаратора.
- При успешном проведении первого измерения (произошло прерывание от компаратора), цикл измерения повторяется 16 раз. Измеренные значения накапливаются в ячейках SUM1—SUM3 и усредняются модулями RLC и SRED. В противном случае (прерывание от таймера), производится запись в индикатор символов «P» и возврат в цикл ожидания нажатия кнопки.
- Нормализация измеренного значения производится умножением на коэффициент 8/21 двумя модулями DIV16_8 (деление на 21) и RLC (умножение на 8). Данный коэффициент определяется емкостью конденсатора C1 и током его зарядки.
- Преобразование двоичного усредненного значения в двоично-десятичную форму.
- Вывод измеренного значения на индикацию с помощью двух программных модулей INDIC и INDIC01.

По сути, вся тяжесть решения задачи, определенной в заголовке статьи, ложится на комплекс программных модулей. Именно программы, использующие внутренние ресурсы микроконтроллера, обеспечивают простоту аппаратной реализации.

Все модули проекта написаны на Ассемблере и отлажены в среде μ Vision-2. Проект состоит из главного модуля ADC и автономных вспомогательных модулей, являющихся универсальными подпрограммами, которые после некоторых изменений можно использовать в других проектах. Ряд подпрограмм заимствован из общедоступных источников. Небольшие изменения в этих программах позволили нам применить их в нашем проекте. Подпрограммы FRUNZE2_10 и INDIC взяты из книги А. Фрунзе «Микроконтроллеры? Это же просто!» том 1, с. 274

и 102 соответственно. Подпрограмма DIV16_8 заимствована с сайта 8052.ru. Данные действия предприняты авторами совершенно сознательно, чтобы подчеркнуть преемственность наработанного за почти два десятка лет программного обеспечения для среды проектирования μ Vision-2.

Тексты программных модулей можно найти на сайте редакции журнала www.dian.ru.

Предложенное техническое решение и комплект программных модулей, как уже отмечалось, являются базовыми. В данном проекте сознательно был использован микроконтроллер P89LPC901, имеющий всего восемь выводов, что ограничивает возможности прибора. В частности, при индикации не указывается место десятичной запятой. Для информирования контроллера о положении входного аттенюатора требуются два дополнительных вывода. Использование другой микросхемы из этого же семейства, например P89LP914, позволит после некоторых доработок реализовать дополнительно, например, автоматический выбор пределов.

Данное устройство достаточно универсально и может послужить основой при разработке других конструкций, например, для построения измерителя емкости, при этом в качестве опорного напряжения можно использовать внутренний источник микроконтроллера 1,23 В.

Андрей Сошкин,
Андрей Мамонтов,
г. Москва

Вниманию читателей!

На сайте журнала «Схемотехника» по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> выложены программы и таблицы прошивки ПЗУ к статье «Частотомер на микроконтроллере AT89C51» (№ 2, 2002), чертежи печатных плат к статьям «Автомобильный тахометр на K1003ПП1» (2001, № 10), «Сотовый телефон в канале охранной сигнализации» (2002, № 11) и другим статьям из последних номеров, а также содержание (перечень статей в формате Excel) всех вышедших номеров журналов «Схемотехника».

Зарядное устройство на основе микроконтроллера HT46R47 фирмы Holtek Semiconductor

Во многих странах сотовые телефоны совершили целую революцию в области беспроводной связи. Предоставив пользователям простоту и легкость в эксплуатации, эта часть рынка телекоммуникаций создала совершенно новую нишу бизнеса — для каждого сотового телефона необходим аккумулятор и зарядное устройство. Кроме того, растущая популярность переносных аппаратов (КПК, MP3-плееров, цифровых камер и т. д.) также потребовала увеличения выпуска аккумуляторов и зарядных устройств. В данной статье будут проанализированы особенности зарядки различных аккумуляторов, рассмотрена разработка зарядного устройства с быстрым зарядом (quick-charge battery charger) на основе микроконтроллера.

Фирма Holtek Semiconductor выпускает микроконтроллер HT46R47. Этот микроконтроллер является универсальной базой для создания зарядных устройств никель-кадмиевых (Ni-Cd), никель-металлгидридных (Ni-MH) и литий-ионных (Li-Ion) аккумуляторов, которые широко используются в сотовых телефонах, плеерах, карманных компьютерах и многих других мобильных устройствах. В статье будет рассмотрена структура и характеристики микроконтроллера, особенности зарядки аккумуляторов различных типов, что позволит понять основные идеи разработки зарядных устройств. Автор надеется, что читатели получат необходимые знания для проектирования своих собственных зарядных устройств.

Технические характеристики микроконтроллера HT46R47

Рабочее напряжение, В	2,2...5,5
Напряжение сброса, В	3±0,3
ПЗУ программ, бит	2048×14
ОЗУ данных, бит	64×8
Число линий ввода-вывода	13
Число уровней стека	6

Микроконтроллер HT46R47 собран в корпусе DIP/SOP, имеющем 18 выводов. В его состав входит четырехканальный АЦП с девятиразрядным разрешением (точность — 8 бит), восьмиразрядный таймер/счетчик событий с семиуровневой предустановкой, счетчик внешних событий совмещен с PA4, вход внешнего прерывания — с PA5, выход ШИМ — с PA0, выход PFD — с PA3.

Тактовая частота определяется внешней RC-цепью или кварцевым резонатором.

Хотя микроконтроллер HT46R47 был разработан с ориентацией на рынок зарядных устройств, его воз-

можное применение гораздо шире. Например, его внутренние функции и гибкость делают этот микроконтроллер подходящим для аналого-цифрового преобразования. Высокая помехозащищенность не будет лишней в бытовых устройствах, а выход ШИМ обеспечит управление питанием. Блок-схема и разводка выводов корпуса микроконтроллера HT46R47 приведены на рис. 1 и 2.

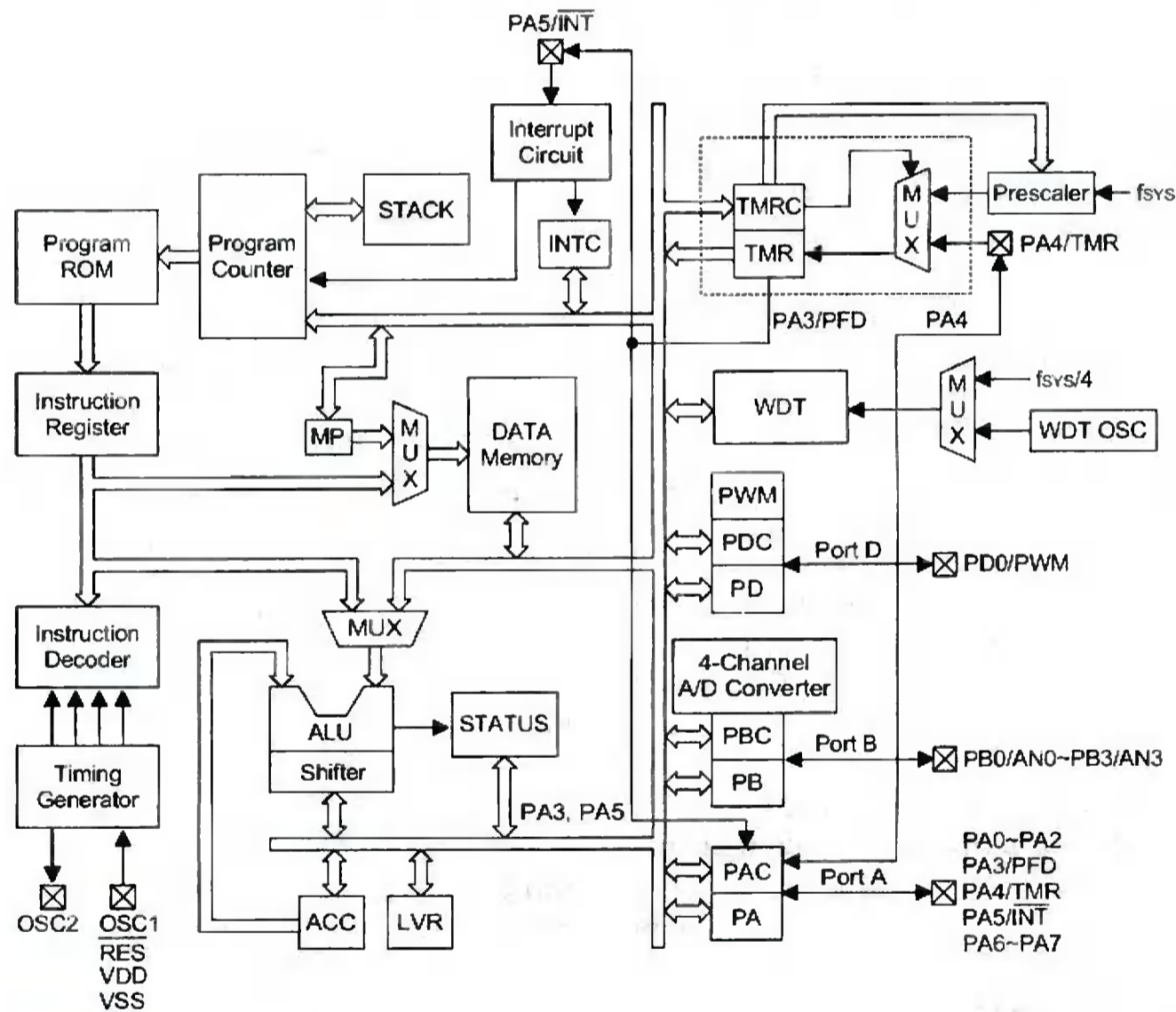


Рис. 1

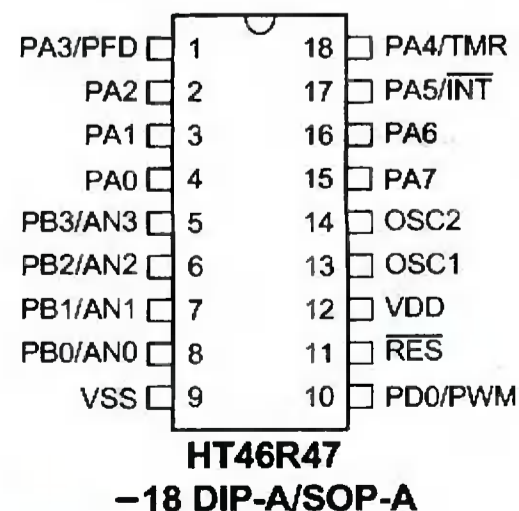


Рис. 2

U_{PEAK} — максимальное значение U_{BAT} :

$$\Delta U = U_{PEAK} - U_{BAT}$$

Методы определения полной зарядки для Ni-Cd и Ni-MH аккумуляторов идентичны.

1. Измерение ΔU . Когда в процессе зарядки аккумулятор будет полностью заряжен, напряжение на нем начнет снижаться. Если снижение напряжения на 10 мВ будет определено восемь раз, аккумулятор считается полностью заряженным.

2. Измерение U_{PEAK} . Если в процессе зарядки $U_{BAT} < U_{PEAK}$ через минуту после предыдущего измерения, аккумулятор считается полностью заряженным. В том случае, когда $U_{BAT} \geq U_{PEAK}$ через одну минуту, таймер сбрасывается и измерение следует повторить через минуту.

3. Измерение U_{MAX} . Аккумулятор считается полностью заряженным, если $U_{BAT} = U_{MAX}$.

4. Ограничение времени зарядки. Если время зарядки превышает заданную величину, зарядку следует прекратить.

5. Измерение температуры аккумулятора. Когда аккумулятор полностью зарядится, но ток зарядки продолжит течь, его температура начнет повышаться.

Определение полной зарядки Li-Ion аккумуляторов отличается от Ni-Cd и Ni-MH, и процедура их зарядки другая.

1. При полной зарядке напряжение на Li-Ion аккумуляторе составляет 4,1 В. Зарядка осуществляется в два этапа — сначала она выполняется постоянным током 1 С, а когда напряжение аккумулятора достигнет 4,1 В, продолжается при поддержании напряжения 4,1 В. при этом зарядный ток снижается. Снижение зарядного тока до 0,1 С свидетельствует о полной зарядке аккумулятора.

2. Измерение U_{MAX} . Когда U_{BAT} достигнет U_{MAX} , аккумулятор считается полностью заряженным.

3. Ограничение времени зарядки. Если время зарядки превышает заданную величину, аккумулятор считается полностью заряженным.

Быстрая зарядка аккумуляторов током 1 С возможна только тогда, когда напряжение аккумулятора превышает 2,5 В. Пока напряжение меньше этой величины, ток зарядки устанавливается равным 0,1 С.

В зарядном устройстве необходимо предусмотреть автоматическое опре-

деление подключения аккумулятора. Для этого оно должно время от времени проверять напряжение на своих контактах. Если напряжение больше 0,3 В, предполагается, что аккумулятор поставлен на зарядку, если меньше — считается, что аккумулятора нет. Если после зарядки аккумулятор остается в зарядном устройстве, он будет находиться в состоянии подзарядки малым током. Чтобы избежать перезарядки аккумулятора, его необходимо удалить из зарядного устройства.

Перед началом зарядки Ni-Cd и Ni-MH аккумуляторы должны быть разряжены током 0,1 С. Когда напряжение аккумуляторной батареи, состоящей из двух последовательно соединенных элементов, упадет ниже 2,2 В, зарядное устройство должно прекратить разрядку и автоматически начать зарядку. Для литиевых аккумуляторов, у которых нет эффекта памяти, предварительная разрядка не нужна.

На рис. 4 показана необходимая временная зависимость тока зарядки Ni-Cd и Ni-MH аккумуляторных батарей.

- Если измеренное напряжение менее 0,3 В, зарядки не должно быть.

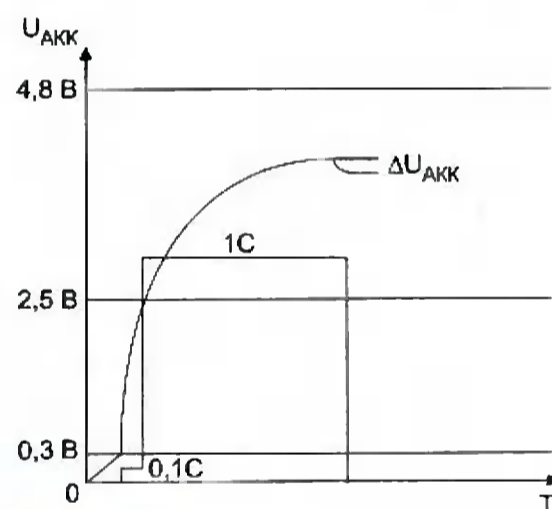


Рис. 4

- Если напряжение больше 0,3 В, начинается зарядка током 0,1 С до напряжения 2,5 В, после чего ток увеличивается до 1 С. В зависимости от типа зарядного устройства зарядка прекращается по достижении напряжения U_{PEAK} или по обнаружении начала его снижения на ΔU .
- Если напряжение превышает $U_{MAX} = 4,8$ В, это состояние определяется как перезарядка и зарядное устройство прекращает работу. Возможная причина такого состояния — неправильно установленный аккумулятор.
- Если время зарядки превышает 80 мин, а признаков окончания зарядки не появилось, это означает, что аккумуляторная батарея имеет большую емкость и для ее

зарядки требуется большее время. Еще одной причиной превышения времени зарядки может быть неисправный аккумулятор. Выключение тока зарядки спустя 80 мин обеспечивает безопасный процесс без перезарядки и возможного выхода аккумуляторной батареи из строя.

На рис. 5 показана временная зависимость тока зарядки Li-Ion аккумуляторов.

- Если измеренное напряжение менее 0,3 В, зарядки не должно быть.

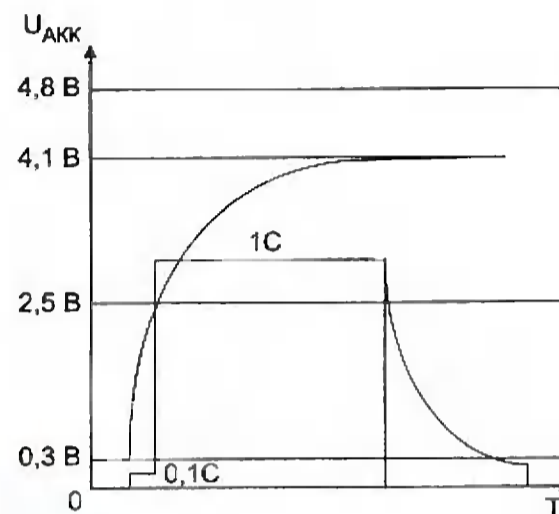


Рис. 5

- Если напряжение больше 0,3 В, начинается зарядка током 0,1 С до напряжения 2,5 В, после чего ток увеличивается до 1 С. Когда напряжение аккумулятора достигнет 4,1 В, это напряжение будет зафиксировано, при этом зарядный ток будет постепенно уменьшаться и после достижения уровня менее 0,1 С зарядка прекратится.
- Если напряжение аккумулятора больше 4,8 В, это состояние определяется как неправильная установка аккумулятора и зарядное устройство прекращает работу.
- Если время зарядки превышает 80 мин, это означает, что аккумулятор имеет большую емкость и для его зарядки требуется больше времени, зарядка прекращается. Еще одной причиной длительной зарядки может быть плохое состояние аккумулятора, из-за чего он не может быть заряжен полностью.

ЗАРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО НА ОСНОВЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА NT46R47

На рис. 6 приведена принципиальная схема зарядного устройства, рассчитанного на зарядку батареи из двух Ni-Cd и Ni-MH аккумуляторов емкостью 500 мА·час или одиночного Li-Ion аккумулятора той же емкости. Управление зарядным устройством осуществляется переключателями SA1 и SA2. Состояние

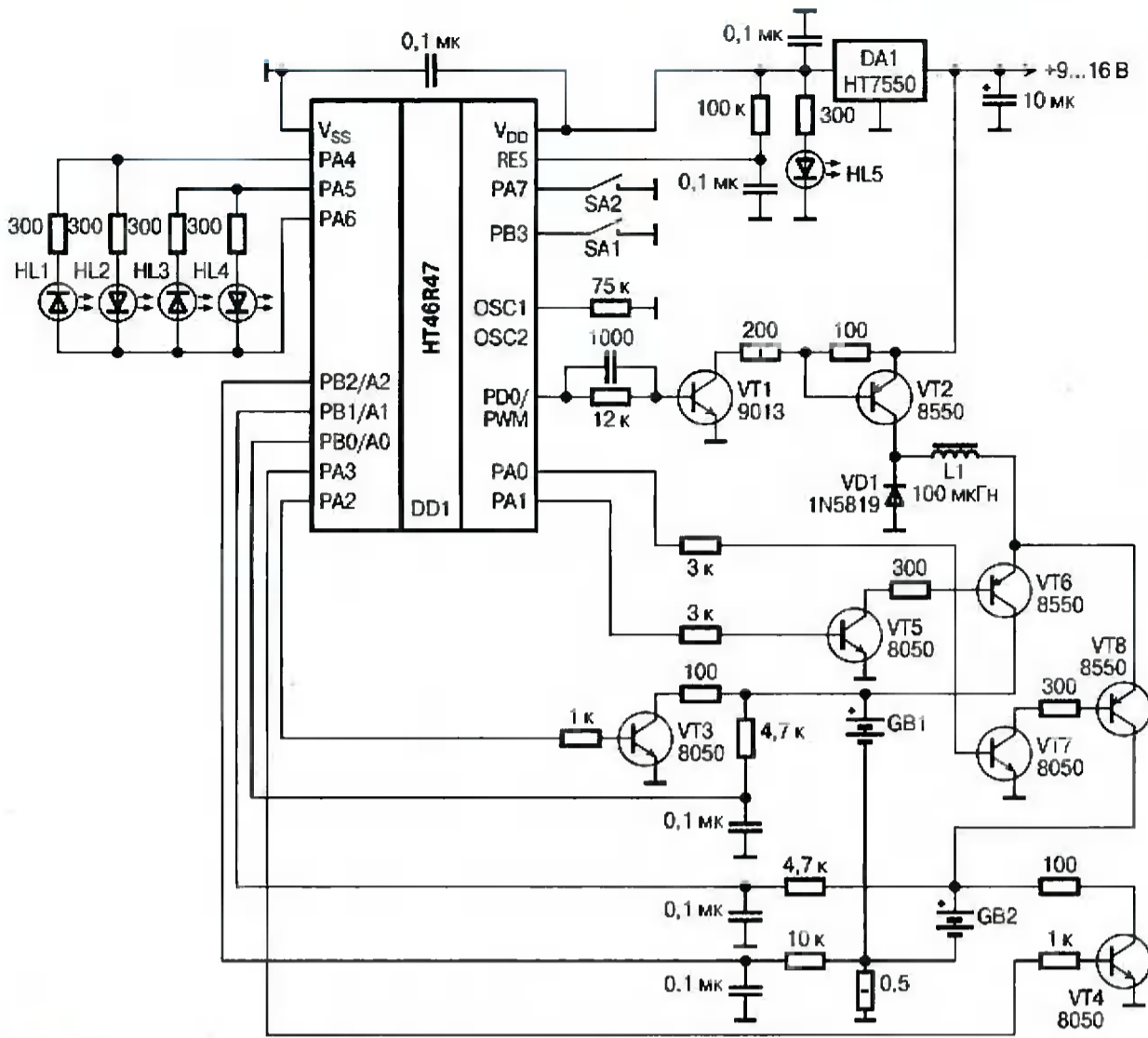


Рис. 6

устройства в зависимости от положения переключателей приведено в табл. 1.

Таблица 1

SA1	SA2	Состояние
Выкл.	Выкл.	Зарядка Ni-Cd и Ni-MH аккумулятора без разрядки
Вкл.	Выкл.	Разрядка Ni-Cd и Ni-MH аккумулятора перед зарядкой
Выкл.	Вкл.	Зарядка литиевого аккумулятора без разрядки
Вкл.	Вкл.	Зарядка литиевого аккумулятора без разрядки

Устройство имеет два держателя для батарей, одновременно может быть установлена на зарядку только одна батарея. Каждый держатель имеет по два светодиода (HL1 и HL2, HL3 и HL4), индицирующих работу устройства (табл. 2).

Зарядка аккумуляторов производится током, равным 1 С, в соответствии с описанными выше принципами и определением окончания зарядки Ni-Cd и Ni-MH аккумуляторов по началу падения напряжения на них.

Пока напряжение на аккумуляторе меньше 2,5 В, зарядка производится током 50 мА, когда оно повысится до указанного уровня, ток возрастает до 500 мА. Изменение тока зарядки выполняется контроллером.

Таблица 2

HL1	HL2	Состояние
Откл.	Откл.	Пустой
Откл.	Вкл.	Зарядка
Вкл.	Откл.	Разрядка или состояние резерва
Вкл.	Вкл.	Полностью заряжен

При зарядке аккумулятора GB1 отключается узел его разрядки, а также узлы зарядки и разрядки аккумулятора GB2. Светодиод HL2 будет индицировать состояние зарядки GB1, выход PD0 — формировать сигнал ШИМ. Сила тока зарядки GB1 может быть определена через напряжение на выводе PB2/A2. Если ток меньше требуемого, он может быть увеличен изменением коэффициента заполнения ШИМ.

После зарядки в течение 1 с и разрядки в течение 10 мс измеряется напряжение на аккумуляторе GB1. На основе среднего значения этого измерения и трех предыдущих измерений принимается решение о состоянии аккумуляторной батареи (достигнута ли полная зарядка или нет) и прекращении или продолжении зарядки.

При разрядке аккумуляторной батареи GB1 узел зарядки этой батареи, а также зарядки и разрядки GB2 отключаются, а светодиод HL1 отображает это состояние. Процесс зарядки начинается, когда напряжение аккумуляторной батареи GB1 станет меньше 2,2 В. Зарядка аккумуляторной батареи BAT1 выполняется аналогичным образом.

Метод зарядки литиевых аккумуляторов такой же, но предварительная разрядка аккумулятора не производится.

Таймер микроконтроллера использован для фиксации значения U_{PEAK} в

CHIPSELECT

ПОСТАВКА ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

официальный дистрибутор Holtek

поставки всего спектра продукции Holtek

HOLTEK



ВОЗМОЖНОСТЬ МОНТАЖА CHIP-ON-BOARD, CHIP-ON-GLASS, CHIP-ON-CABLE

(095) 267-47-33
(095) 263-96-64
(095) 263-27-37
(095) 101-37-65
(многоканальный)

info@chipselect.ru
www.chipselect.ru

течение одной минуты и измерения установленного времени зарядки 80 мин (частота системного RC-генератора — 4 МГц).

Перед началом зарядки необходимо задать требуемые функции выводов NT46R47.

- PB0/A0 — вход АЦП для контроля напряжения на первом держателе аккумулятора зарядного устройства;
- PB1/A1 — вход АЦП для контроля напряжения на втором держателе аккумулятора зарядного устройства;
- PB2/A2 — вход АЦП для контроля тока зарядки;
- PB3 и PA7 конфигурируются как входы для двух переключателей;
- PA4, PA5 и PA6 — выходы на светодиоды для отображения состояния зарядного устройства;
- PA0 — выход для включения тока зарядки аккумуляторной батареи GB2 через транзисторный ключ VT7VT8;
- PA1 — выход для включения тока зарядки аккумуляторной батареи GB1 через транзисторный ключ VT5VT6;
- PA2 — выход, включающий разрядку аккумуляторной батареи GB1 через транзисторный ключ VT3;
- PA3 — выход, включающий разрядку аккумуляторной батареи GB2 через транзисторный ключ VT4;
- PD0/PWM — выход ШИМ, управляет зарядным током через транзисторный ключ VT1VT2.

Узлы микроконтроллера конфигурируются на выполнение следующих функций:

- Таймер формирует прерывания каждые 0,04 с, работает как таймер и используется для динамического управления светодиодами;
- Сторожевой таймер (WDT) обеспечивает автоматический сброс как защиту от программных сбоев.
- Узел сброса по низкому напряжению формирует автоматический сброс системы при снижении напряжения питания ниже установленного уровня.
- RC-генератор системной частоты при подключении резистора 75 кОм между OSC1 и общим проводом генерирует частоту 4 МГц.

Liu Wen Liang
Microcontroller Application —
Battery Charger
Перевод **Николая Раковича**

Устройство для тестирования и ремонта персональных компьютеров

Вниманию читателей предлагается устройство для тестирования и ремонта персональных компьютеров, которое подключается по шине PCI. Данное устройство можно собрать из набора «Мастер КИТ» NM9221.

Устройство POST Card PCI применяется для диагностики неисправностей при ремонте и модернизации компьютеров IBM PC (или совместимых). Оно представляет собой плату расширения, которая может быть установлена в любой свободный слот PCI, работающий на тактовой частоте 33 МГц и предназначена для отображения POST кодов, генерируемых BIOS компьютера, в удобном для пользователя виде.

Благодаря применению ПЛИС фирмы Altera стало возможным создание простого устройства, доступного для повторения радиолюбителями со средней квалификацией.

Технические характеристики устройства

Напряжение питания, В	+5
Ток потребления, мА	≤200
Частота шины PCI, МГц	33
Адрес диагностического порта	0080h
Индикация POST кодов	HEX формат, один байт
Индикация сигналов:	
RST	левая точка индикатора,
CLK	правая точка индикатора
Индикаторы наличия напряжений питания шины PCI	+5 В; +12 В; -12 В; +3,3 В
Совместимость с чипсетам материнских плат	Intel, VIA, SIS
Размеры печатной платы, мм	112×90

Так как рабочая частота шины PCI относительно высока (33 МГц), и реализация устройства на дискретных микросхемах стандартной логики проблематична, в качестве основы была выбрана недорогая ПЛИС EPM3064ALC44-10 фирмы Altera, имеющая достаточное быстродействие. В то же время эта ПЛИС выпускается в корпусе PLCC44, что позволяет использовать соответствующую панельку со стандартным шагом выводов 2,5 мм и облегчает сборку устройства.

EPM3064ALC44-10 представляет собой программируемую логическую интегральную схему (ПЛИС), содержащую 1250 вентилей, которая может быть запрограммирована под нужды разработчика при помощи ПО фирмы Altera (<http://www.altera.com>) прямо в изготовленном устройстве через специальный разъем JTAG. Для программирования используется кабель ByteBlasterMV, подключаемый к порту LPT любого компьютера. Разводка кабеля распространяется фирмой Altera, ее можно найти на вышеуказанном сайте по адресу ftp://ftp.altera.com/pub/lit_req/document/ds/dsbytemv.pdf и свободно переписать.

Память ПЛИС изготовлена по технологии EEPROM и позволяет производить до 100 циклов записи/стирания.

Общий вид устройства представлен на рис. 1, принципиальная схема — на рис. 2.

Сигналы с шины PCI компьютера AD0—AD15, C/BE0—C/BE3, CLK, RST, FRAME, IRDY, TRDY, IDSEL, DEVSEL подаются на ПЛИС DD1, на которой реализовано простейшее Target PCI устройство вывода по фиксированному адресу 080H. При каждом поступлении кода POST с шины PCI этот код POST защелкивается во внутреннем восьмиразрядном регистре ПЛИС, преобразуется в шестнадцатеричный код семисегментного индикатора и в последова-



Рис. 1

тельном виде через буферный элемент DD3.1 поступает на регистры сдвига DD5, DD4.

По сигналу загрузки DATA_STORE, проходящему из ПЛИС через буферный элемент DD3.4, код POST переписывается из внутренних последовательных регистров микросхем DD5, DD4 в их внутренние параллельные регистры и через токоограничительные резисторы R1—R16 подается на двоянный семисегментный индикатор HG1 для индикации. Кроме того, две точки на индикаторе отображают состояние сигналов RST и CLK PCI шины компьютера. Свечение правой точки

зависимость работы узла индикации в случае срыва генерации CLK PCI в неисправном компьютере. Так как на некоторых старых моделях материнских плат на PCI слотах отсутствует напряжение +3,3 В, для питания ПЛИС на микросхеме DA2 собран стабилизатор напряжения +3,3 В. Светодиоды HL1—HL4 служат для индикации наличия напряжений питания +12 В; -12 В; +3,3 В; +5 В в том слоте PCI, в который вставлена карта POST.

Из особенностей работы устройства хочется отметить то, что после включения питания компьютера (или нажатия на кнопку Reset) и до



Это облегчает диагностику и позволяет наглядно определить, стартует ли компьютер вообще. Кроме того, этот же символ выводится при

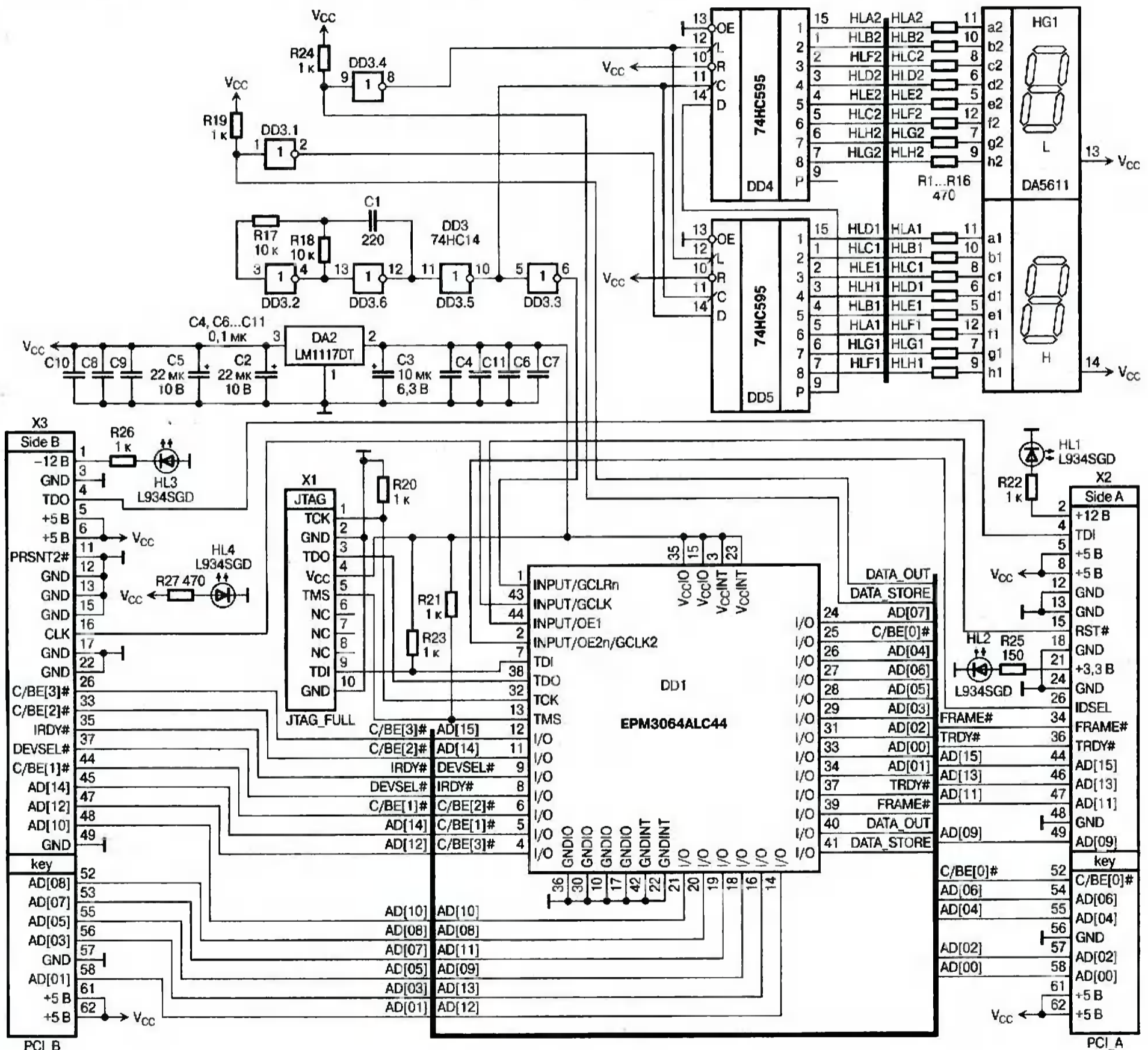


Рис. 2

соответствует наличию активного сигнала синхронизации CLK шины PCI, левой — сигнала RST.

На элементах DD3.2, DD3.6, DD3.5, DD3.3 собран тактовый генератор, который обеспечивает не-

появления первого POST кода на шине на индикаторе формируется специальный символ (рис. 3), который свидетельствует об отсутствии вывода компьютером каких-либо POST кодов.

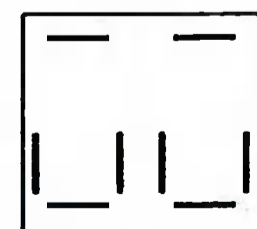


Рис. 3

программном сбросе шины PCI для фиксации прохождения короткого сигнала RST (Reset).

ПРИНЦИП РАБОТЫ POST CARD

При каждом включении питания до начала загрузки операционной системы процессор компьютера выполняет процедуру BIOS «Тест по включению питания» — POST (Power On Self Test). Эта же процедура выполняется также при нажатии на кнопку Reset или при программной перезагрузке компьютера.

Основной целью процедуры POST является проверка базовых функций и подсистем компьютера (памяти, процессора, материнской платы, видеоконтроллера, клавиатуры, гибкого и жесткого дисков и т. д.) перед загрузкой операционной системы. Это в некоторой степени застраховывает пользователя от попытки работы на неисправной системе, что может привести, например, к разрушению пользовательских данных на жестком диске. Перед началом каждого из тестов процедура POST генерирует так называемый код POST, который выводится по определенному адресу в пространстве адресов устройств ввода/вывода компьютера. В случае обнаружения неисправности в тестируемом устройстве процедура POST просто «зависает», а предварительно выведенный POST код однозначно определяет, на каком из тестов произошло «зависание». Таким образом, глубина и точность диагностики при помощи кодов POST полностью определяется глубиной и точностью тестов соответствующей процедуры POST BIOS компьютера.

Следует отметить, что таблицы POST кодов отличаются для разных производителей BIOS и в связи с появлением новых тестируемых устройств и чипсетов несколько отличаются даже для различных версий одного и того же производителя BIOS. Таблицы кодов POST можно найти на соответствующих сайтах производителей BIOS, для AMI это <http://www.ami.com>, для AWARD — <http://www.award.com>.

ami.com, для AWARD — <http://www.award.com>.

ОСОБЕННОСТИ ТЕСТИРОВАНИЯ

Последовательность действий при ремонте компьютера с использованием POST Card выглядит следующим образом:

1. Выключаем питание неисправного компьютера.
2. Устанавливаем POST Card в любой свободный слот материнской платы.
3. Включаем питание компьютера и считываем с индикатора POST Card соответствующий код POST, на котором «зависает» загрузка компьютера.
4. По таблицам кодов POST определяем, на каком из тестов возникли проблемы и осмысливаем вероятные причины.
5. При выключенном питании и извлеченных из розетки вилок компьютера и монитора производим перестановку шлейфов, модулей памяти и других компонентов с целью устранения неисправности.
6. Повторяем пункты 3, 4, 5, добиваясь устойчивого прохождения процедуры POST и начала загрузки операционной системы.
7. При помощи программных утилит производим окончательное тестирование аппаратных компонентов, а в случае перемежающихся ошибок осуществляем длительный прогон соответствующих программных тестов.

При ремонте компьютера без использования POST Card пункты 2—4 этой последовательности просто опускают и со стороны ремонт компьютера выглядит просто как лихорадочная перестановка памяти, процессора, карт расширения, блока питания, и в довершение всего — материнской платы.

Двухслойная печатная плата POST Card PCI с металлизацией переходных отверстий изготовлена из стеклотекстолита толщиной 1,5 мм, толщина фольги 18 мкм.

При сборке устройства необходимо обратить внимание на правильную установку панельки PLCC44 под ПЛИС DD1 по ключу, а также во

время пайки не допускать затекания флюса внутрь панельки.

Для настройки POST Card и первого включения желательно использовать старую исправную материнскую плату с шиной PCI. Первое включение POST Card производится без установленной в панельку ПЛИС DD1, при этом следует проверить напряжение питания ПЛИС (выводы 35, 15, 3, 23 DD1), выдаваемое стабилизатором DD2 — оно должно быть +3,3 В, а также необходимо убедиться в наличии стабильных импульсов прямоугольной формы на частоте 100...200 кГц на выводах 6 и 10 DD3.

Кроме того, компьютер с установленной POST Card без ПЛИС должен нормально загружаться, что будет говорить об отсутствии дефектов монтажа. Если эти предварительные проверки прошли успешно, то можно установить ПЛИС в панельку (при выключенном питании компьютера), подключить к разъему X1 JTAG кабель ByteBlasterMV, подать на POST Card напряжение питания +5 В и при помощи свободно распространяемого ПО Altera Stand-Alone Programmer 10.23 (объем программного обеспечения 14 МБ) (<https://www.altera.com/support/software/download/programming/asap2/dnl-asap2.jsp>) запрограммировать ПЛИС. Демонстрационная версия прошивки, позволяющая отобразить первые восемь POST кодов, приведена на сайте журнала по адресу www.dian.ru/programs. Там же можно найти рисунок печатной платы.

Этого вполне достаточно, чтобы проверить, стартует ли материнская плата вообще, а также проверить исправность памяти компьютера.

ЛИТЕРАТУРА:

1. <http://www.i.com.ua/~rms>.
2. AMIBIOS Post Checkpoint Codes.

Роман Скрипник,
г. Киев

Чтобы сэкономить время и избавить вас от рутинной работы по поиску необходимых компонентов и изготовлению печатных плат, «Мастер КИТ» предлагает набор NM9221. Набор состоит из печатной платы, всех необходимых компонентов и инструкции по сборке и эксплуатации. Набор комплектуется запрограммированной ПЛИС с полной версией прошивки, отображающей все POST коды.

Более подробно ознакомиться с ассортиментом нашей продукции можно с помощью каталога «Мастер КИТ-2005» и на нашем сайте <http://www.masterkit.ru>, где представлено много полезной информации по электронным наборам и модулям «Мастер КИТ» и приведены адреса магазинов.

На сайте работает конференция и электронная подписка на рассылку новостей. В разделе «КИТы в журналах» предложены радиотехнические статьи, а также много интересной информации для радиолюбителей и специалистов. Наш ассортимент постоянно расширяется и дополняется новинками, созданными с использованием новейших достижений современной электроники.

Наборы, блоки и модули «Мастер КИТ» и журналы «Схемотехника» можно купить в магазинах радиодеталей вашего города.

ДМВ модулятор ТВ сигнала Samsung RUS736 II CBL

При ремонте, настройке и тестировании различной телевизионной аппаратуры ее нередко требуется подключать к источнику видео- и аудиосигналов не через низкочастотные входы, а через высокочастотный антенный вход. Кроме того, все еще можно встретить аппараты либо не имеющие низкочастотных входов, либо с гнездами, для которых нет подходящих соединительных кабелей.

Для преобразования низкочастотного звукового сигнала в высокочастотный с частотной модуляцией и видеосигнала в высокочастотный с амплитудной модуляцией необходим соответствующий модулятор. Как показывает практика, самодельные простые ТВ модуляторы обычно выдают высокочастотный сигнал очень низкого качества, а изготовление сложного модулятора сопряжено как с большими затратами времени, так и требует соответствующих навыков по проектированию и изготовлению ВЧ и СВЧ устройств. В качестве ТВ модулятора был испытан также модулятор от игровой приставки на трех транзисторах, но и его качество работы автора не устроило.

Проблема найти достаточно качественный модулятор телевизионного сигнала была решена с помощью популярного в недалеком прошлом неисправного «отечественного» видеоманитрона «Электроника ВМ-18». Слово «отечественного» автор взял в кавычки неспроста, поскольку во всем видеоманитроне не нашлось ни одной радиодетали отечественного производства. В этом аппарате был обнаружен блок модулятора телевизионного сигнала, который также способен выполнять функции смесителя и коммутатора сигналов. Кроме того, в модуле имеется генератор тестового видеосигнала, что в ряде случаев может оказаться очень удобным. Модуль имеет маркировку «Samsung RUS736 II CBL» и в упомянутом видеоманитроне работает вместе со всеволновым селектором «Samsung ECC-2885PLE». В результате проведения экспериментов стало ясно, что для работы модулятора по своему прямому назначению не требуются какие-либо управляющие сигналы и дополнительные элементы, после чего он был выпаян из печатной платы видеоманитрона.

Внешний вид модулятора со снятой крышкой экрана и условная нумера-

ция его выводов показаны на рис. 1, а его подключение — на рис. 2.

Для работы модулятора требуется постоянное стабилизированное напряжение 9...12 В. При напряжении питания 12 В ток потребления состав-

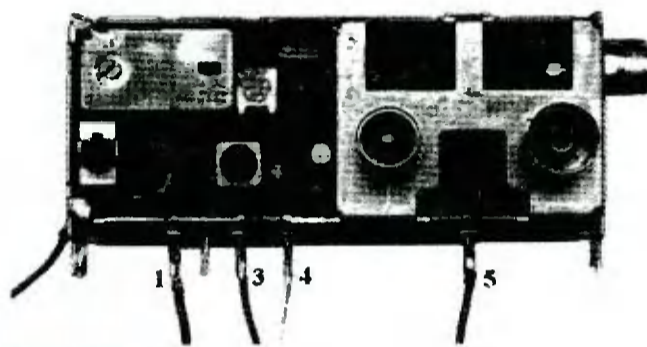


Рис. 1

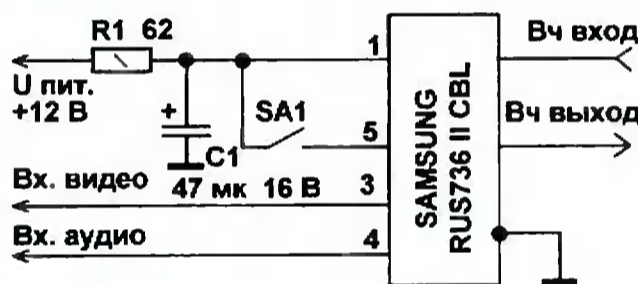


Рис. 2

ляет около 60 мА. Источником видео и звуковых сигналов для модулятора могут быть, например, генератор испытательных телевизионных сигналов, видеокамера, игровая приставка, компьютер, устройство видеонаблюдения.

Испытанный экземпляр модулятора работал на частоте 41-го телевизионного канала (631 МГц). Для проверки работоспособности модулятора на него необходимо подать напряжение питания. Высокочастотный выход модулятора соединить, например, с антенным входом телевизионного приемника. Затем находящийся в модуле переключатель (слева внизу на рис. 1), следует поставить в верхнее положение. После этого телевизор надо настроить на канал, на котором работает модулятор. По возможности, следует использовать плавное сканирование диапазона или ручную настройку. Если вам улыбнется удача, на экране телевизора вы увидите две широкие вертикальные белые полосы, как это показано на рис. 3.

С помощью подстроечного конденсатора, который расположен чуть выше переключателя, модулятор можно точно подстроить под отечественную частотную сетку каналов. Следующим шагом переключатель на модуляторе переводят в нижнее положение, на аудио- и видеовход модулятора подают соответствующие сигналы, после чего на экране телевизора вы увидите изображение и услышите звук.

Если к высокочастотному входу модулятора подключить телевизионную антенну и замкнуть контакты переключателя SA1, то ВЧ сигнал с входа модулятора будет передаваться на его выход. Если какая-либо из телевизионных станций будет работать на том же канале, на который вы настроили модулятор, то уже упомянутым подстроечным конденсатором следует перестроить модулятор на другой канал. Модулятор, аналогичный описанному, можно найти почти в любом ненужном или неисправном видеоманитроне или видеоплеере и, если вы решите использовать этот

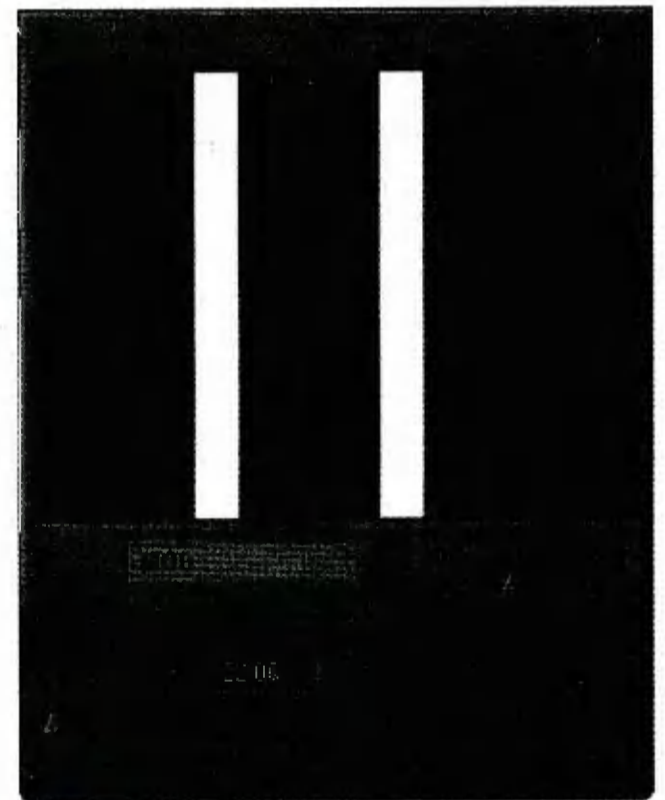


Рис. 3

модуль по его прямому назначению в других устройствах или как приставку к ним, а неисправный VHS аппарат еще подает какие-либо признаки жизни, проверьте с помощью осциллографа напряжения питания, управления и параметры сигналов на выводах модулятора и только после этого его выпаяйте. Некоторую информацию о назначениях выводов блоков могут подсказать надписи на плате и принципиальная схема устройства, при ее наличии.

Андрей Бутов,
с. Курба Ярославской обл.