

# СХЕМОТЕХНИКА



**№8**  
АВГУСТ  
2003

ОСНОВЫ СХЕМОТЕХНИКИ

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

ЭЛЕКТРОНИКА В БЫТУ

ЦИФРОВАЯ ТЕХНИКА

подписные индексы 1  
**80724 , 82117**  
**41733**



№ 8 (34) август 2003

**Главный редактор:**

Сергей Бирюков

**Редакционная коллегия:**

Павел Асташкевич  
Александр Фрунзе  
Виктор Йовчик  
Юлия Герасимова

**Дизайн и верстка:**

Ирина Ермолаева  
Ирина Чикина

**Отдел распространения:**

(095) 285-1775  
e-mail: sales@dian.ru  
Марина Трофимова  
Юрий Царев  
Сергей Лукин

**Отдел рекламы:**

Юлия Суханова

**Адрес редакции:**

Москва, ул. Бутырская, д. 41/47  
«ИД Скимен»  
тел./факс: (095) 285-1775  
Адрес для писем:  
121351, Москва,  
ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2  
www.dian.ru  
e-mail: editor@dian.ru

**Издатель и учредитель  
ООО «ИД Скимен»**

Отпечатано в ГУП «Чеховский  
полиграфический комбинат»

Тираж 5 250 экз.  
Заказ № 2168

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

Цена свободная

**Измерительная техника**

- С. Бирюков.** Светодиодные индикаторы уровня на микросхемах семейства LM3914 **2**  
**О. Федоров.** Простой термометр-индикатор **4**

**Источники питания**

- В. Носов.** Импульсные блоки питания бытовых радиоустройств **6**  
**М. Майоров.** Импульсный преобразователь «Taschibra» **8**  
**Г. Волович.** Резонансные преобразователи напряжения **10**

**Светотехника**

- Ю. Давиденко.** Проектирование электронных балластов для люминесцентных ламп **14**

**Основы схемотехники**

- О. Петраков.** Анализ шумов в устройствах с операционными усилителями **18**  
**В. Днищенко.** Регуляторы хода **21**  
**С. Лозицкий.** Быстродействующий прецизионный ограничитель напряжения **23**

**Просто и доступно**

- Г. Кардашев.** Компьютерное схемотехническое моделирование электронных устройств **26**

**Электроника в быту**

- Н. Заец.** Автомат управления размораживанием холодильника **28**  
**И. Сошин.** Автомат световых эффектов 4×4 **30**  
**А. Бутов.** Управляемое реле времени для светильника **31**

**Цифровая техника**

- О. Николайчук.** Технологический контроллер на базе микропроцессора i80C188EC **32**  
**А. Кобзарев.** Программируемый регулятор **35**  
**О. Вальпа.** Устройства USB. Адаптер USB-COM **39**  
**В. Зотов.** CoolRunner-II — новое поколение высокопроизводительных ПЛИС CPLD фирмы Xilinx с микроощным потреблением **43**

**Мастер КИТ**

- Г. Ганичев.** Четырехканальный таймер-часы-терморегулятор на базе энергонезависимых часов NS182.2 и расширителя силовоточных нагрузок NM4413 **48**

**Справочный листок**

- О. Николайчук.** Приборы iButton **51**

Внимание читателей (с. 9, 17). Обмен опытом. П. Алешин. Усовершенствование зарядного устройства (с. 17). Адреса магазинов, в которых можно приобрести продукцию Мастер КИТ (с. 55). Наш анонс (с. 55). Подписка-2003 (с. 56).

## Колонка редактора

В мае этого года в редакцию с адреса ak35@yandex.ru от имени «Хосе Пододобль» пришло вполне нормальное письмо:

«Доброго времени суток, Сергей Алексеевич!

Прошу Вас рассмотреть на предмет публикации статью «Квартирный страж с памятью посещений». Устройство собрано на современной элементной базе, на трех микросхемах, позволяет контролировать и запоминать количество нарушений охранного шлейфа. Удобно и надежно в эксплуатации, не требует настройки. Отличительные особенности — простота и доступность для повторения. Может обеспечивать скрытый контроль за надежностью собственной службы безопасности.

Я впервые посылаю статью к Вам. Качество моих статей можно оценить в периодических журналах «Радиомир», «Радио», «Радиолюбби».

С уважением, Кашкаров Андрей Петрович. Санкт-Петербург.»

Среди авторов журнала «Радио» А. Кашкаров не значился, по крайней мере, с 1991 г., что несколько насторожило. Схема была неудачной, и автору в публикации было отказано. Через некоторое время пришло еще письмо от того же автора со схемой стандартного включения микросхемы КР1006ВИ1, и автору тоже было отказано. Третье письмо содержало только три рисунка, на одном из которых была приведена очень знакомая схема, и автору было сообщено, что редакция не любит плагиат. Расплата пришла очень скоро. С адреса «Запас» dhose@mail.ru пришло письмо следующего содержания:

Не любишь плагиат, плагиаторщик?

Как смеешь ты мне, грешный, указывать в таком тоне?

или ты думаешь, тебе будут идеи для диссертации, как из огня каштаны, за гонорар в 500 таскать?

Не умно, Бирюков.

Впрочем, за свои действия я несу ответственность и готов растерзать тебя, придурок, при случае — чтобы не повадно было. Меня этому учили. Попроам?

Твой друг. Билли.

Так что, дорогие читатели, если журнал «Схемотехника» на некоторое время перестанет выходить, вы будете знать, чьих это рук дело. А редакциям других радиотехнических изданий совет — не отвечайте ни на одно письмо этого «автора», иначе рискуете также нарваться на откровенное хамство.

(Продолжение. Начало — № 6/2003)

## Светодиодные индикаторы уровня на микросхемах семейства LM3914

Основное отличие микросхемы LM3915 от ранее рассмотренной LM3914 заключается в номиналах встроенного делителя напряжения, что обеспечивает логарифмическую шкалу индикатора (см. табл. 1 в первой части статьи). Суммарное сопротивление резисторов делителя и точность порогов микросхемы приведены в табл. 3, остальные параметры указанных микросхем совпадают.

Таблица 3

Параметр	Условия измерения	Миним.	Тип.	Макс.
Суммарное сопротивление резисторов делителя, кОм	—	16	28	36
Шаг ступени делителя, дБ	—	2	3	4
Абсолютная точность каждого порога, дБ	$U_{ВХ} = -3, -6$ дБ	-0,5	—	+0,5
	$U_{ВХ} = -9$ дБ	-0,5	—	+0,65
	$U_{ВХ} = -12, -15, -18$ дБ	-0,5	—	+1
	$U_{ВХ} = -21, -24, -27$ дБ	-0,5	—	+1,5

Простейший вариант построения логарифмического индикатора мощности, подаваемой на акустическую систему (АС), проиллюстрирован на рис. 18. Входной сигнал с контролируемой АС через делитель напряжения R1R2 подается непосредственно на сигнальный вход  $U_{ВХ}$  микросхемы. Опорное напряжение выбором резисторов R3 и R4 установлено равным 8,65 В, что обеспечивает индикацию указанных на рис. 18 уровней при установке резистора R1 необходимого номинала в соответствии с сопротивлением АС.

Индикатор работает в режиме «точка» с током через каждый светодиод около 30 мА. Поскольку на входе индикатора напряжение переменное, светящиеся светодиоды образуют столбик с неравномерной яркостью, по которому можно оценить как среднюю мощность на АС, так и ее амплитудное значение.

Более точный индикатор среднего или амплитудного значения можно построить с использованием выпрямителя входного сигнала. Если микросхема используется при напряжении

опорного источника 10 В, пороговое напряжение для уровня -27 дБ составляет 0,447 В (см. табл. 1) и простейший выпрямитель на кремниевом диоде с «пяткой» 0,6 В даст слишком большую погрешность. Схема простого пикового детектора, обеспечивающего удовлетворительную точность в диапазоне до -30 дБ при полной шкале 10 В, приведена на рис. 19. «Пят-

ку» диода компенсирует напряжение  $U_{БЭ}$  транзистора VT1.

Для получения большей точности в широком диапазоне входных напряжений необходимо применять активные выпрямители с использованием ОУ. Схема сложного однополупериодного выпрямителя приведена на рис. 20. Конденсатор фильтра C2 заряжается через резистор R3 и разряжается через R2 и R3, поэтому в зависимости от соотношения номиналов этих резисторов устройство может выполнять роль как выпрямителя пикового значения (номиналы указаны на рис. 20), так и среднего (номиналы резисторов R2 и R3 над поменять местами). Этот выпрямитель вполне работоспособен в диапазоне уровней входного сигнала 60 дБ.

Для точного двухполупериодного выпрямления и сглаживания можно использовать выпрямитель среднего значения, схема которого приведена на рис. 21. При установке резисторов R1—R4 с допуском 1 % усиление положительной и отрицательной пополюсн различается не более чем на 0,5 дБ. Постоянная времени усреднения определяется произведением R5C2. Небольшая модификация выпрямителя (рис. 22) обеспечивает выделение

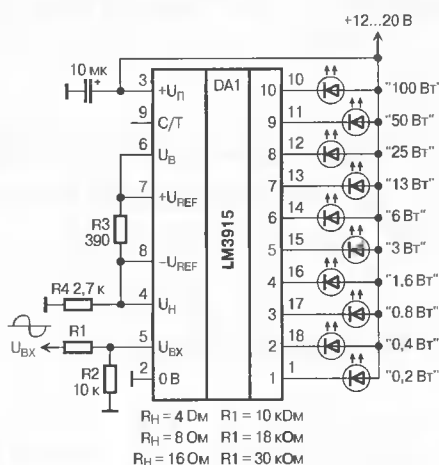


Рис. 18

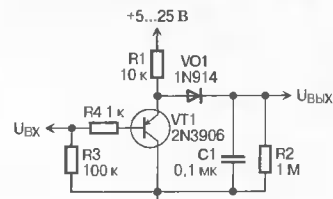


Рис. 19

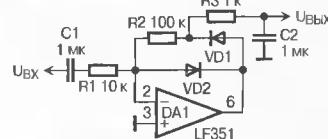


Рис. 20

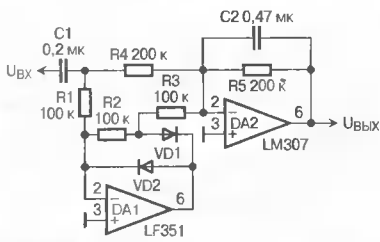


Рис. 21

информации о пиковом значении входного сигнала. Поскольку сглаживающий конденсатор не буферизирован, этот выпрямитель, так же, как и выпрямители по схемам на рис. 19 и 20, можно нагружать только на нагрузку с большим входным сопротивлением. Микросхема LM3915 вполне соответствует необходимому требованию.

Для выпрямления входного сигнала можно применять специализированные микросхемы, о применении двух из них рассказано в статьях [2—4].

Для построения индикаторов с более широким диапазоном, чем 27 дБ, можно применять каскадирование микросхем. Простейший вариант соединения двух микросхем показан на рис. 23. Опорное напряжение микросхемы DA2 устанавливается подстроечным резистором R4 и составляет 10 В, микросхема работает в стандартном режиме. Для микросхемы DA1 опорное напряжение — 316 мВ, оно подстраивается резистором R1. Входной сигнал подается параллельно на входы обеих микросхем DA1 и DA2. Недостат-

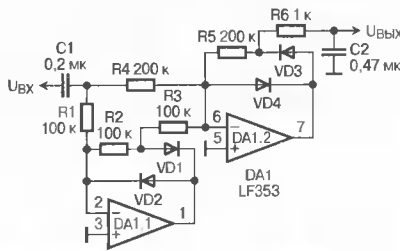


Рис. 22

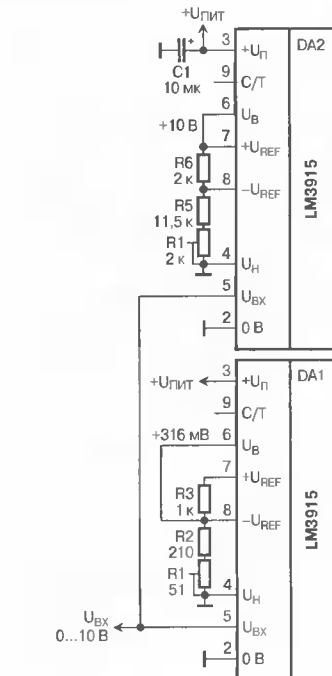


Рис. 23

ком такого метода соединения микросхем является то, что порог для уровня включения светодиода —57 дБ составляет 14 мВ и может иметь приводящее к значительной ошибке смещение ±10 мВ.

Схема более точного варианта каскадирования микросхем приведена на рис. 24. Опорное напряжение обеих микросхем одинаково и составляет 10 В. Входной сигнал находится в диапазоне 0...10 В и на микросхему DA2 подается непосредственно, а на DA1 — после предварительного усиления в 31,6 раза операционным усилителем DA3. Естественно, что он ограничивается в ОУ DA3 и не может существенно превышать 10 В. Если резисторы R4 и R5 использовать с допуском ±1 %, подстройки коэффициента усиления не потребуется. Однако, смещение нуля ОУ DA3 может внести значительную погрешность, и его коррекция, как правило, необходима. Подстройка нуля может быть единой для ОУ усилителя DA3 и ОУ, входящих в состав выпрямителя входного сигнала.

Принципиально можно соединить три микросхемы LM3915 аналогично рис. 24 и расширить диапазон индикации до 90 дБ, однако при этом придется проявить особую тщательность при усилении сигнала 0,5 мВ. Может потребоваться подстройка нуля в различных каскадах и разделение общего провода цепей питания и сигнала.

Некоторые замечания по установке тока светодиодов. В приведенном на

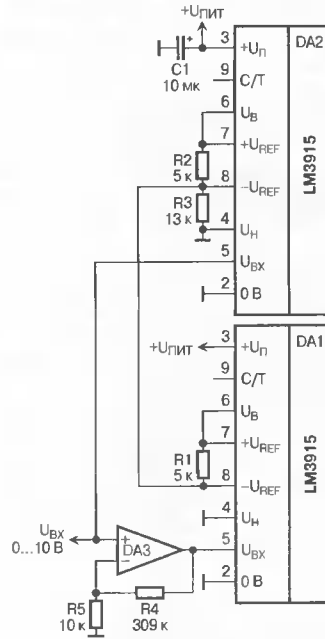


Рис. 24

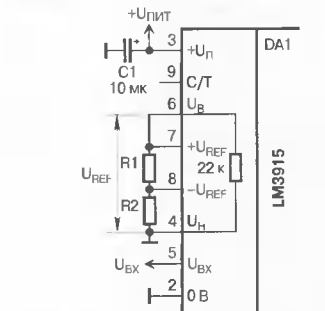


Рис. 25

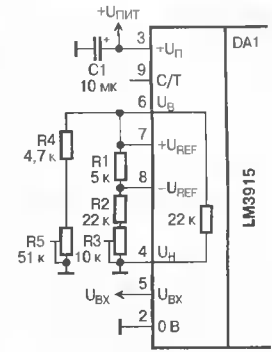


Рис. 26

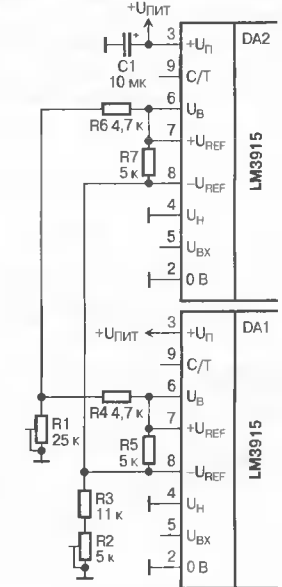


Рис. 27

рис. 25 стандартном варианте формирования опорного напряжения выходной ток по выводу 7 складывается из тока делителя R1R2 и тока через внутренний делитель микросхемы, номинальное сопротивление которого составляет 22 кОм. При опорном напряжении 10 В ток через внутренний делитель составляет около 450 мкА, это увеличивает ток через каждый включенный светодиод на 4,5 мА, что следует обязательно учитывать.

На рис. 26 представлена схема отдельной подстройки опорного напряжения (подстроечный резистор R3) и тока через светодиоды (резистор R5). Диапазон регулировки тока через светодиоды для указанных номиналов резисторов составляет 9...28 мА. Аналогичная схема отдельной регулировки для случая соединения двух микросхем приведена на рис. 27.

Окончание следует

Сергей Бирюков,  
editor@dian.ru

Литература:

2. С. Бирюков. Логарифмический квази-пиковый индикатор на К1003ПП1. — Радио, 2002, № 1. с. 12, 13.
3. С. Бирюков. Приставка к цифровому мультиметру для измерения эффективного напряжения. — Схемотехника, 2003, № 4, с. 18, 19.
4. С. Бирюков. Преобразователь переменного напряжения в эффективное значение AD736. — Схемотехника, 2003, № 4, с. 51—55.

# Простой термометр-индикатор

*Простейший термометр-индикатор состоит всего из двух (трех) деталей. Для его изготовления требуются термопара и миллиамперметр постоянного тока с низким сопротивлением катушки. Достоинство данного термометра состоит в том, что он может быть настроен по результатам косвенных измерений расчетным путем и при аккуратном изготовлении можно обойтись без калибровки по температуре. Точность измерения температуры при этом не слишком высока, именно поэтому прибор имеет название «термометр-индикатор».*

Правильные показания индикатор обеспечивает только при комнатной температуре (температура настройки). Термометр можно использовать для контроля температуры паяльника, муфельной печи, нагревателя и т. п.

Схема термометра приведена на рис. 1.

В термометре применен миллиамперметр М901-1 с сопротивлением рамки 15 Ом и током полного отклонения 1 мА. Вид прибора и органы регулировки миллиамперметра показаны на рис. 2. Исходя из имеющейся шкалы на этом миллиамперметре удобно сделать термометр-индикатор с верхними пределами 500 или 1500 °С (реально — 1300 °С). Разумеется, можно использовать любые типы миллиамперметров, но следует выбирать те, у которых внутреннее сопротивление меньше, а чувствительность выше.

На рис. 2 показано, где у миллиамперметра М901 расположен регулятор диапазона — магнитный шунт (сзади, на цилиндрической части корпуса). Подключив миллиамперметр к источнику тока нужно установить регулятор магнитного шунта в среднее положение, чтобы позже, если возникнет необходимость, иметь возможность скорректировать в небольших пределах показания индикатора температуры.

У имевшегося экземпляра М901 пределы перестройки оказались чуть больше одного деления верхней шкалы.

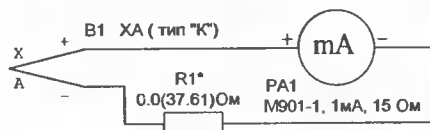


Рис. 1



Рис. 2

Термопару несложно сделать самому, если есть провода соответствующего типа. О том, как сварить концы пары, подробно рассказано в [1]. ТермоЭДС различных пар металлов можно оценить по табл. 1 из [2]. Значения коэффициента  $\alpha$  приведены по отношению к свинцу. Знак «+» указывает, что ток течет от свинцового электрода к данному материалу через горячий спай, а знак «-» — через холодный.

Можно купить готовую термопару. Например, в магазине «Чип и Дип» продаются температурные пробники к мультиметрам с названиями «41700101» и «S1P» (по каталогу) стоимостью 60...70 руб., которые представляют собой термопару хромель-алюмель (ХА) с вилкой. Как выглядит термопара «41700101», использованная в термометре, показано на рис. 3.

В соответствии с [3] диапазон измеряемых температур для термопары ХА составляет -200...+1000 °С, допускаемый предел измерений при кратковременном применении — 1300 °С, по данным [4] типовой диапазон применения термопар типа К — от -184 до 1260 °С. Для выбранных элементов конструкции минимальный предел составляет 400 °С (точнее 360...380 °С) при условии, что сопротивление термопары близко к нулю.

Сопротивление проводов термопары, приобретенной в магазине «Чип и Дип», при температуре 25 °С оказалось равно 10,00 Ом. При измерении сопротивления термопары (рабочий спай) руками лучше не трогать, иначе показания мультиметра будут неправильными. Температурный коэффициент сопротивления (ТКС) алюминия невелик (в три раза меньше, чем у меди), а у хромеля почти нулевой. Погрешность от нагре-

Таблица 1

Материал	$\alpha$ мВ/К	Материал	$\alpha$ мВ/К
Сурьма	+4,3	Ртуть	-4,4
Железо	+15	Платина	-4,4
Молибден	+7,6	Натрий	-6,5
Кадмий	+4,6	Палладий	-8,9
Вольфрам	+3,6	Калий	+13,8
Медь	+3,2	Никель	-20,8
Цинк	+3,1	Висмут	-68,0
Золото	+2,9	Хромель	+24
Серебро	+2,7	Нихром	+18
Свинец	0	Платинородий	+2
Олово	-0,2	Алюмель	-17,6
Магний	0	Константан	-38
Алюминий	-0,4	Копель	-38

ва не рассматриваем, считая, что в зоне с высокой температурой находится малая доля от общей длины проводов термопары. Остальная часть термометра, естественно, должна иметь одинаковую (выбранную) температуру, что является обязательным условием ее правильного функционирования.

Как известно, для термопар требуется стабилизация температуры холодного спая или электронная компенсация его напряжения. В описанной конструкции использован «механический» способ компенсации, который заключается в том, что стрелка миллиамперметра смещается на деление шкалы, соответствующее выбранной (расчетной) комнатной температуре (в нашем случае это 25 °С), как показано на рис. 2. Если все элементы конструкции находятся при температуре 25 °С, термоЭДС равна нулю, ток в цепи не течет и миллиамперметр показывает правильную температуру. Если поместить рабочий конец термопары в тающий лед, горячий и холодный спаи меняются местами, ток меняет направление, стрелка миллиамперметра будет указывать на нулевое деление шкалы, что тоже правильно, а значит и такая «механическая» коррекция имеет право на существование.

Сопротивление рамки миллиамперметра, измеренное 4,5-разрядным мультиметром при температуре 25 °С,  $R_{МА} = 14,35$  Ом.

Ток полного отклонения стрелки миллиамперметра по верхней шкале (500 °С), при смещенном на 2,5 деления (25 °С) нуле равен 0,9368 мА. Для нижней шкалы (1500 °С) данные по термопаре есть только для точки 1200 °С, поэтому измеряем ток отклонения стрелки на деление 120 нижней шкалы, при этом нуль должен быть смещен механическим корректором на 1,25 деления нижней шкалы (25 °С). Этот ток по результатам измерения равен 0,7719 мА.

Теперь воспользуемся данными табл. 2. Полный вариант таблицы можно найти в [5].

Если нужны данные, не вошедшие в таблицу, можно воспользоваться полиномом пятой степени, коэффициенты которого приведены на рис. 4. Формула эта «самодельная» и не очень точная, поэтому для серьезных расчетов пользоваться ею нельзя, но для расчета температурного индикатора она вполне пригодна. Так, для температуры 500 °С табличное значение — 20,640 мВ, а расчет по формуле дает значение 20,634 мВ, для температуры 1000 °С, — 41,269 мВ и 41,272 мВ соответственно.

При измерении температуры 500 °С, и температуре холодного спая 25 °С, термоЭДС термопары  $U_{ТП} = 20,640 - 1,000 = 19,64$  мВ. Для того, чтобы стрелка миллиамперметра отклонилась на последнее деление верхней шкалы, полное сопротивление цепи должно иметь величину

$$R_{СУММ} = 19,64 \text{ мВ} / 0,9368 \text{ мА} = 20,964 \text{ Ом.}$$



Рис. 3

Аналогично, для нижней шкалы миллиамперметра

$$U_{ТП} = 48,828 - 1,000 = 47,828 \text{ мВ,}$$

$$R_{СУММ} = 47,828 / 0,7719 = 61,961 \text{ Ом.}$$

Сопротивление рамки миллиамперметра  $R_{МА} = 14,35 \text{ Ом}$ , поэтому, в соответствии с рис. 1, сопротивление проводов термопары для шкалы  $500 \text{ }^\circ\text{C}$  должно быть

$$R_{ТП} (25 \text{ }^\circ\text{C}) = 20,964 - 14,35 = 6,614 \text{ Ом,}$$

для нижней шкалы

$$R_{ТП} = 61,961 - 14,35 = 47,611 \text{ Ом.}$$

Для термометра на  $500 \text{ }^\circ\text{C}$  нужно отрезать от термопары кусочек с значением сопротивления —  $6,614 \text{ Ом}$ . Если длина термопарных проводов недоста-

Таблица 2

Температура рабочего конца термопары, $^\circ\text{C}$	ТермоЭДС, мВ	Температура рабочего конца термопары, $^\circ\text{C}$	ТермоЭДС, мВ
0	0,00	29	1,162
10	0,397	30	1,203
15	0,597	40	1,611
20	0,798	50	2,022
21	0,838	100	4,095
22	0,879	200	8,137
23	0,919	300	12,207
24	0,960	400	16,395
25	1,000	500	20,640
26	1,041	800	33,277
27	1,081	1000	41,269
28	1,122	1200	48,828

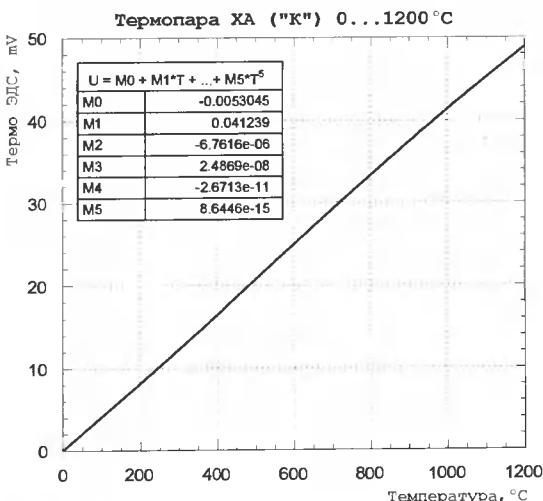


Рис. 4

точна, можно сделать «удлинитель» из медного провода, сопротивление которого, разумеется, тоже нужно учитывать. Точки соединения обоих термопарных проводов и удлиняющих медных проводов нужно закрепить на одной колодке с хорошей теплопроводностью поближе друг к другу, для правильной работы термометра они должны иметь одинаковую температуру.

Для термометра со шкалой  $1500 \text{ }^\circ\text{C}$  потребуется дополнительный резистор  $R1 = 47,611 - 10,00 = 37,61 \text{ Ом}$ .

Термометр готов к употреблению. А теперь можно посмотреть, что получится.

В табл. 3 приведены температуры плавления некоторых чистых металлов. Все эти металлы можно легко расплавить газовым паяльником. Температуре начала плавления соответствует кашицеобразное состояние металла. Калибровку термометра со шкалой  $500 \text{ }^\circ\text{C}$  удобнее всего выполнить, используя свинец, материал вполне доступный, к тому же его можно расплавить обычным (желательно мощным и регулируемым) паяльником. У автора при измерении температуры плавления свинца двумя термопарами

Таблица 3

Металл	$t_{пл}, \text{ }^\circ\text{C}$
Алюминий	660,4
Золото	1064,4
Медь	1084,5
Олово	231,97
Свинец	327,50
Серебро	961,93
Цинк	419,58

ХА (одна покупная, вторая самодельная), показания индикатора получились  $330 \text{ }^\circ\text{C}$  и  $335 \text{ }^\circ\text{C}$ . Как было сказано выше, пределы коррекции чувствительности миллиамперметра при помощи магнитного шунта больше одного деления шкалы, поэтому показания обеих термопар можно подстроить на табличное значение температуры  $327,5 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Олег Федоров,  
editor@dian.ru

Литература:

1. И. Коноплев. Электропаяльник с термостабилизатором. — Радио, 1995, № 2, с. 38, 39.
2. Физический энциклопедический словарь. — М.: Сов. Энциклопедия, 1984.
3. ГОСТ 6616-74. Преобразователи термоэлектрические ГСП. — М.: Издательство стандартов, 1983.
4. Practical design techniques for sensor signal conditioning. — Analog Devices, 1999.
5. В. С. Чистяков. Краткий справочник по теплотехническим измерениям. — М.: Энергоатомиздат, 1990.

## Отечественные электронные комплектующие

000  
**ЗИП**  
2002

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

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

www.zip-2002.ru  
e-mail: info@zip-2002.ru

(Продолжение. Начало — № 5/2003)

# Импульсные блоки питания бытовых радиоустройств

## Схемотехника ИБП с применением интегральных микросхем

Микросхемы, применяемые в импульсных блоках питания и непосредственно участвующие в управлении автогенератором, называются контроллерами. Применяются также вспомогательные микросхемы, содержащие в себе наборы элементов и позволяющие уменьшить размеры ИБП.

Контроллеры бывают, в основном, двух типов — управляющие внешним (находящимся вне микросхемы) ключом и со встроенным ключом. Применение микросхем обусловлено технологичностью сборки, уменьшением габаритов и массы ИБП, упрощением ремонта.

Функции, которые выполняют контроллеры, те же, что и у контроллеров, выполненных на дискретных элементах. Поэтому все, что написано в предыдущих частях статьи, относится и к ИБП на микросхемах. Отличие состоит лишь в том, какие применены схемные решения в связи со спецификой производства микросхем.

Для примера рассмотрим три варианта таких ИБП. Первый — с микросхемой STK73410II. Эта микросхема представляет собой устройство управления с силовым ключом в одном корпусе. Левый по схеме транзистор — устройство сравнения, выдающее напряжение ошибки на следующий транзистор, который шунтирует переход база-эмиттер ключевого транзистора. В зависимости от величины ошибки средний по схеме транзистор получает начальное смещение и момент ограничения импульса напряжения на базе ключа меняется. То есть, все происходит так же, как и в ИБП телевизора Sanyo, рассмотренном раньше. Но так как микросхема проектируется для применения в различных устройствах, в нее заложены дополнительные возможности: возможность ручной регулировки

выходного напряжения путем подключения между выводом 4 и минусом питания резистора, возможность подключения дополнительных цепей защиты к выводу 3 (в данном ИБП этот вывод используется для выключения и включения блока — при подаче большого открывающего смещения на средний транзистор он полностью открывается и замыкает переход база-эмиттер ключа, срывая генерацию, такой режим возможен при наличии в телевизоре дополнительного дежурного блока питания).

Следующий вариант ИБП собран на микросхеме MA2830. Микросхема содержит силовой ключ и устройство управления, а также цепь защиты от короткого замыкания в нагрузке.

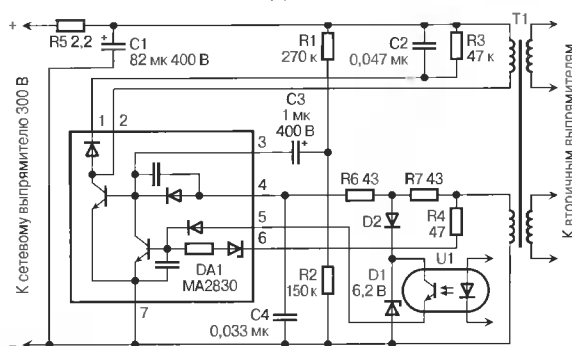


Рис. 11

Здесь немного по-другому выполнена цепь запуска — делитель R1R2 подключен между плюсом источника питания и минусом. В момент включения телевизора конденсатор C3 начинает заряжаться, создавая на базе ключа положительное напряжение на время, необходимое для надежного запуска автогенератора. Если в течение этого времени автогенератор не запустится, процесс заряда конденсатора закончится. Повторный запуск можно будет произвести только сняв питание 300 В, то есть выключив и снова включив телевизор.

Цепь обратной связи подключена к базе ключа через ограничительные резисторы R6 и R7. Одновременно обмотка обратной связи используется как источник импульсов для устройства управления и защиты. Спротивление фототранзистора оптопары зависит от напряжения на выходах вторичных выпрямителей (на схеме не показано, так как об этом было рассказано в предыдущих статьях). При уменьшении или увеличении выходного напряжения сопротивление фототранзистора уве-

личивается (уменьшается) и положительный импульс напряжения с обмотки обратной связи через диод D2, фототранзистор поступает на вывод 5 микросхемы и на базу транзистора управления, который открывается позже или раньше, в зависимости от напряжения на выходе. Стабилитрон D1 защитный, при очень большой амплитуде напряжения обратной связи защищает оптопару. Стабилитрон, установленный в микросхеме между выводом 6 и базой управляющего транзистора, также защищает ключевой транзистор при большой амплитуде напряжения обратной связи. В нормальном режиме стабилитрон закрыт, но если амплитуда напряжения превысит порог его пробоя, на базу управляющего транзистора поступит импульс, транзистор полностью откроется и шунтирует переход база-эмиттер ключа, закрыв его. В результате возможен срыв генерации. Такое возможно при возникновении режима короткого замыкания в обмотках трансформатора или во вторичных выпрямителях.

Рассмотрим еще одно оригинальное схемное решение импульсного БП на основе ИМС контроллера STR50115B.

Особенностью преобразователя является работа ИМС одновременно в качестве ШИМ-контроллера, включенного в первичные цепи БП, и стабилизатора вторичного напряжения питания выходного каскада строчной развертки ТВ.

В связи с этим гальваническая развязка между питающей сетью и цепями строчной развертки отсутствует. Питание остальных узлов ТВ осуществляется обычным способом — путем выпрямления напряжения +14 В с отдельной обмотки 3-4 импульсного трансформатора преобразователя и получения из него необходимого набора стабилизированных напряжений. Наличие контроллера встроенных в ИМС узлов, осуществляющих дополнительную линейную стабилизацию выходного напряжения, а также наличие вывода микросхемы, подключенного к базе встроенного силового транзистора, позволяет использовать данную ИМС в качестве обычного линейного стабилизатора, а в данном конкретном включении позволяет блоку питания сохранять работоспособность в диапазоне напряжений питающей сети от 110 до 240 В без каких-либо цепей переключения.

ИБП работает следующим образом. В первый после включения момент одновременно с зарядом конденсатора сетевого фильтра импульс тока проходит по цепи: обмотка 1-2 трансформатора T602, незаряженный конденсатор C609, открывающийся благодаря начальному смещению через резистор R602 транзистор VT1 ИМС, предохранитель F601 и незаряженный конденсатор C615. Цепь положительной обратной связи, образованная обмоткой 7-5 трансформатора T602 и элемента-

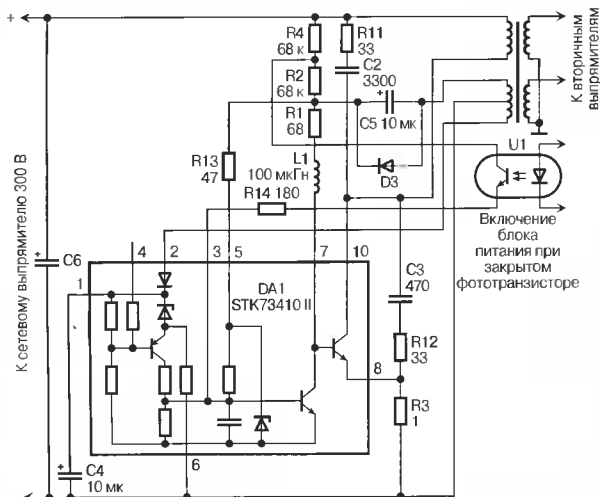


Рис. 10

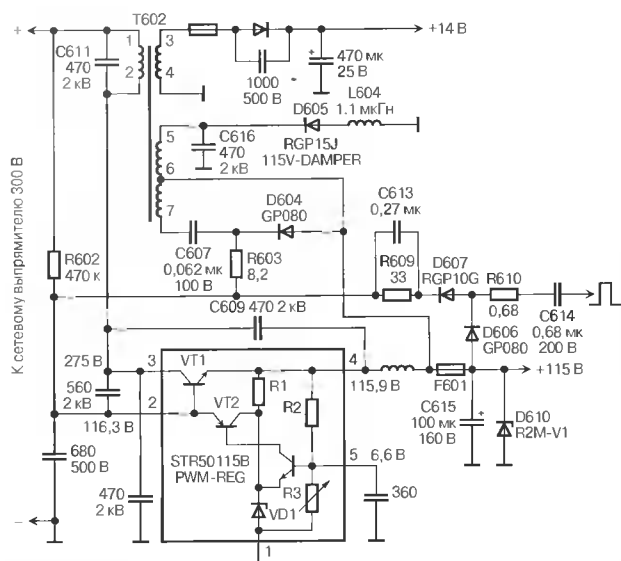


Рис. 12

ми D605, L604, C607, R603, ускоряет процесс перехода транзистора VT1 в состояние насыщения. При этом конденсатор C607 заряжается плюсом к выводу 7 T602, минусом к точке соединения R603 и D604. Благодаря соответствующей полярности включения диода D604 конденсатор C607 быстро разряжается через обмотку 6-7 трансформатора T602. При изменении полярности напряжения на обмотках T602 (аналогично предыдущим ИБП) транзистор VT1 переходит в режим отсечки. При этом конденсатор C607 перезаряжается.

Элементы R1 и VD1 представляют собой внутренний источник опорного напряжения. На транзисторе VT3 и резисторах R2, R3 реализована цепь сравнения и усилитель ошибки.

Транзистор VT3 является управляющим и вместе с VT2 представляют собой составной транзистор. Работа этого узла аналогична цепи управления обычного линейного стабилизатора напряжения. Однако в данном случае VT1 работает в ключевом режиме, и изменение тока через переход коллектор-эмиттер транзистора VT2 при отклонении выходного напряжения

Напряжение на конденсаторе C607, складываясь с напряжением, возникающим на обмотке 7-5, определяет соотношение длительностей нахождения VT1 во включенном и выключенном состояниях, т.е. обеспечивает режим ШИМ-управления.

Такое построение преобразователя позволяет ему устойчиво работать в широком диапазоне входных напряжений. Этой же цели, а также дополнительной стабилизации выходного напряжения преобразователя служит узел управления силовым транзистором VT1 на элементах VT2, VT3, R1—R3, VD1, встроенный в ИМС.

+115 В вызывает изменение рабочей точки VT1, т.е. дополнительную ШИМ-модуляцию.

Внешнее управление (синхронизация и ШИМ-управление) контроллером осуществляется положительными импульсами, сформированными элементами C614, R610, D607, D606, R609, C613 из импульсов обратного хода, поступающих со строчной развертки.

Стабилитрон D610 выполняет функцию защиты цепи нагрузки от перенапряжений. Элементы C609, C611, C616, D605, L604 дополнительно выполняют функции демпфирующих цепей. Вывод 5 ИМС является управляющим и позволяет организовать как регулирование (подстройку) выходного напряжения преобразователя, так и режим дистанционного включения БП.

При ремонте телевизоров, в которых применяется подобный преобразователь, надо соблюдать максимальную осторожность, так как общий провод телевизора гальванически соединен с сетью и при неосторожном обращении можно получить удар электрическим током. Также нельзя подключать антенный фидер непосредственно к телевизору, экран фидера может оказаться заземленным. Что получится в результате — попробуйте представить сами.

Окончание следует

Владимир Носов,  
nsvi@hotmail.ru

фирменные магазины

# Микроника

радиодетали и инструменты

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ  
ИНСТРУМЕНТ  
КНИГИ ПО ЭЛЕКТРОНИКЕ

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

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

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

оптовая торговля электронными компонентами

электронные компоненты

С.-Петербург: (812) 449-4000  
Москва: (095) 748-5001

# Импульсный преобразователь «Taschibra»

В данной статье речь пойдет об импульсном преобразователе «Taschibra», предназначенном для питания низковольтных (12 В) офисных осветительных приборов, и о его нетрадиционном использовании.

Данный преобразователь (рис. 1) выпускается нескольких видов, отличающихся друг от друга выходной мощностью. Принцип работы у всех них одинаков, поэтому для примера будет рассмотрен самый мощный преобразователь на 150 Вт.

Принципиальная схема преобразователя приведена на рис. 2, точные данные трансформаторов — в табл. 1. В справочной литературе не удалось найти характеристик транзисторов VT1, VT2 и диода VD5, судя по всему — динистора. Преобразователь построен по схеме полумостового автогенератора. Резистор R1 используется в качестве предохранителя. Выпрямленное сетевое напряжение (диоды VD1—VD4) через резистор R2, конденсатор C1 и динистор VD5 кратковременно подается на затвор транзистора VT2 и открывает его. Поскольку конденсаторы C2, C3 соединены последовательно, то в точке соединения их с обмоткой I трансформатора T2 будет примерно половина напряжения питания. В момент открывания

транзистора VT2 сопротивление перехода сток-исток будет мало, следовательно, конденсатор C3 начнет разряжаться, а C2 заряжаться через обмотку I T2 и обмотку II T1. Протекающий через обмотку II ток будет наводить в обмотке I напряжение, которое закрывает транзистор VT1 и открывает транзистор VT2. Спустя некоторое время полярность напряжения на обмотках T1 изменится на противоположную, теперь конденсатор C2 будет разряжаться, а C3 заряжаться. Закроется VT2 и откроется VT1, затем узел вернется в первоначальное состояние, и начнется следующий цикл. Наводимое во вторичной обмотке T2 напряжение подается в нагрузку.

мотка составлена из двух полуобмоток для обеспечения двуполярного напряжения на выходе устройства. Каждый диод моста VD7—VD10 шунтирован помехоподавляющими конденсаторами, далее стоит П-образный фильтр питания. В первом плече используются не пленочные конденсаторы C13, C14, поскольку они лучше подавляют высокочастотную составляющую. После дросселя L2 стоят оксидные конденсаторы большой емкости C15, C16, кстати сказать, увеличивать их емкость сверх указанной нецелесообразно, поскольку преобразование производится на высокой частоте. Для лучшей фильтрации важнее увеличить емкости конденсаторов C4, C13 и C14.

Преобразователь следует поместить в металлический кожух, выполненный из магнитного материала и имеющий вентиляционные отверстия (подобный кожух можно изготовить из жести от консервных банок — жесть хорошо гнется и паяется). В качестве теплоотвода для транзисторов VT1, VT2 и диодов VD7—VD10 можно использовать

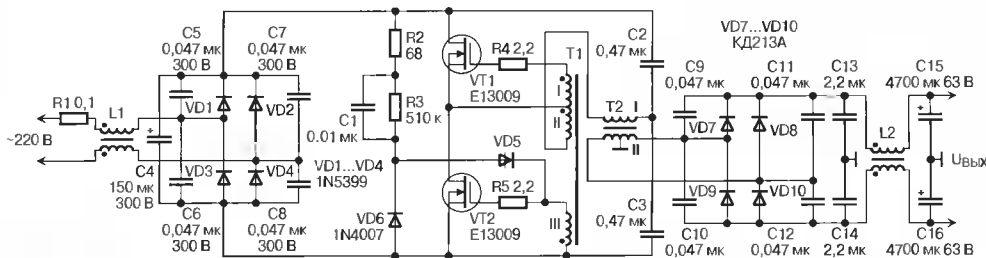


Рис. 3

После запуска преобразователя конденсатор C1 заряжается и на дальнейшую работу не влияет. Диод VD6 необходим для разрядки C1 при снятии напряжения питания и подготовки его к следующему запуску.

Для использования преобразователя в других целях потребуются его некоторая доработка. На рис. 3 приведена схема блока питания усилителя мощности звуковой частоты.

Прежде всего, добавлен высокочастотный фильтр (двухобмоточный дроссель L1), поскольку работающий преобразователь создает очень сильные помехи по сети питания 220 В. В качестве L1 использовался дроссель от полупроводникового телевизора, устанавливаемый в блоках питания (его марка роли не играет). Диоды VD1—VD4 были шунтированы конденсаторами для уменьшения помех во время перехода сетевого напряжения через нуль. Был также добавлен фильтрующий конденсатор C4. Емкость этого конденсатора выбирается в зависимости от мощности используемого преобразователя. Примерно ее можно рассчитать исходя из соотношения 1 мкФ на 1 Вт мощности преобразователя, например, для преобразователя мощностью 90 Вт необходима емкость 100 мкФ (округляется в большую сторону). Вторичная об-

фрагмент радиатора от старого усилителя мощности (1/3 радиатора от усилителя «ОРБИТА-50У» при максимальной нагрузке в течении часа нагрелась до температуры 58 °С) или какой-либо другой радиоаппаратуры. Элементы следует крепить к теплоотводу через слюдяные прокладки с использованием теплопроводящей пасты.

Подобный блок питания использовался для двухканального усилителя мощности на базе TDA7294. При 44-х витках обмотки II трансформатора T2 (отвод от середины) напряжение на усилителе составило 33,7 В в каждом плече при отсутствии звукового сигнала и 30,9 В при максимальной выходной мощности обоих каналов. Напряжения пульсации при максимальной нагрузке не превысило 0,5 В (амплитудное значение измерялось при помощи осциллографа).

Следующим вариантом использования преобразователя может быть изготовление малогабаритного зарядного устройства, его принципиальная схема приведена на рис. 4.

Для регулировки тока зарядки в преобразователе введен регулятор мощности, отсекающий часть полуволны синусоиды напряжения питания. Принцип работы этого регулятора подробно описан во второй части статьи [1]. Следует обратить внимание на то, что в блоке высокочастотного преобразователя от-



Рис. 1

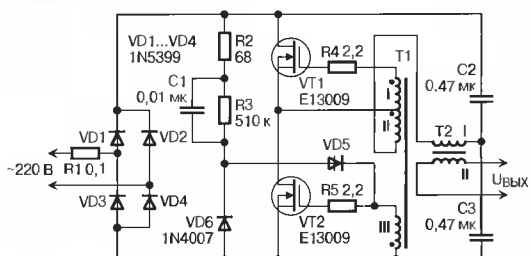


Рис. 2

Таблица 1

Трансформатор	Обмотка	Число витков	Диаметр провода, мм
T1	I	4	0,3
	II	1	0,3
	III	4	0,3
T2	I	97—99	0,45...0,5
	II	10	0,5 (6 проводов)

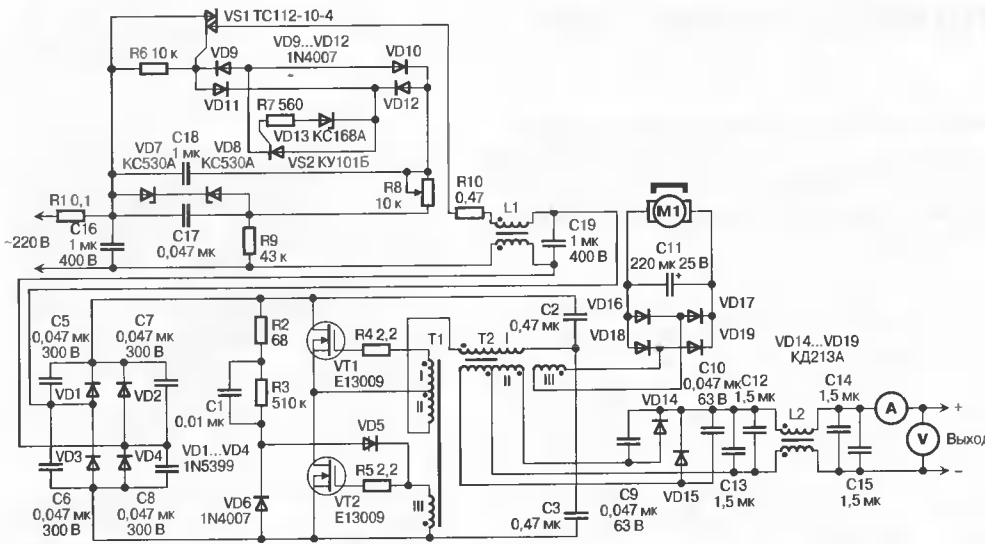


Рис. 4

сутствует сглаживающий конденсатор. На устойчивости работы самого преобразователя это никак не сказывается, а зарядка аккумулятора импульсным током (импульсы с частотой 100 Гц) более благоприятна для самого аккумулятора. Дроссель L1 и конденсаторы C16, C19 являются фильтрами, не позволяющими помехам от преобразователя и помехам, возникающим в моменты открывания симистора VS1, проникать в сеть питания 220 В. Поскольку режим работы преобразователя более жесткий, для большей надежности использовалось принудительное охлаждение устройства. Для этого был использован вентилятор с радиатором от компьютера (S-370). Радиатор следует несколько доработать. Сняв вентилятор, в радиаторе сверлят отверстия и нарезают резьбу М3 для крепления транзисторов VT1, VT2 и диодов VD14, VD15, затем сверлят отверстия между ребрами радиатора диаметром 3,3...4 мм. Они необходимы для прохода воздушного потока внутри устройства и охлаждения трансформатора T2. Отверстий должно быть 10...15, большее число отверстий уменьшит теплопроводность радиатора.

Обмотка II трансформатора T2 содержит 28 витков жгута из шести проводов диаметром 0,5...0,6 мм, отвод сделан от середины. Обмотка III содержит 10 витков провода диаметром 0,25...0,3 мм. Обмотки равномерно распределяют по всей длине катушки.

Теперь несколько технологических советов. Импульсный трансформатор преобразователя — неразборный, поэтому для перемотки требуется расколоть ферритовый сердечник. Для этого его раскусывают бокорезами недалеко от середины средней части (рис. 5), на сердечнике есть небольшое углубление, вот по нему нужно и «кусать». После перемотки сердечник необходимо склеить (для этого подойдут «Супермомент» или эпоксидный клей), если будут осколки, то их тоже необходимо уложить на свои места. Конечно, подобный способ несколько уменьшает эффективную магнитную проницаемость, но большой роли это не сыграет и на работе преоб-

Рис. 5

разователя скажется только теоретически. Поскольку изначально трансформатор держится на плате только на своих собственных выводах, следует для жесткости конструкции изготовить ему элементы крепления. Для этого можно воспользоваться гетинаксовыми или текстолитовыми шайбами диаметром 2...3 мм, и к плате, и к трансформатору их можно приклеить тем же клеем. Стальные шайбы не подойдут, поскольку будут находиться в магнитном поле достаточно высокой частоты и, естественно, вихревые токи их будут сильно нагревать. Вторичную обмотку лучше наматывать сложенными вместе несколькими проводами (четное число), а затем, поделив пополам и выяснив какой провод где заканчивается, соединить начало одной полуобмотки с концом другой. Таким образом, можно избежать малейшей неточности в числе витков.

Для намотки дросселя L2 (рис. 3 и 4) можно использовать Ш-образный стальной сердечник сгоревшего сетевого трансформатора от импортной магнитолы. Габаритная мощность трансформатора сравнительно невелика — 4...5 ВА. Если сердечник сварен, то по шву сварки следует сделать надрез ножовкой по металлу. Старые обмотки удаляют и наматывают новые. Для преобразователя на рис. 3 — двумя жгутами по четыре провода диаметром 0,5...0,6 мм, для рис. 4 — двумя жгутами по восемь проводов того же диаметра. Число витков не определялось — намотка производилась до заполнения окон. Дроссель L1 для пре-

образователя по рис. 4 выполнен на таком же сердечнике, для намотки можно использовать провод диаметром 0,6...0,7 мм. На каркасе катушки лучше сделать посередине перегородку и обмотки расположить в получившихся нишах отдельно друг от друга. После сборки дросселей в оправки их можно не вставлять, а по периметру сердечника промазать эпоксидным клеем, еще лучше пропитать клеем весь дроссель. Крепить получившийся дроссель можно хомутиком из жести или попросту приклеить его полоской бинта, пропитанной той же «эпоксидкой».

На трансформаторе T2 начало-конец обмоток никакой роли не играют, а вот для T1 это принципиально, поэтому в случае демонтажа T1 следует точно запомнить расположение проводников. В случае, если на вентилятор подается более 13 В, напряжение можно уменьшить, включив последовательно с двигателем резистор на несколько Ом (лучше подобрать опытным путем в каждом конкретном случае), минимальное значение питающего напряжения должно составлять не менее 8 В.

Михаил Майоров,  
misham69@list.ru

Литература:

1. А. Тишкунов. Автоматы световых эффектов от «А» до «Я». — Схемотехника, 2002, № 3, с. 51—54, № 4, с. 41—45, № 5, с. 50—53, № 6, с. 50—53.

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 журнала «Схемотехника».

# Резонансные преобразователи напряжения

*В статье автор рассказывает о построении импульсных резонансных преобразователей напряжения, использование которых позволяет заметно снизить потери в силовых транзисторах, облегчить их режим и, как следствие, получить максимальную выходную мощность преобразователя.*

Может показаться, что ключевой метод регулирования напряжения, например, на основе широтно-импульсной модуляции (ШИМ), является идеальным в смысле минимума потерь энергии. Это действительно так, если сравнивать широтно-импульсные регуляторы с непрерывными (линейными), где стабилизация осуществляется за счет рассеяния энергии на регулирующем элементе. Реально же потери в ключевых регулирующих элементах пренебрежимо малы лишь на относительно низких частотах переключения, в пределах 5...20 кГц. Разработчики стремятся повысить частоту переключения, поскольку это позволяет уменьшить размеры, массу и стоимость магнитных элементов и конденсаторов фильтров, однако с ростом частоты увеличиваются динамические потери (потери на переключение). Развитие МОП-транзисторов и появление новых моделей ИМС контроллеров позволило несколько отодвинуть эту границу в сторону высоких частот, но не радикально.

Потери на переключение вызваны тем, что переход от включенного состояния транзистора к выключенному и обратно происходит не мгновенно, а в течении определенного, пусть даже и малого, времени. Во время переключения рабочая точка транзистора находится в активной области выходных характеристик (рис. 1). В идеале переключение транзистора следовало бы проводить по траектории 1. Например, для перевода транзистора из выключенного состояния (точка В) во включенное (точка А), следует сначала при нулевом токе уменьшить напряжение сток-исток  $U_{DS}$  транзистора до нуля (точка 0), а затем увеличить ток до установившегося значения. Практически же, если не приняты специальные меры, из-за наличия, например, паразитных емкостей переключение может происходить по траектории 2. При этом на транзисторе выделяется значительная электрическая мощность, преобразующаяся в тепло.

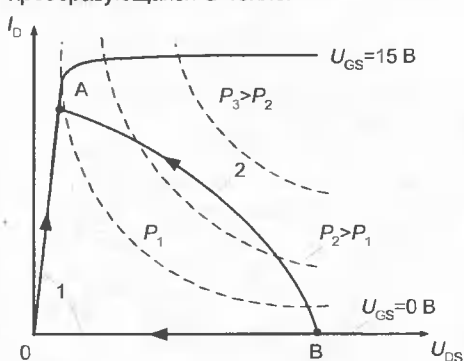


Рис. 1

Таким образом, для уменьшения потерь на переключение следует открывать транзистор, когда напряжение на нем равно нулю, а закрывать при нулевом токе. Эти режимы могут иметь место при резонансных колебаниях в цепях с ключами.

Упрощенная схема резонансного преобразователя, работающего при нулевом токе переключения (так называемый ПНТ-преобразователь), показана на рис. 2. Этот узел является резонансным вариантом прямоходового преобразователя. Здесь простой ключ заменен резонансным ключом, состоящим из компонентов VT1,  $L_R$ ,  $C_R$ . В принципе, в качестве резонансной индуктивности может использоваться индуктивность рассеяния трансформатора.

Пусть первоначально транзистор VT1 закрыт. Выходной ток течет за счет энергии, запасенной в дросселе выходного фильтра L1 через диод VD3. В некоторый момент времени, определяемый узлом управления, ключ VT1 открывается. Колебательный контур, образованный катушкой  $L_R$  и конденсатором  $C_R$ , начинает получать энергию. Заряд конденсатора  $C_R$  и последующий его разряд будут происходить по закону, близкому к синусоидальному, с частотой, равной резонансной частоте контура  $L_R C_R$ . Одновременно ток в катушке  $L_R$  также будет изменяться по синусоидальному закону — вначале увеличиваться, затем уменьшаться. Когда этот ток уменьшится до нуля, нужно закрыть ключ. При этом диод VD1 предотвращает обратный ток через паразитный диод МОП-транзистора, который мог бы быть вызван продолжающимся резонансным процессом.

Когда ток в катушке  $L_R$  становится равным нулю, выходной ток течет через дроссель L1, диод VD2 и конденсатор  $C_R$ , который быстро разряжается. Как только он разряжается до нуля, открывается диод VD3. На этом один резонансный цикл заканчивается, и с открыванием транзистора VT1 начинается следующий цикл. Так как транзистор открывается и закрывается при нулевом токе, потери на переключения будут минимальны. В связи с тем, что переход тока от диода VD2 к диоду VD3 и обратно замедлен присутствием индуктивности  $L_1$  и емкости  $C_R$ , потери энергии будут снижены и в дио-

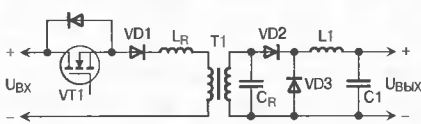


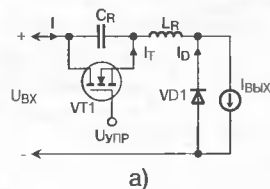
Рис. 2

дах. Уменьшаются также скорости нарастания токов и напряжений, что способствует снижению уровней электромагнитных помех и перегрузки компонентов.

В рассмотренном устройстве переключение силового транзистора происходит при нулевом токе. Существуют также устройства, в которых транзистор переключается при нулевом напряжении (ПНН-преобразователи). Преобразователи первого типа лучше подходят для сетевых источников питания с повышенным питающим напряжением; второго типа — для стабилизаторов постоянного тока с более низким напряжением питания. Схема простейшего ПНН-преобразователя представлена на рис. 3, а. Как видно, это простой однотактный понижающий преобразователь. В конце открытого состояния ключа (МОП-транзистор VT1) конденсатор резонансного контура  $C_R$  разряжен, а ток катушки резонансного контура  $L_R$  равен выходному току (полагаяем выходной ток постоянным). При закрывании ключа открывается диод VD1 и начинается колебательный переходный процесс заряда конденсатора  $C_R$  током катушки  $L_R$ , причем, если пренебречь потерями, то можно считать, что этому процессу отвечает дифференциальное уравнение

$$L_R C_R \frac{d^2 I}{dt^2} + I = 0, \quad (1)$$

решение которого представляет собой синусоиду. Начальная фаза напряжения сток-исток транзистора (оно же — напряжение на конденсаторе) равна нулю (рис. 3, б), а тока в катушке —  $90^\circ$ . По прошествии времени, равного половине периода собственных колебаний резонансного контура  $L_R C_R$ , напряжение на ключе вновь достигает нуля. В этот момент следует подать отпирающий сигнал на затвор транзистора. Таким образом, выключение и включение ключа происходит при нулевом напряжении. Примечательно, что при отпирании ключа последний не сразу перехватывает



а)

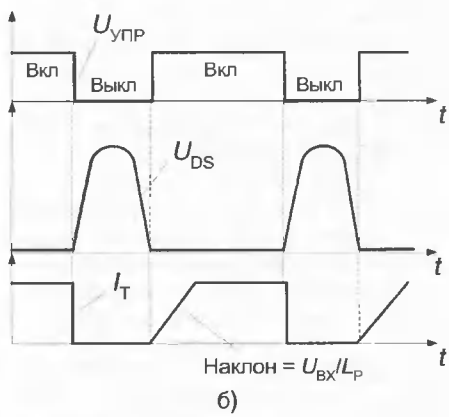


Рис. 3

Схемотехника № 8 август 2003

весь ток у диода. Этот процесс имеет заметную длительность

$$\Delta T = L_R \frac{I_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}$$

что снижает потери в диоде и электромагнитные помехи [1].

Методика переключения при нулевом напряжении применима ко всем основным способам импульсного преобразования электрического тока: к понижающим, повышающим и инвертирующим преобразователям, а также прямоходовым, обратногоходовым, полумостовым и мостовым инверторам.

**Достоинства ПНН:**

- токи не превышают значений соответствующих токов обычного преобразователя;
  - пониженная мощность управления ключом (нет эффекта Миллера).
- Недостатки ПНН:**
- повышенное значение максимального напряжения на закрытом одиночном ключе;
  - частота преобразования обратно пропорциональна току нагрузки.

**Прямоходовый ПНН-преобразователь.** Однотранзисторный прямоходовый преобразователь может быть легко конфигурирован для ПНН-управления добавлением резонансного конденсатора параллельно ключу (рис. 4, а). Так же, как и в предыдущем устройстве, напряжение на ключевом транзисторе увеличено из-за резонансных процессов. Трансформатор может быть изготовлен так, чтобы индуктивность намагничивания первичной обмотки равнялась необходимой резонансной индуктивности. Графики изменений напряжений и токов во времени представлены на рис. 4, б.

**ПНН-конфигурация с фиксацией напряжения.** Переключение при нулевом напряжении может быть распрост-

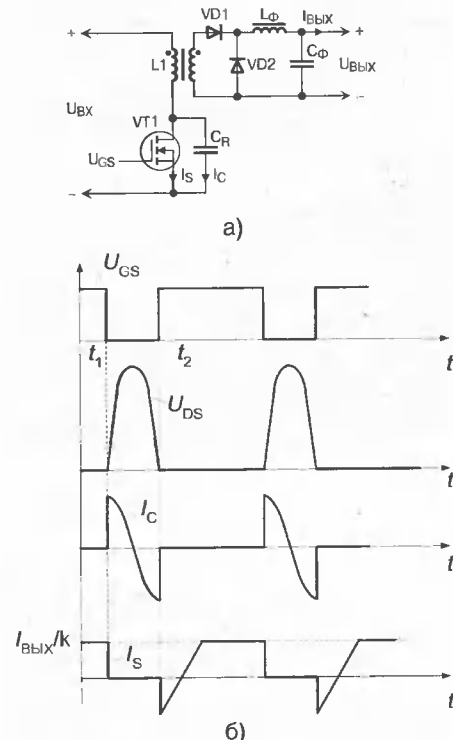


Рис. 4

ранено на преобразователи более высокой мощности с полумостовой и мостовой конфигурацией силовой части. Работа этих преобразователей на интервалах передачи энергии (ключи замкнуты) подобна работе однотранзисторных ПНН-устройств. Но на резонансных интервалах имеются отличия. В то время как для однотранзисторных устройств ( $t_1 < t < t_2$ , рис. 4, б) характерно высокое значение напряжения на закрытом ключе, в мостовых это напряжение фиксируется на уровне входного, тем самым достигается ограничение выброса напряжения сток-исток силовых транзисторов. Это обстоятельство сокращает резонансный интервал по сравнению с однотактным преобразователем, так как противофазный ключ должен быть открыт намного раньше окончания полупериода резонансного колебания.

**ПНН-полумост.** Схема полумостового резонансного ПНН-преобразователя представлена на рис. 5, а. Резонансные процессы здесь обеспечивают катушка  $L_R$  и конденсаторы емкостью  $C_{R/2}$ , включенные параллельно ключевым транзисторам. Рассмотрим электромагнитные процессы в этом устройстве.

Анализ начинается с момента  $t_0$ , когда закрывается транзистор  $VT_A$ . Транзистор  $VT_B$  пока также закрыт. В последовательном резонансном контуре возбуждаются колебания, описываемые уравнением (1). Верхний конденсатор  $C_{R/2}$  заряжается, а нижний — разряжается. Когда напряжение сток-исток транзистора  $VT_A$  достигнет величины  $U_{ВХ}$  ( $t = t_2$ ), откроется диод  $VD_B$  и резонансный процесс закончится (рис. 5, б). Напряжение  $U_{DS A}$  будет зафиксировано на уровне  $U_{ВХ}$ , а  $U_{DS B}$  станет равным нулю. Если на интервале  $t_2 < t < t_3$  транзистор  $VT_B$  не откроется, то энергия, запасенная в катушке  $L_R$ , за счет которой диод  $VD_B$  поддерживается в открытом состоянии, будет исчерпана и резонансный процесс возобновится. При этом напряжение  $U_{DS B}$  будет увеличиваться и открытие транзистора  $VT_B$  произойдет при ненулевом напряжении сток-исток.

Таким образом, включение очередного транзистора должно происходить на интервале  $t_2 < t < t_3$ . Следствия этого обстоятельства печальны. Во-первых, диапазон стабилизации по входному напряжению довольно узок, а во-вторых, допустимые изменения тока в первичной обмотке трансформатора (а, стало быть, и выходного тока преобразователя) также невелики. Это ограничивает применение мостовых резонансных инверторов с фиксацией напряжения на закрытом ключе в импульсных источниках постоянного тока.

**ПНН-мост.** При синхронном управлении парами транзисторов  $VT_A, VT_D$  и  $VT_B, VT_C$  (рис. 6) электромагнитные процессы в мостовом резонансном преобразователе аналогичны процессам в полумостовом, за тем исключением, что к первичной обмотке трансформатора при открытых ключах прикладывается вдвое большее напряжение. В то же время мостовой вариант предоставля-

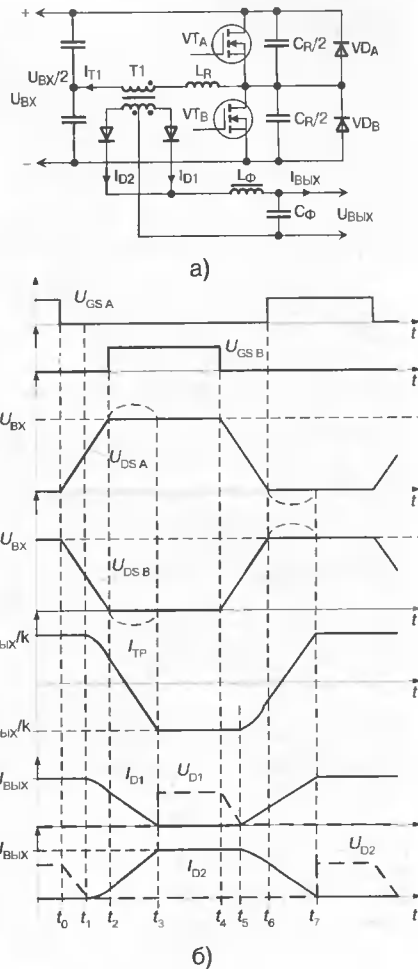


Рис. 5

ет большие возможности для регулирования выходного напряжения, так как допускает независимое управление четырьмя ключами.

Примечательно, что в мостовом резонансном инверторе, как впрочем и других резонансных устройствах, в качестве резонансных могут использоваться паразитные элементы. Так, вместо резонансных конденсаторов — выходные емкости ключевых транзисторов, составляющие порядка 1000 пФ, вместо обратных диодов — паразитный диод подложки МОП-транзистора, вместо специальной катушки — индуктивность рассеяния трансформатора.

**ИМС контроллеров для резонансных преобразователей.** Хотя известно более 40 способов резонансного регулирования, наиболее широко используются квазирезонансные режимы с переменной частотой и постоянным временем включенного состояния ключа (для ПНТ), а также квазирезонансные режимы с переменной частотой и постоянным временем выключенного состояния ключа (для ПНН).

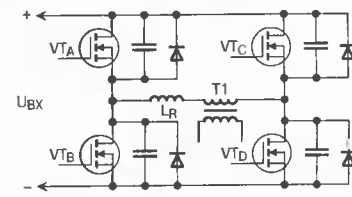


Рис. 6

В резонансных преобразователях обоих типов используются аналогичные контуры регулирования. При этом генератор с управляемой частотой подает запускающие импульсы на одновибратор, управляющий ключом, с частотой, определяемой выходным сигналом усилителя ошибки. Ширина импульса на выходе одновибратора может быть либо фиксированной, либо зависящей от постоянной времени резонансного контура и (или) транзистор может включаться при достижении током или напряжением нулевого значения.

Характерным представителем множества резонансных контроллеров является семейство ИМС фирмы Unitrode (ныне подразделение Texas Instruments) UCx861—UCx868. Отличительные черты этих контроллеров указаны в табл. 1.

Блок-схема семейства UCx86x представлена на рис. 7. Контроллер включает усилитель ошибки, необходимая передаточная функция которого формируется внешними цепями обратной связи. Выходной сигнал усилителя поступает на вход генератора, управляемого напряжением (ГУН), который играет роль частотного модулятора. Максимальная и минимальная частоты этого генератора ограничены. Запускаемый ГУНом одновибратор генерирует импульсы запрограммированной максимальной длительности, которая может регулироваться нулевым компаратором КН. Эта цепь упрощает получение «истинного» нулевого значения напряжения или тока для повышения точности установления необходимого момента коммутации ключа при изменении входного напряжения, нагрузки и температуры, а также позволяет приспособиться к начальному разбросу параметров резонансных элементов.

Все микросхемы семейства допускают работу с частотой от 10 кГц до 1 МГц. Выходной ток драйверов в импульсе может достигать 1 А.

Схема прямоходового резонансного ПНН-преобразователя с контроллером UCx864 приведена на рис. 8. Силовой МОП-транзистор открывается, когда на

пряжение на его стоке снижается до 10 В. Такой узел предназначен для преобразования сравнительно низких напряжений.

На рис. 9 представлена схема полумостового резонансного ПНТ-преобразователя с контроллером типа UCx865. Сигнал снижения тока до нуля формируется с помощью трансформатора тока. Резонансный конденсатор включен параллельно первичной обмотке силового трансформатора. Последовательно с МОП транзисторами включены отсекающие диоды. Микросхема предназначена, в основном, для построения сетевых источников питания.

Еще одно семейство той же фирмы — UCx875/6/7/8 — предназначено для управления мощным мостовым каскадом путем сдвига по фазе момента переключения одной половины моста относительно другой, т. е. по существу путем широтно-импульсной модуляции. ИМС содержат блоки управляемых временных задержек. Эти задержки резервируют время для работы в резонансном режиме и управляются независимо для каждой пары ключей (А-В, С-Д, см. рис. 6). Генератор тактовых сигналов способен работать с частотой до 2 МГц. Выходные драйверы допускают импульсный ток до 3 А. Детально работа этих контроллеров рассмотрена в [2].

В заключение приведем характеристики резонансных преобразователей в сравнении с обычными импульсными преобразователями на ту же мощ-

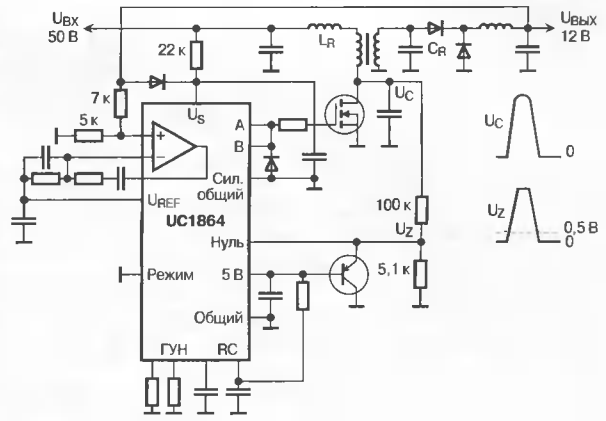


Рис. 8

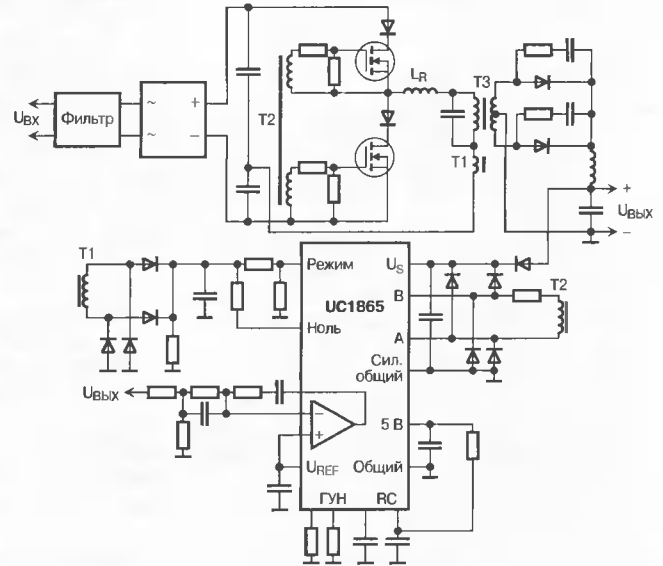


Рис. 9

его канал при открывании в режиме ПНН;

- уменьшенные примерно в пять раз электромагнитные помехи;
  - более низкие требования к элементам, особенно в отношении максимально-допустимых скоростей нарастания напряжений и токов;
  - для организации резонансных процессов переключения могут использоваться паразитные емкости и индуктивности.
- Недостатки:
- более сложная схема силовой части;
  - узкий диапазон регулирования;
  - в общем случае переменная частота переключения;
  - более сложные электромагнитные процессы, затрудняющие применение резонансных преобразователей широким кругом разработчиков;
  - могут потребоваться более сложные цепи управления.

Георгий Воллович,  
g\_volovich@mail.ru

Таблица 1

Модель	UCx861	UCx862	UCx863	UCx864	UCx865	UCx866	UCx867	UCx868
Схема	Мост, полумост	Одно-тактная	Мост, полумост	Одно-тактная	Мост, полумост	Одно-тактная	Мост, полумост	Одно-тактная
Коммутация	ПНН	ПНН	ПНН	ПНН	ПНТ	ПНТ	ПНТ	ПНТ
Пороги БЧУН	16,5/ 10,5	16,5/ 10,5	8/7	8/7	16,5/ 10,5	16,5/ 10,5	8/7	8/7

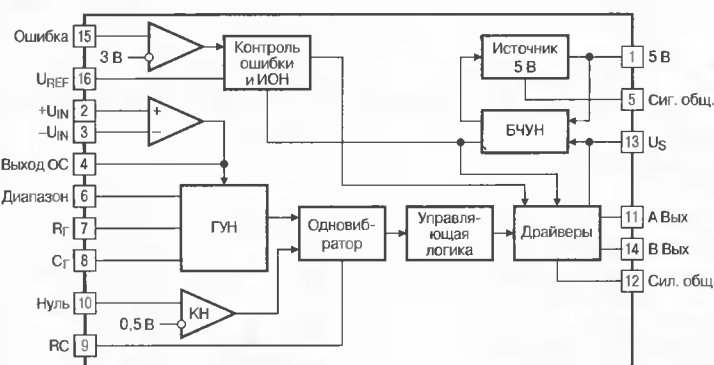


Рис. 7

ность, работающими с той же частотой переключения.

Преимущества:

- значительно меньшие потери на переключение, в частности, потери, связанные с разрядом выходной емкости транзистора на

Литература:

1. W. Andreycaк. Zero Voltage Switching Resonant Power Conversion// Application Note U-138. — Unitrode Corp. April 1999.
2. W. Andreycaк. Phase Shifted, Zero Voltage Transition Design Considerations and the UC3875 PWM Controller// Application Note U-136A. — Unitrode Corp. April 2000.

Схемотехника № 8 август 2003

# Проектирование электронных балластов для люминесцентных ламп

*Разработка высокочастотных электронных балластов для различных люминесцентных ламп является сложной инженерной задачей со многими неизвестными. Это, как правило, многоступенчатый процесс, требующим немалых затрат времени. Для упрощения процедуры создания электронных балластов и сокращения времени разработки компания International Rectifier [1] разработала программу автоматизированного проектирования, получившую название Ballast Design. В настоящее время разработана третья версия программного обеспечения, она бесплатно доступна по адресу: <http://www.irf.com/product-info/lighting/bda.zip> (8,3 Мб). В данной статье автор рассказывает о работе с этой программой.*

**В**allast Design является удобным и гибким средством проектирования высокочастотных электронных балластов для люминесцентных ламп. Она позволяет резко сократить время проектирования, делая наглядными все пять этапов этого процесса, и получить в результате полный комплект технической документации для производства балластов.

Ballast Design автоматизирует процесс проектирования электронных балластов на базе новейших 600-вольтовых контроллеров электронных балластов IR2167, IR2166, IR2159, IR2157, IR2156, обладающих высокой степенью интеграции функций управления режимами работы и защиты. Третья версия САПР поддерживает проектирование диммеров (балластов, позволяющих регулировать яркость ламп), балластов с постоянной мощностью на лампе, балластов линейных и компактных люминесцентных ламп как для вариантов одиночной лампы, так и для параллельного и последовательно-соединения ламп. Новая программа освобождает инженера от рутинной работы по выбору элементов и длительному трудоемкому расчету балласта и точных изделий, упрощая процесс проектирования, дает возможность восполнить недостаток опыта разработчика при освоении техники проектирования высокочастотных электронных балластов с применением новейших микросхем.

Спецификации на лампы требуют реализовывать различные напряжения и частоты для режимов подогрева, поджига и запуска для обеспечения максимального срока службы лампы, качества освещения и КПД, что делает каждый балласт отличным от предыдущего. Новый САПР поддерживает 39 типов ламп и семь конфигураций балласта и, кроме того, дает возможность дополнять библиотеку новыми типами ламп. Пользователю доступен выбор из более чем 20-ти параметров, включая частоту, напряжение, ток и параметры компонентов. Новый софт включает также калькулятор параметров дросселей, применяемых в балластах. Конструкторы могут выбрать для проектирования интегральные контроллеры IR2167, IR2166, IR2159, IR2157,

IR2156 или ввести свой собственный контроллер (драйвер).

Возможны две процедуры проектирования — стандартная и расширенная.

При использовании расширенной процедуры в отличие от стандартной разработчику предоставляются дополнительные возможности по проектированию, позволяющие влиять на положение рабочих точек. Это позволяет проектировать электронный балласт под реальные (требуемые) характеристики лампы.

Для работы программы необходимо установить в региональных установках Windows98 (мой компьютер — панель управления — язык и стандарты — числа) точку в качестве десятичного разделителя чисел. При использовании в качестве десятичного разделителя запятой, как по умолчанию устанавливается в локализованной версии Windows98, программа выдаст сообщение об ошибке и закроется.


После запуска программы на экране возникает изображение стандартной рабочей панели (рис. 1).

Стандартная процедура проектирования состоит из пяти последовательных шагов:

- выбор схемы питания и напряжения и использования активного корректора мощности;
- выбор типа лампы;
- выбор микросхемы;
- выбор числа, соединения и питания ламп;
- проектирование балласта, синтез принципиальной схемы, расчет элементов.



Рис. 1

**Первый шаг.** Нажав на клавишу  (Line input), переходим в окно Select Line Input (рис. 2).

Перетягивая ползунок, находящийся в нижней части этого окна, получаем доступ к четырем группам:

- **Active PFC Power Factor Correction** (с активным корректором мощности):
  - 80 to 140V AC / 300V DC;
  - 80 to 140V AC / 400V DC;
  - 90 to 265V AC / 400V DC;
  - 185 to 265V AC / 400V DC,
 что означает переменное напряжение сети/постоянное на выходе корректора:
- **Full Bridge Rectifier** (мостовая схема выпрямления переменного напряжения сети без активного корректора мощности) — 185 to 265V AC;
- **Voltage Doubler** (по схеме удвоителя напряжения) — 80 to 140V AC;

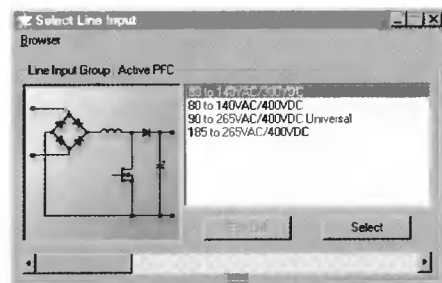


Рис. 2

- **User Designs** (параметры определяет пользователь).

Выбрав в группе **Active PFC** одну из предложенных позиций, а на третьем шаге — одну из микросхем IR2159, IR2157, IR2156, на пятом шаге синтезируем схему балласта с использованием в качестве контроллера PFC микросхемы L6561. При выборе IR2167 или IR2166 будет использован контроллер PFC, находящийся в самой микросхеме.

Несколько слов о том, зачем нужен активный корректор мощности PFC и почему разработчики уделяют ему столько внимания.

Как оказывается, импульсные источники электропитания, в том числе и электронные балласты — не слишком удачная нагрузка для питающей сети из-за импульсного отбора энергии. Коэффициент мощности таких устройств составляет 0,5...0,7. Недавно принятый международный стандарт МЭК IEC 1000-3-2 ставит производителей электронной техники, питаемой от сети переменного тока, в

очень жесткие условия. Согласно этому стандарту коэффициент мощности работающей аппаратуры должен быть близок к единице. Невыполнение требований стандарта влечет за собой не только отсутствие конкурентоспособности изделия, но, в ряде случаев, и невозможность вообще продавать свою продукцию на мировом рынке. Действующие отечественные стандарты пока относятся к качеству потребляемой энергии значительно более лояльно.

Применение активного корректора коэффициента мощности решает проблемы совместимости с питающей сетью. Он делает форму потребляемого тока близкой к той, которая наблюдается при использовании активной нагрузки (лампочка накаливания, утюга, нагревателя) — синусоидальной.

Корректор выголяют по схеме повышающего стабилизированного преобразователя напряжения. При питании от сети 220 В это напряжение составляет 400 В. Корректор мощности включают между диодным мостом и конденсатором сглаживающего фильтра.

Вторым положительным свойством применения корректора в электронных балластах является высокая стабильность освещенности при изменении напряжения питающей сети за счет стабилизации напряжения в промежуточной цепи постоянного тока. Напряжение питания инвертора стабилизируется на указанном уровне, что обеспечивает высокую стабильность выходных параметров при колебаниях сетевого напряжения.

### Второй шаг. Нажимаем кнопку

(Lamp), появляется окно Select Lamp (выбор лампы) (рис. 3).

Перетягиваем ползунок, находящийся в нижней части этого окна, в результате становятся доступны восемь групп ламп:

- компактные люминесцентные лампы TC-EL, TC-DEL, TC-T, Spiral, PL-L;
- линейные люминесцентные лампы:
  - T5 — 16 мм;
  - T8 — 26 мм;
  - T12 — 38 мм;
- User Lamp (параметры определяет и задает пользователь).

Программа предусматривает возможность расширения перечня и внесения в него информации о дополнительной группе ламп по выбору разработчика. Для этого необходимо перейти на конец перечня в левой части панели — User Lamp и активировать клавишу Edit List. После

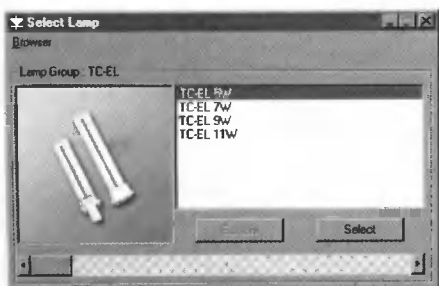


Рис. 3

Таблица 1

IR Ballast Design	Osram	GE Lighting	Philips Lighting
<b>Компактные люминесцентные лампы</b>			
TC-EL	DULUX <sup>®</sup> S/E	Biax S/E	PL-S
TC-DEL	DULUX <sup>®</sup> D/E	Biax D/E	PL-C
TC-T	DULUX <sup>®</sup> T/EDULUX <sup>®</sup> T/E IN	Biax T/E	PL-T
Spiral	—	—	—
PL-L	DULUX <sup>®</sup> LDULUX <sup>®</sup> L SP	Biax L	PL-L
<b>Линейные люминесцентные лампы</b>			
T5 — 16 мм; T8 — 26 мм; T12 — 38 мм	LUMILUX <sup>®</sup> PLUS ECO	Polylux XL <sup>™</sup> Polylux XLR <sup>™</sup>	TLD Super 80New Generation
	LUMILUX <sup>®</sup> DE LUXE	Polylux De Luxe	TLD /90 de Luxe
	LUMILUX <sup>®</sup>	Polylux	TLD Super 80

Таблица 2

Люминесцентная лампа OSRAM, Ватт /... тип	Диаметр, мм	Номинальный ток лампы, А	Напряжение на лампе зажигания, В (±10%)	Ток накала МЭК81, мА	Яркость, кд/см <sup>2</sup>	
					LF840, LF830, LF820	LF25
4	16	0,17	29	220	—	0,85
6	16	0,16	42	220	—	0,95
8	16	0,145	56	220	—	0,95
10	16	0,17	64	220	—	0,50
13	26	0,165	95	220	—	0,95
15	26	0,33	55	440	1,0	0,75
16	26	0,20	90	260	0,8	0,60
18	26	0,37	57	550	1,0	0,75
18/...U	26	0,37	60	550	—	—
20	38	0,37	57	550	—	0,55
20/...X	38	0,38	57	—	—	0,40
22 C	29	0,37	62	600	—	0,70
30	26	0,365	96	550	1,2	0,90
32 C	30	0,425	81	675	0,9	0,75
36	26	0,43	103	650	1,2	0,86
36/...U	26	0,43	108	650	—	—
36/...UK	26	0,44	103	650	—	—
36—1	26	0,556	81	730	1,3	—
38	26	0,43	104	650	—	—
40	38	0,43	103	650	—	0,60
40 C	30	0,415	108	630	—	—
40/...SA	38	0,43	103	650	—	0,60
40/...DS <sup>®</sup>	38	0,43	103	650	0,7	0,60
40/...X	38	0,415	103	—	—	0,45
40/...K	38	0,88	52	—	—	—
58	26	0,67	110	1000	1,5	1,11
58/...U	26	0,67	115	1000	—	—
58/...UK	26	0,865	85	1300	—	—
65	38	0,67	110	1000	—	0,80
65/...SA	38	0,67	110	1000	—	0,80
65/...DS <sup>®</sup>	38	0,67	110	1000	0,8	—
65/...X	38	0,67	110	—	—	0,75

Токи накала — это максимальные значения в течение 2 с предварительного нагрева

этого на экране возникнет рабочая панель редактирования перечня ламп.

Каждый из типономиналов ламп специфицирован по следующим параметрам — мощность (Вт), напряжение запуска (В), максимальное напряжение подогрева (В), минимальное напряжение поджига (В), ток подогрева (А) и время подогрева (с).

Соответствие обозначений ламп различных производителей (Osram, GE Lighting, Philips) и обозначений, примененных в Ballast Design, приведены в табл. 1.

Технические характеристики стандартных люминесцентных ламп приведены в табл. 2.

Окончание следует

Юрий Давиденко,  
david@leasat.net

### Литература:

1. <http://www.irf.com>
2. <http://www.irf.com/product-info/lighting/fluorescent.html>
3. <http://www.irf.com/product-info/lighting/tplighting.html>
4. <http://www.irf.com/product-info/lighting/tplighting.html>
5. <http://www.irf.com/forms/elttdk.html>
6. <http://ec.irf.com/v6/en/US/adirect/ir?cmd=eDownloadBallast>
7. <http://www.irf.com/technical-info/documents.htm>

# Усовершенствование зарядного устройства

*Зарядное устройство для аккумуляторной батареи электродрели RTD1808BGS, входящее в ее комплект, выполнено по простейшей схеме и крайне неудобно в эксплуатации. Автор предлагает его модификацию, позволяющую исключить как перезарядку, так и неполную зарядку батареи.*

Электродрель снабжена батареей из 15-ти Ni-Cd аккумуляторов общим напряжением 18 В и емкостью 1,2 А·ч. Схема штатного зарядного устройства (ЗУ) дрели на рис. 1 обведена штриховой линией. Устройство включает трансформатор Т1, диодный мост VD1 и конденсатор С1, размещенные в неразборном сетевом адаптере (указанные на корпусе параметры — 24 В, 400 мА), а также резистор R3, определяющий ток заряда, диод VD2, исключающий разрядку аккумулятора при пропадании напряжения питания, и элементы индикации HL1, HL2, R1, R2, установленные на печатной плате в небольшой коробке. Эта коробка служит также для стыковки кабеля адаптера и контактов аккумуляторной батареи.

Светодиод HL1 зеленого цвета индицирует включение ЗУ в сеть, HL2 (красный) — наличие тока зарядки.

В инструкции по эксплуатации указано, что зарядку следует производить в течение 3...5 часов, причем допускается заряжать только полностью разряженную батарею. Номинальный зарядный ток при напряжении сети 230 В (а именно на него рассчитано ЗУ), составляет около 400 мА и уменьшается по мере зарядки. К сожалению, из-за малого напряжения на резисторе R3 зарядный ток очень сильно зависит от сетевого напряжения. В результате при небольшом уменьшении напряжения сети и сохранении времени возможна сильная недозарядка, а при нередкo встречающемся в загородном доме падении напряжения до 180...190 В зарядка становится невозможной.

Стабилизировать степень зарядки батареи при колебаниях напряжения сети и исключить необходимость контроля за временем позволит небольшая доработка ЗУ, схема которой приведена на рис. 1. Доработка заключается в установке ключа на полевом транзисторе VT1 с р-каналом, управляемого микросхемой DA1.

Работает модифицированное устройство так. При включении в сеть ЗУ с подсоединенной аккумуляторной батареей в начальный момент благодаря конденсатору С2 напряжение на входе 3 DA1 мало, на ее выходе 1 также близко к нулю. Через делитель R7R8 напряжение с выхода штатного ЗУ подается на затвор транзистора VT1 и включает его. Сопротивление транзистора во включенном состоянии весьма мало (менее 0,017 Ом), что при токе 400 мА создает падение напряжения около 7 мВ, которым можно пренебречь. Через аккумулятор течет зарядный ток, светится красный светодиод HL2.

По мере зарядки аккумуляторной батареи напряжение на ней растет. Делитель R4—R6 рассчитан так, что когда оно повысится до 21,2...21,4 В, напряжение на входе 3 DA1 достигнет ее порога переключения (около 10 В), микросхема DA1 [1, 2] изменит свое состояние, транзистор VT1 закроется, зарядка прекратится. Зарядное устройство переходит в режим практически холостого хода, напряжение на делителе R4—R6 скачком возрастает, светодиод HL2 гаснет.

В качестве VT1 можно установить транзистор IRF9540 с другим индексом или без индекса, а также IRF9532, IRF9Z34, 2SJ176, КП784А, КП785А. Микросхему KP1171CP10 можно заменить на другую этой серии, рассчитав соответствующим образом делитель, однако желательно, чтобы ее пороговое напряжение было возможно ближе к напряжению аккумулятора. Этим же условием следует руководствоваться при модификации или изготовлении зарядных устройств для других аккумуляторных батарей.

Ток делителя R4—R6 выбран относительно большим — порядка 10 мА для того, чтобы температурные изменения входного тока микросхемы DA1 меньше влияли на напряжение отключения аккумуляторной батареи. Конденсатор С2,

кроме упоминавшейся роли при включении ЗУ, обеспечивает защиту микросхемы DA1 от возможных импульсных помех.

Все дополнительные элементы дорабатываемого устройства установлены в стыковочной коробке штатного ЗУ и собраны объемным монтажом, транзистор VT1 теплоотвода не требует.

Настройка ЗУ сводится к подборке резистора R4, а при необходимости и R5, R6. Удобно использовать лабораторный источник питания постоянного тока, подключив его выход параллельно делителю R4—R6, а вместо батареи — резистор сопротивлением 56...100 Ом и мощностью 10 Вт. Вместо R6 следует впаять переменный резистор сопротивлением 22 кОм, на выходе лабораторного источника установить напряжение 21,3 В. Плавно увеличивая от нуля сопротивление переменного резистора добиться переключения микросхемы DA1, после чего измерить его сопротивление и впаять постоянный резистор с максимально близким сопротивлением.

При эксплуатации зарядного устройства следует вначале подключить к нему аккумулятор, а лишь после этого включить его в сеть. Следует также иметь в виду, что при отключении ЗУ от сети или при пропадании сетевого напряжения происходит разрядка аккумулятора через встроенный диод транзистора VT1 и делитель R4—R6.

Петр Алешин,  
editor@dian.ru

## Литература

1. Микросхемы для линейных источников питания и их применение — М.: Додэка, 1998.
2. С. Малахов. Индикатор разряда аккумуляторной батареи. — Схемотехника, 2002, № 7, с. 50, 51.

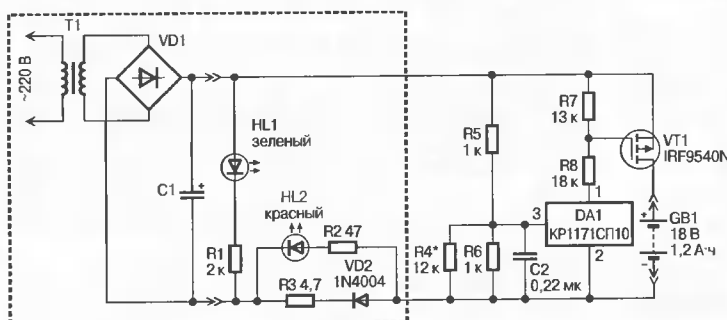


Рис. 1

## Редакция журнала «Схемотехника»

приглашает авторов  
к сотрудничеству

По всем вопросам обращаться:  
e-mail: editor@dian.ru  
тел./факс (095)285-17-75

Требования к оформлению статей  
см. в № 12, 2002, с. 44.

Гонорары выплачиваются  
авторам, проживающим  
на территории СНГ.

# Анализ шумов в устройствах с операционными усилителями

В статье рассказывается, как, используя классическую теорию электрических цепей и простые шумовые модели, вычислить шум в устройствах, содержащих операционный усилитель, проанализированы примеры расчета шумов усилителей с инвертированием и без инвертирования, а также дифференциального усилителя.

Статистическая флуктуация электрического заряда существует во всех проводниках. Электрические заряды в проводнике находятся в состоянии теплового возмущения и термодинамического равновесия с тепловым движением атомов. Проявляется это как феномен самопроизвольных флуктуаций разности потенциалов между концами проводника. Термин «самопроизвольные флуктуации», возможно, теоретически наиболее верный, но обычно не используется, чаще эти флуктуации называют просто шумом. Раньше самопроизвольные флуктуации тока и напряжения в электрических цепях уподобляли броуновскому движению. Было доказано, что электрические шумы — существенная инженерная проблема при проектировании чувствительных усилителей. Предел чувствительности электронного устройства определяется уровнем, при котором отношение сигнал/шум понижается ниже приемлемых пределов.

**Спектральная плотность.** Спектральная плотность шума — напряжение шума или ток, отнесенные к  $\sqrt{\Gamma\text{ц}}$ , т. е. она имеет размерность  $\text{В}/\sqrt{\Gamma\text{ц}}$  или  $\text{А}/\sqrt{\Gamma\text{ц}}$ . Спектральная плотность используется, чтобы определить шумовые параметры источника шума.

**Типы шума.** В электрических цепях, в общем случае, можно выделить пять типов источников шума:

- дробовой шум;
- тепловой шум;
- фликер-шум;
- импульсный шум;
- лавинный шум.

В цепях с операционными усилителями импульсный и лавинный шумы обычно не являются проблемой, они упомянуты здесь только для полноты и не рассматриваются нами при дальнейшем анализе.

**Дробовой шум.** Дробовой шум возникает при прохождении тока, он возникает как результат того, что заряды пересекают потенциальный барьер, подобный р-п переходу. Пересечение потенциального барьера является вполне случайным явлением. Таким образом, мгновенное значение тока  $i$  состоит из большого количества случайных независимых импульсов тока  $i_c$  со средним значением  $i_d$ . Дробовой шум определяется величиной его среднеквадратичного отклонения относительно среднего. Обозначим его как  $\overline{i_{\text{ш}}^2}$ , тогда

$$\overline{i_{\text{ш}}^2} = \overline{(i - i_d)^2} = \int 2qi_d df, \quad (1)$$

где  $q$  — заряд электрона, ( $1,62 \times 10^{-19}$  Кл),  $qi_d$  — плотность мощности тока дробового шума, имеющая размерность  $\text{А}^2/\Gamma\text{ц}$ .

Дробовой шум имеет плоский спектр и однородную плотность мощности, он не зависит от температуры.

**Тепловой шум.** Тепловой шум вызван тепловым возмущением носителей заряда (электронов или дырок) в проводнике. Этот шум присутствует во всех пассивных резистивных элементах. Подобен дробовому, тепловой шум имеет плоский спектр или однородную плотность мощности, но он не зависит от протекающего тока. Тепловой шум в проводнике может быть смоделирован как напряжение или ток. Когда он смоделирован как источник напряжения, то его помещают последовательно с бесшумным резистором. Когда он смоделирован источником тока, то его считают подключенным параллельно с бесшумным резистором. Среднеквадратичное значение источника шумового напряжения или тока рассчитывается следующим образом:

$$\overline{e^2} = \int 4kTRdf \quad \text{или} \quad \overline{i^2} = \int \frac{4kT}{R} df, \quad (2)$$

где  $k$  — константа постоянной Больцмана ( $1,38 \times 10^{-23}$  Дж/К),  $T$  — абсолютная температура по Кельвину (К),  $R$  — сопротивление проводника в омах,  $4kTR$  и  $4kT/R$  — плотность мощности шума напряжения или тока, имеющие размерность  $\text{В}^2/\Gamma\text{ц}$  и  $\text{А}^2/\Gamma\text{ц}$ .

**Фликер-шум.** Фликер-шум называется шумом типа  $1/f$  или  $1/f$ -шумом. Он присутствует во всех активных приборах и имеет различное происхождение. Фликер-шум возникает при протекании постоянного тока, и его среднеквадратичное значение:

$$\overline{e^2} = \int \frac{K_e^2}{f} df \quad \text{или} \quad \overline{i^2} = \int \frac{K_i^2}{f} df, \quad (3)$$

где  $K_e$  и  $K_i$  — соответствующие константы устройства (в вольтах или амперах),  $\frac{K_e^2}{f}$  и  $\frac{K_i^2}{f}$  — плотность мощности шумового напряжения и тока, имеющие размерность  $\text{В}^2/\Gamma\text{ц}$  и  $\text{А}^2/\Gamma\text{ц}$ .

Существенный фликер-шум производят композитные углеродистые резисторы. Фликер-шум часто именуется избыточным шумом, потому что появляется в дополнение к тепловому шуму. Другие типы резисторов в различной степени также производят фликер-шум, причем наименее шумящие — проволочные. Фликер-шум пропорционален постоянному току в устройстве и, если ток сохраняется достаточно низким, будет преобладать тепловой шум.

**Импульсный шум.** Импульсный шум, иногда также называемый шумом «жареной кукурузы», связан с дефектами в полупроводниковых материалах и примесями тяжелых ионов. Импульсный шум, если подать его на динамическую головку, производит звук частотой ниже 100 Гц. Снижение импульсного шума достигается использованием процессов глубокой очистки полупроводниковых материалов.

**Лавинный шум.** Лавинный шум создается, когда р-п переход используется в режиме пробоя. Под влиянием сильного обратного электрического поля в пределах области обеднения перехода электроны приобретают достаточную кинетическую энергию, чтобы при столкновении с атомами кристаллической решетки формировались дополнительные электронно-дырочные пары. Эти столкновения вполне случайны и производят импульсы флуктуационного тока, подобные дробовому шуму, но намного более интенсивные.

**Характеристики помех.** Так как амплитуда шума изменяется беспорядочно во времени, шум может быть определен только функцией плотности вероятности. Тепловой и дробовой шумы имеют Гауссовы функции плотности вероятности. Другие отмеченные формы шума — нет. Если  $\sigma$  — среднеквадратичное отклонение распределения Гаусса, тогда мгновенное значение находится между средним значением амплитуды сигнала  $\pm\sigma$  примерно 68 % времени. Определение  $\sigma^2$  (дисперсия) — квадрат среднеквадратичного отклонения относительно среднего значения. Это означает, что в шумовых сигналах, имеющих распределение Гаусса, среднеквадратичное отклонение относительно среднего значения  $I^2$  или  $e^2$  является дисперсией  $\sigma^2$ , а эффективная величина — среднеквадратичным отклонением  $\sigma$ . Теоретически выбросы шума могут уходить в бесконечность. Однако вероятность быстро уменьшается при увеличении амплитуды. Эффективный предел шумового сигнала —  $\pm 3\sigma$ , так как амплитуда шума находится в этих пределах примерно 99,7 % времени. Рис. 1 показывает, как вероятность амплитуды соотносится с эффективной величиной.

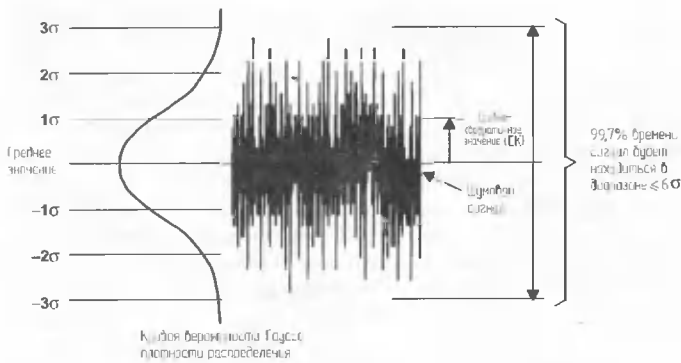


Рис. 1

Так как эффективная величина источника шума равна  $\sigma$ , гарантировано, что уровень шума не выйдет из диапазона  $(-3\sigma \dots +3\sigma)$  в течение 99,7 % всего времени. Таким образом, чтобы найти полный размах шума, надо умножить эффективную величину на 6.

**Суммирование источников шума.** В цепи, содержащей множество источников шума, сигналы шумов должны быть просуммированы должным образом, чтобы получить полный шумовой сигнал. Рассмотрим пример цепи из двух резисторов,  $R1$  и  $R2$ , соединенных последовательно. С каждым резистором (рис. 2) последовательно соединен генератор шума, соответственно  $e_1$  и  $e_2$ :

$$\overline{e_1^2} = \int 4kTR1df \quad \overline{e_2^2} = \int 4kTR2df.$$

Вычислим среднеквадратичное напряжение  $\overline{E_t^2}$  на этих двух резисторах.

Очевидно, что  $E_t(t) = e_1(t) + e_2(t)$  для мгновенных значений. Тогда

$$\overline{E_t(t)^2} = \overline{[e_1(t) + e_2(t)]^2} = \overline{e_1(t)^2} + \overline{e_2(t)^2} + 2\overline{e_1(t)e_2(t)}. \quad (4)$$

Напряжения шума  $e_1(t)$  и  $e_2(t)$  являются результатом шума отдельных резисторов, они независимы, и среднее значение их произведения будет равно нулю:

$$\overline{2e_1(t)e_2(t)} = 0.$$

Это приводит к следующему:

$$\overline{E_t^2} = \overline{e_1^2} + \overline{e_2^2}. \quad (6)$$

Поэтому, пока источники шума являются результатом отдельных и независимых механизмов, что обычно имеет место, среднеквадратичное значение суммарного шума от отдельных источников шума равно среднему от суммы квадратов значений отдельных источников. Таким образом,

в нашем примере  $\overline{E_t^2} = \int 4kT(R1 + R2)df$ , что и следовало ожидать. Этот результат получен при использовании источников шумового напряжения, но он верен и для источников шумового тока.

**Шумовые спектры.** Ток чисто синусоидальной формы имеет мощность, распределенную только на одной частоте. Мощность шума распространена по спектру частот.

Плотность мощности напряжения шума  $\overline{e^2}/Гц$  и плотность мощности шумового тока  $\overline{i^2}/Гц$  часто используются в шумовых расчетах. Чтобы вычислить среднеквадратичное значение, плотность мощности подвергается операции интегрирования по частоте. Это относится как к шуму, который постоянен по частоте, так и шуму, пропорциональному  $1/f$ .

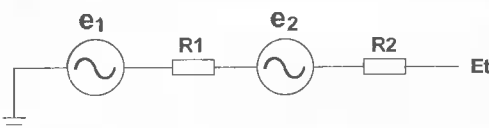


Рис. 2

Шум с равномерным спектром называется белым шумом. График зависимости плотности белого шума от частоты — горизонтальная линия с постоянным значением.

Фликер-шум ( $1/f$ -шум) представлен формулами (3).

Если построить график зависимости величины  $1/f$ -шума от частоты в двойном логарифмическом масштабе, это будет прямая линия с отрицательным наклоном. Если построить график плотности мощности  $U^2/Гц$ , то наклон будет  $-1$ . Если построить график плотности мощности в виде  $U_{СК}/\sqrt{Гц}$  ( $U_{СК}$  — среднеквадратичное значение напряжения), наклон будет равен  $-0,5$ . На рис. 3 показаны спектры  $1/f$ -шума и белого шума, отнесенные к корню из герц, т. е.  $U_{СК}/\sqrt{Гц}$ .

**Интегрирование шума.** Определим шумовое напряжение или ток в заданной полосе частот. Начальная и конечная частота используется как пределы интегрирования по  $f$ . Проведем анализ для напряжения шума, то же самое справедливо и для тока.

Учитывая, что напряжение белого шума имеет равномерный спектр, получим:

$$\overline{e^2} = \int_{f_H}^{f_B} Cdf = C(f_B - f_H), \quad (7)$$

где  $e^2$  — среднеквадратичное напряжение,  $C$  — спектральная плотность мощности шума (константа),  $f_H$  — самая низкая частота и  $f_B$  — самая высокая частота.

Учитывая зависимость  $1/f$ -шума от частоты, получим:

$$\overline{e^2} = \int_{f_H}^{f_B} \frac{K^2}{f} df = K^2 \ln \frac{f_B}{f_H}, \quad (8)$$

где  $e^2$  — среднеквадратичное напряжение,  $K$  — константа, соответствующая устройству, в вольтах,  $f_H$  — самая низкая частота и  $f_B$  — самая высокая частота.

Входной шум ОУ содержит и шум  $1/f$ , и белый шум. Точка в спектре частот, где шум  $1/f$  и белый шум равны, называется шумовой угловой частотой —  $f_{ШУ}$ . Если использовать ту же систему обозначений, что и в уравнениях, приведенных выше, то это означает  $K^2/f_{ШУ} = C$ . Полезно найти  $f_{ШУ}$ , потому что полная средняя величина среднеквадратичного шума может быть рассчитана суммированием выражений (7) и (8) и заменой  $K^2$  на  $Cf_{ШУ}$ :

$$\overline{E^2} = C(f_{ШУ} \ln \frac{f_B}{f_H} + f_B - f_H), \quad (9)$$

где  $C$  — паспортное (по спецификации) значение квадрата напряжения белого шума для конкретного операционного усилителя.

На рис. 4 показан график зависимости эквивалентного входного напряжения шума от частоты для операционного усилителя TLV2772, так как это обычно дается в спецификации на ОУ.

Частота  $f_{ШУ}$  может быть определена по графику эквивалентного входного шума, который включен в технические требования большинства ОУ. Так как на частоте  $f_{ШУ}$  белый шум и шум  $1/f$  равны,  $f_{ШУ}$  — это частота, на которой шум

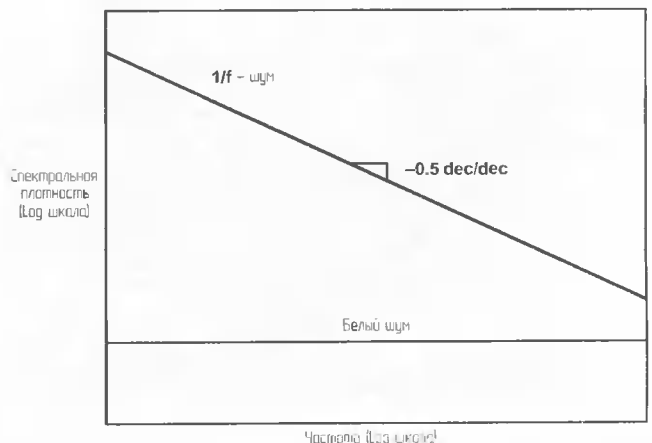


Рис. 3

имеет значение  $\sqrt{2}$  от паспортного для белого шума. Как следует из рис. 4, для TLV2772 это будет приблизительно  $17\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$  на частоте  $1000\text{ Гц}$ .

Другой способ найти  $f_{\text{ш}}^*$  состоит в том, чтобы определить  $K^2$ , зная эквивалентное входное шумовое напряжение, отнесенное к  $\sqrt{\text{Гц}}$  на самой низкой возможной частоте в шумовой области  $1/f$ . Возведем в квадрат это значение, вычтем квадрат напряжения белого шума и умножим на частоту. После этого поделите  $K^2$  на квадрат белого шума, взятого из технических требований на ОУ. Ответом явится  $f_{\text{ш}}^*$ .

Например, для TLV2772 типичное напряжение шума составляет  $130\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$  на частоте  $10\text{ Гц}$ .

Типичные технические требования белого шума для TLV2772 —  $12\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ ,

$$K^2 = [(130\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}})^2 - (12\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}})^2] \times (10\text{Гц}) = 167560 \text{ (нВ)}^2.$$

Следовательно,

$$f_{\text{ш}}^* = (167560 \text{ (нВ)}^2) / (144 \text{ (нВ)}^2/\text{Гц}) = 1163 \text{ Гц}.$$

На рис. 5 показан график эквивалентного входного напряжения шума от частоты для операционного усилителя TLV2772. График построен в двойном логарифмическом масштабе. Отметим характерный вид прямой линии графика  $1/f$ -шума с наклоном  $-0,5$ .

**Эквивалентная ширина полосы шумов.** Уравнения (7), (8) и (9) правильны только тогда, когда частотная полоса цепи с ОУ резко ограничена. В действительности скаты частотной характеристики имеют плавный характер. Эквивалентная шумо-

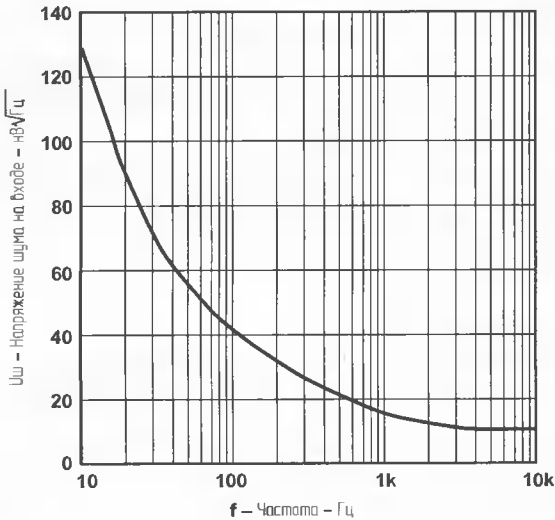


Рис. 4

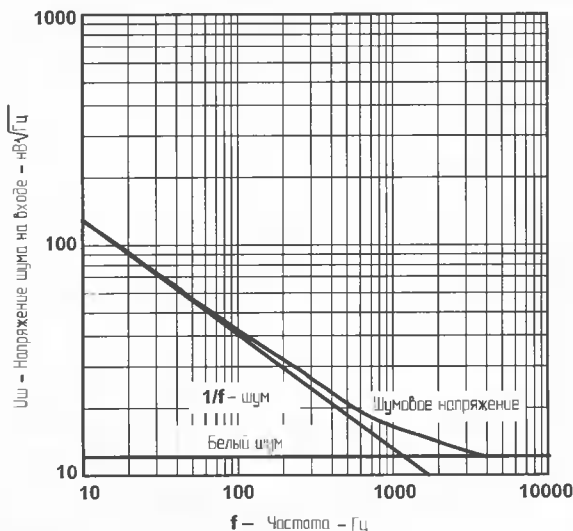


Рис. 5

вая полоса пропускания цепи (обозначим ее ЭШП) используется, чтобы представить дополнительный шум так, что в уравнениях (7), (8) и (9) можно было бы считать скаты характеристики резкими. ЭШП равна полосе пропускания эквивалентной системы, которая имеет прямоугольную амплитудно-частотную характеристику, одинаковой с исходной системой комплексный коэффициент передачи на нулевой частоте и одинаковую дисперсию выходного процесса при действии на входах этих систем белого шума. Эту идею (рис. 6) проиллюстрируем на примере фильтра нижних частот первого порядка (рис. 7), представляющего собой простую RC-цепь, используемую для фильтрации напряжения шума источника  $e_{\text{ш.Вх}}$ .

$$A_{\text{ш}}(f) = \frac{1}{1 + j\omega RC} \Rightarrow |A_{\text{ш}}(f)|^2 = \frac{1}{1 + (\omega RC)^2},$$

где  $A_{\text{ш}}(f)$  — коэффициент передачи цепи.

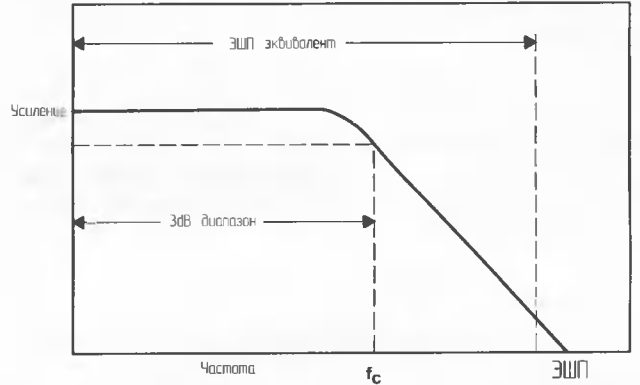


Рис. 6

Теперь рассчитаем  $e_{\text{ш.Вых}}^*$

$$e_{\text{ш.Вых}} = \sqrt{\int_0^{\infty} |A_{\text{ш}}(f)|^2 e_{\text{ш.Вх}}^2 df}. \tag{10}$$

Предположим, что  $e_{\text{ш.Вх}}$  — источник белого шума, указанный как спектральная плотность в  $\text{В}/\sqrt{\text{Гц}}$ . Используя радианную меру для частоты, подставим ее в  $A_{\text{ш}}(f)$ . Тогда формулу (10) можно привести к следующему виду:

$$e_{\text{ш.Вых}} = e_{\text{ш.Вх}} \sqrt{\int_0^{\infty} \frac{1}{1 + (\omega RC)^2} d\omega} = e_{\text{ш.Вх}} \sqrt{\frac{1}{RC} (\tan^{-1} \omega RC) \Big|_0^{\infty}} = e_{\text{ш.Вх}} \sqrt{\frac{1}{RC} \times \frac{\pi}{2}}. \tag{11}$$

Таким образом, для фильтра первого порядка ЭШП равна  $1,57$  частоты, соответствующей спаду характеристики фильтра на  $3\text{ дБ}$ . Этот результат верен для любой низкочастотной функции первого порядка. Для фильтров более высокого порядка ЭШП приближается к обычной полосе пропускания фильтра  $f_c$ . В табл. 1 приведены значения ЭШП для фильтров нижних частот различных порядков.

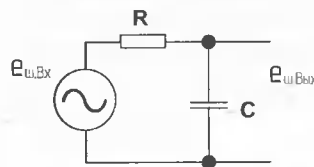


Рис. 7

Таблица 1

Порядок фильтра	ЭШП
1	$1,57 \times f_c$
2	$1,11 \times f_c$
3	$1,05 \times f_c$
4	$1,025 \times f_c$

Окончание следует

Олег Петраков,  
http://pspicelib.narod.ru

**Литература:**

1. Noise Analysis in Operational Amplifier Circuit. Application Report, Texas Instruments Incorporated, 1998.
2. М. Д. Воробьев. Шумы пассивных и активных элементов электронных цепей. — М.: Издательство МЭИ, 2002.
3. С. В. Первачев. Радиоавтоматика: Учебник для вузов. — М.: Радио и связь, 1982.

# Регуляторы хода

*Регуляторы хода входят в состав любой аппаратуры пропорционального управления и предназначены для обеспечения как можно более линейной зависимости между углом отклонения ручки управления моделью и скоростью вращения исполнительного двигателя. В статье предлагаются два варианта таких устройств, рассчитанных на работу со стандартными канальными импульсами длительностью  $1,5 \pm 0,5$  мс и периодом следования 20 мс.*

Для извлечения информации о величине и знаке регулирующего воздействия регулятор хода, как и рулевая машинка, должен содержать ждущий мультивибратор. Отличие заключается в том, что обратная связь здесь отсутствует и длительность вырабатываемого опорного импульса остается неизменной в процессе работы [1]. Другой особенностью регулятора хода являются более жесткие требования к пропорциональности длительностей входных и выходных сигналов удлинителя импульсов, что связано с необходимостью обеспечения плавной регулировки скорости движения модели. И, наконец, исполнительные двигатели регуляторов хода значительно мощнее, чем в рулевых машинках, что требует повышенного внимания к экономичности выходных каскадов. Последнее обстоятельство обуславливает применение в выходных каскадах исключительно ключевого режима работы и транзисторов, имеющих малое сопротивление участка коллектор-эмиттер (сток-исток) в насыщенном состоянии.

## Регулятор хода с аналоговым удлинителем импульсов

Устройство рассчитано на работу с двигателями постоянного тока мощностью до 50 Вт при напряжении питания выходного каскада 7...27 В. Суммарное падение напряжения на выходных транзисторах при полной нагрузке не превышает 1,3...1,5 В.

Принципиальная схема этого варианта приведена на рис. 1. Канальный импульс положительной полярности с выхода приемника поступает на инвертор DD1.2. К его выходу подключена дифференцирующая цепь R5C4, обеспечивающая формирование короткого отрицательного импульса, соответствующего фронту канального. Этим импульсом запускается ждущий мультивибратор, собранный на базе таймера DA1. Длительность получаемых на выв. 3 DA1 положительных импульсов определяется постоянной времени цепи R1R2C1 и устанавливается равной 1,5 мс. Временной дискриминатор полностью аналогичен использованному в рулевой машинке.

Разностные сигналы с выв. 10 или 11 DD1 поступают на удлинители импульсов, включающие интегрирующие цепочки с различными постоянными времени заряда и разряда. Рассмотрим принцип действия остальной части схемы для случая появления разностного импульса на выв. 10 микросхемы DD1.

В исходном состоянии конденсатор C7 заряжен до напряжения, равного половине напряжения питания (+2,5 В). Это напряжение приложено к прямому входу компаратора DA3.1. На инверсном входе (выв. 4 компаратора) с помощью подстроечного резистора R14 установлено несколько меньшее опорное напряжение  $U_{оп}$ . В результате напряжение на выходе компаратора (выв. 2) примерно равно напряжению питания выходных каскадов. Транзистор VT1 закрыт. Высокое напряжение с выв. 2 приложено и к инверсному входу компаратора DA3.4 (выв. 8). Поскольку опорное напряжение на прямом входе (выв. 9) значительно меньше, на выходе компаратора устанавливается низкий уровень, практически равный нулю. Транзистор VT4 в результате также закрыт. Легко убедиться, что закрыты и транзисторы VT2 и VT3. Разностный импульс с выв. 10 быстро разряжает конденсатор C7 через рези-

стор R7 на величину, пропорциональную значению команды управления. Восстановление напряжения производится через резистор R9 по гораздо более пологой экспоненте.

Все время, пока напряжение на конденсаторе ниже опорного, на выходе компаратора DA3.1 присутствует низкое напряжение, открывающее транзистор VT1. На выходе компаратора DA3.4 уровень достаточный для открывания транзистора VT4, двигатель начнет вращаться. Резистором R14 выбирается порог, при котором коэффициент удлинения разностных импульсов равен примерно 40. В этом случае при длительности разностного импульса в пределах 0...0,5 м, постоянная составляющая напряжения на двигателе будет меняться от нуля практически до напряжения питания, пропорционально меняя скорость вращения двигателя. В качестве выходных выбраны транзисторы с малым напряжением насыщения, что обеспечивает суммарное падение напряжения на паре открытых транзисторов, не превышающее 1,3 В при токе нагрузки до 1,5 А.

Конденсаторы C9 и C11 предназначены для снижения уровня помех, возникающих в коллекторном узле двигателя. Стабилизатор напряжения DA2 на 5 В исключает уход параметров импульсов ждущего мультивибратора и компараторов при снижении напряжения питающей батареи.

Печатная плата регулятора хода изображена на рис. 2. Выполнена она из односторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Оксидные конденсаторы C5 и C10 на рабочее напряжение 6,3 и 25 В соответственно устанавливаются параллельно плате, а выходные транзисторы — перпендику-

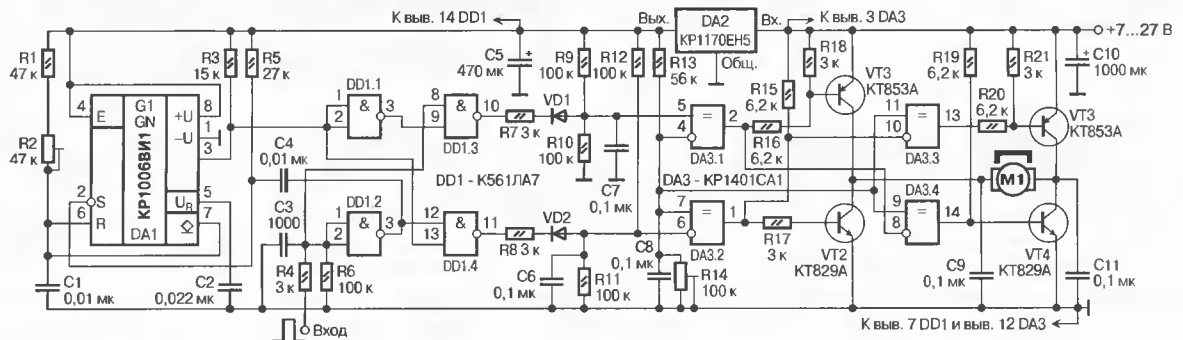


Рис. 1

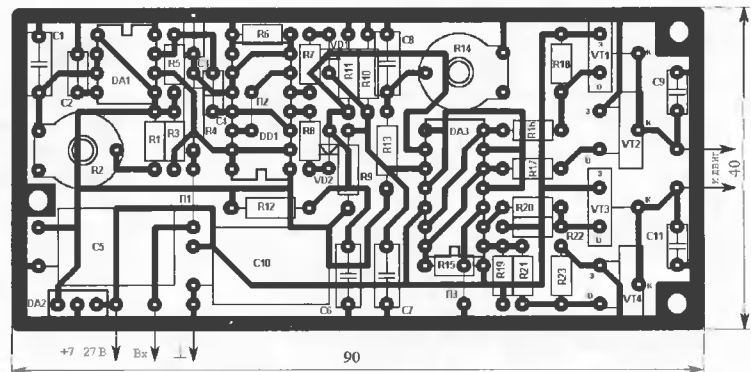


Рис. 2

лярно. Их выводы формируются таким образом, чтобы транзисторы расположились в шахматном порядке, не касаясь друг друга коллекторными пластинами. Радиаторы на транзисторы устанавливаются, если рабочий ток двигателя превышает 1,5 А. В этом случае конфигурация фрагмента платы, на котором установлены транзисторы, изменится. Переемы П1...П3 устанавливаются со стороны расположения деталей.

Времязадающие конденсаторы С1, С6, С7 должны быть пленочного типа (например К73-17), остальные — керамические. Микросхему таймера КР1006ВИ1 можно заменить на импортный аналог LM555, NE555, а счетверенный компаратор КР1401СА1 — на импортную микросхему LM339N. Выходные транзисторы можно менять на любые мощные соответствующей структуры, но потери на них в этом случае увеличатся, что крайне нежелательно при батарейном питании модели. Диоды — любые маломощные кремниевые. Подстроечные резисторы — СПЗ-38 или РП-1.

Настройка регулятора хода сводится к установке опорной длительности импульсов ждущего мультивибратора и порога срабатывания компараторов, обеспечивающего коэффициент удлинения 40.

Временно отключают двигатель. На вход устройства подают канальные импульсы от формирователя команд собственного передатчика или прямоугольные импульсы с выхода генератора сигналов. Импульсы должны быть положительной полярности и иметь амплитуду 4...5 В. Их длительность устанавливается равной 2 мс, период следования — 20 мс. Контролируя на выв. 3 микросхемы DA1 наличие положительных импульсов, устанавливают их длительность равной 1,5 мс с помощью резистора R2. Длительность отрицательных разностных импульсов на выходе временного дискриминатора (выв. 10 DD1.3) должна быть равна 0,5 мс.

Переключают осциллограф на выход компаратора (выв. 2 DA3) и резистором R14 устанавливают длительность отрицательного импульса равной 19...19,5 мс.

Подключают двигатель и убеждаются, что скорость его вращения плавно меняется при изменении длительности входного импульса в пределах 1...2 мс

сначала от максимальной до нуля и после смены направления вращения опять до максимальной.

Для лучшего подавления помех от искрящего коллектора полезно соединить выводы двигателя с его корпусом через конденсаторы емкостью 0,1 мкФ, расположив их непосредственно на двигателе. В цепи питания двигателя желательно также включить дроссели на 20...50 мкГн.

### Регулятор хода с цифровым удлинителем импульсов

Лучшую пропорциональность между входными и выходными импульсами обеспечивает цифровой удлинитель. Вариант такого регулятора хода приведен на рис. 3. Ждущий мультивибратор, временной дискриминатор и удлинитель импульсов существенно отличаются от примененных в предыдущем варианте, поэтому рассмотрим их принцип действия подробнее.

В исходном состоянии на прямом выходе триггера DD1.1 (выв. 1) — лог. 0. Конденсатор С1 разряжен через открытый диод VD1 практически до нуля. На вход J1 (выв. 6) подана лог. 1, что в соответствии с логикой работы триггера [2] вызывает его переключение по фронту положительного канального импульса  $\tau_k$ . На выходе триггера устанавливается лог. 1, диод VD1 закрывается, начинается зарядка конденсатора С1 через большое сопротивление резисторов R1 и R2. Напряжение на входе R1 (выв. 4) нарастает. При достижении этим напряжением порога происходит обратное переключение триггера. Конденсатор быстро разряжается через открывающийся диод VD1. Таким образом, на выходе формируется положительный импульс, длительность которого  $\tau_{оп}$  можно регулировать резистором R2.

Временной различитель реализован на микросхеме DD2. Легко убедиться, что если  $\tau_k > \tau_{оп}$ , то разностный импульс  $\Delta t$  положительной полярности образуется на выв. 10 этой микросхемы, а в противном случае — на выв. 4. Эти выходы подключены к асинхронным входам второго триггера микросхемы DD1. В первом случае лог. 1 появится на выв. 15 триггера, диод VD2 закроется и разблокирует базовую цепь транзистора

VT4. При наличии лог. 1 на выв. 7 микросхемы DD4 (ее происхождение выясняется позже) транзистор будет открываться и открывать выходные ключи VT2, VT6, обеспечивая вращение двигателя. Во втором случае аналогично будет обеспечено вращение двигателя в противоположную сторону. Полезно обратить внимание на то, что теперь управляющие импульсы поступают в обоих случаях с одного и того же выхода удлинителя импульсов (выв. 7 DD4).

Теперь собственно об удлинителе. Разностные импульсы при любом соотношении  $\tau_k$  и  $\tau_{оп}$  появляются на одном и том же выходе временного различителя (выв. 11 DD2.4). Они имеют отрицательную полярность. Инвертированные элементом DD3.2, эти импульсы с длительностью, пропорциональной величине переданной команды, поступают на выв. 6 DD3.3 и разрешают работу тактового генератора, собранного на этом элементе. Период тактовых импульсов (T1) с помощью резистора R8 выбирается таким образом, чтобы при максимальной величине команды ( $\Delta t = 0,5$  мс) на выходе генератора успели сформироваться ровно 15 импульсов (рис. 4, а, б). Их полярность отрицательная, поэтому они инвертируются элементом DD3.4, что необходимо для нормальной работы реверсивного счетчика DD4. Через развязывающий диод VD5 положительные импульсы поступают на счетный вход микросхемы (выв. 15). В течение времени  $\Delta t$  на определяющем направлении счета входе U счетчика (выв. 10) присутствует лог. 1 с выв. 3 DD3.2, что обеспечивает счет на увеличение. Счет ведется по фронту тактовых импульсов. В соответствии с логикой работы счетчика [2], на выводе переноса (выв. 7) появляется высокий уровень, сохраняющийся там все время, пока содержимое счетчика не равно нулю (рис. 4, в). Именно этот импульс и управляет выходными транзисторами. Покажем, что его длительность пропорциональна длительности разностного импульса  $\Delta t$ .

Сигнал с выв. 7 DD4 подается также на выв. 12 второго тактового генератора, собранного на элементе DD3.1, разрешая его работу. Период следования его импульсов (T2) устанавливается резистором R5 в соответствии с равен-

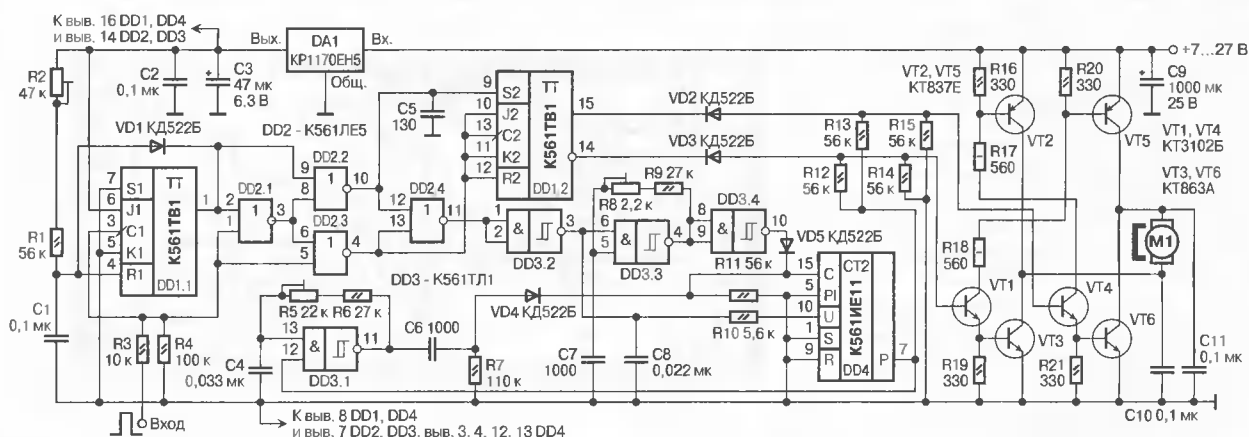


Рис. 3

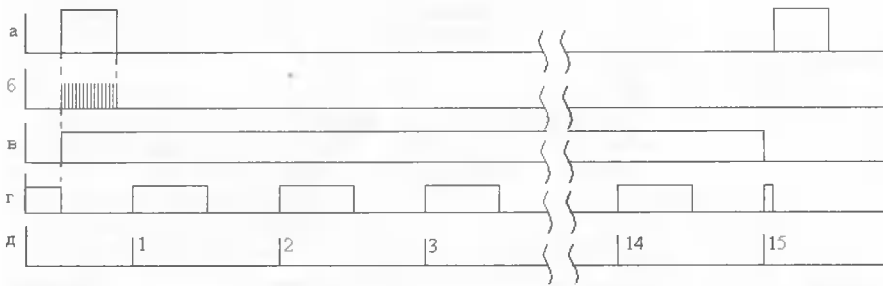


Рис. 4

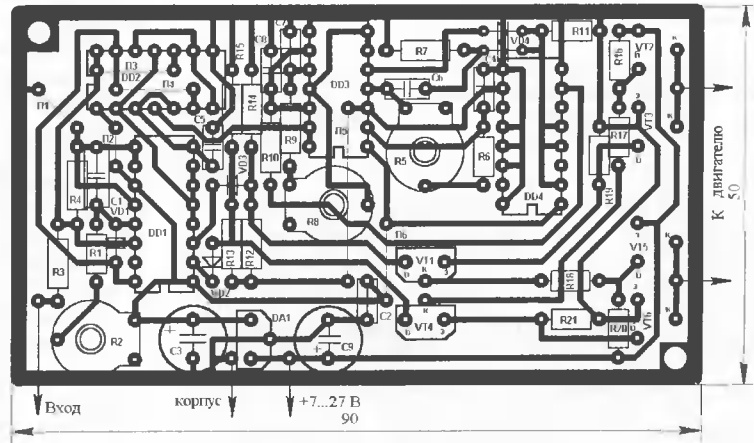
ством  $T_2 = 40T_1$  (рис. 4, г). Короткие положительные импульсы с выхода дифференцирующей цепи, соответствующие положительным перепадам (рис. 4, д), также подаются на счетный вход счетчика. К моменту прихода первого из них на входе U — лог. 0, и счетчик работает на вычитание. Процесс продолжается до тех пор, пока содержимое счетчика не обратится в нуль. В этот момент на выв. 7 счетчика появляется лог. 0, и работа второго тактового генератора прекращается. Из графиков видно, что длительность положительного импульса на выв. 7 DD4 будет составлять величину, в 40 раз большую длительности  $\Delta t$ .

При изменении  $\Delta t$  в пределах 0...0,5 мс число импульсов, генерируемых обоими тактовыми генераторами, будет пропорционально изменяться в пределах 0...15 при сохранении коэффициента удлинения выходного импульса (в нашем случае — 40).

Схема выходного ключевого усилителя никаких особенностей не имеет.

Печатная плата изображена на рис. 5 и никаких комментариев не требует. Конденсаторы C10 и C11 устанавлива-

Рис. 5



ются непосредственно на двигателе. Требования к деталям такие же, как и в предыдущем варианте. Полезно напомнить, что времязадающие конденсаторы C1, C4 и C7 должны быть пленочные.

Ждущий мультивибратор настраивается по вышеописанной методике на опорную длительность  $\tau_{оп} = 1,5$  мс. Далее, обеспечив разность  $\Delta t = 0,5$  мс, резистором R8 необходимо добиться, чтобы на выв. 10 DD3.4 вырабатыва-

лось 15 импульсов. Аналогичное число импульсов, но гораздо большей длительности устанавливается на выв. 11 DD3.1 с помощью резистора R5. При исправных деталях и правильном монтаже остальная часть устройства в проверке не нуждается. Настройки производятся при отключенном двигателе.

Владимир Днищенко,  
m408@rbcmail.ru

Литература:

1. В. Днищенко. Основные принципы пропорционального радиуправления моделями. — Схемотехника, № 12, 2002.
2. М. И. Богданович и др. Цифровые интегральные микросхемы. — Минск, «Беларусь», 1991.

## Быстродействующий прецизионный ограничитель напряжения

*Ограничители напряжения (ОН) широко используются в устройствах обработки аналоговых сигналов для защиты электронных компонентов от перенапряжений, формирования импульсов калиброванной амплитуды, преобразования формы сигналов и многих других целей. Автор предлагает оптимальный, на его взгляд, вариант построения быстродействующего прецизионного ограничителя напряжения.*

Требования, предъявляемые к ОН, существенно варьируются в зависимости от функций, выполняемых ими в конкретных устройствах. Так, например, если ОН используется для защиты входной цепи прибора от перенапряжений, возникающих в результате ошибок оператора, действия атмосферных помех и т. п., то обычно предъявляются жесткие требования к неискаженной передаче сигнала (в идеале входной и выходной сигналы должны быть неразличимы), находящегося в некоторых заданных пределах, а требования к стабильности уровней выходного ограниченного сигнала, когда входной сигнал находится вне заданных пределов, весьма умеренны. Если же ОН используется, скажем, для ограничения синусоидального напряжения с целью получения измерительного сигнала с заданным уровнем нелинейных искажений, то жесткие требования предъявляются как к точности передачи неограниченного сигнала, так и к стабильности уровней ограничения.

Неплохой отправной точкой обсуждения обозначенной темы является ответ на вопрос: а что мы собственно хотим иметь в идеале? Идеальным двухсторонним ОН называется устройство,

уровни входного и выходного сигналов которого связаны между собой соотношением [1]:

$$U_{OUT} = \begin{cases} U_{HI}, & \text{если } U_{IN} \geq U_{HI} \\ U_{IN}, & \text{если } U_{LO} < U_{IN} < U_{HI} \\ U_{LO}, & \text{если } U_{IN} \leq U_{LO} \end{cases}, \quad (1)$$

где  $U_{IN}$ ,  $U_{OUT}$  — уровни напряжений входного и выходного сигналов ОН;  $U_{HI}$ ,  $U_{LO}$  — уровни верхнего и нижнего пределов (порогов) ограничения.

Амплитудная характеристика идеального ОН изображена на рис. 1.

Очевидно, что идеальный ОН — недостижимая абстракция. Для количественной оценки качества (степени приближения к идеалу) реального ОН используется ряд параметров, которые можно рассмотреть на примере широко известной схемы параллельного диодного ОН [2], приведенной на рис. 2.

На постоянном токе амплитудная характеристика этого ОН определяется следующим образом:

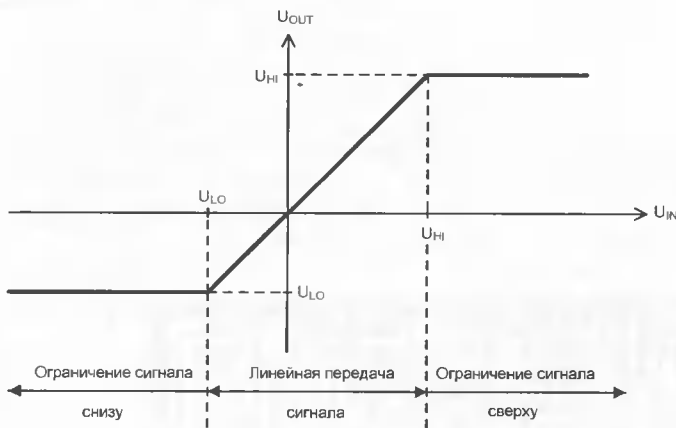


Рис. 1

$$U_{OUT} = \begin{cases} U_{HI} + U_{FWD1}, & \text{если } U_{IN} \geq U_{HI} \\ U_{IN} + R_S dI_{REV}, & \text{если } U_{LO} < U_{IN} < U_{HI} \\ U_{LO} - U_{FWD2}, & \text{если } U_{IN} \leq U_{LO} \end{cases} \quad (2)$$

где  $dI_{REV}$  — разность обратных токов диодов VD1 и VD2;  $R_S$  — сопротивление ограничительного резистора  $R_S$ ;  $U_{FWD1}$ ,  $U_{FWD2}$  — падение напряжения на прямосмещенных диодах VD1 и VD2.

Анализ схемы (рис. 2), а также сравнение выражений (1) и (2) позволяет сделать следующие выводы.

1. При нахождении входного сигнала в зоне линейной передачи (см. рис. 1) параллельный диодный ОН характеризуется следующими параметрами:
  - абсолютная погрешность передачи сигнала на постоянном токе равна произведению  $R_S dI_{REV}$ ;
  - верхняя граница полосы пропускания (на уровне  $-3$  дБ) ограничена частотой:

Рис. 2

$$F_{MAX} = \frac{1}{2\pi R_S C_{SD}}, \quad (3)$$

где  $C_{SD}$  — суммарная емкость р-п переходов закрытых диодов VD1, VD2;

- при подаче на вход ОН скачка напряжения его выходной сигнал нарастает (спадает) по экспоненте с постоянным временем  $\tau = C_{SD} R_S$ ;
- входное сопротивление велико (ограничивается паразитными параметрами закрытых диодов);
- выходное сопротивление равно  $R_S$ .

2. При нахождении входного сигнала в зоне ограничения параллельный диодный ОН характеризуется следующими параметрами:

- неопределенность уровня выходного ограниченного сигнала равна падению напряжения  $U_{FD}$  на прямо смещенном диоде;
- входное сопротивление приблизительно равно  $R_S$ ;
- выходное сопротивление приблизительно равно динамическому сопротивлению открытого диода.

При практическом использовании полученных результатов необходимо учитывать следующие особенности диодов:

- зависимость прямого тока диода от приложенного к нему напряжения на начальном участке ВАХ является экспоненциальной, но с ростом прямого тока вырождается в линейную (влияние конечной величины последовательного объемного сопротивления диода);
- при малых прямых токах падение напряжения на диоде уменьшается с ростом температуры перехода со скоростью  $1,8...2,4$  мВ/°С;
- обратный ток диода нелинейно зависит от обратного напряжения и увеличивается примерно в два раза при увеличении температуры перехода на каждые  $10$  °С;
- барьерная емкость обратно смещенного диода нелинейно зависит от приложенного к нему напряжения и максимальна при нулевом напряжении.

При проектировании ОН обычно достаточно оценить его параметры в наихудших условиях работы, то есть для случая когда:

- разность обратных токов диодов  $dI_{REV}$  равна гарантированному обратному току одного диода при максимальной температуре перехода и обратном напряжении, равном разности  $U_{HI} - U_{LO}$  пороговых напряжений;
- суммарная емкость  $C_{SD}$  обратносмещенных диодов приблизительно равна (фактически она всегда несколько меньше) удвоенной емкости одного диода при нулевом обратном напряжении;
- падение напряжения  $U_{FWD}$  на прямосмещенном диоде определяется по его ВАХ для минимальной температуры перехода и максимального прямого тока, который нетрудно рассчитать при известных пределах изменения входного напряжения ОН.

Приведем некоторые наиболее интересные в контексте обсуждаемой проблемы параметры типичного малосигнального импульсного диода 1N4148 (примерно такие же параметры имеют отечественные диоды серий КД521, КД522, КД510) при температуре перехода, равной  $+25$  °С [3]:

- прямое падение напряжения при токе  $10$  мА — не более  $1$  В (типовая величина  $0,75$  В);
- ток утечки при обратном напряжении  $20$  В — не более  $25$  нА (типовая величина  $12$  нА)
- емкость диода при нулевом обратном напряжении — не более  $4$  пФ.

Ряд западных фирм выпускает диоды, которые разработаны с учетом специфики их использования в схемах ОН и других приложениях, требующих предельных параметров обратносмещенных диодов. Параметры диодов серии Low Leakage впечатляют. Так, например, диод PAD1 при температуре перехода  $+25$  °С имеет следующие параметры [4]:

- прямое падение напряжения при токе  $50$  мА — не более  $1,5$  В;
- ток утечки при обратном напряжении  $45$  В — не более  $1$  нА;
- емкость диода при нулевом обратном напряжении — не более  $0,8$  пФ.

Оценочные расчеты показывают, что при использовании диодов 1N4148 и ограничительного резистора  $R_S$  с сопротивлением  $3$  кОм параллельный диодный ОН при уровнях ограничения и уровнях входного сигнала, находящегося в диапазонах значений соответственно  $\pm 15$  В и  $\pm 100$  В, характеризуется следующими параметрами:

- абсолютная погрешность передачи неограниченного сигнала — не более  $75$  мкВ;
- полоса пропускания неограниченного сигнала — не менее  $7$  МГц;
- неопределенность уровня выходного ограниченного сигнала — не более  $0,9$  В.

Использование упомянутых выше специальных диодов PAD1 при прочих равных условиях позволяет снизить погрешность передачи неограниченного сигнала до единиц нановольт (фактически погрешность определяется тепловым шумом резистора  $R_S$ ) и расширить полосу пропускания этого сигнала до  $30...35$  МГц. Однако неопределенность уровня выходного ограниченного сигнала при этом возрастает до  $1,1...1,4$  В. Итак, неопределенность уровня ограниченного сигнала превышает ошибку передачи неограниченного сигнала в  $10^4...10^9$  раз! С определенной долей уверенности можно утверждать, что параллельный диодный ОН имеет предельно достижимые параметры, характеризующие передачу неограниченного сигнала, что, к сожалению, нельзя сказать о параметрах, характеризующих качество ограничения сигнала. Указанные особенности параллельного диодного ОН предопределили область его преимущественного использования: защита компонентов от воздействия на них недопустимых уровней напряжений. Типичный пример — защита неинвертирующего входа ОУ (рис. 3).

Для учета влияния нагрузки (входа ОУ) на параметры ОН необходимо сделать следующее. Разность токов  $dI_{REV}$  обратносмещенных диодов заменить на

$$I_{IN} = dI_{REV} + I_{BIAS},$$

где  $I_{BIAS}$  — входной ток ОУ.

Суммарную емкость диодов  $C_{SD}$  заменить на

$$C_{IN} = C_{SD} + C_{CM},$$

где  $C_{CM}$  — входная емкость ОУ.

В тех случаях, когда сопротивление резистора  $R_S$  соизмеримо с входным сопротивлением защищаемого устройства, необходимо учитывать шунтирующее действие последнего и/или использовать буферный усилитель.

Радикальным решением проблемы повышения точности фиксации уровней ограничения является использование в ОН цепей типа «идеальный диод» [1, 5]. На рис. 4 изображена схема параллельного ОН, в котором вместо обычных диодов используются «идеальные диоды» [6].

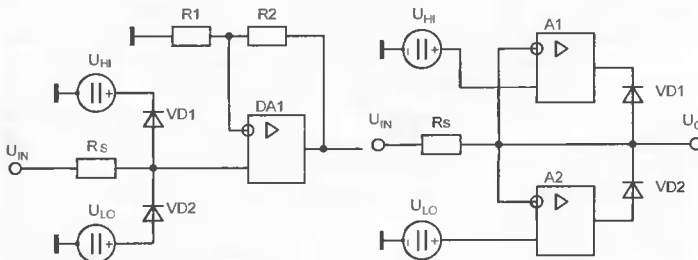


Рис. 3

Рис. 4

Ограничитель работает следующим образом. При нахождении входного сигнала  $U_{IN}$  в зоне, ограниченной пороговыми напряжениями  $U_{HI}$  и  $U_{LO}$ , диоды  $VD1$  и  $VD2$  закрыты, к входам ОУ A1 и A2 приложены достаточно большие дифференциальные напряжения  $U_{HI}-U_{IN}$ ,  $U_{LO}-U_{IN}$  и, следовательно, их входные каскады находятся в состоянии перегрузки, а выходные — в состоянии насыщения. Статическая ошибка передачи неограниченного сигнала равна величине  $R_S(dI_{REV}+I_{BIAS1}+I_{BIAS2})$ , где  $I_{BIAS1}$ ,  $I_{BIAS2}$  — входные токи ОУ. Динамические параметры передачи неограниченного сигнала лимитирует фильтр низкой частоты, образованный резистором  $R_S$  и суммарной емкостью входов ОУ и закрытых диодов.

Когда входной сигнал достигает уровня  $U_{HI}$ , ОУ A1 переходит из состояния перегрузки в линейный режим работы, диод  $VD1$  смещается в прямом направлении, замыкая цепь отрицательной обратной связи. При этом выходное напряжение  $U_{OUT}$  ОН с точностью до напряжения смещения ОУ A1 устанавливается равным напряжению порога  $U_{HI}$ . Аналогично работает нижнее плечо, когда входное напряжение ОН, уменьшаясь, достигает уровня  $U_{LO}$ . Таким образом, статическая ошибка ограничения входного сигнала приблизительно равна напряжению смещения соответствующего ОУ, поскольку влияние падения напряжения на открытых диодах ослабляется в число раз, равное коэффициенту усиления ОУ на постоянном токе, и им в большинстве случаев можно пренебречь.

Доминирующим фактором, определяющим динамические свойства ОН в режиме ограничения уровня входного сигнала, является время восстановления ОУ после снятия перегрузки входным сигналом [7, 8]. Конечное время восстановления ОУ является причиной того, что ОН (рис. 4) не успевает ограничивать быстро изменяющиеся сигналы. Импульсные сигналы, длительности которых меньше времени восстановления ОУ, проходят на выход ОН практически без изменений [5]. Ограничение уровня импульсных сигналов, длительность которых превышает время восстановления ОУ, сопровождается специфическими искажениями выходного сигнала ОН. На рис. 5 изображены временные диаграммы входного (кривая с меткой IN) и выходного (кривая с меткой OUT) сигналов ОН по схеме на рис. 4, в котором используются ОУ с временем восстановления, приблизительно равным 1,8 мкс, а верхний  $U_{HI}$  и нижний  $U_{LO}$  уровни ограничения равны соответственно +1 и -5 В.

На диаграммах (рис. 5) хорошо видно, что на временных интервалах, в течение которых происходит восстановление ОУ после перегрузки, выходной сигнал ОН не зависит от порогов ограничения  $U_{HI}$ ,  $U_{LO}$  и практически совпадает с входным сигналом.

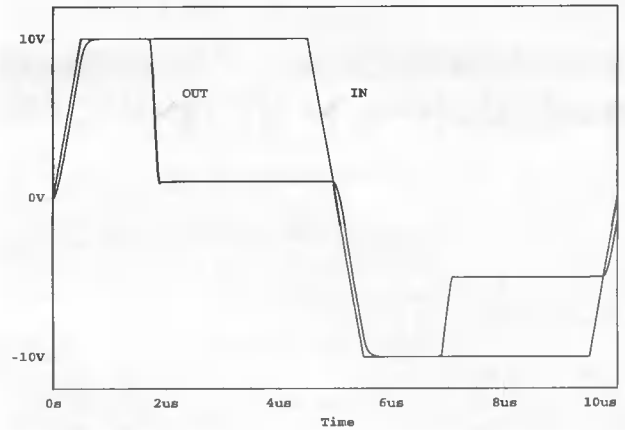


Рис. 5

Время восстановления ОУ различных типов варьируется в широких пределах (от долей до сотен микросекунд) и, к сожалению, редко указывается в технической документации. Кроме того, необходимо учитывать, что время восстановления зависит от уровня сигнала перевозбуждения на входе ОУ, а у некоторых типов ОУ время восстановления существенно зависит от полярности входного сигнала, вызывающего перегрузку. Так, например, в фирменной документации [9] на прецизионный быстродействующий ОУ OPA627 указывается, что при перегрузке входа выходное напряжение ОУ ограничивается на уровне, отличающемся от напряжения положительного или отрицательного источника питания приблизительно на 2,5 В. Время восстановления ОУ из состояния, при котором его выходное напряжение ограничено предельным отрицательным значением, составляет около 0,5 мкс. Если же выходное напряжение ограничено предельным положительным значением, то время восстановления ОУ OPA627 приблизительно равно 6 мкс. Серьезность проблемы очевидна: ОУ OPA627, имеющий прекрасные динамические характеристики в линейном режиме работы (частота единичного усиления — 16 МГц, максимальная скорость изменения выходного напряжения — 55 В/мкс, время установления с точностью 0,1 % — 450 нс), восстанавливается из состояния перегрузки входа в течение 6 мкс!

Из сказанного можно сделать следующий вывод. ОН по схеме на рис. 4 может успешно использоваться для высокоточного ограничения уровней медленно изменяющихся сигналов, однако он совершенно непригоден для ограничения сигналов, изменяющихся с высокой скоростью.

Окончание следует

Сергей Лоцицкий,  
radioavt@online.debyansk.ru

#### Литература:

1. Справочник по нелинейным схемам. Под редакцией Д. Шейнголда. Пер. с англ. — М.: Мир, 1977, с. 30, 31.
2. Проектирование и применение операционных усилителей. Под редакцией Дж. Грэма, Дж. Тоби, Л. Хьюлсмана. Пер. с англ. — М.: Мир, 1974, с. 262—264, 277—280.
3. Silicon Epitaxial Planar Diodes 1N4148, 1N4448. TELEFUNKEN Semiconductors. Rev. A1, 12, Dec. 94.
4. Semiconductor Short Form, 1997, Temic Semiconductors, p. 96.
5. Е. А. Коломбет. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов. — М.: Радио и связь, 1991, с. 243—245.
6. В. С. Гутников. Интегральная электроника в измерительных устройствах. — Л.: Энергия, 1980, с. 165—167.
7. Д. Е. Полонников. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. — М.: Энергоатомиздат, 1983, с. 13.
8. И. Достал. Операционные усилители: Пер. с англ. — М.: Мир, 1982, с. 34—35, 248—251, 425—453.
9. OPA627, OPA637 Product Data Sheet, PDS-998G, Burr-Brown Corporation.

# Компьютерное схемотехническое моделирование электронных устройств

## Модели цепей переменного тока в программе MC

Первая моделируемая цепь состоит из источника переменного напряжения (бытовая электросеть с напряжением 220 В и частотой 50 Гц) и лампы накаливания с номинальными характеристиками 220 В и 60 Вт.

В отличие от программы EWB, моделирование в которой больше напоминает действия экспериментатора, в программе MC отсутствуют виртуальные модели непосредственно лампы накаливания и измерительных приборов и работа в этой программе ближе к работе теоретика. Поэтому, как уже указывалось ранее («Схемотехника» 2003, № 6), необходимо сразу строить модель в виде схемы замещения.

Сохранив прежние допущения, в схеме используем два компонента: идеальный источник переменного напряжения и резистор.

Откроем новое рабочее окно, затем последовательными командами в выпадающих меню Component>Analog Primitives>Waveform Sources>Sine Source поместим на рабочее поле источник синусоидального напряжения и отредактируем его характеристики в соответствующем дополнительном окне (рис. 26).

Выбрав общую модель (GENERAL), устанавливаем в нижних окошках частоту  $F = 50$  Гц, амплитуду  $A = 310$  В и внутреннее сопротивление  $RS = 1$  мОм, остальные параметры принимаем равными нулю.

**Совет (MC).** Обратите внимание на следующую специфику обозначений кратных и дольных приставок чисел степени 10: микро ( $10^{-6}$ ) обозначается буквой U; милли ( $10^{-3}$ ) — буквой «M»; мега ( $10^6$ ) — MEG. Однако на осях графиков (для экономии) малая буква m — это, как обычно, «милли», а заглавная «M» — «Мега». В остальных случаях буквенный регистр роли не играет и все обозначения соответствуют общепринятым.

Далее выводим на рабочее поле резистор и редактируем его характеристики, принимая, как и раньше, сопротивление лампы  $R1 = 800$  Ом.

Соединив перечисленные компоненты проводниками и дополнив (обязательно!) схему заземлением, получим модель, показанную на рис. 27.

Нетрудно видеть, что в данной схеме имеется два расчетных узла с номерами 1 — соединение резистора и вывода

никнет окно для задания параметров моделирования (рис. 28).

В окошке Time Range проставляем 0.05, что соответствует времени моделирования в 2,5 периода исходных колебаний. Отмечаем «птичкой» Auto Scale Ranges (автошкала переменных на графиках). Это позволяет не заботиться (хотя бы на первых порах) о выборе диапазонов в колонках XRange (диапазон по аргументу — ось X) и YRange (диапазон по функции — ось Y). С остальными установками в верхней половине этого окна соглашаемся и переходим к заполнению нижней части (как бы таблицы). Под буквой P расположена колонка сквозной нумерации графиков. Заполняем строку, соответствующую P 1. Выражение для аргумента XExpression — время T, а для функции YExpression — напряжение в узле 1 относительно общего провода или узловой потенциал V(1). Нажимаем в верхней части этого окна кнопку Add (добавить) и заполняем вторую строку: P 2; T; -(R1). Последнее означает выбор в качестве функции тока, протекающего через резистор R1. Появление знака минус перед этой функцией связано с расхождением выбора знаков условно-положительных величин переменных токов и напряжений, принятым в отечественной и американской литературе. Далее, действуя аналогично, зададим построение еще четырех графиков: PD(R1) — мгновенной мощности рассеяния, выделяемой в резисторе (мгновенной активной мощности); RMS(V(1)) — среднеквадратичного значения напряжения на резисторе и аналогично тока в нем RMS(I(R1)) и, наконец, среднего значения активной мощности AVG(PD(R1)).

**Совет (MC).** Внимательно набирайте выражения функций. Необходимо строго соблюдать предложенные обозначения и синтаксис. Буквенный регистр здесь роли не играет. Еще раз обратите внимание на то, что разделитель дробной и целой части точка, а не запятая. Если программа выдаст сообщение об ошибке, то обратитесь к помощи или посмотрите, как проведено задание аналогичных параметров в файлах примеров, которые имеются в библиотеке программы.

Для вывода результатов моделирования нажимаем кнопку Run. На экране появятся искомые графики (рис. 29).

Два верхних графика демонстрируют синфазность тока и напряжения в идеальном резистивном элементе. Следующий график показывает, что мощность, выделяемая на резисторе, неотрицательна и осциллирует с удвоенной частотой (100 Гц). Именно с такой частотой следуют вспышки газоразрядных ламп, питаемых от сети без специальных преобразователей (разумеется, формы соответствующих кривых являются более сложными из-за нелинейности газоразрядного промежутка). Обыкновенная лампа накаливания, конечно, тоже «мигает» с удвоенной частотой. Хотя ее «мигания» сильно сглаживаются за счет тепловой инерции, этот эффект становится заметен, например, при использовании подобного освещения для высокоскоростной киносъемки.

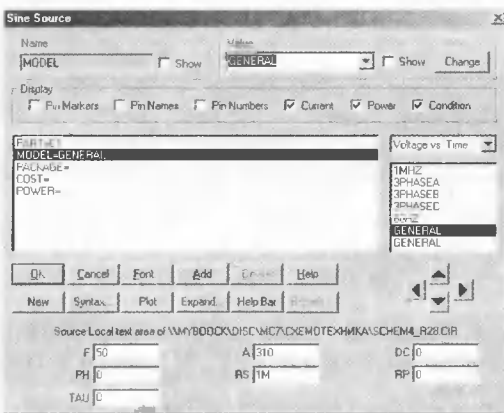


Рис. 26

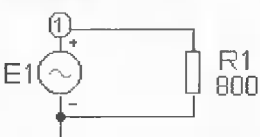


Рис. 27

«+» источника (отмечен на рис. 27) и 0 — заземление (на схеме не нумеруется).

Для нахождения режима работы цепи используем анализ переходных процессов, дав команды Analysis>Transient. На экране воз-

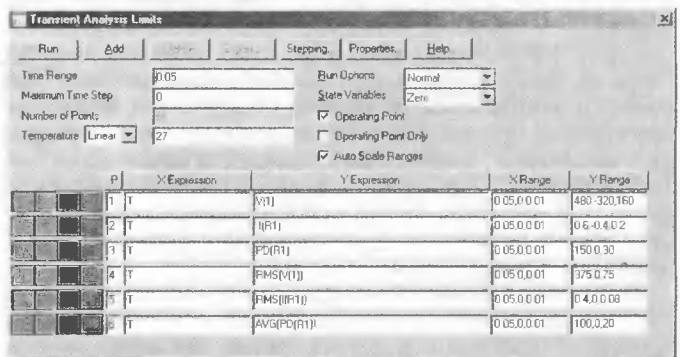


Рис. 28

Схемотехника № 8 август 2003

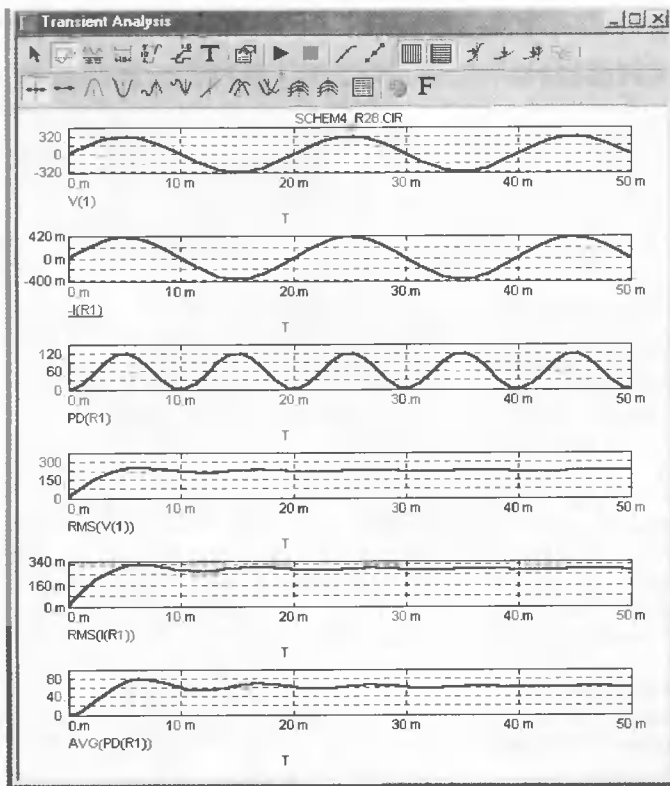


Рис. 29

Установившиеся среднеквадратичные значения напряжения и тока на графиках 4 и 5, являются стандартными действующими значениями синусоидальных напряжений и токов. Эти значения измеряют приборы электромагнитной, электродинамической и тепловой систем. Сопоставляя отсчеты по этим графикам и по приборам на рис. 22, видим их соответствие.

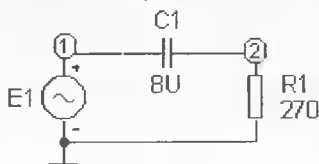


Рис. 30

Перейдем к моделированию следующей цепи. Добавим последовательно с резистором конденсатор  $C1 = 8 \text{ мкФ}$  и изменим номинал резистора с 800 Ом на 270 Ом (рис. 30).

**Совет (MC).** Изменение номиналов компонентов можно выполнять не только в окне редактирования их свойств, но и непосредственно в схемном окне. Для этого выделяют соответствующую текстовую область и печатают в ней требуемое значение. Аналогично можно изменять и позиционные обозначения элементов схем.

Теперь схема имеет два узла (1 и 2), напряжения в которых в общем случае отличны от нуля. Выбор задания на моделирование проведем аналогично предыдущему в соответствующем окне (рис. 31).

Смысл выбранных временных графиков таков: 1 — напряжение источника; 2 — напряжение на конденсаторе;

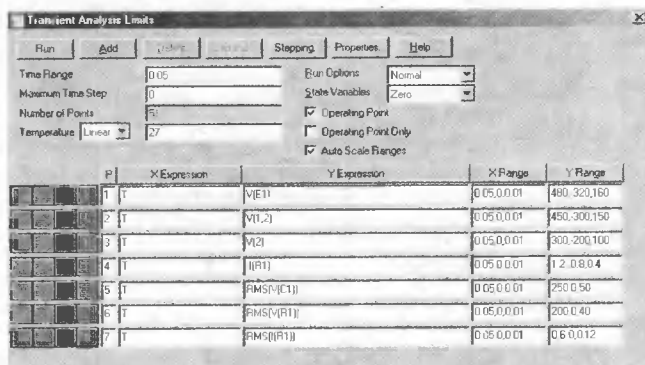


Рис. 31

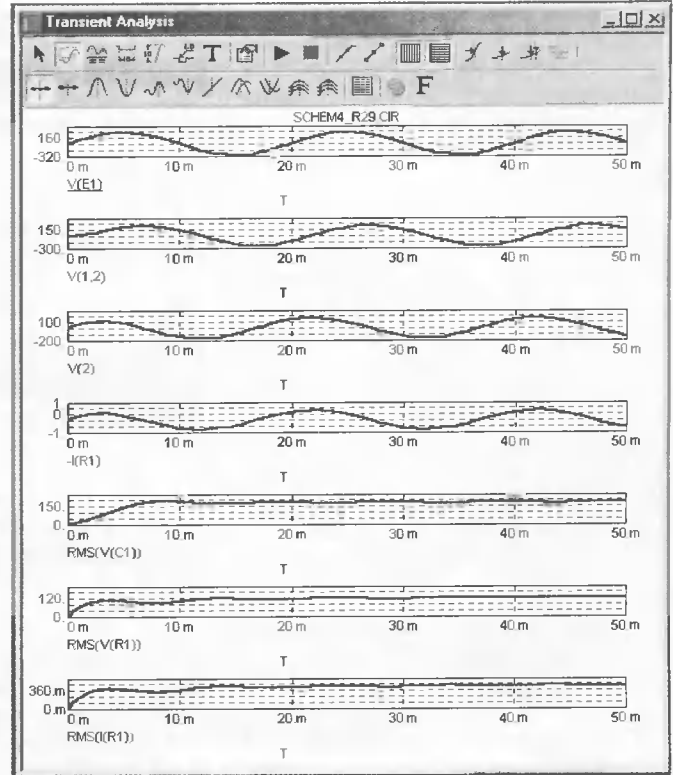


Рис. 32

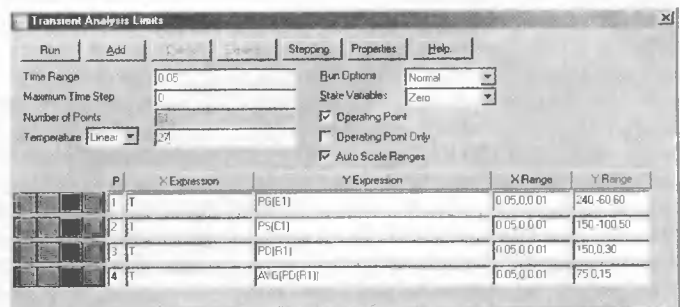


Рис. 33

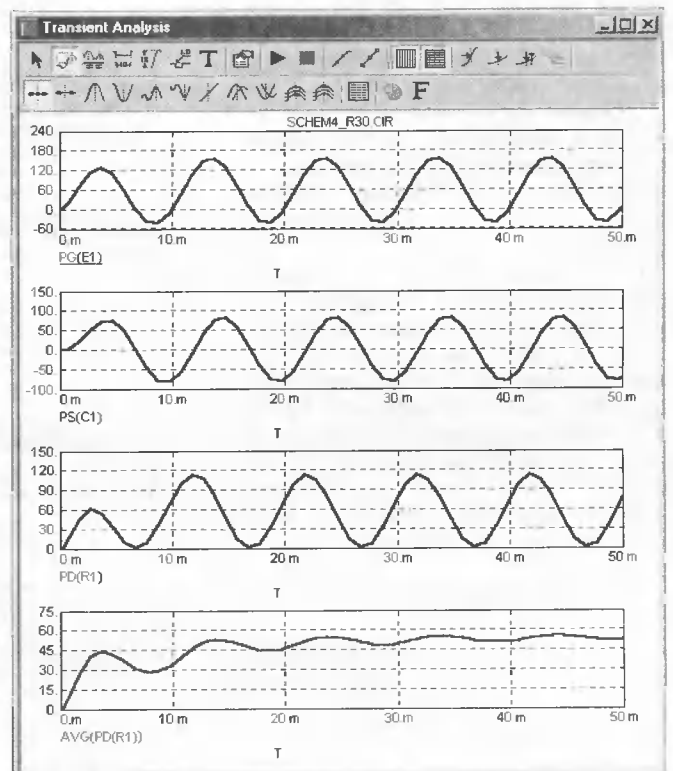


Рис. 34

3 — напряжение на резисторе; 4 — ток в цепи; 5, 6 — среднеквадратичное напряжение на конденсаторе и на резисторе соответственно; 7 — среднеквадратичный ток в цепи.

Результат моделирования показан на рис. 32.

Полученные графики соответствуют осциллограммам на рис. 25 и показаниям приборов на рис. 24. Здесь можно дополнительно просмотреть все характерные для RC-цепи фазовые соотношения, включая начало переходного процесса, и учитывая, что постоянная времени этой цепи равна  $T = RC = 270 \times 8 \times 10^{-6} \approx 2$  мс.

Иследуем дополнительно вопросы, связанные с мощностью в этой цепи. Для этого зададим новые задания на моделирование (рис. 33).

Итак, мы получили следующие временные графики: 1 — полная мощность источника; 2 — реактивная мощность на конденсаторе; 3 — активная мощность на резисторе; 4 — средняя мощность на резисторе.

Установившееся значение средней мощности на резисторе по графику 4 составляет примерно 60 Вт — это полезная активная мощность P, выделяемая на лампе.

На первых трех графиках видны колебания с удвоенной частотой. Колебания на первом графике имеют постоянную составляющую 60 Вт, причем амплитуда колебаний относительно нее равна примерно 100 ВА. Это и есть расчетная полная мощность S. График частично заходит в отрицательные области за счет реактивной (в данном случае емкостной) составляющей. Второй график симметричен относительно оси абсцисс и характеризует реактивную мощность Q. В расчетах берут амплитуду на этом графике: она составляет примерно 80 ВАр. Из приведенных цифр видно, что, как и следовало ожидать  $S^2 = P^2 + Q^2$ .

Читатели могут самостоятельно заменить в изложенной здесь модели емкостной элемент на индуктивный и добавить еще один резистор, учитывающий потери в линии, для большего соответствия.

Для большей наглядности графиков в программе имеется обширный инструментарий их редактирования, из которого пока отметим один компонент: цветное выделение кривых. Используя его можно поместить несколько графиков в одной координатной системе, задав им один и тот же номер P. Это позволяет более четко проследить, например, фазовые соотношения между различными процессами.

Продолжение следует

Генрих Кардашев,  
Gkardashev@Yandex.ru

## Автомат управления размораживанием холодильника

Описываемое устройство предназначено для автоматического включения размораживателя холодильника «Ока-6» один раз в течение двух суток на 30 мин. Его алгоритм основан на работе аналогичного автомата, описанного в [1]. Устройство собрано на микроконтроллере PIC16F84A вместо пяти логических микросхем.

**А**лгоритм работы программы микроконтроллера показан на рис. 1. После пуска и инициализации программа постоянно выполняет сравнение значений часов и минут с установленной константой времени включения выхода. Это время запрограммировано через 30 часов после подачи напряжения питания. Время выключения — через 30 мин после включения двигателя компрессора. Если выход выключен, то сравнение производится только на включение выхода, т. е. на 30 ч. После совпадения значений регистров часов и минут с установленным временем устанавливается флаг равенства, и процессор зацикливается в ожидании установки флага включения двигателя компрессора.

При поступлении на вход RB0 уровня лог. 0, что свидетельствует о включении двигателя компрессора, проверяется, было ли равенство часов и минут. Если равенство было, то проверяется флаг включения двигателя компрессора. При выполнении этих условий прерывание завершается. Если двигатель еще не включался, то устанавливается флаг включения двигателя и производится расчет времени выключения выхода. Для этого к текущему значению

минут прибавляется 30 мин (время, в течение которого будет включен клапан) и производится сравнение регистра минут на переполнение. Если значение регистра минут более 60, то инкрементируется регистр часов и выполняется сравнение на его переполнение (48 ч). Таким образом, производится привязка времени выключения клапана размораживания ко времени включения двигателя компрессора. Если двигатель компрессора не включится вообще (поломка), то размораживания холодильника не произойдет.

Когда выход включен, следующее сравнение будет производиться по времени выключения. При равенстве значений регистров часов и минут времени выключения выход выключится, сбросятся флаги равенства и включения двигателя. Программа готова к новому циклу включения клапана, который произойдет через 48 часов после первого совпадения на включение выхода.

Из любого адреса сравнения происходит прерывание. Прерывание возможно при переполнении таймера TMR0 и при изменении сигнала на входе RB0. После инициализации программы начинают работать предделитель с коэффициентом

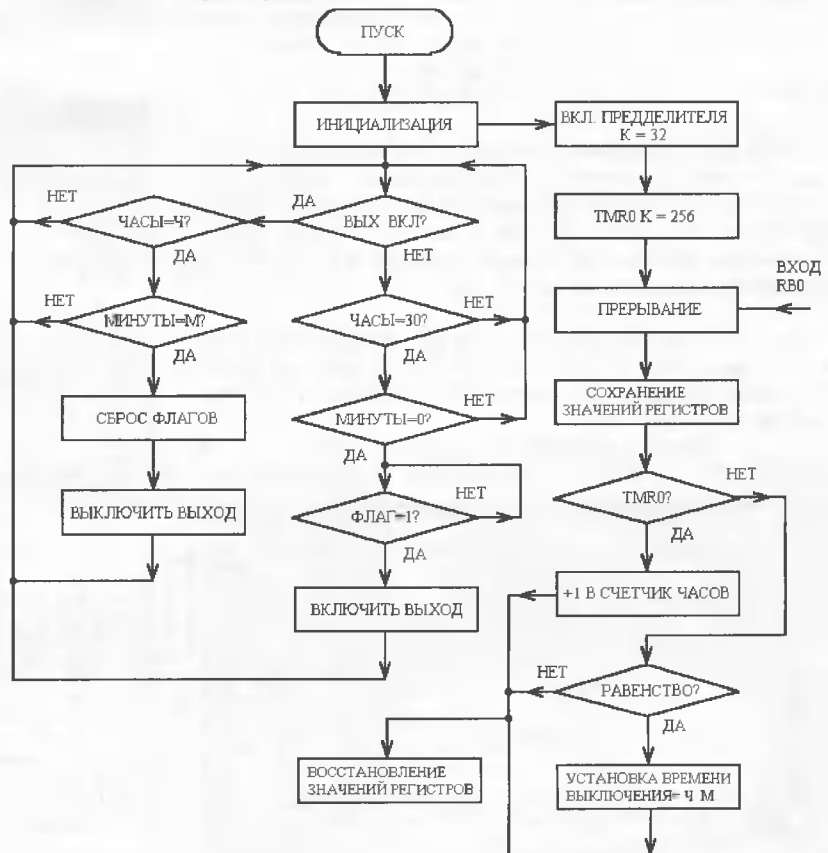


Рис. 1

деления, равным 32 и таймер с коэффициентом деления 256. После наступления прерывания сохраняются значения регистров и проверяются значения флагов прерывания, чтобы определить, по какому параметру произошло прерывание.

Прерывания по переполнению таймера происходят каждую секунду и инкрементируют счетчики часов. Счетчик часов установлен на значение 48.

При каждом включении двигателя компрессора происходит прерывание по изменению сигнала на входе RB0. Программно установлено прерывание по изменению сигнала из 1 в 0. Если не произошло равенство минут и часов, то прерывание завершается. Если во время прерывания по входу RB0 произойдет переполнение таймера, то после завершения прерывания по входу произойдет прерывание по переполнению таймера. Таким образом, прерывание, которое произошло во время выполнения другого прерывания, обязательно выполняется.

Для контроля работоспособности устройства выход порта RA2 устанавливается в то же состояние, в котором находится нулевой разряд счетчика секунд (на рис. 1 не показано). Таким образом, включение контрольного светодиода будет происходить с периодом в 2 с (секунда вспышка — секунда пауза). Пропуск паузы в свечении светодиода в один период будет происходить при переполнении счетчика секунд, когда происходит увеличение счетчика минут.

На рис. 2 показана принципиальная схема автомата. Сплошной линией выделена упрощенная схема электрооборудования холодильника. Электродвигатель компрессора обозначен буквой М, клапан размораживания — буквой К, выключатель терморегулятора — SK1, кнопка ручного включения режима размораживания — SK2.

В микроконтроллере прямой выход RA1 продублирован инверсным выходом RA0. Выход RA2 используется для контроля работоспособности устройства. Светодиод HL1 установлен синего цвета свечения (красный цвет — цвет опасности), но может быть любого типа с соответствующей корректировкой номинала гасящего резистора R2.

С прямого выхода RA1 микроконтроллера через гасящий резистор R1 лог. 1 поступает на светодиод оптопары MOC3043M. Оптопару можно брать лю-

бую из серии MOC30xx, но тогда может потребоваться подбор номинала резистора R1. Импортную оптопару U1 можно заменить отечественной типа АОУ160А с соответствующим изменением схемы включения. Светодиод оптопары открывает внутренний оптосимистор, и напряжение с анода симистора S1 подается на его управляющий вход. Симистор VS1 открывается и включает клапан размораживания.

Питание микроконтроллера осуществляется от сети через гасящий конденсатор C6 и резистор R6, выпрямитель на диодах VD3, VD4, конденсаторы фильтра C1, C2 и стабилитрон VD5. Напряжение с двигателя компрессора на вход RB0 подается через выпрямитель на диодах VD1, VD2 и гасящий резистор R4. Конденсатор C5 предотвращает ложные срабатывания микроконтроллера от импульсных помех. Если двигатель компрессора не включен, то на входе RB0 присутствует уровень лог. 1, поскольку все входы RB программно подтянуты внутренними резисторами микроконтроллера к плюсу напряжения питания.

Топология печатной платы автомата, изготовленной из односторонне фольгированного стеклотекстолита, показана на рис. 3. Расположение элементов на плате приведено на рис. 4. Конденсатор C6 должен быть на напряжение не ниже 400 В. Лучше всего использовать конденсатор типа K73-17 на рабочее напряжение 630 В. Кварцевый резонатор ZQ1 — миниатюрный цилиндрический.

Файл прошивки микроконтроллера представлен на сайте журнала по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> в архиве 2003\_08\_Zaes.

В собранное устройство микроконтроллер устанавливают в последнюю

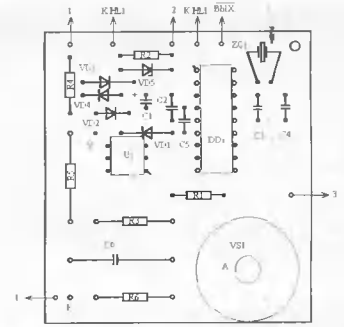


Рис. 4

очередь. Сначала вместо микроконтроллера параллельно конденсатору C1 следует поставить любой светодиод с соответствующим гасящим резистором. Если при подаче напряжения сети светодиод загорится, то проверьте напряжение на конденсаторе C1. Его значение должно быть в пределах 4,2...5,2 В в зависимости от экземпляра стабилитрона VD5. После проверки напряжения питания можно устанавливать в микросхемную панельку микроконтроллер.

После включения холодильника в сеть должен замигать светодиод. Если светодиод мигает, значит, программа микроконтроллера работает. Желательно, чтобы размораживание холодильника происходило в ночное время. Поэтому необходимо включить холодильник вечером в 19...22 ч. Тогда размораживание холодильника произойдет через 30 (24+6) часов, т. е. с 1 до 4 часов ночи. В дальнейшем размораживание будет происходить в одно и то же время через 48 часов.

Это устройство можно применить и для любого другого холодильника, имеющего полуавтоматическую систему размораживания.

**ВНИМАНИЕ!** При работе с устройством необходимо соблюдать осторожность, поскольку все детали находятся под напряжением сети.

Николай Заец,  
saes@mail.ru.

Литература

1. С. Бирюков. Автомат управления размораживанием холодильника. — Радио, 1996, № 7, с. 38, 39.
2. О. Николайчук. Управление нагрузкой на переменном токе. — Схемотехника, 2003, № 4, с. 25, 26.

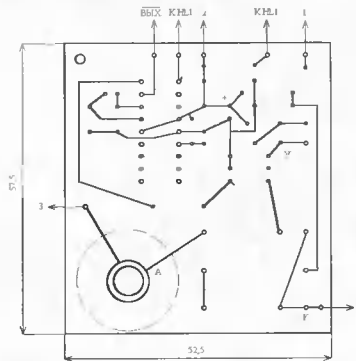


Рис. 3

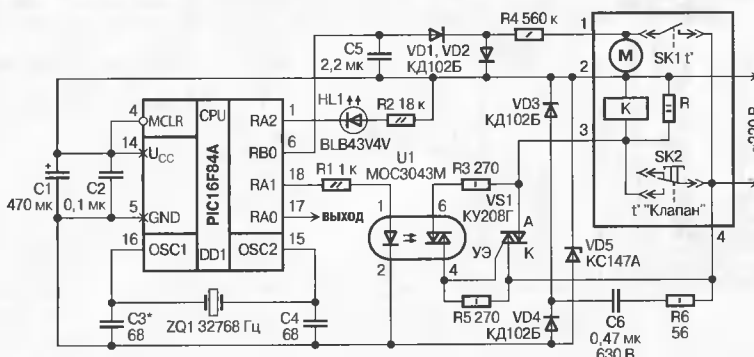


Рис. 2

# Автомат световых эффектов 4x4

Большинство автоматов световых эффектов строится на микросхемах малой степени интеграции и имеет четыре или восемь излучающих элементов, расположенных в одну линию. Простота таких конструкций ограничивает возможное число эффектов (сочетаний зажигаемых ламп). Одним из путей повышения зрелищности является применение вместо линейки элементов светоизлучающего табло.

Появление на рынке микроконтроллеров дало возможность значительно упростить конструкцию автомата световых эффектов. Так, если в классических конструкциях использовались от двух до восьми микросхем, то, применяя микроконтроллер, можно обойтись одной, программно реализовав работу автомата. При этом микроконтроллер позволяет создавать значительно более сложные эффекты, которые трудно было получить ранее.

Данная конструкция представляет собой автомат, управляющий табло световых эффектов размером 4x4 элемента. Он позволяет воспроизводить такие эффекты, как движущаяся линия, заполняющееся поле, спираль, шахматное поле, а также бегущие огни, бегущая тень и др. Принципиальная схема автомата приведена на рис. 1. Он выполнен на микроконтроллере PIC16F84. Тактовая частота задается с помощью часового кварцевого резонатора ZQ1. Порт В микроконтроллера используется для управления матрицей из 16-ти светодиодов, включенных через транзисторные ключи. Порт А может быть использован для подключения блока переключателей, с помощью которых возможен выбор различных эффектов.

Устройство может работать в двух режимах: последовательной и динамической индикации. В режиме последовательной индикации светодиоды зажигаются либо в строке, либо в столбце. Если сразу нужно зажечь несколько строк, то они будут идентичны. Данное ограничение можно преодолеть, применяя режим динамической индикации.

Управляющая программа микроконтроллера, реализующая режим динамической индикации, разработана с использованием среды MPLAB.

Работа программы начинается с инициализации микроконтроллера. Порт В устанавливается на вывод, обнуляются используемые регистры.

Рабочий цикл состоит из двух частей: формирования значений переменных вывода и непосредственно вывода изображения. Формирование переменных вывода **show1**, **show2**, **show3**, **show4** осуществляется с помощью подпрограммы табличной конвертации путем получения четырех значений. Каждая из переменных отвечает за соответствующую строку на табло. Младшие четыре бита показывают, какие светодиоды должны быть включены. Старшие четыре бита переменной управляют строками табло. Так, значение переменной

b'00011111' соответствует включению всех светодиодов в строке 1, а b'10000110' — включению только двух средних светодиодов в строке 4. Перед началом работы нужные варианты состояния матрицы заносятся в исходный текст программы блоками по четыре значения. Число блоков, умноженное на четыре, должно быть записано в константе **ntbl**.

Вывод изображения осуществляется последовательным занесением переменных **show1**, **show2**, **show3**, **show4** в порт В. Число циклов вывода задается путем программной установки константы **nshow**. Между выводом отдельных строк вызывается подпрограмма задержки. Она необходима для нормальной работы автомата на больших тактовых частотах. Длительность задержки устанавливается изменением константы **ntm**.

Все детали автомата размещены на печатной плате из фольгированного текстолита размером 85x45 мм. Чертеж печатной платы приведен на рис. 2, расположение элементов на печатной плате — на рис. 3. Устройство не критично к номиналам элементов. Вместо микроконтроллера PIC16F84 можно использовать PIC16F84A, PIC16C84, PIC16F83 в любом исполнении. Кварцевый резонатор можно выбрать любой, с которым допускается нормальная работа микроконтроллера. В зависимости от частоты резонатора перед началом работы необходимо установить значение константы **ntm**. Резисторы — МЛТ, ОМЛТ и т. п. мощностью 0,125 или 0,25 Вт. Транзисторы — любые из серий КТ315 или КТ3102. Конденсаторы С1 и С2 — керамические К10-17, КМ-5 и т. п., С3, С4 — любые оксидные.

Правильно собранное устройство начинает работать сразу после подачи питания и в наладке не нуждается.

Пример программы работы автомата, реализующий эффект змейки, приведен на сайте журнала по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> в архиве 2003\_08\_Soshin. Там же можно найти исходный текст программы и некоторые другие полезные файлы.

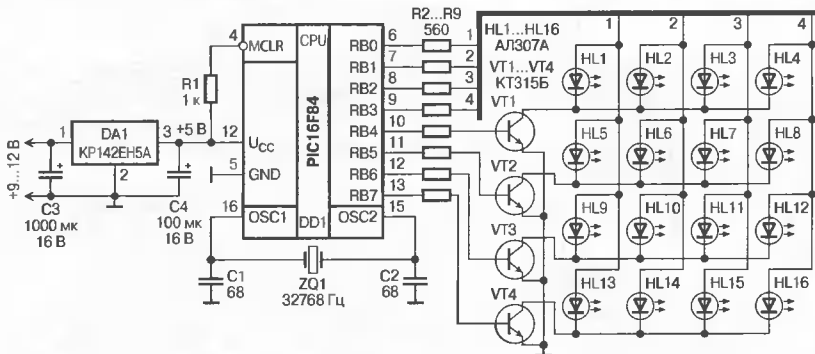


Рис. 1

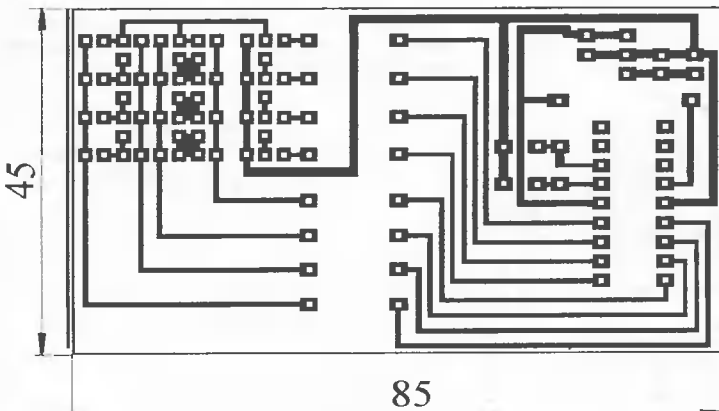


Рис. 2

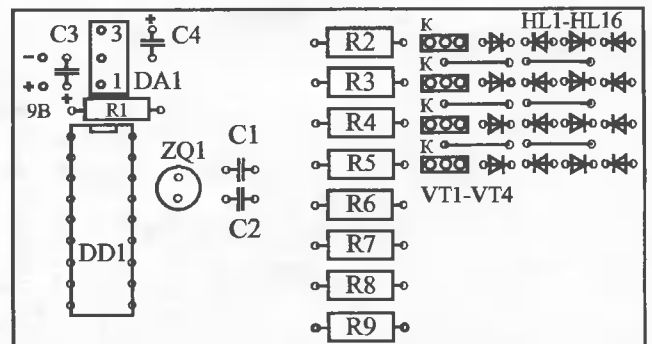


Рис. 3

# Управляемое реле времени для светильника

Предлагаемая автором конструкция может заметно сократить потребление электроэнергии на освещение квартиры.

Невзирая на экономическую нестабильность, рыночные реформы, в последние 10...15 лет наблюдается стремительный рост единиц электрооборудования, находящегося в личном пользовании у населения. Уже становится типичной ситуация, когда «среднестатистическая» семья из четырех человек, по 10...15 часов в сутки отбирает ток из электросети не менее 5...10 А. Как следствие, почти повсеместно пониженные напряжение и частота.

Потребление электроэнергии на освещение жилища, как и много лет назад, составляет немалую долю от затрат на оплату потребленной электроэнергии. Поэтому острая проблема понижения этих затрат не потеряет актуальности, пока всем хорошо знакомые, дешевые, но крайне неэкономичные лампы накаливания не будут отправлены на свалку истории. В этой статье предлагается еще один вариант электронного устройства, которое монтируется в разрыв цепи питания и предназначено для управления лампами накаливания, работающими в подсобных помещениях. Конструкция представляет собой реле времени, которое обесточивает нагрузку спустя заданное время. От многочисленных предшественников это устройство отличается тем, что лампы накаливания можно не только зажечь единственным выключателем без фиксации положения, но и погасить этим же выключателем в любой момент, не дожидаясь пока будет отработано заданное время. Кроме того, оно обеспечивает плавное, щадящее зажигание подключенных к нему ламп накаливания, чем значительно продляет срок их службы. Немалую роль играет простота схемы, дешевизна и доступность использованной элементной базы (какой смысл создавать устройство, затраты на которое на много лет вперед превысят экономический эффект от его использования). Находясь в дежурном режиме, реле потребляет от сети мощность не более 0,4 Вт.

Принципиальная схема предлагаемой конструкции показана на рис. 1. При первом включении реле времени в сеть переменного тока напряжения 220 В конденсатор С4 разряжен. Следовательно, основные управляющие узлы обесточены. Так как напряжение затвор-исток полевого транзистора VT2 близко к нулю, этот транзистор закрыт — сопротивление канала исток-сток очень велико, высоковольтные биполярные транзисторы VT3, VT4 открыты. Выход выпрямительного диодного моста оказывают зашунтированными ими. Вследствие этого симистор VS1 почти все время открыт, лампа накаливания EL1 светит в полный накал.

Для повышения экономичности и значительного облегчения рабочего температурного режима при внедрении устройства в ограниченное пространство установочной коробки выключателя освещения для внутренней электропроводки, гасящий избыток напряжения резистор R8 взят весьма высокого сопротивления. Чтобы обеспечить начальную зарядку конденсатора фильтра выпрямленного напряжения С4 и стабильную работу устройства при светящейся лампе EL1, установлен каскад на высоковольтном р-п-р транзисторе VT1. Транзистор включен таким образом, что он будет открываться синхронно с транзисторами VT3, VT4, чем будет обеспечиваться надежная подкачка С4 энергией. При погашенной лампе симистор и транзисторы VT3, VT4 постоянно закрыты, напряжение на выходе диодного моста VD5 максимально. Транзистор VT1 также постоянно закрыт. Тока, протекающего в это время через резисторы R8, R9, вполне достаточно для работы КМОП микросхемы DD1 и ее обрания.

А теперь пришла пора разобраться, как происходит управление лампой. Использованный D-триггер микросхемы DD1 включен как делитель частоты на два. Допустим, что на инверсном выходе триггера (вывод 2), высокий уровень — лог. 1. Транзистор VT2 открыт и шунтирует эмиттерные переходы VT3, VT4. Лампа не светится. Триггер в данном включении изменяет свое состояние по спадам тактовых импульсов отрицательной полярности на входе С. При кратковременном замыкании кнопки разряжается антидребезговый конденсатор С2 и заряжается задающий

время выдержки оксидный конденсатор С1. На выводе 2 появляется лог. 0. Конденсатор С5 плавно разряжается через резисторы R6 и R4, R5 и открытый n-канальный транзистор входного ключа микросхемы. Транзистор VT2 относительно плавно закрывается, в противовес ему открываются транзисторы VT3, VT4. Ток через управляющий электрод симистора плавно нарастает. Таким образом, обеспечивается замедленное на 3...4 с зажигание лампы EL1 на полную мощность. При повторном кратковременном замыкании контактов клавишного выключателя SA1 триггер вновь меняет состояние на противоположное. Конденсатор С5 постепенно заряжается до напряжения около двух вольт, транзистор VT2 открывается, и, как следствие, лампа накаливается плавно гаснет.

Если после включения лампы EL1 свет не будет вскоре погашен принудительно, через какое-то определенное время устройство автоматически отключит питание нагрузки. Произойдет это по той причине, что заряженный после замыкания кнопки SA1 конденсатор С1 постепенно разряжается через высокоомный резистор R3 и R1 и, когда напряжение на входе DD1 составит около половины от напряжения питания микросхемы, триггер сбросится, на выводе 2 установится высокий уровень, и лампа погаснет. С указанными на схеме номиналами С1, R3 время выдержки на отключение при применении высококачественного конденсатора С1 составит 25...30 мин.

Светодиод HL1 ярко светится при погашенной лампе EL1, что облегчает поиск выключателя в темноте. При включенной лампе его свечение едва уловимо. Если это не так, следует проверить работоспособность каскада на транзисторе VT1. Варистор R15 защищает от пробоя закрытые высоковольтные транзисторы и симистор от пробоя при всплесках напряжения питания.

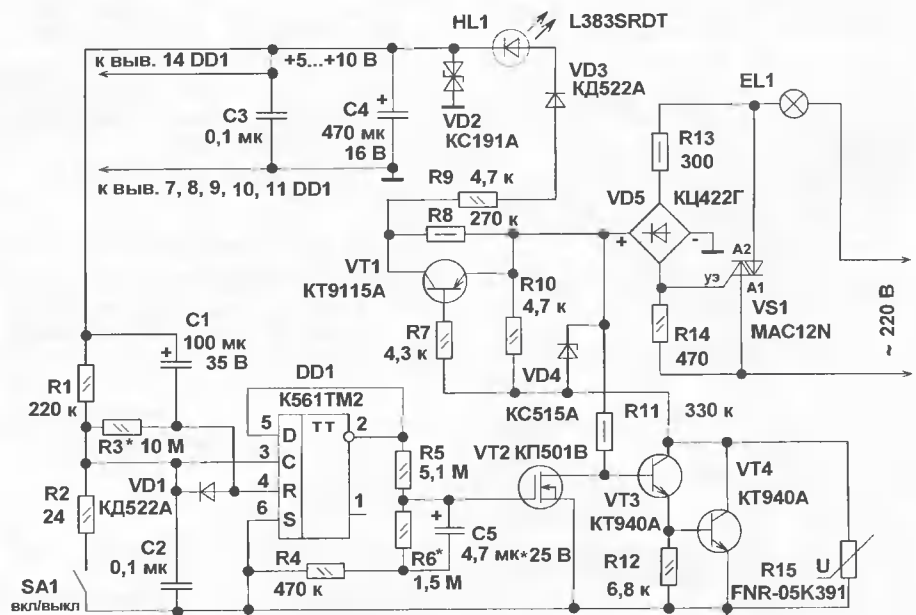


Рис. 1

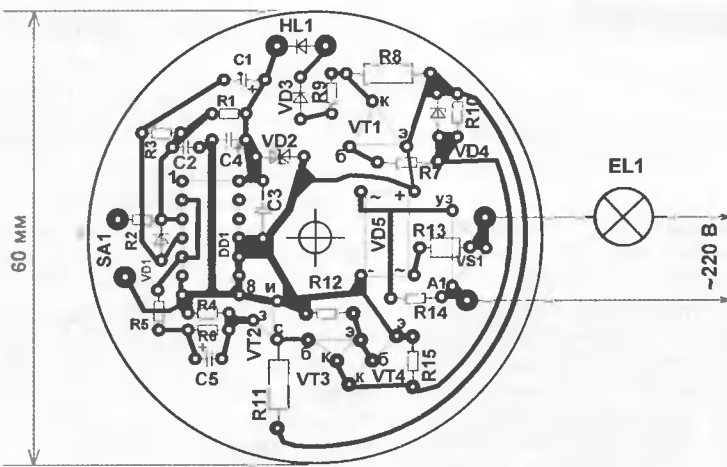


Рис. 2

В устройстве можно применить резисторы C1-4, C2-14, C2-23, C2-33, МЛТ. Резистор R9 желательно поместить в стеклянную или керамическую трубку, что предотвратит возможное возгорание платы при пробое транзистора VT1. Варистор R15 можно установить типов FNR-07K391—FNR-20K391, FNR-05K431—FNR-20K431 или аналогичный. Неполлярные конденсаторы — типов K10-17, KM-5. Все оксидные конденсаторы должны быть хорошего качества с токами утечки, не выходящими из наноамперного диапазона при номинальном напряжении. По этой причине для данной конструкции не подходят конденсаторы типа K50-35. Для компактного исполнения устройства на их месте желательно использовать конденсаторы в сверхминиатюрном исполнении, например, аналогичные применяемым в мобильных телефонных трубках. Диоды КД522А можно заменить любыми из серий КД521, КД510, 1N4148. На месте стабилитрона VD2 может работать маломощный девятивольтовый стабилитрон типа КС207А, КС191Ж, Д814Б1, ВZХ/ВZV55С-9V1. Вместо КС515А применим КС515Г, КС215Ж, КС216, КС508Б, КС535Б, 1N4744А. Маломощный диодный мост можно заменить другим в миниатюрном исполнении, например, КЦ407А, DB104—DB107, RB155 или четырьмя высоковольтными диодами — КД243Ж, 1N4004 и др. Светодиод следует использовать красного цвета с высокой яркостью свечения — L383SRWT, L1503SRC/D, L1503SRC/F, L1503SRD, L1513SURC/E, L1543SRC/E, L63SRC. Для светодиодов фирмы Kingbright буква S в обозначении после номера серии является признаком повышенной светоотдачи. Из отечественных подойдут некоторые типы ультраярких светодиодов из серий КИПД21, КИПД36, КИПД40. Транзисторы: КТ940А—КТ940АМ, КТ6135А, КТ969А, 2N6517, 2N6520, BF844, MPSA-42, 2SC2330; КТ9115А—КТ505А, BF493, MPSA-92, 2SA1625 М, L, К; КП501А, КП501Б, КП505Г, КР1014КТ1А—Г. На месте симистора можно использовать любой экземпляр, подходящий по параметрам с током спрямления не более 100 мА, например, 15-амперные высоковольтные MAC15М, MAC15А10, MAC16D, MAC16М, BT139-600, BT139-800F. Следу-

ет отметить, что в случае размещения устройства внутри установочной коробки для выключателя освещения суммарная мощность подключаемых ламп накаливания не может превышать 200...300 Вт из-за низкой эффективности охлаждения симистора, даже установленного на теплоотвод достаточных (для просторного корпуса) размеров.

Возможный вариант исполнения печатной платы дан на рис. 2. Элементы HL1 и SA1 подключаются к схеме с помощью монтажных проводников достаточной длины. Под клавишу выключателя необходимо установить возвратную пружину. От токоведущих частей конструкция изолируется несколькими слоями плотной стеклоткани без полимерного наполнителя. Во избежание порчи светодиода перед установкой необходимо уточнить его полярность.

Налаживание правильно собранного устройства сводится к подбору сопротивления резистора R6 так, чтобы левой p-MOP транзистор VT2 полностью открывался при погашенной лампе. Время выдержки на автоматическое выключение главным образом зависит от параметров R3, C1. Емкость конденсатора C1 не должна превышать  $\frac{1}{4}$  от емкости C4. Время плавного включения и погасания лампы можно изменить подбором конденсатора C5. Не рекомендуется выбирать значения более семи секунд. Исключив R4—R6, C5 и подключив затвор VT2 непосредственно к выводу 2 DD1, можно зажигать и гасить лампу практически мгновенно. Время ее жизни при этом заметно снизится.

Так как все элементы устройства находятся под напряжением осветительной сети, то при его настройке и эксплуатации следует соблюдать необходимые меры безопасности.

Андрей Бутов,  
butov@friends.lll.pp.ru

#### Литература

1. Тиристоры фирмы Motorola. — Схемотехника, 2002, № 1, стр. 62, 63.
2. С. Христофоров. Управление тристорами и симисторами. — Схемотехника, 2001, № 12, с. 21—25.

**Модуль портов I/O — PAB.** Модуль порта ввода/вывода микросхемы 80C188EC поддерживает два канала с восемью битами и один шестибитный канал ввода. Порт 1 мультиплексирован с CSU — программируемым селектором адреса и работает на вывод. Порт 2 мультиплексирован с выводами для последовательных каналов 1 и 2. Весь порт 2 работает на ввод/вывод. Порт 3 имеет шесть выводов, четыре из которых мультиплексированы с DMA и входами SCU (последовательного порта). Каналы портов, работающих на вывод, также имеют регистр защелки данных порта (устанавливает значение на выводе), регистр состояния вывода порта (определяет подключение) и периферийный функциональный регистр управления (осуществляет выбор между функцией порта и функцией периферийного устройства).

**Модуль управления регенерацией RCU.** Модуль управления регенерацией (RCU) автоматически генерирует сигналы шины (магистральной) чтения памяти RD/, циклически повторяющиеся для сохранения динамической или псевдостатической регенерируемой памяти. Счетчик с девятью битами управляет числом тактов между запросами на регенерацию. Генератор адресов увеличивает адрес на шине циклически. Это гарантирует, что все комбинации адресов будут считаны (восстановлены) в массиве памяти, даже если цикл шины прерывается другими запросами. Биты A19:13 адреса — программируемые, адреса регенерации могут быть размещены только на границах 8 кбайт.

Модуль выбора линии внешнего устройства микропроцессора активен в течение циклов регенерации шины. Это означает, что линия выбора внешнего устройства будет активной даже если регенерация обращается к адресу внутри диапазона, определенного для внешнего устройства. Кроме того, линии сигналов VME/ и A0 также управляются циклом регенерации (это обычно недопустимое условие шины). Данные AD15:0 шины игнорируются. Отложенный запрос регенерации возникает при блокировании обмена шины HOLD/HLDA. Если HLDA активизировался, когда регенерация запрашивает задержку, то после снятия HLDA регенерация продолжается.

**Модуль охранного таймера WDT.** Модуль охранного таймера-сторожа (WDT) осуществляет восстановление микропроцессорной системы из непредвиденных аппаратных или программных сбоев путем реинициализации или запуска системы.

WDT состоит из счетчика с 32 битами, который декрементируется каждый цикл. Если счетчик достигнет нуля прежде, чем произойдет сброс, вывод WDTOUT/ перейдет в состояние лог. 0 на четыре цикла импульсов тактовой частоты. Логическое И вывода WDTOUT/ с линией сброса позволяет WDT сбрасывать устройство в случае срабатывания WDT. Можно соединять вывод WDTOUT/ с линиями NMI или INT.

# Технологический контроллер на базе микропроцессора i80C188EC

WDT сбрасывается специальной блокируемой последовательностью команд для предотвращения ошибочного кода от сброса таймера. Системы, которые не требуют наличия таймера-сторожа, могут отключать модуль через подобную последовательность. Значение счетчика WDT может быть задано только один раз (обычно в ходе начальной загрузки). Если счетчик WDT был запрограммирован, дальнейшая запись в него запрещается. WDT может также быть использован как дополнительный универсальный таймер.

**Модуль управления мощностью.** PMU обеспечивает четыре режима: активный режим, режим сохранения мощности, нормальный режим и режим отключения.

Активный режим указывает, что все модули микросхемы 80C188EC действуют в режиме 1/2 частоты CLKIN и, следовательно, устройство потребляет максимальную мощность. Этот режим устанавливается после сброса, т. е. по умолчанию.

Нормальный режим «замораживает» генератор тактовых импульсов, устройство исполнения и модули шины в состоянии лог. 0 (все периферийные устройства продолжают функционировать как обычно). Немаскируемое прерывание NMI или сброс процессора возвращают процессор в активный режим.

Режим отключения «замораживает» генератор тактовых импульсов в состоянии лог. 0. Все внутренние регистры сохраняются. Текущее потребление уменьшается до токов утечки транзисторов. Любое немаскированное прерывание NMI или сброс процессора возвращают процессор в активный режим. Кроме того, по истечению заданного времени или по импульсу на NMI все узлы активизируются.

Режим сохранения мощности использует свойство устройств CMOS, согласно которому ток потребления прямо пропорционален частоте тактовых импульсов. В этом режиме осуществляется программное управление внутренней тактовой частотой. Все внутренние сиг-

налы могут быть замедлены до 1/64 нормальной частоты. Этот режим может использоваться совместно с нормальным или активным режимами.

**Модуль интерфейса шины (магистрала).** Микропроцессор 80C188EC включает контроллер шины, который генерирует локальные сигналы управления шиной. Кроме того, он поддерживает и протокол HOLD/HLDA для того, чтобы совместно использовать локальную шину с другими владельцами шины, например, контроллерами прямого доступа в память DMA. Контроллер шины (магистрала) ответственен за генерацию 20-битного адреса, стробы чтения и записи, сигналы состояния цикла шины и данных (для операций записи). Он также ответственен за чтение данных с локальной шины во время операций чтения. Сигнал готовности обеспечивает расширение цикла шины (магистрала) для согласования быстродействия. В 80C188EC контроллер шины также генерирует два сигнала управления (DEN/ и DT/R) для связи с помощью интерфейса с внешними микросхемами расширения. Эта возможность обеспечивает добавление мощных регистров для буферизации мультиплексной шины адреса/данных.

Кроме перечисленных периферийных устройств в микропроцессоре реализо-

Таблица 4

Наименование вывода	Тип вывода	Назначение
Vcc	Power	Выводы подключения питания +5 ± 10 % В.
Vss	GND	Выводы подключения общего провода питания.
CLKIN	вход	Clock Input — вход для подачи внешней тактовой удвоенной частоты при внешнем тактовом генераторе или вход подключения кварцевого резонатора при внутреннем тактовом генераторе.
OSCOUT	выход	Oscillator Output используется только при работе внутреннего тактового генератора для подключения второго вывода кварцевого резонатора.
CLKOUT	выход	Clock Output — выход меандра тактовой частоты.
RESIN/	вход	Reset Input — вход аппаратного сброса микропроцессора.
RESOUT	выход	Reset Output — выход, индицирующий, что микропроцессор находится в режиме сброса.
PDTMR	—	Power-Down Timer обычно подключается к внешнему конденсатору и определяет время задержки начала функционирования микропроцессора после состояния сброса.
NMI	вход	Non-Maskable Interrupt Input — вход немаскируемого прерывания, обычно используется для подключения WDT.
TEST/	вход	TEST — вход, используемый (опрашиваемый) командой WAIT. Активный уровень — низкий.
A19/S6/ONCE/	вход/выход	В фазе выдачи адреса — линия адреса A19. В тактах T2 и T3 — индикатор статус-бита S6. Во время сброса — проверяемый вход для перехода в режим ONCE.
A18/S5 A17/S4 A16/S3	вход/выход	В фазе выдачи адреса — линии адреса A18, A17, A16. В тактах T2 и T3 — индикаторы статусных битов S5, S4, S3.
A15/CAS2 A14/CAS1 A13/CAS0 A12:8	вход/выход	В фазе выдачи адреса — линии адреса A15:A8. В фазе выполнения процедуры прерывания — входы для получения адреса каскадирования CAS2:CAS0 от ведомых контроллеров прерываний.
AD7:0	вход/выход	В фазе выдачи адреса — линии адреса A7:A0. В фазе передачи данных — линии данных D7:D0.
ALE	выход	Address Latch Enable — выход, используемый для стробирования адресной информации во время адресной фазы шины.
RD/	выход	Read — выход, индицирующий фазу чтения данных из памяти или устройств ввода/вывода.
WR/	выход	Write — выход, индицирующий фазу записи данных в память или устройства ввода/вывода.
READY	вход	Ready — вход сигнала готовности памяти или устройств ввода/вывода. Вход может быть отключен соответствующим программированием CSU.
S2:0/	выходы	Bus Cycle Status — выходы, индицирующие текущую статусную информацию:
		S2/ S1/ S0/ Статус (состояние) шины
		0 0 0 Запрос прерывания
		0 0 1 Чтение устройств ввода/вывода
		0 1 0 Запись устройств ввода/вывода
		0 1 1 Процессор остановлен
		1 0 0 Очередь команд переполнена
		1 0 1 Чтение памяти
		1 1 0 Запись памяти
1 1 1 Шина пассивна		

Продолжение таблицы 4

Наименование вывода	Тип вывода	Назначение
RFSH/	выход	Refresh — выходной сигнал, индицирующий, что микропроцессор выполняет цикл регенерации.
DEN/	выход	Data Enable — выход для управления двунаправленным буферным передатчиком шины. Активный низкий уровень во время обмена данными с магистралью.
DT/R	выход	Data Transmit/Receive — выход для управления направлением передачи двунаправленного буферного передатчика шины.
LOCK/ HOLD	выход вход	Lock Output — выход, индицирующий состояние, когда цикл шины непрерываема. Hold Request — вход запроса внешнего мастера шины на монополизацию доступа к шине.
HLDA/	выход	Hold Acknowledge — выход, индицирующий, что микропроцессор передал монопольное управление шиной внешнему устройству.
UCS/	выход	Upper Chip Select — выход, активный (низкий), когда текущий адрес находится в диапазоне, запрограммированном пользователем. После сброса автоматически конфигурируется на адреса памяти в диапазоне 0FFC00H:0FFFFFFH (область BIOS).
LCS/	выход	Lower Chip Select — выход, активный (низкий), когда текущий адрес памяти или устройств ввода/вывода находится в диапазоне, запрограммированном пользователем. После сброса автоматически конфигурируется, как неактивный.
P1.0/GCS0 P1.1/GCS1 P1.2/GCS2 P1.3/GCS3 P1.4/GCS4 P1.5/GCS5 P1.6/GCS6 P1.7/GCS7	выходы	Выходы могут выполнять двоякую функцию. Они могут настраиваться на выполнение функций программируемого селектора адреса General Purpose Chip Select Output. Если они не используются для этих целей, то могут использоваться, как порт вывода общего назначения.
T0OUT T1OUT	выходы	Timer Output — выходы таймеров общего назначения.
T0IN T1IN	входы	Timer Input — входы таймеров общего назначения.
INT7:0	входы	Maskable Interrupts — входы прерываний
INTA/	выход	Interrupt Acknowledge Output — сигнал для синхронизации работы внешних контроллеров прерываний.
P3.5 P3.4	входы/ выходы	Bidirectional I/O — двунаправленные входы/выходы с открытым коллектором.
P3.1/TX1	выход	Transmit Interrupt Output — индикатор завершения передачи последовательным каналом 1 или выходной порт.
P3.0/RX1	выход	Receive Interrupt Output — индикатор завершения приема последовательным каналом 1 или выходной порт.
P3.2/DM0 P3.3/DM1	выход	DMA Interrupt Output — индикатор завершения цикла DMA 0(1) или выходной порт.
WDOUT/	выход	WatchDog Timer Output — активный низкий в течение четырех тактов, если охранный таймер достиг нуля.
P2.7/CTS1 P2.3/CTS0	входы/ выходы	Clear To Send — функции последовательных портов или линии портов ввода/вывода.
P2.6/BCLK1 P2.2/BCLK0	входы/ выходы	Bound Clock Input — входы внешних генераторов скорости последовательных портов или линии портов ввода/вывода.
P2.5/TxD1 P2.1/TxD0	входы/ выходы	Transmit Data Output — выходы последовательных портов или линии портов ввода/вывода.
P2.4/RxD1 P2.0/RxD0	входы/ выходы	Receive Data Input — входы последовательных портов или линии портов ввода/вывода.
DRQ3:0	входы	Request Input — входы запроса режима прямого доступа в память DMA.

вана встроенная система тестирования ONCE™. Микропроцессор переводится в режим тестирования, если во время сброса линия адреса A19 удерживалась в состоянии лог. 0, при этом все входы/выходы переводятся в высокоимпедансное состояние. Этот режим позволяет подключить внутрисхемный змуйлятор.

В заключение краткого описания следует отметить, что микропроцессор может работать в достаточно широком диапазоне температур корпуса — от -40 до +100 °C. Диапазон допустимых напряжений питания доходит до 6,5 В. Максимальные частоты подключаемых кварцевых резонаторов не должны превышать 32 МГц для 80C188EC-16 и 26,08 МГц для 80C188EC-13.

Для того чтобы разобраться с общими принципами работы столь сложной микропроцессорной системы, которой является микросхема 80C188EC, необходимо рассмотреть краткое описание

назначения выводов, приведенное в табл. 4.

### Подсистема процессора мощного технологического контроллера

Технологический контроллер выполнен в виде комплекта плат одинакового размера 100×200 мм, устанавливаемых в специальную корзину, называемую крейтом. На узкой стороне печатной платы установлен трехрядный разъем СНП59-96, на который выводится модифицированная магистраль I41 (MULTIBUS-I) [5]. Описываемый узел полностью размещается на одной печатной плате. На других печатных платах собраны модули управления технологическим оборудованием, назначение и состав которых зависит от предназначения системы и в рамках данной статьи не рассматриваются. В крейте имеется многослойная кросс-плата, на которой установлены ответные части

разъемов магистрали. Все одноименные контакты этих разъемов соединены параллельно. Стандартный крейт может иметь 5 или 10 установочных мест в зависимости от нагрузочной способности установленных на плате процессора микросхем, обслуживающих магистраль.

*Окончание следует*

**Олег Николаичук,**  
onig@ch.moldpac.md

# Программируемый регулятор

В различных источниках (книги, журналы, Интернет) можно найти много описаний и конструкций на базе микроконтроллеров. Если вы что-то захотели повторить, то просто собираете то или иное устройство, прошивку МК берете из указанного источника и заносите ее в МК с помощью программатора. Если же вам требуется что-либо изменить в его алгоритме работы или собрать что-то свое, пусть даже мало отличающееся от прототипа, то придется сесть за специальную литературу. Предстоит изучить, как минимум, систему команд МК, программу Ассемблер (или компилятор С) и отладчик. В общем-то, информации на так уж много, и разобраться в ней можно за пару месяцев, однако написание и отладка программы для МК займет примерно 90 % от всего времени создания работоспособного устройства. Естественно, появляется желание упростить процесс программирования и отладки.

Пожалуй, первым шагом является создание библиотек (наборов) подпрограмм как общего использования (например, арифметических), так и драйверных, для связи с оборудованием (например, для управления двигателем). Далее, набор программ надо как-то загружать в контроллер, запускать на выполнение, допускать их параллельную работу, получать результаты их работы и т. д. В общем, появляется некая операционная система. В ОС встраивается система связи с РС, причем не с одним контроллером, а с несколькими, т. е. создается сеть, в которой каждый контроллер имеет свой номер. В ОС также встраивается система отладки программы. Таким образом, получается более-менее универсальная система, поэтому можно создать ограниченное число разновидностей контроллеров. Типовой набор микросхем контроллера включает в себя различные типы памяти, устройства ввода/вывода цифровых и аналоговых сигналов, системы связи с датчиками и исполнительными устройствами младшего класса, часы. Для верхнего уровня создается программа, позволяющая при взаимодействии с ОС контроллера получить рабочую программу, во время работы контроллера получить из него информацию и управлять им. Для изучения подобных систем требуются известные усилия, однако сокращается время разработок. С другой стороны, эту технологию начинают использовать фирмы, производящие специализированные приборы, позволяя пользователям в определенных пределах менять алгоритм их работы.

Автору захотелось сделать нечто подобное, причем попроще и, самое главное, подешевле. Предполагалось использовать микроконтроллер с 1...2 кбайт Flash-памяти. МК такого класса не могут программировать сами себя из программы (имеются в виду МК Atmel и Microchip), однако имеют внутреннюю EEPROM небольшого размера, что предопределяет использование интерпретатора. Однако программа «вылезла» за отведенные границы и пришлось перейти на МК с размером Flash-памяти от 4 кбайт. При этом было бы правильной перейти от интерпретатора к компилятору, однако, поскольку были наработки, автор решил оставить интерпретатор, несколько расширив его возможности.

## Структура контроллера

- 13 цифровых произвольно настраиваемых входов/выходов;
  - один счетный вход;
  - двухцветный светодиод;
  - один звуковой выход (“пищалка”);
  - один аналоговый выход (тиристор);
  - линия связи I<sup>2</sup>C (позволяет связать до 64-х внешних датчиков различных типов);
  - энергонезависимая память EEPROM — 0,5 кбайт общего использования;
  - энергонезависимый буфер событий — 7,5 кбайт, 766 событий;
  - часы с питанием от литиевого элемента;
  - память программы 0,5 кбайт (примерно 40 строк исходного текста);
  - интерфейс RS-232/485 для связи с компьютером — скорость 4800 бод, сетевой номер 1—127.
- В устройстве используются следующие микросхемы:
- процессор AT90S8515;
  - интерфейс с РС MAX232/485;
  - буфер событий 24ATC64;

- часы DS1307;
- датчик DS1721.

Последние три микросхемы можно и не устанавливать, однако, если нет 24ATC64, то нельзя использовать операторы, связанные с энергонезависимой памятью, и проявляется замедленная реакция по сбросу. Если нет DS1307, то нет и автоматического восстановления абсолютного времени устройства при перебоях в питании, хотя само оно функционирует верно. И, наконец, если нет DS1721, невозможно измерять температуру.

## Внутренние переменные

Все переменные двухбайтовые со знаком, диапазон — 32768...+32767:

- 16 общего назначения — RX;
- до 16 драйверных — SYS;
- 64 косвенно адресуемых;
- 8 — стек подпрограмм;
- 8 — стек данных;
- два источника прерываний.

Регулятор может работать только с медленно меняющимися входными воздействиями, т. к. скорость выполнения одной строки программы не менее 100 мкс. Устройство имеет ограниченное число входов/выходов, операторов программирования, а размер пользовательской программы всего около 40 строк текста.

## Описание устройства

Контроллер (рис. 1) был собран на макетной плате, поскольку основной задачей была отладка программного обеспечения, а не создание реального устройства. Кроме того, поскольку функции контроллера программируются, схемы входных и выходных цепей будут зависеть от их конкретного использования. При отладке для цифровых входов использовались кнопки S2—S5, для предотвращения повреждения входов кнопки подключены через ограничительные резисторы R13—R16. Резисторы, подтягивающие входы к источнику +5 В, находятся непосредственно внутри контроллера. Для индикации состояния цифрового выхода используется светодиод HL3. Пользовательский светодиод HL2 и “пищалка” BQ1 включаются всегда так, как показано на схеме. Отмечу, что можно “пищалку” подключить через транзистор к +12 В для увеличения громкости. Автором использовалась обычная динамическая головка, но, видимо, лучше использовать пьезоэлектрический излучатель ЗП-1 для уменьшения нагрузки на МК. Температурный датчик был подключен с помощью четырех проводов — общий, питание +5 В, SDA, SCL (все примерно 3 м длиной), резисторы R18—R20 установлены на макетной плате. Резистор R20 необходим, поскольку выход микросхемы выполнен по схеме с открытым стоком, R18 — защитный для выхода контроллера, R19 защищает от возможного конфликта на линии между МК и датчиком. Аналогичная защита предусмотрена и для памяти с часами (R9, R10). Будьте осторожнее с микросхемой датчика, одну такую микросхему автор повредил при монтаже статическим электричеством.

Для часов предусмотрена подпитка от литиевого элемента G1 напряжением 3 В. Реально на макетной плате он установлен не был, но функционирование часов с отдельным источником +3 В проверялось экспериментально. Если вы

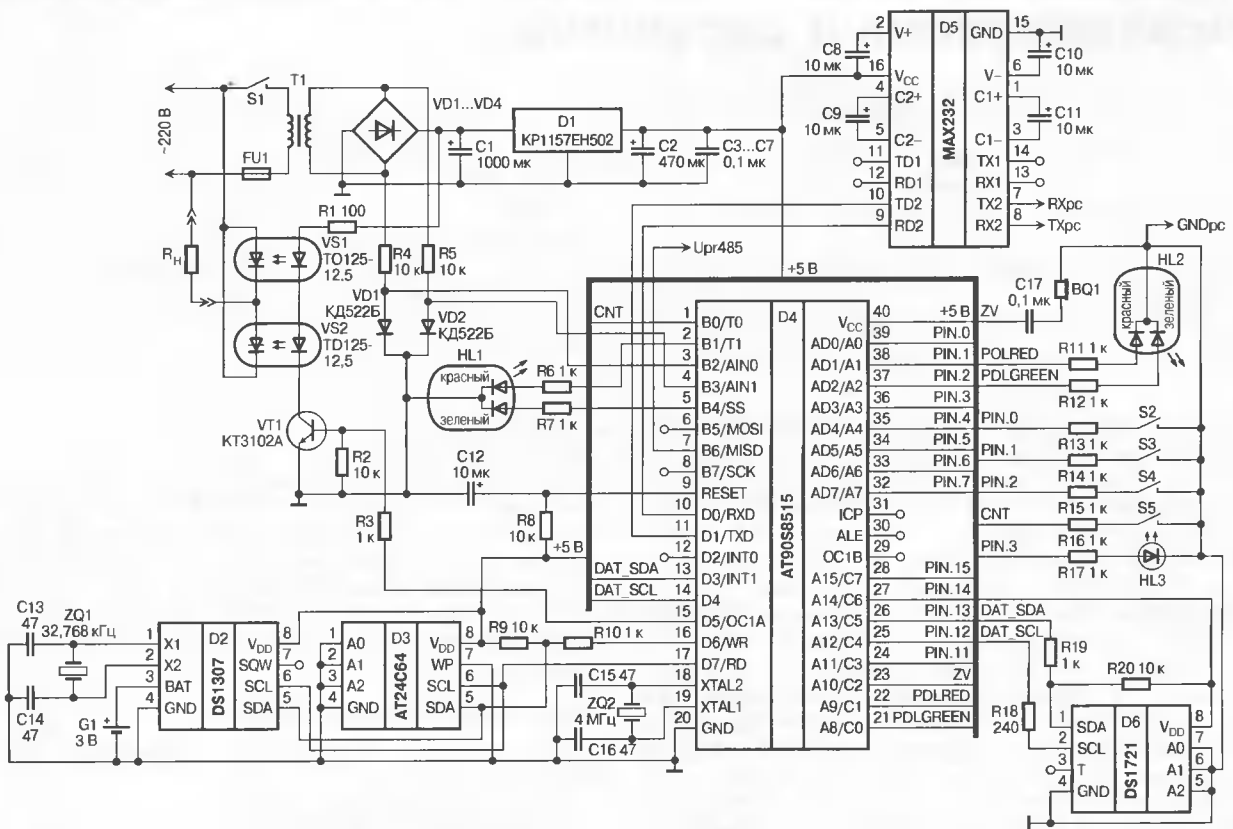


Рис. 1

временно не будете подключать элемент, обязательно соедините с общим проводом вывод 3 микросхемы D2, т. к. у часов есть внутренний детектор, отключающий внешнюю шину, если  $V_{DD} < 1,25V_{BAT}$ , а при свободном выводе BAT напряжение на нем может достигнуть 5 В, и микросхема отключится, что не позволяет ни читать, ни писать в нее. При испытании порог отключения составил 4,1 В, а включения — 4,0 В. Часы работают от элемента с напряжением 1,6 В, а при 1,4 В работать перестают (по паспорту нижнее значение этого напряжения — 2 В).

Светодиод HL1 — системный, показывает текущее состояние контроллера: желтый — инициализация, красный — стоп, зеленый — работа, мигающий красный — неисправность. Цепь сброса выполнена на элементах R8, C12. Она необходима для надежного сброса, без нее контроллер при быстром включении/отключении питания ведет себя непредсказуемо, например, может перенастроить порты со входа на выход и создать конфликт на линиях (это еще одна причина, по которой защитные резисторы не мешают).

В контроллере пользовательская программа заносится во внутреннюю EEPROM. Опыт автора показал, что МК фирмы Atmel очень любят ее портить. Была предпринята попытка программно устранить эту неприятную особенность, но окончательно справиться с ней не удалось. Поэтому, если предполагается использовать контроллер для реальной работы, то замените цепь сброса пятивольтовым супервизором питания. При повторении устройства один блокирующий конденсатор 0,1 мкФ (из набора C3—C7) должен стоять непосредственно рядом с МК, а еще лучше — между его выводами 20 и 40, кварцевый резонатор — рядом с выводами 18 и 19, конденсаторы C15, C16 подпаяны к общему проводу как можно ближе к выводу 20 и обязательно к той шине, к которой этот вывод подключен. То же относится и к цепи сброса R8C12.

Схема синхронизации МК от сетевого напряжения собрана на элементах R4R5VD1VD2 и диодном мосте VD1—VD4. Она позволяет получать ограниченное по амплитуде напряжение, подаваемое на аналоговый компаратор МК, и последний может определить момент перехода сетевого напряжения через нуль. В этот момент оптодиоды должны быть выключены подачей лог. 0 на вход транзистора VT1. Включение же произойдет через некоторое (программно заданное) время. Таким образом, осуществляется регулирование

с минимальным уровнем помех. Если будут наблюдаться сбои синхронизации, попробуйте поставить конденсатор емкостью 0,01 мкФ между входами компаратора.

Отладку силовой части рекомендую выполнить в такой последовательности. Возьмите адаптер на напряжение +12 В (стаб.) и ток 400 мА, разберите и вместо двух проводов (общий и +12 В) выведите четыре (общий, +12 В и дополнительно два вывода с переменным напряжением 18 В со второй обмотки трансформатора). Лампу накаливания на 24 В, 100 мА подключите через оптодиоды к выводам переменного напряжения 18 В и посмотрите сигналы на осциллографе.

### Состав и краткое описание набора подпрограмм

1. Связь с PC выполнена на базе встроенного в МК интерфейса UART. Формат передачи — 9 бит, последний бит посылки является признаком адреса контроллера. Регистры UART программно расширяются для приема/передачи всей посылки примерно до 64-х байт. UART работает по прерываниям, постепенно накапливая принимаемую посылку или постепенно передавая исходящую. Когда процесс передачи/приема завершается, устанавливается внутренний флаг готовности, который анализируется в цикле основной программы. Если контроллер занят к моменту приема очередной команды, то информация об этом состоянии немедленно уходит в PC. Контроллеры передают информацию только по запросу от PC. Передав команду в контроллер и получив ответ, PC переходит к опросу следующего контроллера, находящегося в сети, и т. д. по числу подключенных контроллеров. Все ошибки обмена исправляются путем повторного опроса со стороны PC, любая ошибка увеличивает счетчик ошибок связи, который можно посмотреть в верхнем уровне программы PC. Таким образом, процесс идет в фоновом режиме для цикла основной программы и отнимает минимум времени.

2. Системный таймер выполнен на базе TMR1, прерывание срабатывает по переполнению каждые 16384 мкс. Столь большое, да и неудобное значение периода прерывания выбрано из-за наличия драйвера тиристора, пауза управления которым может достигать 10 мс (половина периода сетевого напряжения). Именно по прерыванию от системного таймера работает большинство подпрограмм драйверов,

внутренние часы, по нему же устанавливаются два программных флага запросов прерывания от компараторов абсолютного и относительного времени.

3. Драйверы. Основным драйвером можно считать подпрограмму управления тиристором, который управляет нагрузкой, подключенной к сети. Эта тема популярна у радиолюбителей, так что фактически здесь предлагается очередной вариант ее реализации. Следует отметить, что тиристор управляется уровнем, что дает возможность использовать вместо него и транзистор, который, кстати, может управлять и постоянным напряжением. При этом обязательно надо предусмотреть развязку контроллера от сети. Далее, любой контроллер имеет цифровые входы/выходы, причем часто ко входам подключаются кнопки, которые имеют дребезг при переключении. Чтобы убрать дребезг, предусмотрен драйвер для работы с цифровыми входами. Будет полезен и счетчик импульсов, драйвер, убирающий дребезг, подключен к нему постоянно. Для простейшей индикации предусмотрены двухцветный светодиод и «пищалка».

Часто необходимо сохранить константы при сбоях в питании, для этого предназначен участок внешней EEPROM размером 0,5 кбайт. Оставшаяся область этой EEPROM используется для накопления информации о событиях, произошедших при отключенном РС. При запуске программы на РС эта информация передается в базу данных. Таким образом, компьютер может включаться только изредка для контроля событий, произошедших в системе.

Самым интересным драйвером, с точки зрения расширения возможностей контроллера, является линия связи I<sup>2</sup>C, позволяющая подключать внешние датчики или исполнительные устройства, например датчик температуры. К драйверам можно отнести и абсолютное/относительное время, хотя эти «датчики» и работают только внутри МК. Абсолютное время позволяет контроллеру выполнить заданное действие, например, в среду в 17.15 мигнуть пару раз светодиодом.

4. Встроенный интерпретатор — это именно та подпрограмма, которая позволяет контроллеру выполнять вашу прикладную задачу, оформленную в виде строк текста. На верхнем уровне в РС компилятор переводит текст вашей программы в промежуточный код, который загружается во внутреннюю EEPROM МК. Базовый размер выбран равным двум байтам, где первый байт — операция, а второй — операнды, участвующие в ней. Например, R1=R2 g 5012h. Интерпретатор, считав число 5012h из EEPROM, возьмет число из ячейки памяти, отведенной для переменной R2, и поместит его в ячейку памяти с адресом R1.

5. Основной цикл. Эта программа связывает в одно целое все перечисленные выше составные части программного обеспечения контроллера и работает постоянно: вызывает интерпретатор для выполнения очередной строки, определяет наличие запросов прерывания от таймеров абсолютного/относительного времени, выполняет команды от РС, следит за срабатыванием контрольной точки в отладочном режиме.

## Описание ресурсов контроллера

### Цифровые перенастраиваемые входы/выходы

PIN — 16-битный порт ввода, читает состояние 0 или 1 непосредственно из портов ввода МК PINA и PINC. К младшим восьми линиям PIN.0—PIN.7 можно подключить драйвер, убирающий дребезг контактов, в этом случае сигнал должен быть стабилен в течение 48 мс.

PORT — 16-битный порт вывода, устанавливает 0 или 1 непосредственно в портах вывода МК PORTA и PORTC.

DDR — 16-битный порт настройки DDRA и DDRC МК на ввод или вывод. По сбросу порт устанавливается на ввод с подключенными внутренними резисторами.

Три линии порта A8, A9, A10 настроены на вывод и используются для светодиода и «пищалки».

### Счетный вход (счетчик)

CNT — цифровой однобитный вход с накоплением числа переключений из состояния 1 в состояние 0, диапазон накопления 0—65535. При переполнении CNT сбросится в 0 и

снова продолжит счет. Счетный вход опрашивается по таймеру один раз в 16 мс. Чтобы произошло его увеличение на единицу, требуется стабильность сигнала в течении трех опросов (48 мс), это позволяет подавить дребезг механических контактов, например кнопки.

### Пользовательский светодиод

HL использует три младших бита для управления драйвером. Значение переменной опрашивается по таймеру один раз в 16 мс, и, следовательно, задержка изменения состояния реального выхода, которым является светодиод, может достигать 16 мс. В программе можно использовать символные имена констант:

- 0=OFF — выключить;
- 1=RED — красный;
- 2=GREEN — зеленый;
- 3=ON — желтый;
- 4=REZERV — не используется;
- 5=M\_RED — мигающий красный;
- 6=M\_GREEN — мигающий зеленый;
- 7=M\_ON — мигающий желтый.

### Пользовательский звук («пищалка»)

ZV формирует звуковой сигнал частотой 2000 Гц в течении 0,25 с. Звук вырабатывается при обращении из программы, при этом возникает задержка выполнения последующих операторов программы на 0,25 с. Звуковой сигнал выполнен как оператор, а не как драйверная переменная.

### Аналоговый выход (два оптотиристора)

PWR позволяет регулировать количество энергии, отдаваемой в нагрузку, подключенную к сети переменного тока ~220 В. Шаг регулировки равен 1 в диапазоне 0...100. Изменение момента включения тиристора осуществляется по таймеру один раз в 16 мс, сам принцип регулирования основан на изменении времени пропускания тока через тиристор в пределах периода сетевого напряжения. Очевидно, что это может вызывать помехи в сети, т. к. тиристор открывается в произвольный момент времени, не привязанный к моменту перехода сетевого напряжения через нуль. Для их уменьшения рекомендуется использовать сетевой фильтр (на схеме не показан). Дополнительно используется другой режим — включение тиристора на целое число периодов сетевого напряжения. Регулировка осуществляется в пределах десяти периодов (200 мс), поэтому в этом режиме шаг регулировки равен 10 в диапазоне 0...100. В этом режиме переключение происходит при переходе сетевого напряжения через нуль, в связи с чем помехи минимальны. Здесь также требуется стабильность сигнала на входах компаратора (отсутствие дребезга около 0 В), поэтому наличие сетевого фильтра обязательно.

### Линия связи I<sup>2</sup>C

DAT представляет из себя последовательный интерфейс связи по I<sup>2</sup>C (два провода питания + два информационных) с датчиками или исполнительными устройствами, максимально — до 64-х. Например, можно использовать датчик температуры DS1721. Поскольку линия имеет некоторую универсальность, то и правила обращения к DAT требуют более детального рассмотрения. Для активизации обмена с устройством необходимо передать ему синхробайт: биты 7654 — тип, биты 321 — адрес, бит 0 — запись/чтение. Тип определяет тип устройства, по сути это часть адресной информации, например:

- датчик — 9 — 1001;
- память — A — 1010;
- часы — D — 1101;
- адрес — позволяет выбрать до восьми устройств одного и того же типа.

Запись/чтение определяет, требуется запись или чтение данных из устройства, и использует младший бит: 0 — запись, 1 — чтение. Второй передаваемый байт уже интерпретируется устройствами по разному, например, для датчика DS1721 это код команды, для памяти SEEPROM — адрес ячейки памяти. Общее здесь то, что этот байт отно-

сится к управлению устройством и при записи передается всегда (в операции чтения может не передаваться). Третий и последующие байты в простых устройствах рассматриваются как данные и могут не передаваться.

Исходя из этого приняты следующие правила обращения: в переменной общего назначения R0 хранятся синхро- и управляющий байты, в DAT — два байта данных. Синхробайт — в старшем байте R0, а байт управления — в младшем байте R0, эти два байта передаются всегда. Бит R0.15 (он же старший бит синхробайта) и бит R0.8 (он же его младший бит) используются для указаний, сколько байт данных из DAT переслать в устройство, причем для операций записи/чтения эти признаки отличаются. Признак активности — установка 1.

Запись/чтение:

R0.15 ст. байт RX 1/2 байта в DAT  
R0.8 мл. байт RX использовать передачу байта управления

Таким образом, можно записывать/считывать один или два байта данных. Например, запишем младший байт из R7 в EEPROM AT24C02 (256 байт) по адресу 5, а затем считаем его в R12.

Запись:

синхро=0.010.000.0=\$20  
адрес управления =00000101=\$05

R0=\$2005  
DAT=R7

Чтение:

синхро=0.010.000.1=\$21  
адрес управления =00000101=\$05

R0=\$2005  
R12=DAT

Для датчика DS1721

инициализация в начале программы:

R0=\$11AC  
DAT=\$8E  
R0=\$1051  
DAT=0  
R0=\$10AA  
DAT=0

Чтение 2-х байт:

R0=\$9000  
R1=DAT

Далее программа преобразования может иметь такой вид:  
Поменять старший/младший байты

R2?L=R1  
R3?H=R1  
R2<<=8  
R3|=R2

Преобразование \*10/256

R3/=16  
R3\*=10  
R3/=16  
R4=R3

После этого в R4 будет находиться число с точностью до десятой части градуса, например, число 195 соответствует 19,5 градуса. Старший бит выбора типа устройства недоступен, т. е. вы можете использовать устройства только из диапазона 1000...1111.

EEPROM требует времени записи примерно 5 мс, поэтому необходима соответствующая пауза после записи, при-

знак окончания записи программно недоступен. В большинстве случаев вы будете записывать в PОН устройства, а там запись произойдет без задержек. Вы можете использовать и свои специализированные устройства, собрав их на МК младшего класса, например на AT2313, и введя в них программный алгоритм I<sup>2</sup>C, однако это потребует известных усилий, т. к. скорость обмена около — 100 кГц.

### Энергонезависимая память EEPROM

SEEP — запись/чтение по два байта. Время записи составляет примерно 5 мс, и дальнейшее выполнение программы будет приостановлено на это время. Перед операцией необходимо установить адрес ячейки памяти в переменной общего назначения R0, например, записать число 5 в ячейку 12:

R0=\$0C  
SEEP=5

Считать из ячейки 13 в регистр R15:

R0=\$0D  
R15=SEEP

Если указать адрес больше допустимого (0...255), то произойдет переход на начало, т. к. старший байт R0 маскируется. Помните, что ресурс EEPROM не безграничен и составляет 10<sup>6</sup> циклов записи.

### Пользовательские события

Позволяют запомнить четыре переменных R12—R15 и время AT в энергонезависимой памяти

Операторы: SOB — запомнить событие, ISOB N — запомнить событие, если оно отличается от предыдущего. Особое значение в сообщении отводится регистру R12, по нему осуществляется анализ в операторе ISOB, и в верхнем уровне (компьютер PC) к нему можно привязать текстовое сообщение. Сообщения поступают в специально организованный кольцевой буфер, при переполнении новые записи постепенно затирают старые. Время записи (и время чтения!) от двух до трех обычных циклов записи EEPROM и равно 10...15 мс.

### Доступ к внутренним регистрам МК

SFR — запись/чтение по одному байту. Перед операцией необходимо установить адрес регистра SFR области МК \$0—\$60 в регистре R0, например, очистить таймер TCNT0 МК:

R0=\$32  
SFR=0

При выходе за диапазон адресов операция игнорируется. Неправильное использование SFR приведет к отказу работы контроллера, и восстановить ее можно только по аппаратному сбросу!

В контроллере используются следующие SFR — таймер 1, компаратор, UART, один канал compare, а также прерывания, связанные с ними.

### Системный светодиод

К нему нет программного доступа, он предназначен для информации о текущем состоянии контроллера, отображение состояния также можно наблюдать в PC. Его работа описана выше.

### Внутренние переменные

R0—R15 — RX регистры общего назначения, предназначенные для хранения промежуточных результатов. Кроме того, они могут косвенно адресовать 64 дополнительных регистра и сами себя. Для этого в них заносится адрес и применяется косвенная адресация, обозначаемая символом @. Распределение адресов: R0 — 0, R15 — 15, область дополнительных регистров — 16—79, если адрес превышен, то запись/чтение будет происходить из 79 регистра. В качестве адресов регистров R0—R15 можно использовать оператор получения адреса &, например: R0=&R7 — значение

регистра R0 будет равно 7. Например: записать в регистр 50 число 10:

```
R5=50
@R5=10
```

Считать из регистра 40 в регистр R8:

```
R7=40
R8=@R7
```

Переменные CNT, DAT, PWR, SV, AT, CAT, DT, CDT, PIN, PORT, DDR, FSR, SEEP — драйверные переменные SYS для связи с внешними событиями и управления программой. Большинство из них были рассмотрены выше. Переменные RX и SYS могут участвовать в следующих типовых операциях.

1. Условные байтовые: == равно, <> не равно, < меньше, <= меньше или равно, > больше, >= больше или равно. Операнды, вступающие в операцию сравнения, могут быть: левый — RX, SYS, правый — const, RX. Например: IF(R1>10) R2=5 означает, если R1 больше 10, то регистру R2 присвоить константу 5; IF(CNT==R1) R4=80 — если значение счетчика CNT равно R1, то регистру R4 присвоить константу 80. Можно использовать составное условие, где результаты отдельных сравнений объединяются по И/ИЛИ /&. IF(R1>10 & CNT==R1) R2=5, R4=80 — если R1 больше 10 и значение счетчика CNT равно R1, то регистру R2 присвоить константу 5 и регистру R4 присвоить константу 80. Иными словами, условие выполнится только тогда, когда будут истинны оба отдельных условия. В примере CNT==R1 это условие нельзя переворачивать, т. е. запись R1==CNT не пройдет, т. к. SYS не может быть правым операндом по определению.

Использование SYS требует осторожности, т. к. время выполнения может быть относительно велико и при каждом новом использовании значения SYS могут меняться, например: IF(DAT==10) R2=DAT, то в R2 обязательно запишется 10, при повторном вызове, это значение может быть иным.

2. Условные битовые. Можно использовать отдельный бит переменной (0—15), для этого справа от переменной через

точку надо указать номер бита, причем номер бита может быть не только константой, но и переменной. Например: R3.4 — четвертый бит регистра R3, CNT.9 — девятый бит счетчика, R4.R8 — номер бита содержится в регистре R8. В последнем примере осуществляется косвенная адресация, аналогичная описанной выше, только вычисляется теперь адрес бита, а не регистра. При вычислении номера бита используются только младшие четыре бита регистра RX (SYS справа от точки недопустим). Операция сравнения допустима только == (равенства). Левый операнд — RX, SYS, правый операнд — const, RX, где const — 0 или 1. Например: IF(R1.R5==CNT.6) R2=20; IF(SV.5==0) R2=20, R3=4.

3. Подусловные байтовые: = (присваивание), + (сложение), - (вычитание), \* (умножение), / (деление), % (остаток от деления), & (и), | (или), ^ (исключающее или), << (сдвиг влево), >> (сдвиг вправо), левый операнд — RX, правый операнд — const, RX. Например: R1+=1 — увеличить регистр R1 на 1, R2/=R4 — R2 разделить на R4 и результат запомнить в R2, R5<<=1 — сдвинуть содержимое R5 на позицию влево. Левый операнд является как участником операции, так и адресом сохранения полученного результата, сложные выражения не поддерживаются, однако операторы можно записывать в одной строке через запятую. Операция присваивания может быть с участием косвенного RX или SYS: RX=RX, RX=const, RX=RX, SYS=RX, SYS=const, RX=SYS. Дополнительные операции: RX~RX — инверсия, RX?N=RX; RX?L=RX — выделение старшего/младшего байта.

4. Подусловные битовые. Возможны операции присваивания и инверсии (!). Если левый операнд RX, то правый операнд — const, RX, SYS, где const = 0 или 1, если левый операнд SYS, то правый операнд — const, RX, где const — 0 или 1. Инверсия бита возможна как для RX, так и для SYS. Адресом бита может быть константа (0...15) или RX. Например: R1.R5=CNT.6, SV.5=0

*Окончание следует*

**Андрей Кобзарев,**  
mex@yandex.ru

(Продолжение. Начало — №6/2003)

## Устройства USB

После сборки адаптера необходимо его проверить, запрограммировать и протестировать, причем программирование требуется только в том случае, если вы захотите подключать к компьютеру несколько таких адаптеров. Дело в том, что при программировании адаптеру присваивается уникальный серийный номер и при обнаружении двух или более одинаковых адаптеров компьютер будет различать их по этому номеру. Если же вы будете использовать только один адаптер, его можно и не программировать. В этом случае нет необходимости устанавливать на плату адаптера микросхему D2 и связанные с ней элементы R9—R11. Однако, на мой взгляд, рано или поздно эта процедура все же будет востребована, поскольку аппетит приходит во время еды. Поэтому я опишу ее более детально.

Итак, как уже было сказано выше, фирма FDTI любезно предоставила на своем сайте (ссылка приведена выше) бесплатные драйверы, утилиты и приме-

ры программ для устройств, построенных на микросхемах FT8U. Драйверы обеспечивают поддержку устройств USB для операционных систем от Windows98 до Windows2000 включительно.

Поэтому перед первым включением адаптера необходимо скачать с этого сайта драйверы прямого доступа D2XX и утилиты FTDU2XXST, необходимые для программирования и тестирования адаптера. Затем необходимо распаковать эти файлы в отдельные каталоги. Перед первым подключением адаптера к компьютеру необходимо убедиться в правильности монтажа адаптера и в отсутствии замыканий между любыми контактами разъема X1 "USB", а также в отсутствии замыканий между различными цепями устройства. Кроме того, необходимо убедиться в том, что порт USB разрешен в SETUP компьютера. Обычно вход в SETUP происходит после перезапуска компьютера удержанием клавиши DEL или F1 (в зависимости от BIOS устройства). После раз-

решения USB порта в SETUP и перезапуска компьютера произойдет обнаружение этого порта, и компьютер произведет автоматическую установку всех необходимых драйверов для USB порта из инсталляционного пакета операционной системы. После этой процедуры или если порт USB уже был разрешен ранее, в свойствах компьютера должна появиться запись о наличии контроллера шины USB, включающего в себя корневой разветвитель для USB и универсальный хост-контроллер. Пример такой записи для операционной системы Windows98 приведен на рис. 7.

После выполнения данной процедуры можно подключить адаптер к USB порту компьютера. При этом компьютер автоматически выведет сообщение о том, что обнаружено новое устройство и начнет поиск и создание базы драйверов для него. Во время появления запроса со стороны компьютера надо будет указать место размещения каталога с драйверами прямого доступа D2XX, о которых было сказано выше. После завершения данной процедуры в списке контроллера шины USB устройств компьютера должно появиться новое устройство FTDI FT8U2XX Device.

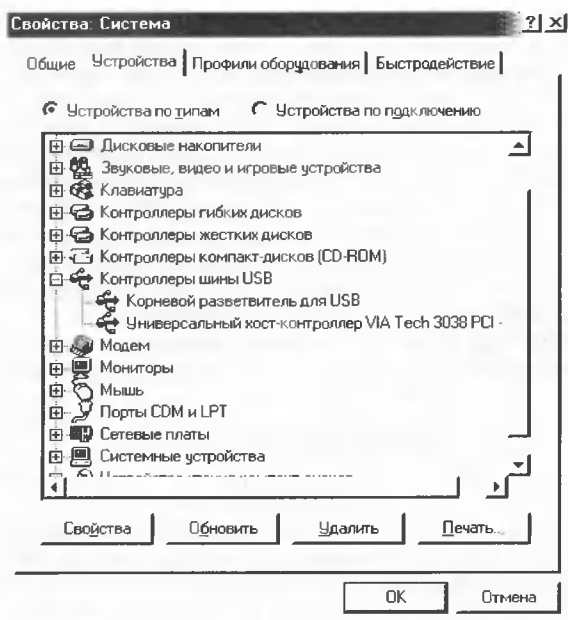


Рис. 7

Таблица 2

Поле	Запись
Manufactured (производитель)	FTDI
Manufactured ID (идентификатор производителя)	FT
Vendor ID (идентификатор поставщика)	0403
Product ID (идентификатор продукции)	6001

Теперь необходимо запустить утилиту программирования ftdu2xxst.exe из соответствующего каталога. На экране монитора при этом должно появиться окно, приведенное на рис. 8.

Необходимо заполнить поля данной формы точно в соответствии с табл. 2, поскольку они определяют зарегистрированного в соответствующем комитете производителя микросхем, на которых построено устройство, и в дальнейшем эти устройства будут безошибочно поддерживаться драйверами данной фирмы.

Поле Description (описание) можно заполнять по своему усмотрению, например USB-COM. В дальнейшем эта запись будет использоваться в качестве названия устройства USB. В нижней части формы имеется большое информационное поле. В этом поле будет отображаться различная информация в зависимости от выполняемых операций в программе.

Сразу же после заполнения последнего поля формы Description становится доступной функция Advanced SETUP (предустановка) в виде кнопки-значка (рука с вытянутым указательным пальцем). Нажав на эту кнопку или выбрав данную функцию в меню диалога можно получить на экране монитора новое окно с формой для заполнения (рис. 9).

Эту форму можно оставить заполненной по умолчанию или изменить некоторые ее поля. Смысл полей понятен из самого названия. В табл. 3 приведено краткое описание назначения этих полей.

Установленный или снятый флажок в соответствующем поле включает или от-

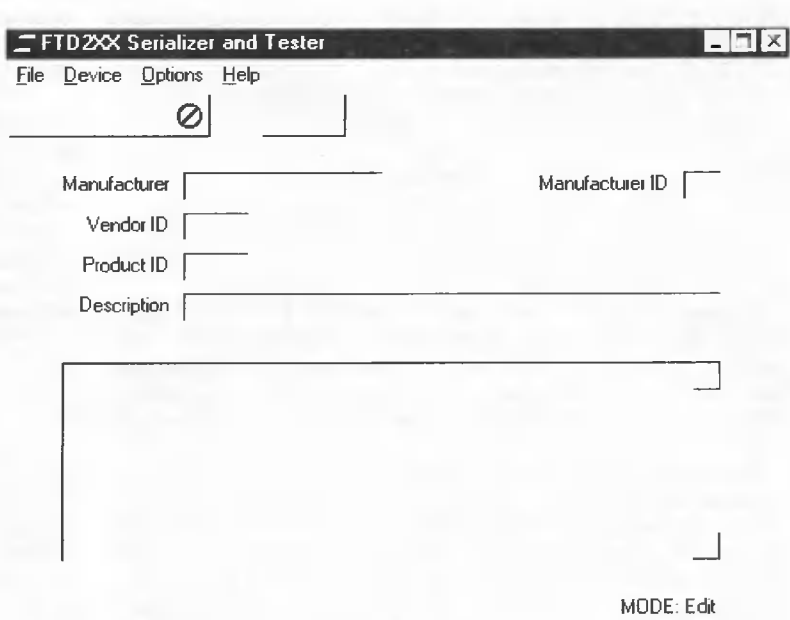


Рис. 8

Таблица 3

Поле	Описание назначения
Plug and Play	Разрешить функцию "включай и работай"
Fixed Serial Number	Ввести ручную фиксированный серийный номер
Self Powered	Разрешить сбережение энергии
Remote Wakeup	Разрешить дистанционное пробуждение
Max Power (mA)	Ограничить максимальное потребление в мА

ключает данную функцию. В поле Max Power по умолчанию внесена величина 44 мА. В нашем случае адаптер потребляет не более 30 мА, и учитывая полуторный запас по потреблению, это поле можно не исправлять. Оставляя и все остальные поля заполненными по умолчанию (см. рис. 9), нажимаем кнопку ОК.

Теперь в программе становится доступной функция Save. Выполним ее для сохранения заполненных форм. В дальнейшем это позволит повторить процедуру прошивки простым чтением из файла. После этого можно приступать к программированию микросхемы EEPROM (D2) адаптера. В меню Device выберите функцию Program. Произойдет программирование EEPROM адаптера и автоматически сгенерируется серийный номер нашего устройства. В поле сообщений появится надпись, подобная следующей: PROGRAM DEVICE — Serial Number FTB5K5B0. Естественно, номер (подчеркнут) будет уникальным и отличным от приведенного здесь.

Если вы ошиблись или хотите что-то поменять, можно стереть записанную в микросхему информацию функцией Erase из меню Device и повторить все операции по программированию заново. Микросхема адаптера допускает 1000000

операций по стиранию и перезаписи информации. Такого числа операций вполне достаточно для проведения множества экспериментов. Можно также прочитать содержимое микросхемы памяти функцией Read или записать информацию для программирования в файл, пользуясь функцией Program to File из того же меню.

Помимо перечисленных функций данная программа позволяет тестировать устройства USB-Serial. Наш адаптер идеально подходит для данной функции, поскольку представляет собой стандартный преобразователь USB в COM порт. При тестировании программа использует дополнительно два COM порта компьютера для анализа сигналов на выходе устройства. Фирма-разработчик этой программы предлагает изготовить специальный кабель для тестирования. Чертеж такого кабеля и таблица с перечнем элементов для него приведены на рис. 10 и в табл. 4. В табл. 5 указаны соединения этого кабеля.

Разъем "COM" кабеля необходимо подключить к разъему X1 "COM" нашего адаптера, а кабельные разъемы "COM1" и "COM2" — к соответствующим COM портам компьютера. Теперь можно запустить функцию Test из меню Device. При этом автоматически тестируются все выходные сигналы адаптера и в поле сообщений будут выведены результаты тестирования. В случае получения отрицательных результатов

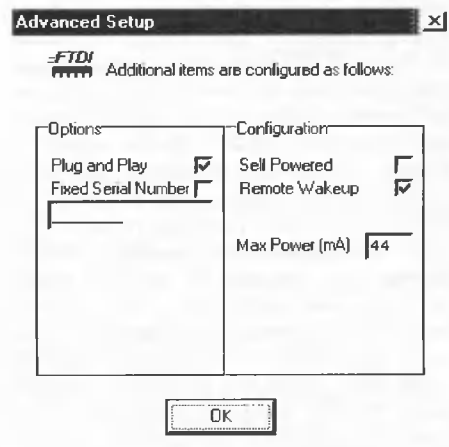


Рис. 9

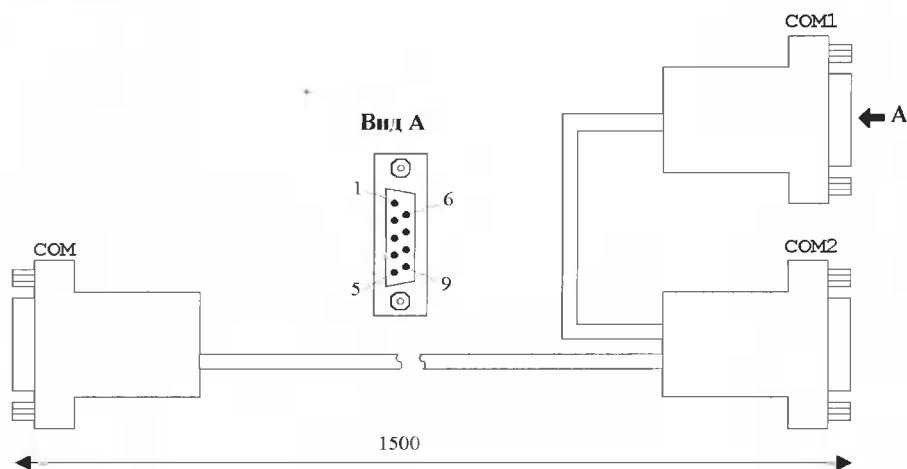


Рис. 10

Таблица 4

Обозначение	Наименование	Кол.
COM, COM1, COM2	Розетка DB-9F	3
—	Корпус DB-9	3
—	Кабель STP4-24R3A	1700 мм

Таблица 5

COM Цепь	Розетка DB-9F	Маркировка провода	Розетка DB-9F	COM2 Цепь
TxD	3	Синий	2	RxD
RxD	2	Сине-белый	3	TxD
RTS	7	Зеленый	8	CTS
CTS	8	Зелено-белый	7	RTS
DSR	6	Коричнево-белый	4	DTR
GND	5	Экран	5	GND
DTR	4	Коричневый	6	DSR
—	—	—	Розетка DB-9F	COM1 Цепь
DCD	1	Оранжевый	4	DTR
RI	9	Оранжево-белый	7	RTS

необходимо будет проверить адаптер и тестовый кабель на предмет правильности всех соединений и отсутствия замыканий между цепями. После успешного тестирования адаптером можно смело пользоваться.

Как было сказано выше, помимо драйверов на сайте фирмы FTDI имеются свободно распространяемые примеры тестовых программ на четырех языках программирования, а именно на Visual Basic, Delphi, C++ Builder и Visual C++.

Из этих примеров видно, какие функции предоставляются пользователю драйверами прямого доступа D2XX и каким образом их можно использовать. Если же вы не испытываете большого желания писать собственные программы для устройств USB, можно вовсе этого не делать. На том же сайте имеются драйверы виртуального COM порта (VCP). С помощью них в системе компьютера можно организовать виртуальный (фантомный) последовательный порт в дополнение к существующим аппаратным. Виртуальность порта заключается в переадресации всех обращений к нему в прямые запросы непосредственно оборудованию. Программное обеспечение при этом взаимодействует с USB устройствами через стандар-

тные вызовы VCOMM API Windows или с помощью любых распространенных коммуникационных компонентов (например, TcomPort).

Существует две разновидности VCP драйверов для Windows:

- драйверы с поддержкой PnP, которые обычно используются для организа-

ции универсальных конвертеров USB—RS-232, модемов и других применений, отвечающих спецификации Windows RS-232 Plug-and-Play;

- драйверы без поддержки PnP, применяемые во встраиваемых системах и устройствах, в которых периферия, подключенная к FT8U232AM, не использует интерфейс Windows Plug-and-Play для загрузки своего собственного программного обеспечения.

В принципе оба эти пакета драйверов организуют одинаковый виртуальный порт, только драйверы PnP после обнаружения подключенного к адаптеру USB устройства производят автоматический поиск других устройств, подсоединенных к нему. Это несколько удлиняет процедуру установки нового оборудования в отличие от использования драйверов без PnP. Какой пакет драйверов использовать, решает сам пользователь по мере приобретения опыта работы с внешними устройствами.

Кроме того, сторонними разработчиками созданы драйверы USB устройств на базе FTDI для операционной системы Linux. Более подробную информацию о них можно получить на приведенном выше сайте фирмы FTDI.

Перед установкой любого из перечисленных драйверов необходимо от-

ключить адаптер от компьютера и деинсталлировать ранее установленный драйвер. Это делается путем запуска программы деинсталляции, входящей в состав каждого из перечисленных пакетов драйверов. В нашем случае для деинсталляции драйвера D2XX следует запустить файл ftd2xxun.exe, который находится в каталоге драйверов D2XX. После этого следует вновь подключить адаптер к компьютеру и на запрос о месте размещения указать папку с новыми драйверами.

Всякий раз при замене драйверов для исключения конфликта в работе компьютера вначале необходимо деинсталлировать установленные ранее драйверы.

Итак, после установки одного из драйверов VCP в компьютере должен появиться виртуальный порт. Проверить его наличие можно через свойства компьютера. При этом в списке устройств компьютера должно появиться устройство с названием USB High Speed Serial Converter, а также в списке портов появиться новый виртуальный порт с названием USB Serial Port, которому будет присвоен номер COM3 или другой свободный.

Теперь, не прибегая к программированию, можно пользоваться адаптером как обычным COM портом, естественно, за исключением прямых обращений к регистрам порта, как это можно было делать в DOS, т. е. к нему можно подключить любое периферийное устройство, которое раньше подключалось к COM порту компьютера. При этом оно также автоматически будет обнаруживаться компьютером, как устройство, подключенное через COM порт. К примеру, через адаптер можно подключить "мышь", модем, принтер и т. п.

В следующий раз я расскажу еще об одном устройстве USB. Думаю, к этому моменту многие читатели журнала хорошо освоятся с описанным здесь адаптером и более уверенно примутся осваивать новые устройства USB.

*Продолжение следует*

**Олег Вальпа,**  
sandh@narod.ru

(Продолжение. Начало — № 5/2003)

## CoolRunner-II — новое поколение высокопроизводительных ПЛИС CPLD фирмы Xilinx с микроощным потреблением

### Функционирование ПЛИС семейства CoolRunner-II при включении напряжения питания

При подаче напряжения питания в ПЛИС семейства CoolRunner-II начинает автоматически выполняться процесс активизации микросхемы, после завершения которого ПЛИС переводится в рабочий режим функционирования. В процессе активизации микросхемы при включении питания все выходы ПЛИС находятся в неактивном состоянии и недоступны для выполнения функций входов и выходов. При повышении напряжения питания ядра микросхемы VCCINT от нулевого значения до определенной величины конфигурационные данные заносятся из встроенной энергонезависимой памяти в ячейки внутреннего статического ОЗУ (SRAM). По окончании процесса активизации микросхемы пользовательские выходы ПЛИС переводятся в штатный режим работы, в котором реализуют функции входов, выходов или

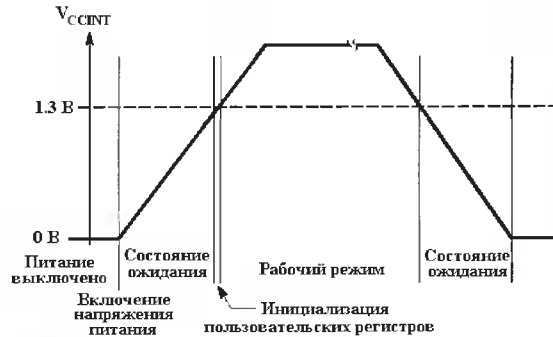


Рис. 12

двухнаправленных входов/выходов в соответствии с конфигурационными данными проекта, загруженного в микросхему. Длительность процесса активизации составляет менее 5 мс. При этом ток, потребляемый микросхемой от источника питания, не превышает 5 мА.

На рис. 12 отмечены основные фазы процесса активизации микросхемы, выполняемого при включении питания. Рассмотрим их более подробно.

В начальный момент времени сразу после подачи напряжения питания внутри ПЛИС активизируется специальная встроенная цепь, которая используется для удержания микросхемы в состоянии ожидания до того момента, когда напряжение питания ядра VCCINT достигнет безопасного уровня. Для микросхем семейства CoolRunner-II значение, соответствующее безопасному уровню напряжения VCCINT, составляет приблизительно 1,3 В. В состоянии ожидания все выходы ПЛИС, включая контакты JTAG-порта, недоступны для выполнения каких-либо операций. При этом во входных/выходных цепях блоков ввода/вывода активизированы подтягивающие резисторы PullUp. При достижении напряжением источника питания ядра микросхемы VCCINT безопасного уровня производится инициализация пользовательских регистров,

длительность которой не превосходит 200 мкс. После окончания этой фазы ПЛИС немедленно переходит в рабочее состояние. Дальнейшее функционирование различных ресурсов ПЛИС зависит от того, запрограммирована микросхема или нет.

Если микросхема не запрограммирована, то все ее выходы, за исключением контактов JTAG-порта, продолжают оставаться недоступными для выполне-

**XILINX®**  
The Programmable Logic Company™

Программируемые логические интегральные схемы с архитектурой FPGA

Программируемые логические интегральные схемы с архитектурой CPLD

САПР и средства отладки цифровых систем на базе ПЛИС

!!! Бесплатное программное обеспечение ISE WebPACK !!!

**INLINE GROUP**

Официальный дистрибутор фирмы XILINX в России, Беларуси и Украине  
123007, Москва, Хорошевское шоссе, д.38, корп.1, 4 этаж,  
тел.: (095) 787-59-40, факс: (095) 787-59-35  
email: xilinx@inlinegroup.ru, http://www.plis.ru

www.platan.ru  
**ПЛАТАН** ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

## ТЕМПЕРАТУРНЫЕ ДАТЧИКИ

- Прямое преобразование температуры в цифровой код за 0,2–0,4 сек.
- Высокая пинейность ( $\pm 0,5^\circ\text{C}$ ) и разрешение 9 бит обеспечивают высокую точность измерений
- Не требуют калибровки
- Встроенная схема управления термостатом, программирование температурного диапазона, сигнал о превышении температурных пределов с последующим включением/выключением внешних приборов
- Возможность построения протяженных систем дистанционного измерения температуры
- Типы интерфейсов: 1-, 2- и 3-х проводные последовательные, MicroLap
- Диапазон измерения температуры  $-55^\circ\text{C}...+125^\circ\text{C}$ .

РЕГИСТР  
**PGT**  
ICO 9000

**DALLAS SEMICONDUCTOR**

International IOR Rectifier

**EPCOS**

**MITSUBISHI ELECTRIC**

**intersil**

**Infinion**

**VISHAY**

**BOURNS**

**Honeywell**

**muRata**

**AMP**

**CRYDOM**

**DATA VISION**

**Kingbright**

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

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

Таблица 7. Состояние основных ресурсов ПЛИС семейства CoolRunner-II при включении напряжения питания и в рабочем режиме

Ресурсы микросхемы	Состояние ожидания	Рабочее состояние	
		Незапрограммированная микросхема	Запрограммированная микросхема
Подтягивающие резисторы PullUp/схемы удержания последнего состояния	Активизированы резисторы PullUp	Активизированы резисторы PullUp	Используются при необходимости в соответствии с запрограммированной конфигурацией
Выходы ПЛИС	Недоступны	Недоступны	Функционируют в соответствии с запрограммированной конфигурацией
Входы ПЛИС (включая входы глобальных сигналов синхронизации)	Недоступны	Недоступны	Функционируют в соответствии с запрограммированной конфигурацией
Функциональные блоки	Недоступны	Недоступны	Используются в соответствии с запрограммированной конфигурацией
JTAG-контроллер	Недоступен	Активизирован	Активизирован

Таблица 8. Предельно допустимые режимы эксплуатации ПЛИС семейства CoolRunner-II

Обозначение	Описание параметра	Минимальное значение	Максимальное значение
VCC	Напряжение питания относительно общей шины, В	-0,5	2,0
VCCIO	Напряжение питания блоков ввода/вывода относительно общей шины, В	-0,5	4,0
VJTAG	Напряжение входных сигналов JTAG-порта, В	-0,5	4,0
VAUX	Напряжение питания буферных элементов JTAG-порта, В	-0,5	4,0
VIN	Напряжение входных сигналов относительно общей шины, В	-0,5	4,0
VTS	Напряжение, прикладываемое к тристабильному выходу, В	-0,5	4,0
TSTG	Температура хранения (окружающей среды), °C	-65	+150
TSOL	Максимальная температура пайки, °C	—	+220
TJ	Максимальная рабочая температура транзисторов, °C	—	+150

ния каких-либо операций. При этом по-прежнему используются подтягивающие резисторы PullUp. В то же время контроллер и контакты JTAG-порта после завершения фазы инициализации пользовательских регистров находятся в рабочем состоянии, поэтому микросхема может быть запрограммирована в любой момент времени. Все микросхемы поставляются производителем в незапрограммированном состоянии.

Если ПЛИС находится в запрограммированном состоянии, то по окончании фазы инициализации все пользовательские выходы микросхемы начинают выполнять функции, которые определены в загруженной конфигурационной последовательности. При этом контроллер и контакты JTAG-порта также переводятся в рабочий режим. Таким образом, запрограммированная ПЛИС становится доступной для перепрограммирования в системе и выполнения операций периферийного сканирования. Табл. 7 отображает состояние основных ресурсов микросхем семейства CoolRunner-II при включении напряжения питания и в рабочем режиме.

ПЛИС семейства CoolRunner-II допускают различную последовательность подачи напряжений питания для ядра микросхемы VCCINT и для блоков ввода/вывода VCCIO. Изменение очередности включения источников напряжений питания VCCINT и VCCIO не приводит к выходу из строя микросхемы. Такая особенность ПЛИС семейства CoolRunner-II позволяет эффективно использовать их в устройствах с функцией «Hot Plugging». В качестве оптимального рекомендуется применять порядок включения источников питания, при котором напряжение питания для ядра микросхемы подается перед напряжением питания блоков ввода/вывода. При этом наиболее благоприятным является режим включения, при котором напряжение источника питания

Таблица 9. Рекомендуемые режимы эксплуатации микросхем семейства CoolRunner-II

Обозн.	Описание параметра	Мин. значение	Макс. значение	
VCC	Напряжение питания относительно общей шины, В	1,7	1,9	
VCCIO	Напряжение питания блоков ввода/вывода относительно общей шины, В	Стандарт ввода/вывода 3,3 В	3,0	3,6
		Стандарт ввода/вывода 2,5 В	2,3	2,7
		Стандарт ввода/вывода 1,8 В	1,7	1,9
		Стандарт ввода/вывода 1,5 В	1,4	1,6
VAUX	Напряжение питания буферных элементов JTAG-порта, В	1,7	3,6	

Таблица 10. Значения входных емкостей различных выводов микросхем семейства CoolRunner-II для рекомендуемых режимов эксплуатации

Обозначение	Описание параметра	Условия измерения	Максимальное значение
CJTAG	Емкость входа JTAG-порта, пФ	F = 1 МГц	10
CCLK	Емкость входа глобального тактового сигнала, пФ	F = 1 МГц	12
CIO	Емкость пользовательского входа/выхода, пФ	F = 1 МГц	10

Таблица 11. Максимальные значения входного тока утечки и тока утечки в состоянии высокого импеданса для рекомендуемых режимов эксплуатации

Обозн.	Описание параметра	Условия измерения	Минимальное значение	Максимальное значение
IIL	Входной ток утечки, мкА	VINmin = 0 В; VINmax = VCCIO	-1	1
IIN	Ток утечки в состоянии высокого импеданса, мкА	VIN = 0 В; VINmax = VCCIO	-1	1

монотонно возрастает, достигая номинального уровня за время, не превышающее 4 мс.

### Предельно допустимые и рекомендуемые режимы эксплуатации ПЛИС семейства CoolRunner-II

В табл. 8 приведены максимально допустимые значения основных эксплуатационных параметров для микросхем семейства CoolRunner-II. Следует обратить внимание на то, что превышение граничных значений, представленных в этой таблице, приводит к выходу из строя

ПЛИС. Исключение составляют предельно допустимые значения напряжений входных сигналов VIN и напряжений, прикладываемых к тристабильным выходам микросхемы VTS. Максимально допустимое отрицательное значение для этих параметров (относительно общей шины) ограничивается или напряжением 0,5 В, или предельной величиной тока, которая составляет 10 мА. При этом не имеет значения, по какой из указанных величин (по напряжению или по току) наступает превышение. Кроме того, во время переходных процессов напряжение на пользовательских выводах ПЛИС может

Таблица 12

Обозн.	Описание параметра	Условия измерения	Мин. значение	Макс. значение
VCCIO	Напряжение питания блоков ввода/вывода, В	—	3,0	3,6
VIH	Напряжение высокого логического уровня для входного сигнала, В	—	2,0	3,9
VIL	Напряжение низкого логического уровня для входного сигнала, В	—	-0,3	0,8
VOH	Напряжение высокого логического уровня для выходного сигнала, В	IOH = -8 мА, VCCIO = 3 В	VCCIO-0,4	—
		IOH = -0,1 мА, VCCIO = 3 В	VCCIO-0,2	—
VOL	Напряжение низкого логического уровня для выходного сигнала, В	IOL = 8 мА, VCCIO = 3 В	—	0,4
		IOL = 0,1 мА, VCCIO = 3 В	—	0,2

Таблица 13

Обозначение	Описание параметра	Условия измерения	Мин. значение	Макс. значение
VCCIO	Напряжение питания блоков ввода/вывода, В	—	2,3	2,7
VIH	Напряжение высокого логического уровня для входного сигнала, В	—	1,7	3,9
VIL	Напряжение низкого логического уровня для входного сигнала, В	—	-0,3	0,7
VOH	Напряжение высокого логического уровня для выходного сигнала, В	IOH = -8 мА, VCCIO = 2,3 В	VCCIO-0,4	—
		IOH = -0,1 мА, VCCIO = 2,3 В	VCCIO-0,2	—
VOL	Напряжение низкого логического уровня для выходного сигнала, В	IOL = 8 мА, VCCIO = 2,3 В	—	0,4
		IOL = 0,1 мА, VCCIO = 2,3 В	—	0,2

Таблица 14

Обозн.	Описание параметра	Условия измерения	Минимальное значение	Максимальное значение
VCCIO	Напряжение питания блоков ввода/вывода, В	—	1,7	1,9
VIH	Напряжение высокого логического уровня для входного сигнала, В	—	0,65×VCCIO	3,9
VIL	Напряжение низкого логического уровня для входного сигнала, В	—	-0,3	0,2×VCCIO
VOH	Напряжение высокого логического уровня для выходного сигнала, В	IOH = -8 мА, VCCIO = 1,7 В	VCCIO-0,45	—
		IOH = -0,1 мА, VCCIO = 1,7 В	VCCIO-0,2	—
VOL	Напряжение низкого логического уровня для выходного сигнала, В	IOL = 8 мА, VCCIO = 1,7 В	—	0,45
		IOL = 0,1 мА, VCCIO = 1,7 В	—	0,2

выходить за пределы, указанные в табл. 8, достигая значений -2,0 В или +4,5 В относительно общей шины соответственно, при условии, что это превышение длится не более 10 нс, а протекающий ток через контакт микросхемы при этом не превосходит 200 мА.

Предельно допустимые значения напряжения питания приведены с учетом монотонного характера изменения этого параметра.

В процессе практического применения рассматриваемых микросхем не следует выходить за рамки диапазонов значений, установленных фирмой-производителем в качестве оптимальных для основных эксплуатационных параметров. Рекомендуются режимы эксплуата-

ции ПЛИС семейства CoolRunner-II представлены в табл. 9.

В табл. 10 приведены максимальные значения входных емкостей для различных выводов микросхемы при условии соблюдения рекомендуемых значений эксплуатационных параметров, указанных в табл. 9. Значения емкостей, представленные в табл. 10, включают в себя емкость соответствующего контакта микросхемы и внутренних цепей ПЛИС, сопряженных с этим выводом.

Минимальные и максимальные значения входного тока утечки и тока утечки в состоянии высокого импеданса для рекомендуемого диапазона значений эксплуатационных параметров указаны в табл. 11.

## Спецификация уровней входных и выходных сигналов ПЛИС семейства CoolRunner-II для различных стандартов ввода/вывода

Предельно допустимые значения напряжений, соответствующих уровням лог. 0 и лог. 1 входных и выходных сигналов, для стандартов ввода/вывода Low-Voltage TTL (LVTTL) и Low-Voltage CMOS (LVCMOS) 3.3V представлены в табл. 12.

Для стандарта ввода/вывода LVCMOS 2.5V минимальные и максимальные значения напряжений низкого и высокого логических уровней входных и выходных сигналов приведены в табл. 13.

Табл. 14 содержит спецификацию логических уровней входных и выходных сигналов для стандарта LVCMOS 1.8V.

Граничные значения напряжений логических уровней сигналов на входах и выходах ПЛИС семейства CoolRunner-II для стандарта ввода/вывода 1.5V I/O указаны в табл. 15.

Данные, приведенные в табл. 12—15, справедливы для всех микросхем, входящих в семейство CoolRunner-II. Информация, которая содержится в табл. 16—18, относится только к микросхемам, объем логических ресурсов которых составляет не менее 128 макроячеек. Только указанные типы ПЛИС поддерживают соответствующие стандарты ввода/вывода (табл. 3).

В табл. 16 приведены минимальные, типовые и максимальные значения напряжений низкого и высокого логических уровней входных и выходных сигналов, а также порогового напряжения VREF для входных каскадов блоков ввода/вывода и напряжения согласования с платой VTT для стандарта Stub Series Terminated Logic 2.5V (SSTL2-1).

Значения аналогичных параметров для стандартов ввода/вывода SSTL3-1 и High-Speed Transceiver Logic (HSTL1) содержатся в табл. 17 и 18 соответственно.

В дополнение к информации, представленной в табл. 16—18, при использовании стандартов ввода/вывода SSTL2-1, SSTL3-1, HSTL1 следует обратить внимание на то, что пороговое напряжение VREF должно отслеживать изменение напряжения питания для блоков ввода/вывода VCCIO. При этом максимальный размах флуктуаций напряжения VREF не превышает 2 % от номинального значения VREF. Кроме того, значение напряжения согласования с платой VTT передающего устройства должно соответствовать пороговому напряжению принимающего устройства.

## Динамические характеристики выходных сигналов ПЛИС семейства CoolRunner-II для различных стандартов ввода/вывода

Как уже упоминалось при описании особенностей ПЛИС семейства CoolRunner-II, выходные цепи блоков ввода/вывода обладают возможностью управления длительностью фронтов

Таблица 15. Спецификация логических уровней напряжений входных и выходных сигналов для стандарта ввода/вывода 1.5V I/O

Обозначение	Описание параметра	Условия измерения	Мин. значение	Макс. значение
VCCIO	Напряжения питания блоков ввода/вывода, В	—	1,4	1,6
VT+	Напряжения порогового уровня для входного сигнала с учетом гистерезиса, В	—	0,5×VCCIO	0,8×VCCIO
VT-			0,2×VCCIO	0,5×VCCIO
VOH	Напряжения высокого логического уровня для выходного сигнала, В	IOH = -8 мА, VCCIO = 1,4 В	VCCIO-0,45	—
			IOH = -0,1 мА, VCCIO = 1,4 В	VCCIO-0,2
VOL	Напряжения низкого логического уровня для выходного сигнала, В	IOL = 8 мА, VCCIO = 1,4 В	—	0,4
			IOL = 0,1 мА, VCCIO = 1,4 В	—

Таблица 16. Спецификация логических уровней входных и выходных сигналов и вспомогательных напряжений для стандарта ввода/вывода SSTL2-1

Обозн.	Описание параметра	Условия измерения	Мин. значение	Тип. значение	Макс. значение
VCCIO	Напряжения питания блоков ввода/вывода, В	—	2,3	2,5	2,7
VREF	Напряжения порогового уровня входных каскадов, В	—	1,15	1,25	1,35
VTT	Напряжения согласования с платой, В	—	VREF-0,04	1,25	VREF+0,04
VIH	Напряжения высокого логического уровня для входного сигнала, В	—	VREF+0,18	—	3,9
VIL	Напряжения низкого логического уровня для входного сигнала, В	—	-0,3	—	VREF-0,18
VOH	Напряжения высокого логического уровня для выходного сигнала, В	IOH = -8 мА, VCCIO = 2,3 В	VCCIO-0,62	—	—
VOL	Напряжения низкого логического уровня для выходного сигнала, В	IOL = 8 мА, VCCIO = 2,3 В	—	—	0,54

Таблица 17. Спецификация логических уровней входных и выходных сигналов, порогового напряжения и напряжения согласования с платой для стандарта ввода/вывода SSTL3-1

Обозн.	Описание параметра	Условия измерения	Мин. значение	Тип. значение	Макс. значение
VCCIO	Напряжения питания блоков ввода/вывода, В	—	3,0	3,3	3,6
VREF	Напряжения порогового уровня входных каскадов, В	—	1,3	1,5	1,7
VTT	Напряжения согласования с платой, В	—	VREF-0,05	1,5	VREF+0,05
VIH	Напряжения высокого логического уровня для входного сигнала, В	—	VREF+0,2	—	VREF+0,3
VIL	Напряжения низкого логического уровня для входного сигнала, В	—	-0,3	—	VREF-0,2
VOH	Напряжения высокого логического уровня для выходного сигнала, В	IOH = -8 мА, VCCIO = 3 В	VCCIO-1,1	—	—
VOL	Напряжения низкого логического уровня для выходного сигнала, В	IOL = 8 мА, VCCIO = 3 В	—	—	0,7

выходных сигналов. При создании проекта, предназначенного для реализации в микросхемах рассматриваемого семейства, разработчик может установить режим быстрого или медленного переключения выходных сигналов для каждого пользовательского вывода ПЛИС. Длительность фронтов выход-

ных сигналов зависит не только от выбранного режима переключения, но и от используемого стандарта ввода/вывода, а точнее от напряжения питания блоков ввода/вывода. В табл. 19 приведены типовые значения длительностей фронта и спада выходных сигналов для режимов быстрого и

медленного переключения при напряжении источника питания блоков ввода/вывода VCCIO 3,3 В и различных значениях емкости нагрузки.

Табл. 20 содержит типовые значения динамических параметров выходных сигналов ПЛИС семейства CoolRunner-II в различных режимах при фиксированных значениях емкостной составляющей нагрузки для стандартов ввода/вывода, использующих напряжение питания VCCIO, равное 2,5 В.

Динамические характеристики выходных сигналов микросхем семейства CoolRunner-II при напряжении источника питания блоков ввода/вывода, составляющем 1,8 В, представлены в табл. 21.

Значения динамических параметров выходных сигналов, приведенные в табл. 19—21, соответствуют температуре окружающей среды 25 °С.

### Система обозначений и маркировка микросхем семейства CoolRunner-II

Система обозначений микросхем семейства CoolRunner-II выглядит следующим образом:

<Тип микросхемы> - <Быстродействие> <Тип корпуса> - <Температурный диапазон>

В структурном отношении она не отличается от системы обозначений ПЛИС других серий, выпускаемых фирмой Xilinx. Различия состоят в формате используемых обозначений. Условное обозначение типа микросхемы состоит из префикса XC2С, указывающего на принадлежность ПЛИС к семейству CoolRunner-II, и двух- или трехзначного числа, соответствующего числу макроэлементов в этой микросхеме. Быстродействие ПЛИС указывается в виде округленного значения максимальной задержки распространения сигнала от входного контакта микросхемы до выходного через комбинационную логику, выраженного в наносекундах. Возможны следующие варианты обозначений быстродействия для различных ПЛИС семейства CoolRunner-II: -3, -4, -5, -6, -7, -10. Состав выпускаемой линейки градаций по быстродействию для каждого типа ПЛИС будет указан позже в разделах, посвященных описанию характеристик конкретных микросхем. Формат условного обозначения типа корпуса включает в себя два символа из его сокращенного названия и числовое значение, указывающее число выводов. Все возможные варианты обозначения типов корпусов для различных микросхем семейства CoolRunner-II приведены ниже:

- PC44 соответствует корпусу Plastic Leaded Chip Carrier (PLCC) с 44 выводами;
- VQ44 и VQ100 представляют корпус Very Thin Quad Flat Pack (VQFP) с 44 и 100 выводами соответственно;
- CP56 и CP132 представляют корпус Chip Scale Package (CSP) с 56 и 132 выводами соответственно;

Таблица 18. Спецификация логических уровней входных и выходных сигналов, порогового напряжения и напряжения согласования с платой для стандарта ввода/вывода HSTL1

Обозн.	Описание параметра	Условия измерения	Мин. значение	Тип. значение	Макс. значение
VCCIO	Напряжение питания блоков ввода/вывода, В	—	1,4	1,5	1,6
VREF	Напряжение порогового уровня входных каскадов, В	—	0,68	0,75	0,9
VTT	Напряжение согласования с платой, В	—	—	VCCIO×0,5	—
VIH	Напряжение высокого логического уровня для входного сигнала, В	—	VREF+0,1	—	1,9
VIL	Напряжение низкого логического уровня для входного сигнала, В	—	-0,3	—	VREF-0,1
VOH	Напряжение высокого логического уровня для выходного сигнала, В	I <sub>OH</sub> = -8 мА, VCCIO = 1,7 В	VCCIO-0,4	—	—
VOL	Напряжение низкого логического уровня для выходного сигнала, В	I <sub>OL</sub> = 8 мА, VCCIO = 1,7 В	—	—	0,4

Таблица 19. Динамические характеристики выходных сигналов ПЛИС семейства CoolRunner-II при напряжении источника питания блоков ввода/вывода 3,3 В

Емкость нагрузки, пФ	Длительность фронта выходного сигнала (нс)		Длительность спада выходного сигнала (нс)	
	Режим быстрого переключения	Режим медленного переключения	Режим быстрого переключения	Режим медленного переключения
0	0,3	0,8	0,8	1,4
10	1,0	2,2	1,6	2,6
35	2,9	4,3	3,7	4,8
45	3,6	5,0	4,6	5,6
100	7,8	9,0	9,6	10,5

Таблица 20. Типовые значения динамических параметров выходных сигналов ПЛИС семейства CoolRunner-II при напряжении источника питания блоков ввода/вывода 2,5 В

Емкость нагрузки, пФ	Длительность фронта выходного сигнала (нс)		Длительность спада выходного сигнала (нс)	
	Режим быстрого переключения	Режим медленного переключения	Режим быстрого переключения	Режим быстрого переключения
0	0,3	1,1	0,7	1,1
10	1,2	2,6	1,4	2,3
35	3,7	4,9	3,1	4,0
45	4,6	5,8	3,8	4,7
100	9,9	11,2	7,8	8,7

Таблица 21. Типовые значения длительности фронта и спада выходных сигналов ПЛИС семейства CoolRunner-II при напряжении источника питания блоков ввода/вывода 1,8 В

Емкость нагрузки, пФ	Длительность фронта выходного сигнала (нс)		Длительность спада выходного сигнала (нс)	
	Режим быстрого переключения	Режим медленного переключения	Режим быстрого переключения	Режим быстрого переключения
0	0,2	1,2	0,6	1,0
10	0,9	2,2	1,2	2,0
35	2,5	3,8	2,6	3,5
45	3,2	4,4	3,2	4,0
100	6,8	7,7	6,3	7,2

- TQ144 соответствует корпусу Thin Quad Flat Pack (TQFP) со 144 выводами;
- PQ208 соответствует корпусу Plastic Quad Flat Pack (PQFP) с 208 выводами;
- FT256 соответствует корпусу Fine Pitch Thin Ball Grid Array (FP BGA) с 256 выводами;
- FG324 соответствует корпусу Fine Pitch Ball Grid Array (FG BGA) с 324 выводами.

Используемый ряд корпусов, определяющий допустимые условные обозначения корпусного исполнения для каждого типа ПЛИС семейства CoolRunner-II, был представлен в табл. 2.

Температурный диапазон применения ПЛИС обозначается одним символом. Микросхемы, предназначенные для использования в коммерческом диапазоне температур (от 0 до +70 °С) обозначаются символом С (Commercial), ПЛИС, предназначенные для примене-

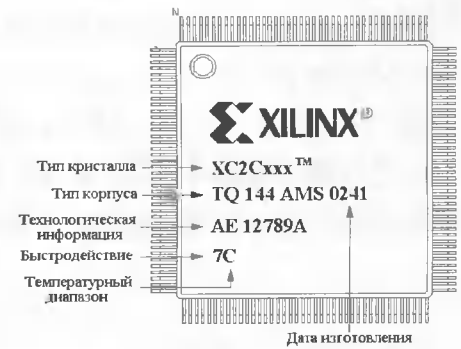


Рис. 13

ния в промышленном диапазоне температур (от -40 до +85 °С) — символом I (Industrial).

Например, обозначение XC2C256-7TQ144C соответствует микросхеме, содержащей 256 макроячеек с максимальной задержкой распространения сигналов от входного контакта до выходного около 7 нс, который выполнен в корпусе Thin Quad Flat Pack (TQFP) со 144 выводами и предназначен для применения в коммерческом диапазоне температур.

Образец маркировки микросхем семейства CoolRunner-II приведен на рис. 13. В первой строке, расположенной непосредственно под логотипом фирмы Xilinx, указывается тип микросхемы. Обозначение типа ПЛИС сопровождается символом зарегистрированной торговой марки (™). В следующей строке приведено условное обозначение типа корпуса, в котором выполнена микросхема. В этой же строке содержится информация о предприятии-изготовителе и дате выпуска микросхемы.

После обозначения типа корпуса приводится последовательность, состоящая из трех буквенных символов, в которой зашифрованы выходные технологические данные, включающие, в частности, сведения о предприятии-изготовителе. Дата изготовления ПЛИС указывается в форме четырехзначного числа. Первые две цифры в этом числе соответствуют году выпуска микросхемы, а последние — номеру недели. В третьей строке в закодированном виде приведена дополнительная технологическая информация. Последняя строка содержит числовое значение, которое соответствует быстродействию ПЛИС, и символ, обозначающий температурный диапазон, в рамках которого должна применяться микросхема.

Валерий Зотов,  
walerry@euro.ru

Продолжение следует

# Четырехканальный таймер-часы-терморегулятор на базе энергонезависимых часов NS182.2 и расширителя сильноточных нагрузок NM4413



Заменив в наборе NS182 прошивку 182.01 на прошивку версии 182.02 можно получить многоканальный таймер-терморегулятор с энергонезависимой памятью NS182.2. С этой прошивкой набор приобретает возможность управлять по программе четырьмя независимыми нагрузками, а при подключении термодатчика DS18B20 показывать температуру и работать в режиме цифрового терморегулятора.

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

Этот блок может иметь широкий диапазон применения в домашнем хозяйстве — от часов/термометра, не теряющих своих показаний при отключении питания, до автомата управления множеством бытовых приборов с функцией точного поддержания температуры. Так, например, на базе данного прибора легко реализовать автомат, который по записанной в нем программе заранее до вашего прихода домой включит электронагреватель и доведет температуру в квартире до заданной. Прибор также может следить за температурой в аквариуме и в заданные моменты времени включать/выключать освещение и воздушные компрессоры. На дачном участке прибор может следить за своевременным поливом растений. С помощью этого прибора вас с утра может будить не звонок будильника, а любимая радиопередача из приемника, который прибор автоматически включит. Еще одной областью применения прибора являются системы безопасности. Например, вы можете, уезжая на время из квартиры или дачи, подключить его к четырем разным осветительным приборам и запрограммировать их включение в разное время суток. Таким образом, для окружающих будет имитироваться ваше присутствие на объекте, что снизит вероятность нежелательного проникновения. Во всех этих применениях важной особенностью прибора является то, что при временном отключении электропитания показания часов, режим работы и программа не теряются и при восстановлении питания исполнение программы продолжается в заданные временные интервалы.

В данной статье не рассказывается о самом устройстве, так как оно не отличается от описанного в предыдущей статье. Здесь рассматривается только конструкция дополнительных устройств и подключение датчика. Одно из таких устройств, повышающих безопасность работы и расширяющих возможности таймера, — это расширитель выходов **NM4413**. Внешний вид прибора с подключенным расширителем выходов **NM4413** показан на рис. 1.

## Технические характеристики устройства

Напряжение питания	— 220 В ±10 % (12 В)
Число каналов управления:	
встроенных	— 1
с блоком расширения	— 4
Шкала времени	— 24 ч
Максимальный временной цикл программы	— 24 ч
Дискретность установки времени	— 1 мин
Максимальное число шагов программы	— 61
Диапазон температур терморегулятора	— от -55 до +99,9 °С
Дискретность установки температуры терморегулятора	— 0,1 °С
Тип литиевого элемента резервного питания (3 В)	— CR2032
Время работы часов от резервной батареи при отключении основного источника напряжения	— не менее 1 года
Габаритные размеры	— 68×38×75 мм

**Внимание!** При использовании прибора без блока расширения **NM4413** термодатчик не имеет гальванической развязки от сети. Во избежание поражения электрическим током необходимо обеспечить его надежную изоляцию!

## Органы управления и индикации

Вид прибора сверху и со стороны передней панели показан на рис. 2 и 3 соответственно.

Для управления прибором служат четыре кнопки на верхней панели:

“**Mode**” (режим) служит для перехода в различные режимы работы устройства;

“**Set**” (установка) служит для установки в различных режимах работы;

“**Adjust +/-**” (подстройка) служат для изменения значений в различных режимах работы.

В устройстве используется четырехразрядный семисегментный индикатор, на котором отображаются время и температура, а также сообщения о различных режимах работы. Дополнительно для индикации используются точки, имеющиеся в правом нижнем углу каждой

цифры. С их помощью осуществляется дополнительная индикация режимов работы устройства и программирования.

## Цифровой датчик температуры фирмы Dallas Semiconductor DS18B20

В системах с традиционными датчиками на терморезисторах или на р-п переходах съем и обработка информации производится в аналоговой или цифровой форме в основном блоке устройства, обычно удаленном от датчика. Датчики всегда имеют некоторый разброс параметров. Это приводит к тому, что для обеспечения высокой точности измерений блок обработки необходимо калибровать под конкретный датчик. Это затрудняет замену датчиков и работу с несколькими датчиками. Даже подключение одного и того же датчика проводами различной длины приводит к дополнительным ошибкам. К тому же внешние наводки на соединительные провода затрудняют получение высокой точности измерения температуры.

В описываемом приборе используется цифровой датчик температуры DS18B20 производства фирмы Dallas Semiconductor. Он позволяет измерять температуру от -55 до +125 °С с разрешением 0,0625 °С. Преобразование температуры в цифровое значение производится самим датчиком. Полученное значение в цифровой форме считывается по однопроводной шине MicroLan. О шине MicroLan рассказывалось в различной литературе (в том числе и в журнале «Схемотехника», см., например, статью «Приборы iButton», начало которой — в № 6, 2003), и поэтому здесь не будем давать ее описание. Для осуществления преобразования температуры в цифровую форму в датчике используется оригинальный метод. На рис. 4 приведена структурная схема узла преобразования температуры датчика DS18B20.

Работа датчика основана на использовании двух генераторов — одного термостабильного, другого с сильной температурной зависимостью. Термозависимый генератор совместно со счетчиком окна формируют временной интервал, в течение которого производится счет импульсов от термостабильного генератора. С ростом температуры величина этого интервала растет. Преобразование темпера-



Рис. 1



Рис. 2



Рис. 3

туры начинается с того, что цепь начальной установки записывает в счетчик и регистр температуры значения, соответствующие температуре  $-55^{\circ}\text{C}$ , и запускает термозависимый генератор. После этого импульсы термостабильного генератора начинают вычитаться из значения, записанного в счетчик. После того, как значение счетчика достигнет нуля, к значению, хранящемуся в регистре температуры, прибавится 1. Затем цепь коррекции наклона запишет в счетчик новое начальное значение, соответствующее температуре  $-54^{\circ}\text{C}$ , и работа продолжится. Так как зависимость временного интервала, формируемого термозависимым генератором, от температуры нелинейна, цепь коррекции наклона записывает в счетчик каждый раз новые значения, соответствующие конкретному значению температуры. Таблица этих значений сформирована фирмой-производителем и хранится во внутреннем ПЗУ датчика. Использование такой встроенной калибровочной таблицы позволило получить высокую точность измерений во всем диапазоне рабочих температур. Работа продолжается до появления сигнала «Конец счета», сформированного термо-

зависимым генератором. К этому моменту в регистре температуры хранится значение старших разрядов значения температуры. Для увеличения разрешения в датчике производится дополнительная операция — из цепи коррекции наклона берется начальное

значение счетчика, соответствующее последнему значению измеряемой температуры, а из счетчика берется остаток на момент окончания счета. По отношению остатка к начальному значению счетчика вычисляются младшие разряды значения температуры. Эту операцию производит цепь вычисления младших бит. Полный цикл преобразования температуры занимает не более 0,75 с. За это время формируется 12-разрядный двоичный код значения температуры. Младший значащий разряд кода соответствует температуре  $0,0625^{\circ}\text{C}$ .

К полезным особенностям датчика относится то, что ему не требуется внешний источник питания. В процессе преобразования он получает питание от сигнальной шины MicroLan. Использование цифрового датчика с передачей данных по шине MicroLan позволяет размещать датчик на расстоянии до нескольких десятков метров от прибора без потери точности измерений. Также возможна замена датчиков без необходимости перекалибровки прибора и работа с несколькими сменными датчиками.

### Работа таймера-терморегулятора

**Режим часов.** После подачи питания прибор выводит на короткое время на дисплей сообщение «CLC» и переходит в режим часов. Режим часов является основным для прибора. В этом режиме на индикаторе высвечивается текущее время по 24-часовой шкале в формате ЧЧ.ММ. Признаком работы в режиме часов является мигающая точка между показаниями часов и минут.

Прибор позволяет работать в режиме многоканального таймера. В этом режиме он может в течение суток произвести в заданные значения времени до 61 включения/выключения четырех различных нагрузок.

Структура памяти программы устройства показана на рис. 5.

Энергонезависимая память прибора содержит 61 ячейку для записи шагов программы. Эти ячейки имеют номера от PG00 до PG60. В ячейку при программировании записываются значения времени и требуемые значения состояний четырех сигналов управления нагрузками в этот момент времени. Ячейка может так же иметь состояние «стертая». При просмотре программы стертые ячейки отображаются в виде четырех прочерков. Запрограммированные ячейки содержат время и состояние сигналов включения. Сигналы управления нагрузками отображаются точками справа внизу цифр. Светящаяся точка соответствует включенной нагрузке, а погашенная — выключенной. Крайняя правая точка соответствует встроенному реле и при использовании без блока расширения только она имеет значение.

Во время работы микроконтроллер постоянно сканирует записи программы, начиная с нулевой и до ближайшей пустой ячейки, сравнивает их с текущим временем и устанавливает требуемые состояния сигналов управления нагрузками. При записи программы значения времени могут быть записаны в произвольном порядке, но для облегчения их контроля рекомендуется записывать их в порядке возрастания.

Для записи шагов программы можно использовать все ячейки, но рекомендуется начинать запись с ячейки с номером 01, так как ячейка с номером 00 используется устройством для служебных целей, что иногда усложняет возможность просмотра ее содержимого.

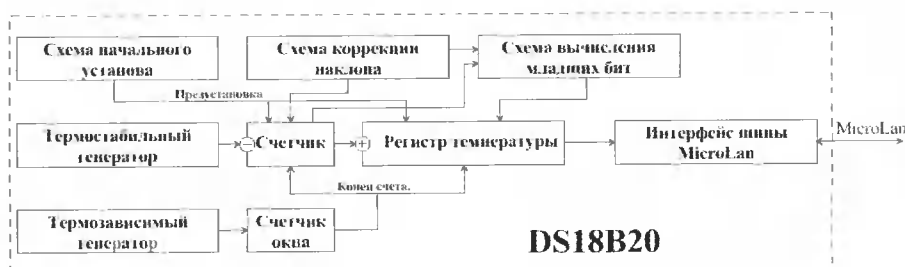
Нажатием на кнопку «Set» в режиме часов включается/выключается выполнение программы.

### Работа в режиме термометра-терморегулятора.

При подключении внешнего датчика DS18B20 прибор может работать в качестве цифрового термометра-терморегулятора. Общий вывод датчика подключается к общему проводу прибора, а сигнальный вывод — к контакту SDA разъема XP1. При работе в режиме терморегулятора используется первый канал, который управля-

Номер ячейки программы	PG 00	PG 01	PG 02	PG 03	PG 04	PG 05	PG 06			PG 60
Данные	0 00	9 00	9 05	12 00	---	1,5 00	---			---

Рис. 5



DS18B20

Рис. 4

ет встроенным реле. Прибор может непосредственно управлять нагрузкой мощностью до 1,3 кВт. Одновременно прибор может работать и в режиме выполнения программы по времени, но при этом управление производится только тремя старшими каналами, команды программы по первому каналу игнорируются.

Продолжение статьи — на с. 54

(Продолжение. Начало — № 6/2003)

## Приборы iButton

### Приборы iButton DS1994/1993/1992

Кроме описанных в предыдущей части статьи приборов iButton DS1991 в число наиболее популярных приборов входит также семейство, образованное тремя приборами DS1994/1993/1992. Наибольшие функциональные возможности имеет iButton DS1994, а остальные два обладают усеченными функциональными возможностями. Далее мы будем, в первую очередь, рассматривать прибор iButton DS1994 с оговорками о его отличиях от остальных членов семейства. Все приборы имеют в своей структуре оперативную память с произвольным доступом, не имеющую системы защиты при помощи пароля.

Наибольший объем встроенной оперативной памяти имеет прибор DS1994, для которого объем составляет 4096 бит (512 байт). Приборы DS1993 и DS1992 имеют объем оперативной памяти, соответственно равный 4096 бит (512 байт) и 1024 бита (128 байт). Вся оперативная память разбита на страницы с размером 256 бит (32 байта). Таким образом, приборы DS1994 и DS1993 имеют по шестнадцать страниц памяти, а прибор DS1992 — всего четыре страницы. Кроме того, все приборы имеют еще одну блокнотную страницу памяти объемом 256 бит (32 байта). Отличие между приборами DS1994 и DS1993 заключается в том, что iButton DS1994 имеет еще одну дополнительную неполную страницу памяти объемом 30 байт, на которую процируются времязависимые регистры нескольких счетчиков, а также регистры управления.

В iButton DS1994 имеются следующие счетчики:

1. Пятиразрядный двоичный счетчик реального времени (Binary RTC — Real Time Clock) со встроенным задающим кварцевым генератором и кварцевым резонатором с частотой 32768 кГц. Кварцевый генератор может включаться и выключаться программно. Все времязависимые счетчики имеют двойную буферизацию, что позволяет считывать текущее значение времени без нарушения функции счета. Счетчик наращивает значение 256 раз в секунду. Младший байт считает доли секунды. Старшие четыре байта считают секунды. Счетчик имеет предварительную установку начального значения, его полный объем составляет 136 лет. Рекомендуется устанавливать начальное значение счетчика аналогично компьютерному счетчику RTC, в котором оно соответствует 12 часам дня 1 января 1970 г.

2. Пятиразрядный двоичный интервальный счетчик. Этот счетчик может запускаться и останавливаться и также пересчитывает частоту 256 Гц. Счетчик

имеет два режима работы, устанавливаемые программно: автоматический (AUTO) и ручной (MAN/). В автоматическом режиме счетчик включается и выключается при подаче и снятии питания на линию данных с задержкой, обуславливаемой величиной DSEL. В ручном режиме работа счетчика зависит от программно доступного бита STOP/START/. Следует помнить, что для автоматического режима напряжение питания на линии данных должно быть выше 2.1 В.

3. Четырехразрядный счетчик циклов. Нарастивание этого счетчика происходит по спаду напряжения на линии данных

(отрицательному перепаду) с задержкой, обуславливаемой величиной DSEL.

4. Кроме счетчиков имеется также соответствующее число регистров-будильников (Alarm). Все регистры работают одинаково. Когда установленное значение регистра совпадает со значением соответствующего счетчика, в специальном регистре статуса (состояния) устанавливается соответствующий бит. Если разрешено соответствующее прерывание, то оно происходит.

5. Имеются также еще два регистра: управления и контроля.

Вся память приборов DS1994/94/92 питается от встроенного миниатюрного литиевого элемента, срок службы которого и, соответственно, сохранения данных составляет на менее 10 лет. Как и все приборы iButton семейства DS1994/93/92 имеет встроенный контроллер однопроводного интерфейса Micro-LAN (см.

## Таблетки для здоровых

# iButton

**MAXIM**  
**DALLAS**  
SEMICONDUCTOR

**RAINBOW**  
TECHNOLOGIES

www.ibutton.ru  
www.rtc.ru

**Москва:**  
тел.: (925) 797-8993  
e-mail: info@rainbow.msk.ru

**Санкт-Петербург:**  
тел.: (812) 324-0902  
e-mail: spb@rainbow.msk.ru

**Минск:**  
тел.: (+37517) 249-8273  
e-mail: chip@rainbow.by

**Екатеринбург:**  
тел.: (3432) 76-1407  
e-mail: ural@rainbow.msk.ru

**Киев:**  
тел.: (+38044) 490-92-28  
e-mail: chip@rainbow.com.ua

**Надёжный стальной контейнер для переноса информации**

- списки доступа и журналы прохода в электронных замках/домофонах
- списки параметров для типовой настройки массово устанавливаемых приборов
- электронные квитанции граждан для счетчиков с предоплатой
- безбумажные накладные на перевозимых предметах
- электронный сборочный лист на конвейере

**Эти и другие приложения идеально воплощаются приборами iButton**

- уникальный номер каждого прибора
- 10 лет хранения информации
- память от 256бит до 8Кбайт
- возможности по защите данных
- прочный стальной корпус
- простой, дешёвый и надёжный интерфейс

первую часть статьи), обеспечивающий скорость обмена данными по однопроводному интерфейсу до 16,3 кбит/с, и уникальный 64-битный (8 байт) регистрационный номер, записанный в постоянное запоминающее устройство (ROM). Приборы семейства DS199x выпускаются только в корпусе MicroCap F5 (диаметр — 16,25 мм и толщина — 6 мм) и работоспособны в диапазоне температур от -40 до +70 °С. При напряжении питания от 2,8 до 6 В.

**Структура памяти**

Прежде, чем приступить к описанию команд, рассмотрим структуру памяти приборов DS1994/93/92. Все адресное пространство памяти расположено в диапазоне шестнадцатеричных адресов 0x000—0x1FF для приборов DS1994 и DS1993 и 0x00—0x7F для DS1992. Адресное пространство разделено на страницы по 32 байта каждая. Таким образом, приборы DS1994 и DS1993 содержат по 16 страниц памяти, а прибор DS1992 — только 4. Кроме этого, все приборы содержат дополнительную страницу блокнотной памяти, также имеющую объем 32 байта. Прибор DS1994 имеет еще одну неполную 17-ю страницу памяти (30 байт с адресами 0x200—0x21D), в которой расположены регистры управления и времязависимые регистры.

Структура памяти приборов DS1994/93/92 приведена в табл. 5.

Рассмотрим более подробно регистры дополнительной страницы прибора DS1994.

Таблица 5

Область памяти	Адреса	Объем, байт	DS1994		
			DS1994	DS1993	DS1992
Блокнотная память (ScratchPad)		32	X	X	X
Страница 0 оперативной памяти (Page 0)	0x000—0x01F	32	X	X	X
Страница 1 оперативной памяти (Page 1)	0x020—0x03F	32	X	X	X
Страница 2 оперативной памяти (Page 2)	0x040—0x05F	32	X	X	X
Страница 3 оперативной памяти (Page 3)	0x060—0x07F	32	X	X	X
Страница 4 оперативной памяти (Page 4)	0x080—0x09F	32	X	X	—
Страница 5 оперативной памяти (Page 5)	0x0A0—0x0BF	32	X	X	—
Страница 6 оперативной памяти (Page 6)	0x0C0—0x0DF	32	X	X	—
Страница 7 оперативной памяти (Page 7)	0x0E0—0x0FF	32	X	X	—
Страница 8 оперативной памяти (Page 8)	0x100—0x11F	32	X	X	—
Страница 9 оперативной памяти (Page 9)	0x120—0x13F	32	X	X	—
Страница 10 оперативной памяти (Page 10)	0x140—0x15F	32	X	X	—
Страница 11 оперативной памяти (Page 11)	0x160—0x17F	32	X	X	—
Страница 12 оперативной памяти (Page 12)	0x180—0x19F	32	X	X	—
Страница 13 оперативной памяти (Page 13)	0x1A0—0x1BF	32	X	X	—
Страница 14 оперативной памяти (Page 14)	0x1C0—0x1DF	32	X	X	—
Страница 15 оперативной памяти (Page 15)	0x1E0—0x1FF	32	X	X	—
Регистр состояния (Status Register)	0x200	1	X	—	—
Регистр управления (Control Register)	0x201	1	X	—	—
Регистры часов реального времени RTC (Real-Time Counter Registers)	0x202—0x206	5	X	—	—
Регистры интервального таймера (Interval Time Counter Registers)	0x207—0x20B	5	X	—	—
Регистры счетчика циклов (Cycle Counter Registers)	0x20C—0x20F	4	X	—	—
Регистры сравнения часов реального времени (Real-Time Alarm Registers)	0x210—0x214	5	X	—	—
Регистры сравнения интервального таймера (Interval Time Alarm Registers)	0x215—0x219	5	X	—	—
Регистры сравнения циклов (Cycle Alarm Registers)	0x21A—0x21D	4	X	—	—

Таблица 6

Бит 7	Бит 6	Бит 5	Бит 4	Бит 3	Бит 2	Бит 1	Бит 0
X	X	CCE/	ITE/	RTE/	CCF	ITF	RTF

**Регистр состояния (Status Register).** Этот регистр располагается по адресу 0x200. Его структура показана в табл. 6.

Биты 7, 6: не используются.

Бит 5: CCE/ (Cycle Counter Alarm Flag Enable) — бит разрешения прерывания от флага совпадения счетчика циклов. Установка этого бита в ноль разрешает генерацию прерыванию при установке в логическую единицу соответствующего флага (CCF).

Бит 4: ITE/ (Interval Timer Alarm Flag Enable) — бит разрешения прерывания от флага совпадения таймера циклов. Установка этого бита в ноль разрешает генерацию прерыванию при установке в единицу соответствующего флага (ITF).

Бит 3: RTE/ (Real-Time Clock Alarm Flag Enable) — бит разрешения прерывания от флага совпадения таймера реального времени RTC. Установка этого бита в ноль разрешает генерацию прерыванию при установке в единицу соответствующего флага (RTF).

Бит 2: CCF (Cycle Counter Alarm Flag) — флаг совпадения таймера циклов. При равенстве значений регистров счетчика и совпадении таймера циклов этот флаг устанавливается в единицу.

Таблица 7

Бит 7	Бит 6	Бит 5	Бит 4	Бит 3	Бит 2	Бит 1	Бит 0
DSEL	STOP/START	AUTO/MAN	OSC	RO	WPC	WPI	WPR

Флаг обнуляется при чтении регистра состояния.  
Бит 1: ITE (Interval Timer Alarm Flag) — флаг совпадения интервального таймера. При равенстве значений регистров счетчика и совпадении интервального таймера этот флаг устанавливается в единицу. Флаг обнуляется при чтении регистра состояния.

Бит 0: RTF (Real-Time Clock Alarm Flag) — флаг совпадения таймера реального времени RTC. При равенстве значений регистров счетчика и совпадении таймера реального времени этот флаг устанавливается в единицу. Флаг обнуляется при чтении регистра состояния.

**Регистр управления (Control Register).** Регистр управления располагается по адресу 0x201. Его структура показана в табл. 7.

Бит 7: DSEL (Delay Select Bit) — бит выбора задержки. Если бит установлен в единицу, то время задержки составляет 123 ± 2 мс. Время задержки определяет момент включения или выключения интервального таймера и наращивания таймера циклов. Задержка исчисляется с момента подачи на сигнальную линию внешнего напряжения питания (естественно, через резистор). Таким образом, если длительность времени обмена после включения (подачи питания) с прибором iButton

будет меньше вышеуказанной задержки, то интервальный таймер и таймер циклов не изменится. Если бит DSEL=0, задержка составляет 3,5±0,5 мс.

Бит 6: STOP/START — бит включения (1) или выключения (0) интервального таймера в ручном режиме, т. е. когда бит AUTO/MAN=0.

Бит 5: AUTO/MAN — бит выбора автоматического (1) или ручного (0) режима переключения интервального таймера.

Бит 4: OSC (Oscillator Enable) — бит включения (1) или выключения (0) кварцевого генератора.

Бит 3: RO (Read Only) — бит установки режима чтения при возникновении ситуации программирующей последовательности (см. далее описание защиты записи). Если при возникновении ситуации программирующей последовательности бит установлен (1), вся оперативная и блокнотная память прибора DS1994 становится доступной только для чтения. Если же бит обнулен (0), доступ к оперативной памяти прекращается и остается доступным для чтения только уникальный сформированный лазером в постоянном запоминающем устройстве (ROM) идентификационный номер.

Бит 2: WPC (Write Protect RTC/Alarm Registers) — бит установки (1) защиты записи регистров таймера реального времени и соответствующих регистров совпадений. Установка этого бита тре-

бует специальной программирующей последовательности (см. далее описание защиты записи).

**Бит 1: WPI (Write Protect Interval Timer/Alarm Registers)** — бит установки (1) защиты записи регистров интервального таймера и соответствующих регистров совпадений. Установка этого бита требует специальной программирующей последовательности (см. далее описание защиты записи).

**Бит 0: WPR (Write Protect Cycle Counter/Alarm Registers)** — бит установки (1) защиты записи регистров таймера циклов и соответствующих регистров совпадений. Установка этого бита требует специальной программирующей последовательности (см. далее описание защиты записи).

**Группы команд**

Приборы DS1994/93/92 имеют три группы команд [29]:

- команды постоянной памяти (ROM Function Commands);
- команды блокнотной памяти (Scratchpad Commands);
- команды оперативной памяти (Memory Commands).

Любые обмены данными между ведущим устройством (например, микроконтроллером) и любым прибором iButton (в нашем случае — DS1994) состоят их четырех обязательных фаз:

- фазы инициализации прибора iButton, состоящей в подаче на прибор импульса сброса определенной длительности (см. первую часть статьи цикла);
- фазы команд постоянной памяти, в которой ведущее устройство обязательно должно сгенерировать одну из команд;
- фазы команд блокнотной или оперативной памяти;
- фазы собственно передачи данных.

Названия и коды команд приборов DS1994/93/92 приведены в табл. 8.

**Команды постоянной памяти**

Как показано в табл. 8, приборы DS1994/93/92 содержат четыре команды постоянной памяти: ЧИТАТЬ ROM, СВЕРИТЬ ROM, ИСКАТЬ ROM, ПРОПУСТИТЬ ROM. В простых системах, состоящих из одного ведущего устройства (микроконтроллера) и одного ведомого прибора iButton, используются только две команды: ЧИТАТЬ ROM и ПРОПУСТИТЬ ROM. Остальные команды предназначены для более сложных систем, в которых имеются несколько приборов iButton или других приборов с интерфейсом Micro-LAN. В рамках данной статьи мы также ограничимся рассмотрением только двух основных команд, а с остальными двумя можно ознакомиться в [29].

При выполнении команды ЧИТАТЬ ROM ведущее устройство передает в прибор iButton шестнадцатеричный код команды (0x33), а затем принимает от прибора iButton 8 байт уникального регистрационного номера. Из этих 8 байт

первым передается байт кода семейства: для DS1994 это код 0x04, для DS1993 — 0x06, а для DS1992 — 0x08. После байта кода семейства передаются, начиная с младшего, 6 байт уникального регистрационного кода (который выгравирован на лицевой сигнальной поверхности iButton), затем передается байт контрольной суммы.

Механизм вычисления контрольной суммы является достаточно сложным и подробно рассмотрен в [29] и многих рекомендациях по применению на сайте производителя. В данной статье мы его рассматривать не будем. Байт контрольной суммы также выгравирован на лицевой сигнальной поверхности iButton над уникальным регистрационным кодом слева. Справа над регистрационным кодом выгравирован и подчеркнут байт кода семейства. Внизу по полукривости изображено название прибора. Над байтом контрольной суммы под буквой D слова DALLAS выгравирован четырехзначный номер, первые две цифры которого обозначают год выпуска, а следующие две — номер партии. Изготовитель гарантирует работоспособность литиевого элемента, а следовательно, и всего прибора, в течение 10 лет от даты выпуска.

Выполнение команды ПРОПУСТИТЬ ROM отличается тем, что ведущее устройство передает в прибор iButton код команды (0xCC) и ничего не принимает. Таким образом, экономится время обмена данными (на время передачи 8 байт уникального регистрационного номера).

**Команды блокнотной памяти**

Приборы DS1994/93/92 имеют три команды блокнотной памяти: ЗАПИСАТЬ В БЛОКНОТНУЮ ПАМЯТЬ, ЧИТАТЬ БЛОКНОТНУЮ ПАМЯТЬ и КОПИРОВАТЬ БЛОКНОТНУЮ ПАМЯТЬ.

При выполнении команд памяти используются следующие три служебных байта: два байта адреса назначения (Target Address) — младший (TA1) и старший (TA2) и байты конечного адреса с состоянием данных E/S. В байтах назначения младшие пять битов (T4:T0) соответствуют адресу смещения в выбранной странице, определяемой стар-

шими битами. Третий служебный байт состояния (E/S) имеет структуру, показанную в табл. 9.

**Бит 7: AA (Authorization Accepted Flag)** — флаг подтверждения авторизации.

**Бит 6: OF (Overflow Flag)** — флаг переполнения.

**Бит 5: PF (Partial Byte Flag)** — флаг незавершенности байта.

**Биты 4—0: E4:E0 (Ending Offset)** — последний адрес записи в странице памяти.

При выполнении команды ЗАПИСЬ В БЛОКНОТНУЮ ПАМЯТЬ ведущее устройство передает в iButton код команды (0x0F), затем младший байт начального адреса записи TA1, а после этого передает старший байт начального адреса записи TA2. Прибор iButton обнуляет флаги AA, OF, PF. Далее ведущее устройство последовательно передает байты данных, а iButton записывает байт, устанавливает текущее значение E4:E0 и увеличивает смещение после каждого записанного байта. При достижении максимального смещения (E4:E0=11111b), если ведущее устройство продолжает передавать байты данных, iButton устанавливает флаг переполнения OF, игнорирует лишние данные и ожидает завершающего импульса сброса. Если ведущее устройство не завершило передачу байта, а флаг переполнения OF не установлен, устанавливается флаг незавершенности байта PF.

При выполнении команды ЧИТАТЬ БЛОКНОТНУЮ ПАМЯТЬ ведущее устройство передает в iButton код команды (0xAA), затем ведущее устройство принимает из iButton младший байт начального адреса записи TA1, старший байт начального адреса записи TA2 и байт состояния E/S. Таким образом, ведущее устройство начинает читать блокнотную память со смещения (начального адреса), с которого была произведена последняя команда записи в блокнотную память. Это сделано для удобства сравнения записанных и считываемых данных. Чтение данных продолжается либо до достижения максимального смещения, т. е. конца страницы, либо до завершающего импульса сброса.

Таблица 8

№	Группа команд	Название команды		Код
1	Команды постоянной памяти (ROM Function Commands)	Read ROM	Читать ROM	0x33
2		Match ROM	Сверить ROM	0x55
3		Search ROM	Искать ROM	0xF0
4		Skip ROM	Пропустить ROM	0xCC
5		Interrupt Search	Искать прерывания	0xEC
6	Команды блокнотной памяти (Scratchpad Commands)	Write Scratchpad	Записать в блокнотную память	0x0F
7		Read Scratchpad	Читать из блокнотной памяти	0xAA
8		Copy Scratchpad	Копировать блокнотную память	0x55
9	Команды оперативной памяти (Memory Command)	Read Memory	Читать из оперативной памяти	0xF0

Таблица 9

Бит 7	Бит 6	Бит 5	Бит 4	Бит 3	Бит 2	Бит 1	Бит 0
AA	OF	PF	E4	E3	E2	E1	E0

При выполнении команды КОПИРОВАТЬ БЛОКНОТНУЮ ПАМЯТЬ ведущее устройство передает в iButton код команды (0x55), затем передает младший байт начального адреса записи TA1, старший байт начального адреса записи TA2 и — байт состояния E/S. Если все передано правильно, iButton устанавливает флаг подтверждения авторизации AA=1. Далее iButton передает в ведущее устройство единичные биты до тех пор, пока не произведет копирование данных, затем начинает передавать нулевые биты до завершающего импульса сброса.

### Команда чтения памяти

При выполнении команды ЧТЕНИЕ ОПЕРАТИВНОЙ ПАМЯТИ ведущее устройство передает в iButton код команды (0xF0), младший байт начального адреса записи TA1 и старший байт начального адреса записи TA2. Далее iButton начинает передавать данные с заданного адреса до достижения адреса 0x21D (последний адрес 17-й страницы памяти для DS1994), после чего продолжает передавать единичные биты до завершающего импульса сброса. Естественно, что ведущее устройство может в любой момент прервать чтение данных подачей на iButton завершающего импульса сброса.

### Защита записи

Биты защиты записи (WPR, WPI, WPC) позволяют осуществлять защиту записи во времязависимые регистры прибора DS1994 при совпадении значений выбранного таймера с соответствующими регистрами совпадения. Этот процесс называется «программирующей последовательностью». Запись этих битов не может быть произведена стандартным способом путем простого копирования блокнотной памяти. Для записи этих битов необходимо трижды последовательно повторить команду копирования, при этом следует помнить, что после первого выполнения команды копирования флаг подтверждения авторизации AA устанавливается в единицу. Следовательно, при формировании второй и третьей команды копирования необходимо модернизировать байт статуса E/S соответствующим образом.

Однажды установленный бит защиты записи запрещает запись в регистры соответствующего таймера-счетчика и регистры совпадения. При этом таймер продолжает считать, если кварцевый генератор включен. Если пользователь хочет установить не один, а два или три бита защиты, это необходимо делать одновременно. Если хотя бы один бит за-

щиты установлен, то любое последующее изменение битов защиты невозможно. Если один или несколько битов защиты установлены и происходит совпадение значений соответствующих таймера и регистров совпадения, возникает ситуация подачи программирующей последовательности, при этом, если был предварительно установлен бит RO (1), после завершения ситуации «программирующей последовательности» остаются разрешенными только команды чтения блокнотной и оперативной памяти. Если бит RO был предварительно обнулен, после завершения ситуации «программирующей последовательности» остаются разрешенными только команды постоянной памяти ROM, а оперативная и блокнотная память оказываются недоступными.

В следующей части статьи мы ознакомимся основными функциями доступа к приборам iButton DS1991 и DS1994 низкого уровня.

*Продолжение следует*

Олег Николаичук,  
onic@ch.moldpac.md

### Литература:

29. <http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/DS1992-DS1994.pdf>

## Четырехканальный таймер...

(Начало статьи — см. с. 48)

Для того, чтобы из режима часов перейти в режим термометра-терморегулятора, нужно коротко нажать на кнопку «Mode». Прибор выводит на короткое время на дисплей сообщение «t°C» и переходит в режим термометра-терморегулятора.

Теперь, чтобы задать температуру терморегулятора, нужно, находясь в режиме термометра-терморегулятора, произвести длительное нажатие на кнопку «Set». На дисплее появятся мигающие цифры температуры. Используя кнопки «Adjust +» и «Adjust -» установите требуемое значение температуры. Удержание в нажатом положении кнопок «Adjust +» и «Adjust -» включает быстрый автоповтор, что ускоряет процедуру установки температуры. После того, как желаемая температура установлена, необходимо коротко нажать на кнопку «Mode», прибор вернется в режим индикации температуры. При установке температуры автоматически активизируется режим терморегулятора, о чем индицирует наличие точки в младшем разряде индикатора.

Если при установке температуры в течение более 40 с не делалось никаких операций, прибор автоматически перейдет в режим часов без записи нового значения температуры для терморегулятора.

Чтобы проверить значение установленной температуры терморегулятора нуж-

но, находясь в режиме температуры, коротко нажать на любую из кнопок «Adjust». На индикаторе прибора на 4 с появится мигающее значение температуры терморегулятора, после чего прибор снова вернется в режим температуры.

При вводе или изменении температуры терморегулятора автоматически включается режим терморегулятора. Чтобы далее включить или выключить этот режим, нужно коротко нажать на кнопку «Set». На индикаторе прибора в течение 4 с появится мигающее значение температуры терморегулятора, после чего произойдет включение/выключение его режима.

О включении режима терморегулятора индицирует наличие точки в младшем разряде индикатора. Режим работы точки дополнительно показывает состояние канала управления нагрузкой (обычно нагревателем). Если точка мигает, значит нагрузка (нагреватель) не включена, если горит непрерывно, — нагрузка (нагреватель) включена.

### Режим циклической индикации

Набор NS182.2 может так же работать в режиме циклической индикации. В этом режиме в течение 5 с производится индикация текущего времени, затем в течение 5 с производится индикация температуры, и так повторяется непрерывно.

Чтобы включить этот режим нужно, находясь в режиме температуры, про-

извести длительное нажатие на кнопку «Mode», прибор выдаст сообщение «CLC», затем перейдет в режим циклической индикации.

Чтобы выйти из режима циклической индикации, нужно в тот момент, когда прибор находится в режиме индикации температуры, произвести длительное нажатие на кнопку «Mode», прибор выдаст сообщение «t°C» и останется в режиме термометра-терморегулятора.

### Особенности комплектации устройства

Если вам не требуются все функции прибора, можно не устанавливать часть компонентов. Так, если требуется только выполнение функций термометра-терморегулятора, то можно не устанавливать в наборе микросхему PCF8583, кварцевый резонатор на 32,768 кГц, литиевый элемент и часть пассивных компонентов, обслуживающих часовую микросхему. Если же требуется только многоканальный таймер, то достаточно не подключать датчик температуры.

При включении программы микропроцессор определяет наличие установленных компонентов и активизирует подпрограммы их обслуживания. Реализация такого подхода позволяет радиолюбителям, собравшим набор с ограниченными функциями, довести его до полной версии простой установкой недостающих элементов.

*Окончание следует*

Вячеслав Чулков,  
Slava1355@mail.ru