

Схемотехника

№ 4 (17) апрель 2002

И.О. Главного редактора:

Юлия Герасимова

Редакционная коллегия:

Александр Фрунзе

Виктор Иовчик

Алексей Сигаев

Дизайн и верстка:

Ирина Ермолаева

Ирина Чикина

Отдел распространения:

Марина Трофимова

Юрий Царев

Сергей Лукин

тел.: (902) 112-9838

e-mail: compitech@mtu-net.ru

Отдел рекламы:

Юрий Рубичев

Адрес редакции:

121351 Москва, ул. Обручева,

д. 29, комн. 216

тел./факс: (095) 777-12-14

(902) 188-9192

e-mail: editor@dian.ru

www.dian.ru

Издатель и учредитель

ООО "ИД Скимен"

Отпечатано в ЗАО "Красногорская
типография"

143400 МО, г. Красногорск,

Коммунальный квартал, 2

тел: (095) 562-0433

Тираж 5000 экз.

Заказ № 783

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

Редакция не несет ответственности
за информацию, приведенную
в рекламных материалах

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

Информацию о подписке см. на
последней странице журнала

Цена свободная

Содержание

Автоматика

Схемотехника универсальных технологических контроллеров:
аналого-цифровые преобразователи

2

Источники питания

Источник питания с буферным аккумулятором

5

КВ/УКВ

Сравнительные характеристики петлевой антенны
и четвертьволнового вибратора

7

Новости науки и техники

Картинки с выставки

9

Основы схемотехники

Однополярное питание операционных усилителей

10

Микроконтроллеры? Это же просто!

15

Связь и сетевые технологии

Синхронизация передачи данных: способы кодирования

21

Системы безопасности

Электроакустический датчик разбития стекла

22

Софт

Pspice-модели цифровых устройств

25

Компилятор языка C AVR GCC

27

Алгоритмы и программы автоматической трассировки
печатных плат

29

Цифровая техника

Микросхемы контроллеров ЖКИ фирмы Holtek

33

и их применение

35

Генератор прямоугольных импульсов на основе AVR

39

Знакомство с энкодером

Электроника в быту

Автоматы световых эффектов от «А» до «Я»

41

Регулятор яркости светильника — это очень просто

46

Устройство для зависимого включения электроприборов

47

Справочный листок

Отечественные ИС стандартной логики

49

МАСТЕР КИТ

МАСТЕР КИТ: новая эра в радиолюбительстве

52

Инфракрасный барьер на современной элементной базе

53

(Продолжение. Начало — №9/2001)

Схемотехника универсальных технологических контроллеров: аналого-цифровые преобразователи

Настоящая статья продолжает цикл, посвященный схемотехнике универсальных технологических контроллеров. В ней детализованы критерии выбора схем аналого-цифровых и цифро-аналоговых узлов, приведен обзор микросхем, выпускаемых наиболее известными производителями мира, отобраны и описаны микросхемы, наиболее полно удовлетворяющие выработанным критериям.

Сопоставительный анализ выбранных аналого-цифровых преобразователей

Рассмотрим функциональные изображения (рис. 1) и назначение выводов выбранных аналого-цифровых преобразователей (табл. 5, «Схемотехника», №2/2002).

Ниже приведено краткое описание назначения выводов:

- Vdd — напряжение питания;
- Ain — аналоговый вход;
- DGND, GND — общий провод питания, «земля»;
- SCLK — вход тактовых импульсов;
- DOUT — последовательный выход данных;
- CS/ — вход выборки кристалла;
- Vref — вход/выход опорного напряжения;
- CONV/ — вход запуска преобразования;
- BUSY — «занято»;
- AGND — аналоговая «земля»;
- SHDN/ — вход перехода в режим экономии;
- VDR — вход управления уровнем выходных сигналов.

Отметим некоторые особенности микросхем, приведенных в табл. 5.

MAX187 [1] — 12-разрядный аналого-цифровой преобразователь с последовательным многорежимным выходом (интерфейс SPI) и встроенным источником опорного напряжения на 4,096 В, работающий от напряжения питания +5 В.

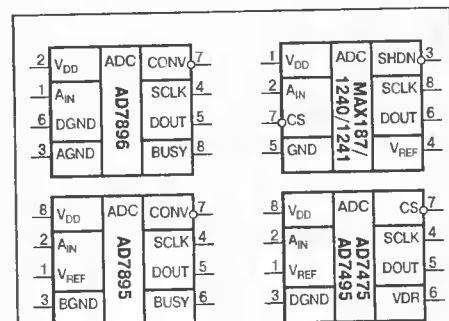


Рис. 1. Функциональные изображения выбранных аналого-цифровых преобразователей

MAX1240/1241 [1] — 12-разрядный аналого-цифровой преобразователь с последовательным многорежимным выходом (интерфейс SPI). Микросхема MAX1240 имеет встроенный источник опорного напряжения 2,5 В, а микросхема MAX1241 такого источника не имеет. В тоже время, MAX1240 функционирует при пониженном напряжении питания +2,7...3,6 В, а MAX1241 работает и при +5 В. Во всем остальном, в том числе и по назначению и расположению выводов, эти микросхемы полностью соответствуют микросхеме MAX187.

AD7475/7495 [2] — 12-разрядный аналого-цифровой преобразователь с последовательным многорежимным выходом (интерфейс SPI). Обе микросхемы работают при напряжении питания от +5 В. Микросхема AD7495 имеет встроенный источник опорного напряжения 2,5 В, а микросхема AD7475 его не имеет.

AD7896 [2] — 12-разрядный аналого-цифровой преобразователь с последовательным многорежимным выходом и питанием +5 В.

AD7895 [2] — аналого-цифровой преобразователь с последовательным многорежимным выходом и питанием +5 В. Не имеет встроенного источника опорного напряжения.

Таким образом, встроенные источники опорного напряжения имеют микросхемы MAX187, AD7495, AD7896 и MAX1240. Однако, величина опорного напряжения у AD7495 и MAX1240 равна 2,5 В, а у MAX187 — 4,096 В, что накладывает определенные ограничения на схемотехнику входного усилителя. Кроме того, MAX1240 работает при пониженном напряжении питания 2,7...3,6 В. Из всех рассмотренных микросхем только MAX187, MAX1240 и AD7495 имеют SPI-интерфейс. Следует заметить, что у этих микросхем совпадает функциональное назначение только одного из восьми выводов. Все это делает проблематичным разработку универсального посадочного места на печатной плате под все перечисленные микросхемы. Фактически разработчику остается только одно — выбрать

одну из микросхем. По мнению автора, такой микросхемой безусловно является MAX187.

Вспомогательные микросхемы узлов аналого-цифрового преобразования

Операционные усилители

Обычно перед аналого-цифровым преобразователем устанавливают входной усилитель с перестраиваемым (или программируемым) коэффициентом усиления. Не будем утруждать читателя сведениями обо всем многообразии выпускаемых в настоящее время операционных усилителей. Отметим только, что для многих применений лучшими параметрами обладают микросхемы MAX420 [1] и OP07 [1] (в применениях, не требующих высокого быстродействия, например в термометрах или тензометрах; еще лучшими сдвиговыми и дрейфовыми характеристиками обладают AD855х от Analog Devices — прим. ред.). Эти усилители имеют высокий собственный коэффициент усиления, очень малый входной температурный дрейф (0,05 мкВ/°С и 0,2 мкВ/°С соответственно), выпускаются в корпусе DIP8 и имеют стандартную разводку выводов (рис. 2). Кроме того, микросхему OP07 можно заменить на отечественную КР140УД17А, которая имеет схожие параметры.



Рис. 2. Назначение и разводка выводов операционных усилителей MAX420 и OP07

Мультиплексоры

Для коммутации входных сигналов, а в некоторых случаях и режимов масштабирующего усилителя, обычно используются аналоговые мультиплексоры. Чаще всего в технологических микроконтроллерах разработчик стремится организовать восемь входных каналов, что соответствует оптимальному соотношению аппаратных затрат к стоимости.

Наиболее известными, качественными и доступными являются мультиплексоры фирмы Maxim (по мнению редактора, качество и доступность мультиплексоров от Analog Devices ничуть не хуже, чем у Maxim'овских изделий). Эта фирма выпускает на сегодняшний день 317 типов различных мультиплексоров, отличающихся количеством мультиплексируемых каналов, числом мультиплексоров в корпусе, сигналами управления, параметрами каналов и т. п. В табл. 6 приведены только мультиплексоры фирмы Maxim, коммутирующие 8 каналов в 1.

Критерии отбора мультиплексоров достаточно тривиальны. Во-первых, желательно, чтобы мультиплексор работал при однополярном напряжении

Таблица 6

Тип микросхемы	Особенности	Макс. R _{ON} (Ом)	Мин./ макс. одиночное напряжение питания (В)		Мин./Макс. двойное напряжение питания (В)		Предельное напряжение защиты (В)	Макс. ток утечки (нА)	Макс. время включения (нс)	Макс. время выключения (нс)	Корпус
DG408	Быстродействующий	100	4,5	30	4,5	20	—	1	150	150	16/PDIP.300 16/SO.150 16/TSSOP
DG508A		300	—	—	4,5	18	—	2	1000	700	16/PDIP.300 16/SO.150
DG528	Однополярный	400	5	30	4,5	20	—	10	1500	1000	18/PDIP.300 18/SO.300 20/LCC
HI-508A	Защищенный по входу	1800	—	—	4,5	18	±35	2	500	500	16/PDIP.300
MAX308	Прецизионный быстродействующий	100	4,5	30	4,5	20	—	0,75	150	150	16/PDIP.300 16/SO.150
MAX328	Однополярный, с низкими утечками	3500	10	30	4,5	18	—	0,01	1500	1000	16/PDIP.300 16/SO.150
MAX338	С низкими утечками	400	4,5	30	4,5	20	—	0,05	500	500	16/PDIP.300 16/SO.150
MAX349	С последовательным управлением и низким напряжением питания	100	2,7	16	2,7	8	—	0,1	275	150	18/PDIP.300 18/SO.300 20/SSOP
MAX354	С защитой по входу	350	4,5	36	4,5	18	±40	0,5	250	200	16/PDIP.300 16/SO.150
MAX358	С защитой по входу	1800	—	—	4,5	18	±35	2	500	500	16/PDIP.300 16/SO.150
MAX368	С защитой по входу и буферизацией	1800	—	—	4,5	18	±35	5	1500	1000	18/PDIP.300 18/SO.300
MAX378	Высоковольтный с защитой по входу	3500	—	—	4,5	18	±75	2	1000	500	16/PDIP.300 20/LCC 24/SO.300
MAX382	С низким питанием и буферизацией	100	2,7	16,5	3	8	—	0,2	150	150	18/PDIP.300 18/SO.300
MAX388	Высоковольтный с защитой по входу	3000	—	—	4,5	18	±100	2	1500	1000	18/PDIP.300 24/SO.300
MAX398	Прецизионный, низковольтный	100	3	15	3	8	—	1	150	150	16/PDIP.300 16/QSOP 16/SO.150
MAX4051	Низковольтный	100	2	16	2,7	8	—	1	175	150	16/PDIP.300 16/QSOP 16/SO.150
MAX4051A	Низковольтный	100	2	16	2,7	8	—	0,1	175	150	16/PDIP.300 16/QSOP 16/SO.150
MAX4508	Высоковольтный с защитой по входу	400	9	36	4,5	20	±40	2	275	200	16/PDIP.300 16/SO.150
MAX4530	Низковольтный с разрешением входов и адреса	75	2	12	2	6	—	2	150	100	20/PDIP.300 20/SO.300 20/SSOP
MAX4539	Низковольтный с калибровкой	100	2,7	12	2,7	6	—	0,1	115	100	20/PDIP.300 20/SO.300 20/SSOP
MAX4558	С защитой от ESD 15 кВ, низковольтный	160	2	12	2	6	—	1	150	120	16/PDIP.300 16/QSOP 16/SO.150
MAX4578	Высоковольтный	350	4,5	36	4,5	20	—	0,05	400	220	20/PDIP.300 20/SO.300 20/SSOP
MAX4581	Низковольтный	80	2	12	2	6	—	1	200	100	16/PDIP.300 16/QSOP 16/SO.150 16/TSSOP
MAX4617	Высокоскоростной, низковольтный	10	2	5,5	—	—	—	1	15	10	16/PDIP.300 16/SO.150 16/TSSOP
MAX4638	Низковольтный	3,5	1,8	5,5	2,5	2,5	—	0,01	18	7	16/SO.150 16/TSSOP
MAX4691	Низковольтный	70	2,7	11	2,7	5,5	—	2	300	100	16/QFN-4x4 16/UCSP-2.02x2.02
MX7503	С низким потреблением	300	10	30	4,5	18	—	10	1500	1000	16/PDIP.300 20/LCC

питании +5 В или двухполярном ±10 В. Во-вторых, микросхема должна иметь стандартный «de facto» для этих мультиплексоров корпус DIP16. Желатель-

но также наличие защиты по входному напряжению.

Мультиплексор должен иметь высокое быстродействие переключения. Желатель-

тельно, чтобы он имел предельно низкое сопротивление открытого канала.

И последнее, мультиплексор должен иметь параллельные входы управления.

Анализ сведений, приведенных в табл. 6, а также внимательное ознакомление с документацией, в частности с расположением и назначением выводов, позволил сделать заключение о наличии двух групп микросхем, отличающихся по электрическим параметрам, но совпадающих по расположению выводов (рис. 3).

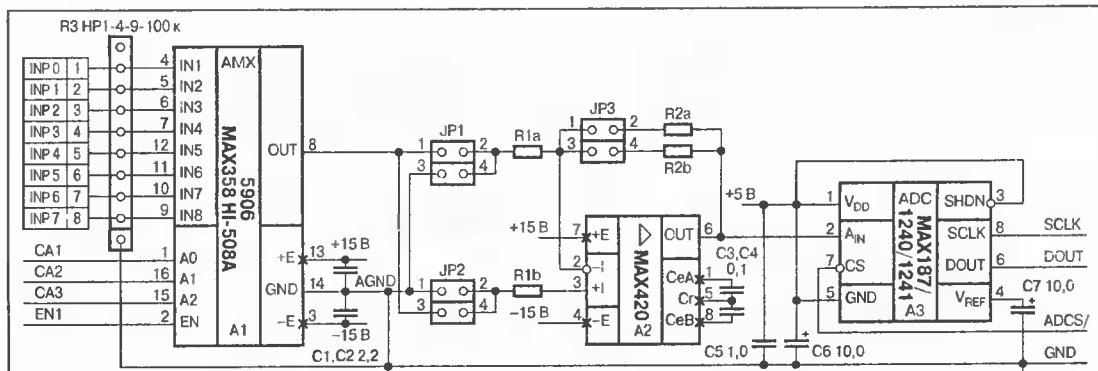


Рис. 4. Узел аналого-цифрового преобразования

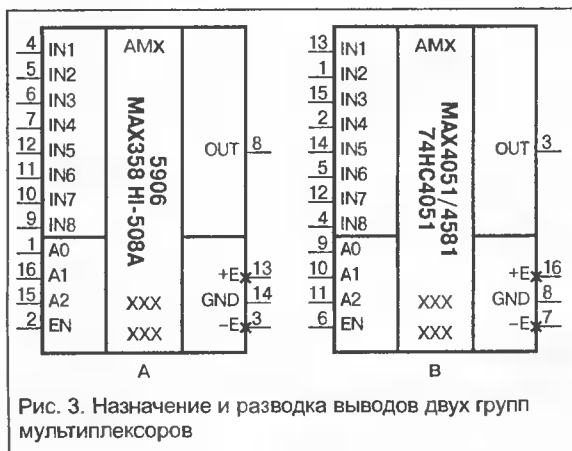


Рис. 3. Назначение и разводка выводов двух групп мультиплексоров

Группа микросхем, представленная на рис. 3, а является старым «de facto» стандартом расположения выводов. В панельку, установленную в плате с разводкой, соответствующей этому расположению выводов, можно устанавливать мультиплексоры MAX358, NI-508, MAX354, ADG508F, MAX378, MAX308, MAX398, MAX333, KP590KN6 и ряд других. Вторая группа, представленная на рис. 3, б, выполнена в соответствии с новым промышленным стандартом на серию 74НС. Она объединяет MAX4051, MAX4581, 74НС4051, 74НС4052, 74НС4053 и другие относительно новые микросхемы мультиплексоров.

Принципиальная схема узла аналого-цифрового преобразователя

Один из возможных вариантов принципиальной схемы узла аналого-цифрового преобразования для универсального технологического контроллера представлен на рис. 4.

Узел содержит всего три микросхемы: входной аналоговый мультиплексор A1 (MAX358), масштабирующий усилитель A2 (MAX420) и собственно аналого-цифровой преобразователь A3 (MAX187). На входах аналогового мультиплексора A1 установлена резисторная матрица R3. Переключики JP1 и JP2 позволяют включать масштабирующий усилитель A2 в инвертирующей или неинвертирующей схемах включения. Переключики JP3 позволяют выбирать один из двух коэффи-

циентов усиления, задаваемых соотношением резисторов R1 и R2. Резисторы R2 могут использоваться как постоянные, так и переменные. Иногда разработчики устанавливают вместо резисторов R2 специальный зажим для оперативной смены резистора.

Аналого-цифровой преобразователь A3 имеет внутренний источник опорного напряжения (вывод 03 соединен с выводом +5 В). Входы управления аналогового мультиплексо-

цифро-аналоговые преобразователи, с рекомендациями по подключению управляющих сигналов к микроконтроллеру, будет приведена в заключительной статье цикла.

Олег Николайчук,
onic@ch.moldpac.md

Литература:

1. <http://www.maxim-ic.com>
2. <http://www.analog.com>

Продолжение следует

DALLAS SEMICONDUCTOR MAXIM

MAXIM
DALLAS
SEMICONDUCTOR

Поставки
от официального
дистрибьютора

АТОС

125315, г. Москва, ул. Усиевича, 24/2, ООО «АТОС»
Телефоны и Факсы: (095) 787-48-05, 155-40-35
Интернет: www.atos.ru, info@atos.ru

Источник питания с буферным аккумулятором

В подавляющем большинстве современной электронной аппаратуры по-прежнему используются трансформаторные источники питания с выходными линейными стабилизаторами. Нередко условия эксплуатации требуют обеспечения бесперебойного электропитания этой аппаратуры. Для этих целей используются промышленные бесперебойные источники питания. Однако применение последних достаточно часто бывает экономически невыгодно или просто неудобно. В этих случаях возможно заменить узел линейных стабилизаторов на импульсный источник питания с буферным аккумулятором. В статье рассмотрен один из возможных вариантов реализации такого источника питания.

Технические требования

Безусловно, основным техническим требованием к источнику питания является обеспечение требуемой номенклатуры выходных напряжений, заданных уровней пульсаций и заданных токов нагрузок. В примере, который мы рассматриваем, необходимо обеспечить всего два напряжения по +5 В с токами до 0,1 А для питания оптически изолированной части и 2 А для питания контроллера.

Источник питания должен обеспечивать бесперебойную работу изделия при отсутствии сетевого напряжения питания за счет введения в его состав аккумуляторной батареи.

Для автоматической подзарядки аккумуляторной батареи в составе устройства присутствует узел автоматической подзарядки батареи, который отключается при достижении заданного уровня напряжения.

Для автоматического отключения прибора при снижении напряжения на аккумуляторной батарее (ее разряде) ниже заданного критического уровня существует узел отключения преобразователя от аккумулятора.

Принципиальная схема вторичного источника питания

Принципиальная схема вторичного источника питания приведена на рис. 1. Схема содержит линейный стабилизатор на микросхеме A1 (LM317) со схемой подключения аккумуляторной батареи «А» через диоды VD1-VD3; отключающий узел с гистерезисом на транзисторах VT1, VT2; собственно импульсный источник питания на микросхеме A2 (KA3842) и полевом транзисторе VT3 (BUZ11A).

Линейный стабилизатор со схемой подключения аккумуляторной батареи необходим для задания напряжения питания импульсного источника и подзарядки аккумуляторной батареи.

В качестве аккумуляторной батареи используется батарея Y6,5-12 фирмы Yacht Battery Co, емкостью 6,5 А·ч и напряжением 12 В [1] или АТ127-12В-7АН фирмы Атаба. Выходное напряжение батареи в буферном (резервном) режиме составляет 13,5...13,8 В.

В соответствии с этим, напряжение на выходе стабилизатора A1 должно состав-

лять примерно на 0,7 В больше (падение напряжения на диоде VD2), т. е. около 14,2...14,5 В. В описываемом устройстве реализован так называемый «псевдобуферный» режим подключения аккумуляторной батареи, заключающийся в разделении цепей заряда (через резистор R4 и диод VD2) и разряда (через диод VD3). Диод VD1 препятствует разряду аккумуляторной батареи через резисторы R1...R3. Напряжение на выходе линейного стабилизатора устанавливается резистором R2. Резистор R4 ограничивает ток заряда батареи в начальный момент времени при условии состояния разряда батареи до критического напряжения разряда. Хотя используемая аккумуляторная батарея и не боится полного разряда, не рекомендуется снижение ее напряжения ниже так называемого критического напряжения разряда, составляющего 10 В. Таким образом, номинал резистора R4 определяется как разность между выходным напряжением линейного стабилизатора A1 и критическим напряжением разряда, деленная на номинальный ток заряда (10% от емкости в ампер-часах). При выходном напряжении линейного стабилизатора, равном 14,2 В, и токе заряда 0,65 А номинал R4 равен $(14,2 - 10) / 0,65 = 6,5$ Ом. Рекомендуемая мощность резистора — 2–5 Вт. Максимально допустимый ток диодов должен быть не менее 1 А.

Отключающий узел с гистерезисом выполнен на транзисторах VT1, VT2. Он необходим для аварийного отключения импульсного источника питания при снижении напряжения на аккумуляторной батарее ниже критического напряжения разряда, т. е. при отсутствии сетевого напряжения, когда устройство питается от батареи. Известно, что при снятии нагрузки с аккумуляторной батареи, напряжение на ней возрастает, поэтому для исключения повторного включения источника питания с разряженной аккумуляторной батареей отключающий узел должен иметь напряжение включения примерно на 1,5 В выше, чем напряжение выключения. В нашем случае узел отключения имеет напряжение включения, примерно равное 11,3 В (это напряжение устанавливается подбором резистора R4).

Собственно импульсный источник питания выполнен по схеме, описанной в [2]. В нем используется микросхема KA3842 с напряжением включения около 10 В. Трансформатор намотан на чашке Б29 из феррита М2000НМ1. Первичная обмотка содержит 14 витков провода ПЭВ-2-0,35, вторичные обмотки намотаны таким же проводом и содержат по 7 витков каждая. Обратная стабилизирующая связь поступает с одной из обмоток через резисторный делитель R13, R11. Эта обмотка оказывается гальванически связана со входными цепями импульсного источника. Вторая обмотка гальванически не связана со входными цепями. Естественно, что количество обмоток и их параметры могут отличаться от приведенных в статье. При таком низком напряжении питания (10–12 В), можно исключить цепочки R9, C8, VD5 и C13, R18, VD6. Правда это может привести к некоторому снижению КПД и искажению формы импульсов. Импульсный ток транзистора VT3 задается резистором R17 и соответствует в нашем случае примерно 6,5 А. Ток потребления источника питания соответствует 0,36 А, что позволяет ему непрерывно работать до 15 часов при питании от аккумулятора (при усло-

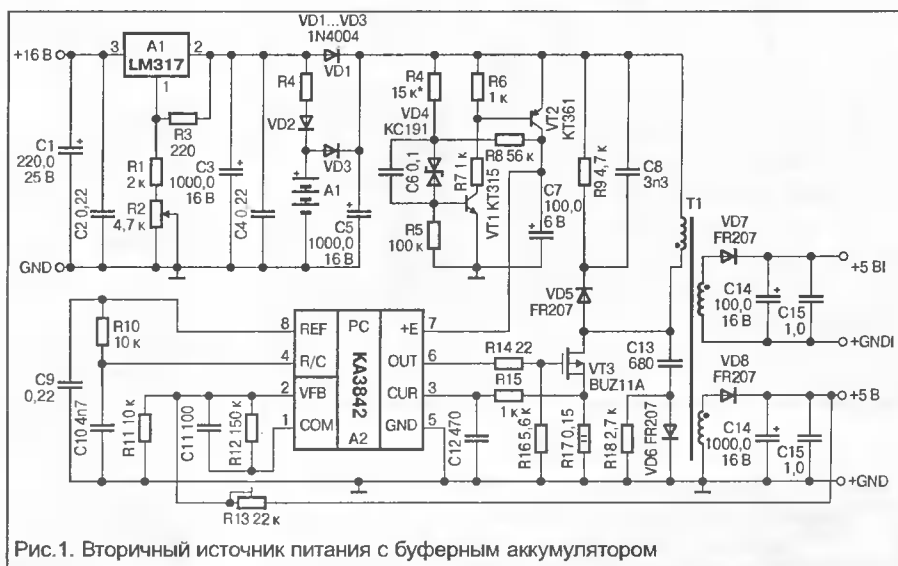


Рис. 1. Вторичный источник питания с буферным аккумулятором

вию его полной предварительной зарядки). Описанный источник питания обеспечивает два выходных напряжения +5 В, 2 А при уровне пульсаций ± 20 мВ.

Входной преобразователь

При модернизации различных изделий входной трансформатор может быть либо оставлен (при этом он должен обеспечивать на выходе выпрямителя напряжение от 16 до 20 В при токе до 1 А), либо заменен на экономичный входной преобразователь, что позволит снизить вес источника питания и повысить общий КПД. В качестве примера рассмотрим вариант реализации входного преобразователя на микросхеме TOP204 фирмы Power Integration [3].

Простейший импульсный Buck-Boost преобразователь представлен на рис. 2.

Преобразователь содержит входной разъем для подключения к сети 220 В; предохранитель F1 на 3 А; входной конденсатор C1 с рабочим напряжением более 400 В; входной индуктивный фильтр L1 с индуктивностью 18-40 мГн, намотанный в два провода на кольце M2000 (2×8 витков); диодный мост VD1-VD4 (собранный на диодах с обратным напряжением 400 В и максимальным током 2-3 А); конденсатор фильтра C2; собственно микросхему преобразователя TOP204/200/214; стабилизатор VD5 и диод VD6, стабилизирующие форму импульса; стабилизирующую цепочку обратной связи VD7, R1, C3, выходное на-

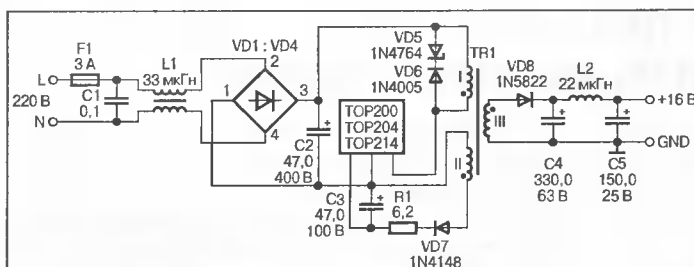


Рис. 2. Простейший входной преобразователь на микросхеме TOP204

пряжение которой сравнивается с внутренним опорным напряжением микросхемы TOP204, обычно равным 5,7 В; трансформатор TR1; выходной выпрямитель с фильтром VD8, C4, L2, C5.

Трансформатор преобразователя намотан на ферритовом сердечнике с каркасом ETD34 фирмы Siemens+ Matsushita. Этот набор отличается круглым центральным керном феррита и большим пространством для толстых проводов. Пластмассовый каркас имеет выводы для восьми обмоток. Сборка трансформатора осуществляется с помощью специальных крепежных пружин [4]. Следует обратить особое внимание на тщательность изоляции каждого слоя обмоток с помощью лакоткани, а между обмотками I, II и остальными обмотками следует проложить несколько слоев лакоткани, обеспечив надежную изоляцию выходной части схемы от сетевой. Обмотки следует наматывать способом

Таблица 1. Намоточные данные трансформатора TR1

№№	Конт.	Назначение	Провода	Витки
1	1-15	Первичная I	4*ПЭВ-2-0,15	90
2	2-16	Обратная II	3*ПЭВ-2-0,15	6
3	3-14	II для +16В	2*ПЭВ-2-0,35	21

полнить также и на других типах импортных сердечников ЕР, ЕС, ЕФ, или на отечественных Ш-образных ферритах марки М2000 с самостоятельным изготовлением каркаса. Используемый каркас позволяет намотать еще несколько обмоток для других целей, поскольку преобразователь на микросхеме TOP204 (рис. 2) может отдавать в нагрузку мощность до 100 Вт.

Олег Николаичук,

E-mail: onic@ch.moldpac.md

Литература:

1. Николаичук. О. Простой импульсный источник питания. — Схемотехника, 2001, №7, с. 8-11.
2. <http://www.powerint.com>
3. <http://www.platan.ru>



POWER INTEGRATIONS, INC.



12 OZ.



2 OZ.

Разработать профессиональные импульсные источники питания позволяют микросхемы и программное обеспечение компании Power Integrations

- Время на оригинальную разработку — 2-3 недели
- Выигрыш в габаритах и количестве элементов
- КПД 90%
- Доступны по цене разработчика — около 1000 рублей



АТОС

125315, г. Москва, ул. Усиевича, 24/2, ООО «АТОС»
Телефоны и Факсы: (095) 787-48-05, 155-40-35
Интернет: www.atos.ru, info@atos.ru



ПЛАТАН

www.platan.ru ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ВАШЕГО УСПЕХА



BOURNS

Эффективный выбор для систем защиты и источников питания

Самостоятельно устанавливающиеся предохранители серий MF-R, MF-S, MF-SM, MF-MSM

www.bourns.com

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

Серия	Диапазон номинального тока, А	Масс. рабочая, мг	Согр. в отк. сост., Ом	Область применения
MF-R	0.10-9.00	60	0.005-2.50	Общего назначения, автомобильная электроника.
MF-S, MF-LS, MF-LA	0.70-4.20	30	0.006-0.085	Защита аккумуляторных батарей от короткого замыкания, перегрева. Идеальны для точной сварки непосредственно на элемент батареи.
MF-SM	0.30-2.60	60	0.025-0.90	Для поверхностного монтажа. Компьютеры и периферия, автомобильная электроника.
MF-MSM	0.14-1.50	60	0.03-1.50	Для поверхностного монтажа, типоразмер 1812. Применяются в устройствах с высокой плотностью монтажа: жесткие диски, PCMCIA-карты и др.

Фирма «ПЛАТАН» является официальным дистрибутором фирмы «BOURNS» и поставляет полный ассортимент ее продукции со склада и на заказ.

В ПРОГРАММЕ ПОСТАВОК:

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

International Rectifier

Infineon Technologies

MITSUBISHI ELECTRIC

EPCCOS

Honeywell

MOTOROLA

intersil

muRata

CRYDOM

DATA VISION

Kingbright

121351, Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, в. 1, стр. 2
Тел./факс: (095) 73-75-999

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

Сравнительные характеристики петлевой антенны и четвертьволнового вибратора

В последнее время среди радиолюбителей стали очень популярными маломощные передатчики диапазона 433,92 МГц. Именно на этой частоте работает подавляющее большинство различных охранных систем. Появление малогабаритных элементов и работа на маленькой длине волны позволяют сделать эти устройства миниатюрными, однако эффективность миниатюрных печатных антенн в этом диапазоне остается достаточно низкой и зачастую не позволяет получить высокую дальность связи. В данной статье производится оценка характеристик миниатюрных печатных антенн, а также приводятся методы повышения их эффективности.

В некоторых случаях использование эффективного четвертьволнового вибратора не представляется возможным, особенно когда приемопередающее устройство должно иметь небольшой размер (брелок), поэтому в этих миниатюрных изделиях целесообразно применять петлевую антенну. Основным преимуществом такой антенны является ее маленькие размеры, а также возможность ее выполнения печатным монтажом, что существенно повышает портативность и снижает стоимость антенны.



Рис. 1. Подключение петлевой антенны

На рис. 1 показана часть схемы, которая может быть как входом приемного устройства, так и выходом передатчика. Петлевая антенна соединена с выходом согласующего устройства ПАВ-фильтра через конденсатор C101. Совместно с индуктивностью петлевой антенны конденсаторы C101, C102 образуют параллельный контур, настроенный в резонанс на частоту 433,92 МГц.

При сравнении различных типов антенн используется антенна с изотропным излучением как некоторая эталонная антенна с коэффициентом направленного действия (КНД) 0 дБ.

Как можно заметить, КНД четвертьволнового вибратора на 3,4 дБ выше коэффициента усиления петлевой антенны. Однако поскольку такая разница в КНД не может объяснить снижения рабочего диапазона петлевой антенны по сравнению с четвертьволновым вибратором, необходимо принять во внимание эффективность каждой антенны (КПД) и сравнить антенны по коэффициентам усиления. КПД антенны η может быть рассчитан исходя из значений сопротивления излучения R_r и сопротивления потерь R_l антенны:

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_l} \cdot 100\% \quad (1)$$

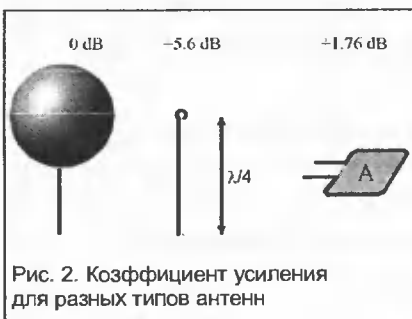


Рис. 2. Коэффициент усиления для разных типов антенн

или даже доли Ом), то КПД четвертьволнового вибратора обычно достаточно высок.

Рассчитаем теперь сопротивление потерь для петлевой антенны. Оно зависит от площади антенны A и рабочей длины волны λ . В качестве примера возьмем петлевую антенну

площадью 300 мм² (круглая петля радиусом 10 мм и шириной 1,5 мм), для нее сопротивление излучения рассчитывается по формуле:

$$R_r = 31171 \cdot \Omega \cdot \left(\frac{A}{\lambda^2} \right)^2 = 31171 \left(\frac{300 \text{ мм}^2}{0,7^2 \text{ м}^2} \right)^2 \cdot \Omega = 11,6 \text{ м}\Omega \quad (2)$$

Как видно из выражения (2), сопротивление излучения петлевой антенны значительно меньше, чем у четвертьволнового вибратора, поэтому при расчете КПД уже нельзя пренебрегать сопротивлением потерь. На частоте 433,92 МГц величину сопротивления потерь в основном определяет скин-эффект (вытеснение высокочастотных сигналов к поверхностному слою проводника). Рассмотрим слой меди на печатной плате в разрезе, он показан на рис. 3.

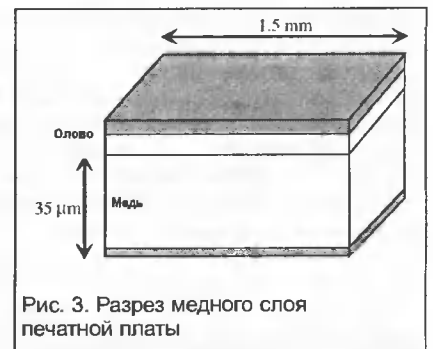


Рис. 3. Разрез медного слоя печатной платы

Толщина медного покрытия на стеклотекстолите обычно составляет примерно 35 мкм, ширину медного проводника мы приняли равной 1,5 мм. Рассмотрим только верхний и нижний слой медного проводника, поскольку его ширина значительно превышает толщину. Пусть печатный проводник покрыт сверху слоем олова. В этом случае толщину проводящего слоя придется подсчитать дважды, для медного слоя и оловянного:

$$\sigma [\mu\text{м}] = 64 \cdot k_1 / \sqrt{f [\text{MHz}]} \quad (3)$$

$$\sigma_{\text{Copper}} (k_1 = 1,03) = 3,2 \mu\text{м} \quad (4)$$

$$\sigma_{\text{Tin}} (k_1 = 2,7) = 8,3 \mu\text{м} \quad (5)$$

Теперь, используя рассчитанную толщину проводящего слоя, можно рассчитать сопротивление потерь нижней стороны печатного проводника (для меди) и верхней стороны (для олова):

$$R_{\text{Copper}} = \frac{\rho_{\text{Copper}} \cdot l}{\sigma_{\text{Copper}} \cdot w} = \frac{0,0175 \Omega \text{ мм}^2 / \text{м} \cdot 72 \text{ мм}}{3,2 \mu\text{м} \cdot 1,5 \text{ мм}} = 0,2625 \Omega \quad (6)$$

$$R_{\text{Tin}} = \frac{\rho_{\text{Tin}} \cdot l}{\sigma_{\text{Tin}} \cdot w} = \frac{0,11 \Omega \text{ мм}^2 / \text{м} \cdot 72 \text{ мм}}{8,3 \mu\text{м} \cdot 1,5 \text{ мм}} = 0,636 \Omega \quad (7)$$

где ρ — удельное сопротивление; l — длина петли (72 мм); w — ширина печатного проводника

Таким образом, полное сопротивление потерь для петлевой антенны образуется в результате параллельного включения сопротивлений двух слоев:

$$R_L = \frac{R_{\text{Cooper}} \cdot R_{\text{Tin}}}{R_{\text{Cooper}} + R_{\text{Tin}}} = \frac{0,263\Omega \cdot 0,636\Omega}{0,263\Omega + 0,636\Omega} = 0,186\Omega. \quad (8)$$

Из расчетов видно, что сопротивление потерь в петлевой антенне в 16 раз больше сопротивления излучения. Это приводит к очень низкому значению КПД такой антенны:

$$\eta = \frac{R_R}{R_R + R_L} \cdot 100\% = \frac{11,6\text{м}\Omega}{11,6\text{м}\Omega + 0,186\Omega} = 5,9\%. \quad (9)$$

Если КПД антенны составляет 5,9%, то это означает потери на нагрев проводника 12,3 дБ. Учитывая различия в КНД, производим расчет коэффициентов усиления обеих антенн и получаем, что отличие коэффициентов усиления составляет 15,7 дБ. Таким образом, характеристики петлевой антенны, даже настроенной в резонанс, оказываются существенно хуже характеристик четвертьволнового вибратора, что, естественно, отражается на дальности связи между объектами.

Что же можно сделать для улучшения характеристик петлевых антенн? Один из способов — это увеличение сопротивления излучения. Это можно сделать путем увеличения площади петлевой антенны. Но вместе с полезной площадью антенны возрастает и индуктивность петли. Существует предельная индуктивность петлевой антенны, при которой уже не удастся подобрать подстроечный конденсатор для настройки антенны в резонанс на частоте 433 МГц. Его величина будет слишком маленькой, и, кроме того, большое влияние на работу передатчика начнут оказывать различные паразитные емкости, рассогласовывая антенный контур с выходом передатчика или входом приемника. Например, для рассчитанной петлевой антенны радиусом 10 мм величина подстроечного конденсатора будет составлять 2 пФ.

Что еще можно предпринять для повышения КПД петлевой антенны? При сравнении между собой сопротивлений потерь в медном и в оловянном слоях, становится видно, что лучше не покрывать верхний слой медного проводника оловом. Таким образом, можно достичь повышения КПД вплоть до 8,2% (т. е. потери на нагрев проводника составят около 10,9 дБ). Однако надо предусмотреть и то, что медный проводник будет сильно возрастает и достигают значения 13,7 дБ. Другой возможностью для увеличения КПД может стать серебрение антенны (потери при этом составят 10,7 дБ), однако реальный выигрыш в эффективности составит всего 1,6 дБ.

Таким образом, несмотря на любые попытки улучшения петлевой антенны, всегда будет оставаться существенное отличие в эффективности работы между печатной петлевой антенной и четвертьволновым вибратором.

Эта проблема может быть частично решена за счет применения серебрения или золочения провода антенны, поднятого над платой, но в этом случае конструкции становится существенно дороже и, кроме того, возникают дополнительные механические проблемы по сохранению формы антенны.

Статья подготовлена
по материалам
фирмы Telefunken.
Перевод с английского
Николай Петрачков

Открылся новый магазин

РАДИОДЕТАЛИ

ПРОМЕЛЕКТРОНИКА

РАДИОДЕТАЛИ

на «Курской»

**Цена зависит
от количества!**

Москва, ул. Земляной вал, д. 34,
метро «Курская»

Справочная служба:
(095) 916-0408

Оптовый отдел:
(095) 916-2321

promelec@co.ru
www.promelec.ru

Для оптовых и розничных покупателей
действует система специальных и накопительных скидок

Рядом с м. «Курская»

Широкий, более 40 тысяч наименований,
ассортимент радиодеталей, измерительного
оборудования и инструмента

Специально подготовленный персонал

Большой оптовый отдел

Весь товар сертифицирован, с гарантией качества

Специальный отдел технической литературы
по электронной тематике



ПРОМЕЛЕКТРОНИКА
ПОСТАВКИ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

Картинки с выставки

В начале этого года в Новой Зеландии, на Силиконо-вых Холмах проходил ежегодный форум специалистов высоких технологий. Предлагаем вашему вниманию записки обозревателей журнала.

Свое посещение этого райского уголка мы начали с визита к нашему старому знакомому, Ниилу Дранкелю, продолжающему работать в AWB-центре. В последнее время руководитель группы разработки модуля alcostop даже не выходит из стен своей лаборатории. Несмотря на огромную нагрузку (Н. Д. заканчивает обновление базы данных для релиза очередной версии программы) и неурочное время (4 часа утра по местному времени), заведующий лабораторией принял нас со всем радушием и распахнул перед нами бар с «базой данных», отнюдь не виртуальной. Вскоре мы были в курсе всех новинок проекта Astral WorkBench™. Развитие этого популярного симулятора пошло по двум направлениям. Программой заинтересовались спецслужбы, поэтому некоторые прежде анонсированные возможности оказались закрытыми. Специальных версий для разработчиков и для непрофессионалов теперь не будет, а дополнительные модули можно будет приобретать отдельно. Ассортимент шлемов, производимых Форманном и Олссоном, теперь значительно расширен, но наиболее ходовыми моделями остаются Classic, Lamer и CU9999. Последний изготовлен из «безскиновой меди» 9999 и пользуется бешеной популярностью у аудиофилов, несмотря на нелепую форму в виде таза. Попытки изменить дизайн неизменно ухудшали разрешающую способность и глубину виртуального пространства системы. Русскоязычный сайт поддержки продукта — <http://asdf.newmail.ru/>.

Следующее новшество касается канала воспроизведения. Ввиду природных особенностей человеческого слухового аппарата, при воспроизведении через головные телефоны наблюдается сильная неравномерность АЧХ, которая выражается в подъеме середины и частично низов. Как оказалось, прямая компенсация этого эффекта в электрическом и психофизическом каналах приводит к ухудшению естественности воспроизведения, подобно влиянию ООС в звуковых усилителях. Суть идеи Рика Эштона (Rick Ashton) проста и очевидна до гениальности. Если рассматривать голову как эквивалент колонки по типу ЗЯ, то рот и ноздри можно использовать в качестве фазоинверторов. Они довольно точно формируют АЧХ слухового аппарата, а инверсию сигнала можно произвести прямо в наушниках. Для того, чтобы АЧХ не носила случайный характер, применяют специальные носорасширители с фиксацией через каждые 3 дБ. Ротовых фиксаторов было решено не вводить, так как при прослушивании музыкальных программ, рот слушателя самопроизвольно открывается, степень раскрытия которого интуитивно совпадает с наименьшей нелинейностью результирующей характеристики. Здесь открывается широкое поле деятельности при имитации сабвуферов. При некотором навыке, удается задействовать полость пищевода и желудка. Воодушевленный успехом Рик не остановился на достигнутом и объявил о намерении двигаться дальше. Тем не менее, нетрадиционные методы улучшения звучания систем продолжают развиваться. Многие изобретения, получившие путевку в жизнь в AWB-центре, признаны во всем мире и уже не являются непременным атрибутом комплекта Astral WorkBench™. Одним из таких устройств является ушной ингалятор AWB Intro. Всем известные аудиофильские ушные капли AML Introspec © обладают рядом недостатков. Это и сложность применения, и неустойчивость эффекта, и, зачастую, индивидуальная непереносимость. Теперь к каплям прилагается небольшой, но эффективный ингаляционный приборчик. Он вставляется в ушную раковину с предварительно залитым в него лекарством. Под действием ультразвука, лекарство распыляется и образует устойчивый туман. Помимо сосудорасширяющего действия, улучшающего кровообращение, а тем самым большую

подвижность и гибкость барабанной перепонки, оно еще дополнительно обеспечивает демпфирование воздушной прослойки, изменяя показатель адиабаты внутриушного пространства.

Не остались в стороне и технологи. Уже известная Formap & Olsson Ostensible Laboratory объявила об открытии тонких эффектов самоорганизации в диэлектриках и начале производства новых классов изоляционных материалов: моноэлектриков и триэлектриков. Чтобы преодолеть проблему бистабильности материалов, ученым пришлось дополнительно поляризовать каждую из пленок нормированными электрическими зарядами, равными по величине, но с противоположными фазами. Похоже, материалы работ легендарных исследователей силикобактера, Фрайтага и Робинсона, не пропали вместе с гибелью их лаборатории. Косвенно на это указывает также появление технологии BBUL («Bumpless Build-Up Layer»), разработанной фирмой Intel. Слово *bumpless* в названии означает, что паяные контактные столбики (bumps) не применяются при креплении кремниевого кристалла к проводным выводам корпуса. Выражение *build-up layers* («наращиваемые слои») говорит о том, что корпус именно наращивается слоями вокруг процессорного ядра, а не изготавливается отдельно с последующим монтажом кристалла. Разработка этого типа корпусов является шагом на пути реализации стратегической цели фирмы Intel — создания во второй половине текущего десятилетия микропроцессоров с тактовой частотой порядка 20 ГГц, насчитывающих до миллиарда транзисторов.

Другим путем идут разработчики Дж.Хит (J.Heath, Калифорнийский университет, Лос-Аламос), С.Уильямс и Ф.Кьюкес (S.Williams, Ph.Kuekes, «Хьюлетт Паккард»). Они исследуют возможность создания компьютера в химическом растворе с помощью электрофорного грибка карбоксиметилцеллюлофага, впервые исследованного Марком Хоммондсом из Силиконовой долины. Процессор предполагается собирать путем послойного наращивания активных элементов из атомов и молекул и соединения их токопроводящими углеродными нанотрубками. Ученые полагают, что химический процессор будет сверхминиатюрным (меньше песчинки) и на четыре порядка более экономичным с точки зрения энергопотребления, чем современные чипы. В отличие от последних, структура которых должна быть бездефектной, компьютер на основе химически «выращенных» наноэлементов может иметь значительное количество нарушенных связей, что не снижает его эффективность.

Рассказ об удивительных достижениях новозеландских ученых был бы неполным без упоминания об одной любопытной детали. Мы уходили из гостеприимной лаборатории Дранкеля уже утром. Было уже достаточно светло, когда на фоне живописного пейзажа в утренней дымке стал проглядывать хорошо известный монумент на ВДНХ в Москве — рабочий и крестьянка. В изумлении мы подошли ближе. Туман рассеялся, проступила небольшая скульптурная композиция из жизни маори. У мужчины в руках был бумеранг, женщина держала кролика. Но самое удивительное, что эти антиподы знаменитого творения В. Мухиной действительно указывали вход на всемирно известную выставку-экспозицию научных достижений в области хайтек...

А.Панаев,
Е.Скобичевский,
alex@hit.mldnet.com,
Силиконовые Холмы, Новая Зеландия.

Однополярное питание операционных усилителей

Мобильные электронные системы с питанием от батарей получают все большее распространение. Обычно в них используется однополярное питание напряжением 5 В и меньше. Схемы с однополярным питанием позволяют уменьшить сложность источника питания и зачастую повысить экономичность устройств.

Операционные усилители (ОУ) преимущественно используются в схемах с двухполярным питанием, поскольку входные и выходные сигналы ОУ чаще всего могут иметь как положительную, так и отрицательную полярность относительно общей

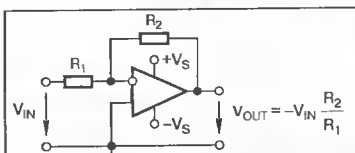


Рис. 1. Инвертирующее включение ОУ с двухполярным питанием

$$V_{OUT} = -V_{IN} \frac{R_2}{R_1} \quad (1)$$

Если источник входного сигнала не соединен с общей шиной (рис. 2, а), то разность потенциалов V_{CF} между общей шиной и выводом источника входного сигнала влияет на выходное напряжение

$$V_{OUT} = -(V_{IN} + V_{CF}) \frac{R_2}{R_1} \quad (2)$$

Иногда это допустимо, но чаще выходное напряжение усилителя должно обязательно определяться только входным сигналом V_{IN} . В таком случае ОУ используется в дифференциальном включении, причем на второй вход подается смещение, в точности равное V_{CF} (рис. 2, б). Напряжение V_{CF} существует в обоих входных цепях, и, следовательно, является синфазным входным сигналом.

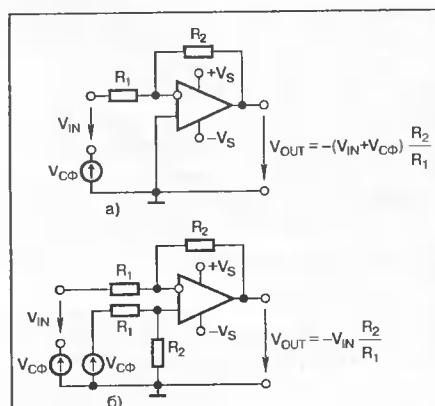


Рис. 2. Неинвертирующее (а) и дифференциальное (б) включение ОУ с биполярным питанием

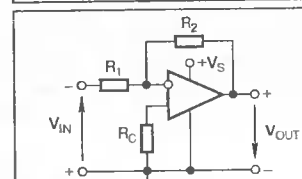


Рис. 3. Инвертирующее включение ОУ с однополярным питанием

Схема инвертирующего включения ОУ с однополярным питанием приведена на рис. 3. Здесь входное напряжение привязано не к средней точке источника питания, как это обычно делается в случае двухполярного питания ОУ, а к отрицательному полюсу источника питания. Эта схема не работает, если входное напряжение положительно, поскольку выходное напряжение должно в этом случае становиться отрицательным, а отрицательного источника питания здесь нет. Для нормальной работы с отрицательными входными сигналами в этой схеме следует использовать ОУ, допускающие соединение входов с шинами питания. Непременное требование соединения входов с общей шиной или дру-

гим опорным напряжением затрудняет построение схем на ОУ с однополярным питанием.

Наиболее естественно использовать однополярное питание операционных усилителей тогда, когда источник входного сигнала однополярный, например, фотодиод (рис. 4). В других случаях могут использоваться различные способы смещения входных и выходных напряжений ОУ.

Смещение ОУ с однополярным питанием

На рис. 5 представлены три основные схемы подключения источника смещения при однополярном питании ОУ. Схема на рис. 5, а представляет собой инвертирующий сумматор, на рис. 5, б — дифференциальный усилитель, а на рис. 5, в — неинвертирующий сумматор. В общем случае связь между входными и выходными напряжениями в этих схемах можно представить уравнением

$$V_{OUT} = kV_{IN} + b \quad (3)$$

Уравнению (3) соответствует график статической переходной характеристики схемы с ОУ в виде прямой линии (рис. 6).

В табл. 1 приведены значения постоянных k и b для уравнения (2), соответствующих схемам на рис. 5. Если в схеме на рис. 5, б поменять местами источники V_{IN} и V_{OF} , то такому включению соот-



Рис. 4. Схема включения ОУ с фотодиодом, работающим в режиме фотозлемента

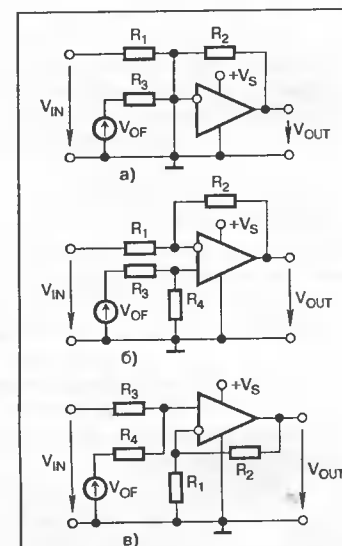


Рис. 5. Схемы подключения источника смещения к ОУ



Рис. 6. График статической переходной характеристики схемы с ОУ

Таблица 1

Схема	k	b
Рис. 5, а	$-\frac{R_2}{R_1}$	$-\frac{R_3}{R_1} V_{OF}$
Рис. 5, б	$-\frac{R_2}{R_1}$ $\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4}$	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{OF}$ $-\frac{R_2}{R_1} V_{OF}$
Рис. 5, в	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4}$	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_{OF}$

ветствует нижняя строка в графе «Рис. 5, б» табл. 1.

Схемы и значения постоянных k и b выбираются так, чтобы при любых возможных значениях входного напряжения V_{IN} выполнялось условие

$$0 < V_{OUT} < V_S. \quad (4)$$

Обычно k определяется необходимым усилением схемы, поэтому разработчик может выбрать только конфигурацию схемы и постоянную b . Более подробно смещение ОУ при однополярном питании рассматривается в [1].



Рис. 7. Схема включения ОУ для усиления сигналов переменного тока

Типовая схема включения ОУ для усиления сигналов переменного тока с питанием от однополярного источника приведена на рис. 7. Здесь напряжение смещения равно половине напряжения питания. Резисторы делителя цепи смещения могут быть выбраны достаточно высокоомными, чтобы не нагружать источники питания и входного сигнала.

Введение искусственной нулевой точки

От использования цепей смещения можно отказаться, если ввести искусственную нулевую (среднюю) точку, т. е. точку схемы, потенциал которой располагается приблизительно посередине между потенциалами положительного и отрицательного полюсов однополярного источника питания. Для того, чтобы схема могла усиливать биполярные сигналы, источник

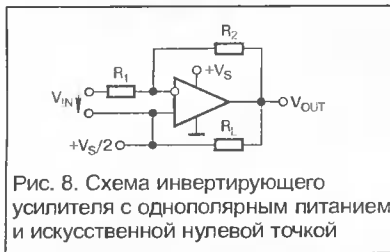


Рис. 8. Схема инвертирующего усилителя с однополярным питанием и искусственной нулевой точкой

входного сигнала включается между входом инвертирующего усилителя и искусственной нулевой точкой (рис. 8). При этом, чтобы избежать смещения выходного напряжения, нагрузку R_L

включают между выходом усилителя и искусственной нулевой точкой. Это усложняет построение цепей, формирующих нулевую точку.

На рис. 9 представлены примеры схем формирования потенциала нулевой точки. Наиболее простым является резистивный делитель напряжения, средняя точка которого соединена с искусственной нулевой точкой 0 (рис. 9, а). Однако при наличии нагрузки R_L ток нагрузки I_L протекает через один из резисторов этого делителя, создавая несимметрию напряжений между полюсами источника питания и точкой 0, причем степень этой несимметрии зависит от силы тока нагрузки. Уменьшение сопротивлений делителя снижает несимметрию этих напряжений, но при этом возрастают потери энергии в делителе.

Схема со стабилитроном (рис. 9, б) обеспечивает хорошую стабилизацию потенциала искусственной нулевой точки относительно отрицательного полюса источника питания. В качестве стабилитрона в этой схеме целесообразно применение двухвыводного источника опорного напряжения (или регулируемого трехвыводного, такого как, например, TL431). Эта схема хорошо работает при вытекающем выходном токе ОУ, но для сохранения стабильности потенциала точки 0 при значительном втекающем выходном токе требуется резистор R с низким сопротивлением, что опять-таки обуславливает повышенные потери. Аналогичные проблемы возникают при использовании для формирования искусственной нулевой точки стабилизатора напряжения с последовательным регулирующим элементом.

Лучшие характеристики имеет схема с операционным усилителем, подключенным по схеме неинвертирующего повторителя к средней точке резистивного делителя напряжения (рис. 9, в). В данной схеме делитель может быть высокоомным, т. к. он нагружен только входным током покоя операционного усилителя. ОУ сравнивает потенциал на выходе схемы с потенциалом в средней точке делителя и поддерживает напряжение на своем выходе таким, чтобы разность сравниваемых потенциалов была равна нулю. Этот эффект достигается благодаря действию отрицательной обратной связи. При малых токах покоя, потребляемых этой схемой (менее 1 мА), такой активный делитель имеет выходное сопротивление не более 1 Ом.

Еще более эффективно применение специальных микросхем для формирования искусственной нулевой точки (рис. 9, г). Фирма Texas Instruments (США) выпускает ИМС типа TLE2425. Эта ИМС изготавливается в малогабаритном трехвыводном корпусе TO-92 и обеспечивает ток через искусственную среднюю точку до 20 мА в любом направлении при токе собственного потребления не более 0,25 мА и динамическом выходном сопротивлении не более 0,22 Ом.

В том случае, если нагрузка может быть не связана с общей точкой схемы или с какой-либо из шин питания, можно использовать простейший вариант формирования искусственной нулевой точки на резистивном делителе (рис. 9, а), но с мостовой усилительной схемой (рис. 9, д). В этой схеме инвертирующий повторитель на ОУ2 создает на нижнем полюсе нагрузки R_L потенциал, противофазный по отношению к потенциалу верхнего ее полюса. Здесь в искусственную нулевую точку втекает ток, равный V_{IN}/R_1 , поэтому сопротивление резистора R_1 следует взять по возможности большим, иначе возможна несимметрия нулевой точки. Дополнительные достоинства этой схемы: увеличение максимальной амплитуды напряжения на нагрузке в два раза при том же напряжении питания и заметное повышение КПД при полном размахе выходного напряжения.

Расширение динамического диапазона

Снижение напряжения питания ОУ от обычных ± 15 В до однополярного 5 В значительно уменьшает амплитудный диапазон входного и выходного напряжений. Амплитудный диапазон в данном случае можно определить как разность между максимально и минимально возможными

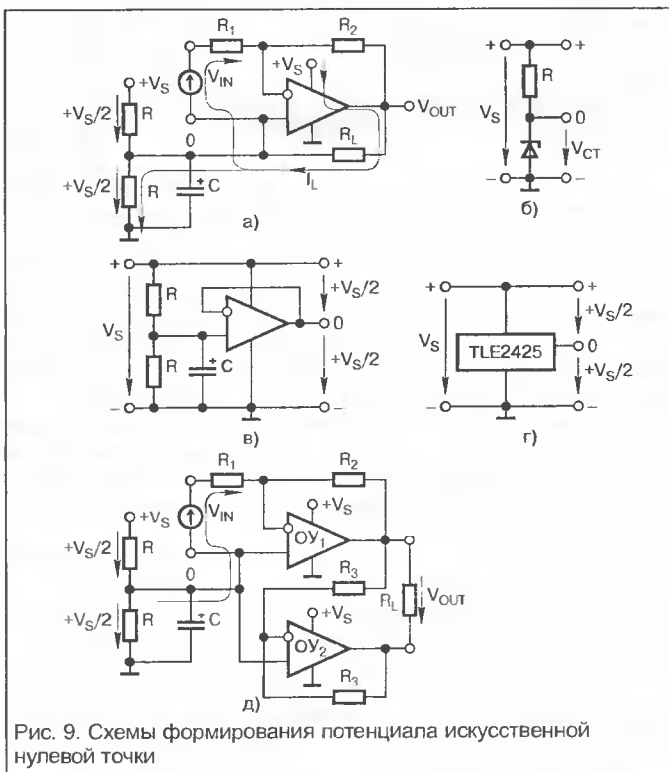


Рис. 9. Схемы формирования потенциала искусственной нулевой точки

ми входными (выходными) напряжениями. Применение усилителей, рассчитанных на двухполярное питание, возможно и с однополярным питанием, но, во-первых, при низкой разности потенциалов между выводами питания далеко не все типы таких ОУ имеют приемлемые характеристики (например, коэффициент усиления), а во-вторых, амплитудный диапазон их выходных напряжений сравнительно мал из-за довольно больших напряжений насыщения транзисторов выходного каскада. Размах выходного напряжения обычных усилителей общего применения не доходит до верхнего и нижнего потенциалов источника питания на 1...2 В при номинальной нагрузке. При питании такого усилителя от однополярного источника напряжением 5 В, амплитудный диапазон выхода составит 1...3 В. Это означает серьезное снижение соотношения сигнал/шум и уменьшение разрешающей способности схемы.

В настоящее время для работы от низковольтных источников питания, в том числе и однополярных, разработано большое количество моделей ОУ с полным размахом выхода («Rail-to-Rail»).

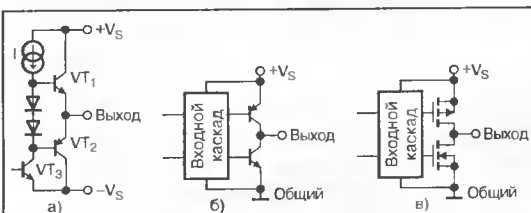


Рис. 10. Схемы выходных каскадов ОУ

практически от потенциала отрицательного полюса источника питания до потенциала положительного полюса.

Схемотехника выходных каскадов усилителей с полным размахом выхода и обычных ОУ различна. Выходной каскад обычных ОУ строится по схеме с общим коллектором на комплементарных транзисторах (рис. 10, а). При использовании такого схемного решения минимальное падение напряжения на выходном транзисторе принципиально не может быть снижено. Как следует из схемы на рис. 10, а, источник тока I должен обеспечивать ток коллектора транзистора каскада усиления VT_3 и базовый ток выходного транзистора VT_1 . Для нормальной работы схемы источника тока необходимо падение напряжения на нем VT_1 не менее 1 В. Остальная часть общего падения напряжения приходится на выходной транзистор.

Можно уменьшить минимальное падение на транзисторах выходного каскада, включив в выходном каскаде транзисторы по схеме с общим эмиттером (рис. 10, б). По этой схеме построен выходной каскад, например, ОУ AD823 фирмы Analog Devices. На рис. 11 представлены графики зависимости напряжения насыщения V_{SAT} выходных транзисторов этого усилителя от тока нагрузки I_L для максимального ($V_S - V_{OH}$) и минимального (V_{OL}) выходных напряжений. Очевидно, что при работе усилителя на холостом ходу максимальное выходное напряжение почти достигает напряжения питания, а минимальное — мало отличается от нуля. Еще лучшие характеристики на холостом ходу обеспечивают усилители, у которых выходной каскад построен на комплементарных МОП-транзисторах (рис. 10, в). Сопротивления пол-

ностью открытого канала верхнего и нижнего МОП-транзисторов выходного каскада ОУ типа TLC2272 фирмы Texas Instruments составляют, соответственно, 500 и 200 Ом при питании усилителя от однополярного источника 5 В. Если нагрузка R_L включена между выходом ОУ и общей точкой схемы, так как показано на рис. 4, то при низких выходных напряжениях выходной ток также мал, и напряжение на открытом нижнем транзисторе усилителя весьма близко к нулю (доли милливольт). Если ток нагрузки велик, и нагрузка соединена другим выводом с плюсом источника питания или искусственной нулевой точкой, напряжение на полностью открытом выходном транзисторе может достигать больших значений (более 1 В).

В некоторых применениях требуется не только полный размах выхода ОУ, но и полный размах (Rail-to-Rail) допустимых значений входного синфазного напряжения V_{CO} (вход с полным размахом). Это нужно, например, в схеме неинвертирующего повторителя, согласующего датчик сигнала с аналого-цифровым преобразователем. Для некоторых приложений необходимо, чтобы диапазон входных сигналов был ниже потенциала общей шины на 0,2...0,3 В. Это требуется при од-

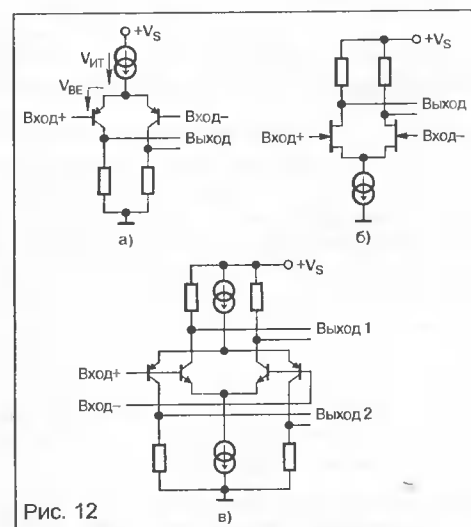


Рис. 12

нополярном питании инвертирующего усилителя, где на вход должно подаваться отрицательное напряжение (рис. 3), например, в схеме фотометра (рис. 4), где полярность напряжения на инвертирующем входе ОУ несколько ниже, чем на неинвертирующем. Усилители, имеющие вход с полным размахом, схемотехнически заметнее сложнее, чем обычные. Других преимуществ, кроме возможности работы с широким диапазоном входного синфазного сигнала, они не имеют. Поэтому их следует применять только там, где действительно требуется полный размах входа.

На рис. 12, а приведена схема дифференциального входного каскада обычного ОУ. Он состоит из двух согласованных структур. Для того, чтобы входной сигнал мог достигать потенциала общей шины используются р-п-п-транзисторы. Такое построение позволяет подавать на вход потенциал общей шины без нарушения работы входного каскада. При более низком синфазном входном напряжении поведение входного каскада становится непредсказуемым. Часто наблюдается инверсия входов, при которой меняется знак обратной связи, и происходит переход ОУ в триггерный режим (так называемое «защелкивание»). Поскольку напряжение на источнике тока V_{IT} в схеме на рис. 12, а должно быть не менее 0,4 В (иначе он просто не будет работать), а напряжение база-эмиттер транзисторов V_{BE} в активном режиме составляет приблизительно 0,6 В, то входной синфазный сигнал должен быть по крайней мере на 1 В меньше напряжения питания.

На рис. 12, б представлен дифференциальный каскад на п-канальных полевых транзисторах с управляющим р-п-переходом (JFET-транзисторы). Поскольку пороговое напряжение исток-затвор таких транзисторов составляет -2...-3 В, то можно легко обеспечить нормальную работу входного каскада ОУ при небольших отрицательных синфазных входных напряжениях. Именно так построен входной каскад ОУ AD823 с полным размахом выхода. Этот усилитель нормально работает при $-1 В < V_{CO} < V_S - 1 В$.

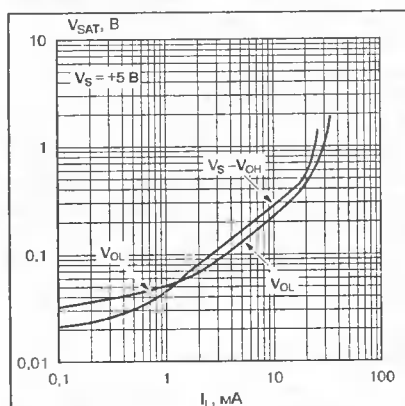


Рис. 11. Графики зависимости напряжения насыщения выходных транзисторов усилителя AD823 от тока нагрузки

Если обязательно требуется работа ОУ с полным размахом входного напряжения, то применяют двойной комплементарный дифференциальный каскад (рис. 12, в). Биполярный вариант, показанный на рис. 12, в, используется в ОУ типа TLV245х и ОР196, КМОП вариант этой схемы — в TLV247х и AD853х. Из схемы ясно, что оба дифференциальных усилителя входного каскада управляются одновременно. Дифференциальный усилитель (ДУ) с п-п-транзисторами работает до максимального уровня входных сигналов на 1 В ниже напряжения питания. Для нормальной работы п-п-у-силителя требуется синфазный сигнал не менее 1 В. Таким образом, в зоне $1\text{ В} < V_{\text{сф}} < V_{\text{с}} - 1\text{ В}$ работают оба ДУ, а в зонах $V_{\text{сф}} > V_{\text{с}} - 1\text{ В}$ и $V_{\text{сф}} < 1\text{ В}$ — только один. Это обстоятельство вызывает довольно значительное изменение входных токов и напряжения смещения нуля (до 3 нА и 70 мкВ у TLV245х) при переходе через границы этих зон, что может вызвать искажения усиливаемого сигнала. Уменьшить эти искажения можно, включив последовательно с неинвертирующим входом резистор $R_{\text{с}}$ (рис. 3), сопротивление которого определяется по формуле

$$R_{\text{с}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (5)$$

В табл. 2 представлены основные параметры (типичные значения) некоторых типов ОУ, предназначенных для работы с однополярным питанием.

Схемы на ОУ с однополярным питанием

Линейный стабилизатор напряжения

Схема линейного стабилизатора напряжения на ОУ с регулирующим транзистором, включенным по схеме с ОК, представлена на рис. 13, а. Схема содержит ОУ, включенный по схеме неинвертирующего усилителя с отрицательной обратной связью по напряжению, источника опорного напряжения V_{REF} и регулирующего п-п-транзистора VT, включенного последовательно с нагрузкой. Выходное напряжение V_{OUT} контролируется с помощью цепи отрицательной обратной связи, выполненной на резистивном делителе $R_1 R_2$. ОУ играет роль усилителя ошибки. Ошибкой здесь является разность между опорным напряжением V_{REF} , задаваемым источником опорного напряжения (ИОН) и выходным напряжением делителя $R_1 R_2$.

Рис. 13. Линейные стабилизаторы напряжения

даваемым источником опорного напряжения (ИОН) и выходным напряжением делителя $R_1 R_2$

$$\Delta V = V_{\text{REF}} - V_{\text{OUT}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (6)$$

Таблица 2

Наименование ОУ	Напряжение питания В	Коефф. усиления В/мВ	$V_{\text{см}}$, мВ	Входной ток нА	$f_{\text{т}}$, МГц	Скорость нарастания В/мкс	V_{SAT} , МВ ($I_{\text{с}}=0.1\text{ мА}$)	Ток потребления, мА	Макс. выходной ток, мА	Примечание
AD823	3...36	45	0,2	3 пА	16	22	25	5,2	16	Двухканальный. Скоростной полный размах выхода.
ОР196	3...12	200	0,04	10	0,35	0,3	8/36	0,045	4	Полный размах входа и выхода
AD8571	2,7...5,5	20 000	0,001	10 пА	1,5	0,4	4/2	0,85	30	Полный размах входа и выхода, стабилизация нуля прерыванием
TLC2272	4,4...16	35	0,3	1 пА	2,2	3,6	40/20	2	50	Двухканальный, полный размах выхода
TLV2462	2,7...6	200	0,1	4,4	5,2	1,6	4	0,5	30	Полный размах входа и выхода
MAX480	1,6...36	1000	0,075	3	0,02	0,01	200	0,015	5	Диапазон входа и выхода при однополярном питании включает общую шину

Питание операционного усилителя осуществляется однополярным положительным напряжением. При этом операционные усилители, рассчитанные на двухполярное питание $\pm 15\text{ В}$ можно использовать в схемах стабилизаторов со входным напряжением до 30 В. Стабилизируемое выходное напряжение ограничено снизу минимальным синфазным входным напряжением ОУ, а сверху — суммой напряжения насыщения ОУ и напряжения насыщения база-эмиттер регулирующего транзистора, т. е. минимально допустимое напряжение вход-выход стабилизатора при применении обычных ОУ будет большим (около 3 В).

На рис. 13, б приведена схема стабилизатора с пониженным допустимым напряжением вход/выход (так называемый, LDO-стабилизатор). Здесь регулирующий транзистор включен по схеме с ОЭ, поэтому могут быть проблемы с устойчивостью [2]. Минимально допустимое напряжение вход/выход в этой схеме ограничено только напряжением насыщения коллектор-эмиттер регулирующего транзистора VT.

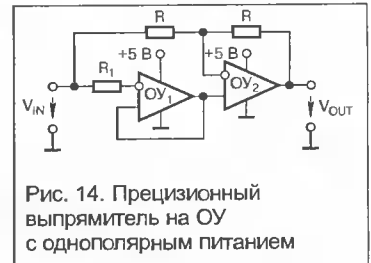


Рис. 14. Прецизионный выпрямитель на ОУ с однополярным питанием

Прецизионный выпрямитель

Замечательная по простоте схема двухполупериодного прецизионного выпрямителя представлена на рис. 14. Она вообще не содержит диодов. Однако в этой схеме могут применяться только ОУ с полным размахом входных и выходных напряжений (Rail-to-Rail). Усилители питаются обязательно от однополярного источника.

Если $V_{\text{IN}} > 0$, то усилитель ОУ₁ работает как неинвертирующий повторитель. В этом случае усилитель ОУ₂ работает в дифференциальном включении и $V_{\text{OUT}} = V_{\text{IN}}$. При $V_{\text{IN}} < 0$ усилитель ОУ₁ уходит в отрицательное насыщение, напряжение на его выходе становится равным нулю (питание однополярное!). Тогда усилитель ОУ₂ переходит в режим инвертирующего повторителя, поэтому $V_{\text{OUT}} = -V_{\text{IN}}$. Как следствие, $V_{\text{OUT}} = |V_{\text{IN}}|$.

Усилитель ОУ₂ всегда работает в линейном режиме, а потенциал неинвертирующего входа ОУ₁ при $V_{\text{IN}} < 0$ становится ниже потенциала отрицательного полюса источника питания. Не все операционные усилители это допускают. Например, двоярный ОУ ОР291 как нельзя лучше подходит для этой схемы. Его входы защищены от дифференциального перенапряжения встречно-параллельно включенными диодами, причем в цепи баз входных транзисторов включены резисторы сопротивлением в 5 кОм. Это позволяет усилителю выдерживать при однополярном питании входное синфазное напряжение до -15 В . В этом случае резистор R_1 можно не включать. Иное дело — двоярный усилитель ОР296. Он не имеет защитных резисторов, и при

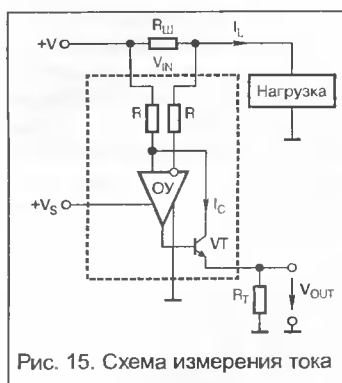


Рис. 15. Схема измерения тока

Схема измерения тока

Для измерения больших токов в линии, находящейся под относительно высоким потенциалом, может быть использована схема, представленная на рис. 15.

Ток, протекающий через нагрузку, создает напряжение V_{IN} на шунте R_ш, который здесь является датчиком тока. Полагая ОУ идеальным. Тогда через инвертирующий вход усилителя ток не течет, и, поскольку напряжение между дифференциальными входами усилителя равно нулю, напряжение V_{IN} приложено к левому резистору R. Ток через резистор R и коллектор транзистора VT

$$I_c = \frac{V_{IN}}{R} = I_L \frac{R_{ш}}{R} \quad (7)$$

Пренебрегая током базы транзистора, найдем выходное напряжение схемы

$$V_{OUT} = I_c R_T = I_L \frac{R_T R_{ш}}{R} \quad (8)$$

Именно по этой схеме выполнен измеритель тока фирмы BuRR-Brown INA168 (границы кристалла показаны на рис. 15 штриховой линией). Он допускает синфазное напряжение на входах до 60 В и коэффициент усиления напряжения на шунте до 100. Ток, потребляемый микросхемой, составляет всего 50 мкА. Микросхема LT1787 аналогового назначения построена симметрично, т. к. имеет в своем составе усилитель с дифференциальными входами и выходами и нагрузку в виде токового зеркала. Допустимое синфазное напряжение также 60 В. Динамический диапазон — 12 бит (72 дБ). Микросхема измерителя тока MAX471 имеет на кристалле шунтовой резистор, рассчитанный на ток до 3 А, а у MAX4372 такого резистора нет, но зато ее погрешность преобразования не превышает 0,18%.

Цифро-аналоговый преобразователь с выходом в виде напряжения

Комбинация ЦАП с токовым выходом, например, 12-битного AD7541A и ОУ с полным размахом показана на рис. 16. Здесь используется инверсное включение резистивной матрицы R-2R. ОУ включен по схеме неинвертирующего усилителя с коэффициентом усиления 2. В качестве источника опорного напряжения может быть использован TL431. Выходное напряжение схемы определяется формулой

$$V_{OUT} = \frac{2V_{REF}}{4096} \cdot DI \quad (9)$$

где DI — входной код.

Выводы

Операционные усилители, предназначенные для работы с биполярным питанием, могут работать в схемах с одним источником, однако амплитудный диапазон их входных и выходных сигналов может оказаться слишком узким.

Операционные усилители, предназначенные для работы с одним источником, в свою очередь, тоже могут работать в схемах с биполярным питанием. Необходимо только, чтобы разность потенциалов положительного и отри-

цательного источника не превышала предельно допустимого напряжения питания для данного типа усилителя. Если требуется усиливать сигналы переменного тока, то при однополярном питании целесообразно использовать цепи смещения и разделительные конденсаторы (рис. 7).

Если входной сигнал постоянного тока биполярный, то можно использовать цепи смещения, однако более удобно введение в схему искусственной нулевой точки.

Если предполагается работа со входными сигналами ниже потенциала общей шины при однополярном питании, следует в необходимых случаях предусмотреть меры для защиты входов усилителя.

Если входной сигнал постоянного тока биполярный, то можно использовать цепи смещения, однако более удобно введение в схему искусственной нулевой точки.

Если предполагается работа со входными сигналами ниже потенциала общей шины при однополярном питании, следует в необходимых случаях предусмотреть меры для защиты входов усилителя.

Георгий Волович,
g_volovich@mail.ru

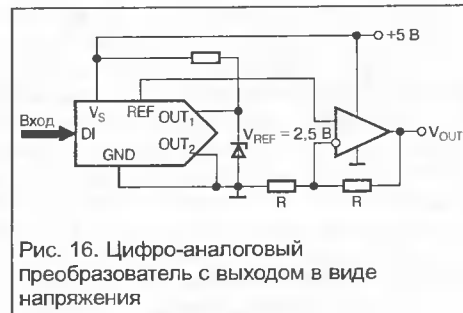


Рис. 16. Цифро-аналоговый преобразователь с выходом в виде напряжения

Литература

1. Mancini R. Single Supply Op Amp Design Techniques // Application RepoRt SLOA030. — Texas Instruments Incorporated. — October 1999. — 23 p.
2. Волович Г. Устойчивость линейных интегральных стабилизаторов напряжения. — Схемотехника, 2001. № 11.

ARGUSSOFT

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
Департамент Микроэлектроники
ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибутор фирм:

ANALOG DEVICES

ADuC816

Законченная система сбора данных на одном кристалле

ANALOG DEVICES освоил серийный выпуск уникальной микросхемы, совмещающей на одном кристалле 2 16-разрядных сигма-дельта АЦП, 12-разрядный ЦАП, источник опорного напряжения, датчик температуры окружающей среды, микроконтроллер 8051, FLASH-память и схемы мониторинга питания.

Основные характеристики :

- питание - 3В или 5В
- возможность питания от токовой пестли 4-20 мА
- микроконтроллер - стандартный 8x51
- память программ - 8кбайт (FLASH)
- память данных - 640 байт (FLASH), ОЗУ - 256 байт
- 2 последовательных порта (UART+SPI)
- температурный диапазон : от -40°C до +85°C

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

ANALOG DEVICES

AMEL

TRACO POWER

BOURNS

CLARE

sumida

JE-AN

HANTRONIX

Honeywell

SII

muRata

Офис в Москве :
Адрес : 120085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел : (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505
Факс : (095) 216-66-42
E-mail : comp@argusssoft.ru

Новый офис в Санкт-Петербурге :
Адрес : 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 36
Тел : (812) 314-3806, тел.факс : (812) 310-6234
E-mail : spb@argusssoft.ru

Интернет : WWW.ARGUSSOFT.RU

Микроконтроллеры? Это же просто!

При публикации статьи Александра Фрунзе «Микроконтроллеры? Это же просто!» по вине редакции была пропущена заключительная часть главы «Регистры микроконтроллера». Мы приносим свои извинения автору и читателям и публикуем пропущенный материал.

Глава 3. Регистры микроконтроллера

Регистр-указатель данных

Последний из рассматриваемых в этой главе регистров — регистр-указатель данных DPTR. В отличие от предыдущих 8-разрядных (однобайтовых) регистров он — 16-разрядный (двухбайтовый). Его основное назначение — хранение адреса ячейки внешней памяти данных при обращении микроконтроллера к этой памяти.

Вообще у x51 есть всего две команды для работы с внешней памятью данных — MOVX A,@DPTR и MOVX @DPTR,A. Первая из них осуществляет чтение данных в аккумулятор из ячейки внешней памяти, адрес которой помещен в DPTR. Вторая же осуществляет обратную операцию — запись данных из аккумулятора в ячейку внешней памяти, адрес которой хранится в DPTR. Замечу, что буква X в конце команды MOVX подчеркивает, что команда предназначена для работы с внешней памятью данных (eXternal — внешний). Знак @ означает, что данные пересылаются в ячейку, адрес которой хранится в регистре, записанном после этого знака (в данном случае DPTR).

Ну а занести адрес интересующей нас ячейки в регистр DPTR можно командой MOV DPTR,#data16, где #data16 — 16-разрядное число, которое может принимать значение от 0 до 65535 (0FFFFH). Вспомним наш пример из предыдущего подраздела («Схемотехника», №10/2001), когда мы говорили о том, что микроконтроллер записывает число 145 в 84-ю ячейку внешнего ОЗУ. Сделать это можно при помощи следующего фрагмента:

```
;
MOV A,#145 ;ЗАНОСИМ В АККУМУЛЯТОР ЧИСЛО 145
MOV DPTR,#84 ;ЗАНОСИМ В DPTR ЧИСЛО 84 (АДРЕС
ЯЧЕЙКИ)
MOVBX @DPTR,A ;ЗАПИСЫВАЕМ 145 В 84-Ю ЯЧЕЙКУ
;
```

Попробуйте самостоятельно модифицировать этот фрагмент таким образом, чтобы он предписал МК прочитать в аккумулятор число из 84-й ячейки внешнего ОЗУ.

Пример: подпрограмма, использующая регистры МК

Как уже было замечено ранее, нельзя научиться плавать в бассейне без воды. Точно также нельзя научиться работать с микроконтроллерами, не освоив основных навыков написания программ. Поэтому с целью закрепления материала, касающегося регистров, я предлагаю вам как пример одну довольно важную для ваших дальнейших изысканий подпрограмму, которая использует почти все рассмотренные в этой главе регистры. Заодно я покажу вам, как составляется блок-схема алгоритма. Замечу, что на самом деле составление блок-схем — это самое главное в программировании. Когда блок-схема составлена, написать текст программы — дело техники, причем почти неважно, на каком языке писать и для какого микроконтроллера.

Теперь о подпрограмме, которую нам предстоит рассмотреть. Это подпрограмма преобразования хранящегося в регистрах R3 и R2 МК двухбайтового числа (т. е. лежащего в диапазоне от 0000H до 0FFFFH) в так называемое двоично-десятичное.

Что представляет из себя двоично-десятичное представление числа? Проще всего это объяснить на следующем примере. Воспользуемся, как было описано в главе 1, Windows-калькулятором и убедимся, что 0FF00H = 1111111100000000B = 65280D. Это шестнадцатеричное, двоичное и обычное десятичное представление числа 65280. Двоично-десятичное его представление выглядит следующим образом: 0110 0101 0010 1000 0000. Если вы внимательно всмотритесь в него, то обнаружите, что старшие 4 бита (0110) кодируют в двоичном представлении цифру 6, идущие вслед за ними 4 бита (0101) — цифру 5, следующие 4 бита (0010) — цифру 2, потом идет восьмерка (1000) и нуль (0000). Таким образом, каждый десятичный разряд нашего числа кодируется четырехбитным двоичным числом. Напомню, каковы эти двоичные числа: 0000 — это 0, 0001 — 1, 0010 — 2, 0011 — 3, 0100 — 4, 0101 — 5, 0110 — 6, 0111 — 7, 1000 — 8 и 1001 — 9. Если понятно, то какому числу соответствует следующее двоично-десятичное представление: 0010 0001 1001 0101 0111? Правильно, 21957. Кто этого не понял, еще раз внимательно прочитайте текущий абзац.

Для чего нужно двоично-десятичное представление чисел? Для подпрограмм, работающих с цифровыми знакосинтезирующими индикаторами. Прежде, чем отобразить тот или иной результат на семисегментном индикаторе, жидкокристаллическом или светодиодном, отображаемое число нужно преобразовать в двоично-десятичное представление.

Теперь поговорим более конкретно, о том, что, откуда и куда мы будем преобразовывать. Исходное число будет храниться в регистрах R3 и R2 — старшие 8 бит в R3, младшие — в R2. Результат преобразования будет располагаться в регистрах R6, R5, и R4. При этом в младших 4 битах R6 будет располагаться старший десятичный разряд (десятки тысяч), в старших 4 битах R5 — разряд единиц тысяч, в младших 4 битах R5 — разряд сотен, а в старших и младших 4 битах R4 — разряды десятков и единиц соответственно. Например, уже упомянутое 0FF00H должно оказаться в регистрах R6, R5, и R4 в следующем виде: R6 = 00000110B, R5 = 01010010B, R4 = 10000000B. Сравните с тем, как 0FF00H было представлено двумя абзацами выше.

А теперь самое главное, — каким образом из числа 0FF00H (или любого другого) выделить десятки тысяч, единицы тысяч, сотни, десятки и единицы? Как без помощи Windows-калькулятора определить, что 0FF00H состоит из 6 десятков тысяч, 5 тысяч, 2 сотен, 8 десятков и 0 единиц? На самом деле очень просто, хотя пока у вас нет никаких навыков вы даже и не представляете, как это делается.

Ответьте пожалуйста, сколько раз подряд из числа, принадлежащего к диапазону от 60000 до 69999, можно вычитать 10000, чтобы при этом остаток был больше или равен нулю? Не правда ли, ровно 6 раз. Когда вы попытаетесь это сделать в седьмой раз, у вас получится отрицательный результат. Соответственно, из числа, лежащего в диапазоне 20000-29999 можно до получения нулевого или положительного остатка вычесть 10000 не более 2 раз, из числа, лежащего в диапазоне 40000-49999, — не более 4 раз и т. д. Понимаете, к чему я клоню?

Для тех, кто еще не догадался, поясню. Вычитая раз за разом из преобразуемого числа 10000, определим, сколько раз эти 10000 содержатся в нем — это будет разряд десятков тысяч. Далее будем из остатка точно также вычитать 1000, и таким образом определим, сколько раз в нем содержится

1000 — это будет разряд тысяч, и так далее.

Отсюда алгоритм преобразования должен выглядеть следующим образом. Вначале разряд десятков тысяч преобразуемого числа принимаем равным 0. После этого из преобразуемого числа нужно вычесть 10000 и проверить, остаток больше или равен 0 или нет. Если да, то разряд десятков тысяч увеличиваем на 1 (т. е. после первого удачного вычитания он будет равен 1), и снова повторяем вышеописанные действия). После второго удачного вычитания разряд десятков тысяч будет равен 2, после третьего — 3 и т. д.

Рано или поздно, но после какого-то вычитания остаток станет отрицательным. (Кстати, если преобразуемое число не более 9999, он отрицательным будет уже после первого вычитания.) В этом случае следует оставить неизменным разряд десятков тысяч, прибавить к полученному отрицательному остатку 10000 и запомнить его и найденный разряд для дальнейшего преобразования. В рассматриваемом нами примере с преобразованием числа 0FF00H перед седьмым вычитанием остаток будет равен 5280, а разряд десятков тысяч — 6. После седьмого вычитания в остатке останется (простите за повторение) минус 4720. Отрицательный остаток сигнализирует нам, что с вычитаниями мы слегка переборщили, и что надо прибавить к этому остатку 10000, получив при этом исходные 5280, запомнить это число и то, что разряд десятков тысяч в 0FF00H равен 6. А далее, как нетрудно догадаться, следует перейти к нахождению разряда единиц тысяч.

Определять разряд тысяч будем по тому же алгоритму. Вначале разряд единиц тысяч преобразуемого числа принимаем равным 0. После этого из преобразуемого числа нужно вычесть 1000 и проверить, остаток больше или равен 0 или нет. Если да, то разряд единиц тысяч увеличиваем на 1 (т. е. после первого удачного вычитания он будет равен 1), и снова повторяем вышеописанные действия. После второго удачного вычитания разряд единиц тысяч будет равен 2, после третьего — 3 и т. д.

Когда после какого-то вычитания остаток станет отрицательным, нужно будет оставить неизменным разряд единиц тысяч, прибавить к остатку 1000 и запомнить его и полученный разряд для дальнейшего преобразования. В рассматриваемом нами примере с 0FF00H мы начали вычитать тысячи из 5280, доставшегося нам в наследство после этапа определения разряда десятков тысяч. Перед шестым вычитанием остаток будет равен 280, а разряд единиц тысяч — 5. После шестого вычитания в остатке будет минус 720. Отрицательный остаток опять сигнализирует нам, что с вычитаниями мы переборщили, и что надо прибавить к этому отрицательному остатку 1000, получив при этом исходные 280, запомнить это число и то, что разряд единиц тысяч в 0FF00H равен 5. А далее, как очевидно, перейти к нахождению разряда сотен.

Описывать, как мы должны из 280 раз за разом вычитать 100, я не буду — это должно быть уже понятным для всех. Если что-то непонятно, попробуйте еще раз внимательно про-

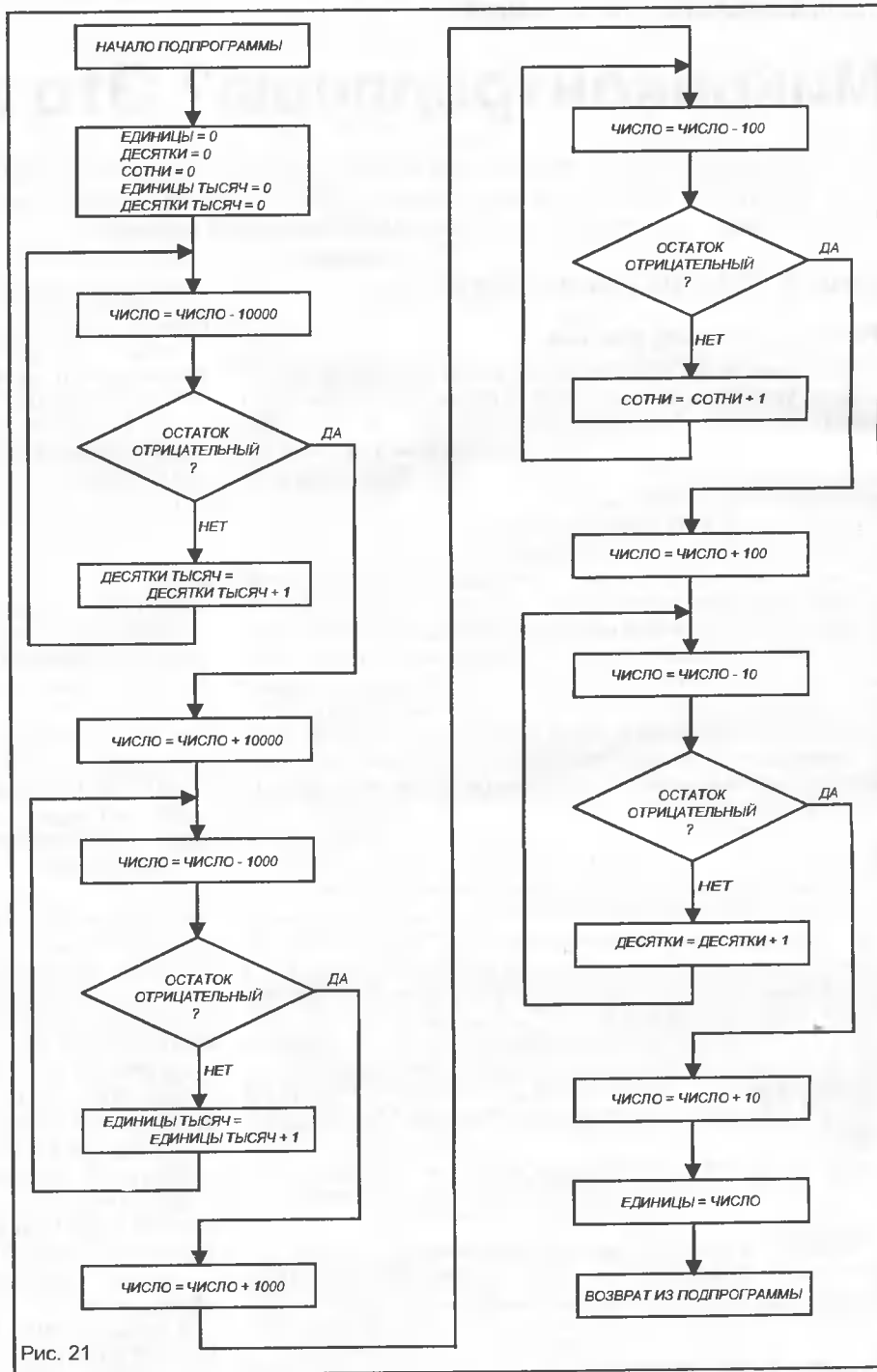


Рис. 21

честь содержимое последних восьми абзацев. Если же и это не поможет, не опускайте руки, у вас в распоряжении мой электронный адрес, попытайтесь сформулировать, что же вы не поняли, и киньте мне письмо с этой формулировкой.

После определения разряда сотен определим разряд десятков, а остаток в результате определения десятков и будет разрядом единиц. Вот, собственно, и весь алгоритм.

Сказанное иллюстрируется блок-схемой алгоритма, приведенной на рис. 21.

Блок-схема представляет из себя последовательность идущих сверху вниз прямоугольников и ромбов, внутри которых кратко описаны действия, которым они соответствуют, а стрелки, их соединяющие, показывают порядок выполнения этих действий. Действия, описанные в ромбах, являются проверкой тех или иных условий (в нашем случае проверка результата вычитания, отрицателен он или нет). Поскольку при невыполнении проверяемого условия мы должны совершить одну последовательность действий, а при выполнении — другую, то из каждого ромба выходит

две стрелки (одна с надписью «да», т. е. соответствующая выполнению, другая с надписью «нет» — невыполнению). Собственно, больше и говорить нечего — сравните то, что говорилось в семи последних абзацах с тем, что изображено на рис. 21 и убедитесь, что алгоритм, изображенный графически, соответствует алгоритму, сформулированному словами. Но графическое представление проще и нагляднее.

Приведенная на рис. 21 блок-схема, если так можно выразиться, машинно-независима, т. е. никак не учитывает особенностей того или иного микроконтроллера, и, следовательно, применима к любому из них. Но нам нужно составить блок-схему, ориентированную на регистры и систему команд x51. Такая схема приведена на рис. 22.

Как видите, структура алгоритма осталась неизменной. Просто действия описаны поконкретнее — вместо «вычесть из результата 10000» стоит «R3R2-10000», вместо «результат вычитания отрицательный?» стоит «CY=1?», и т. д.

На что я хотел бы обратить выше внимание? Во-первых, в приведенном ниже тексте подпрограммы, соответствующей этому алгоритму, вы обнаружите, что вместо того, чтобы вычитать из преобразуемого числа вначале 10000, затем 1000, затем 100 и затем 10 (это четыре различных фрагмента программы) я вначале заново 10000 (1000, 100 или 10) в регистр DPTR, а затем вычитаю его из R3R2. В этом случае все четыре вычитания выполняются идентично, поэтому они могут быть оформлены в виде подпрограммы (я назвал ее R32MNDPT), которая вызывается по мере необходимости. Аналогичная подпрограмма (R32PLDPT) осуществляет прибавление по мере надобности к числу в R3R2 10000, 1000, 100 и 10.

Во-вторых, разряды десятков тысяч, единиц тысяч, сотен, десятков и единиц я занулял не по мере необходимости, как в описанном словами алгоритме, а в самом начале программы (записью нулевого значения в регистры R6, R5 и R4, где будет храниться результат преобразования).

В-третьих, поскольку разряд единиц тысяч и разряд сотен должны в результате преобразования храниться в одном и том же регистре (R5), то единицы тысяч я подсчитываю в дополнительном используемом регистре R7, а сотни — в R5, и затем младшие 4 бита R7 я переношу в старшие, суммируя его с R5. В результате в старшей половине R5 окажутся единицы тысяч, в младшей — сотни, что нам и требовалось. Аналогично я действую и в отношении десятков и единиц, которые я собираю в регистре R4.

В-четвертых, когда стрелка, показывающая переход к следующей команде, указывает не на ближайший снизу ромб или прямоугольник блок-схемы, это означает, что следующей должна выполняться не нижеидущая за текущей команда, а другая, расположенная несколькими ко-

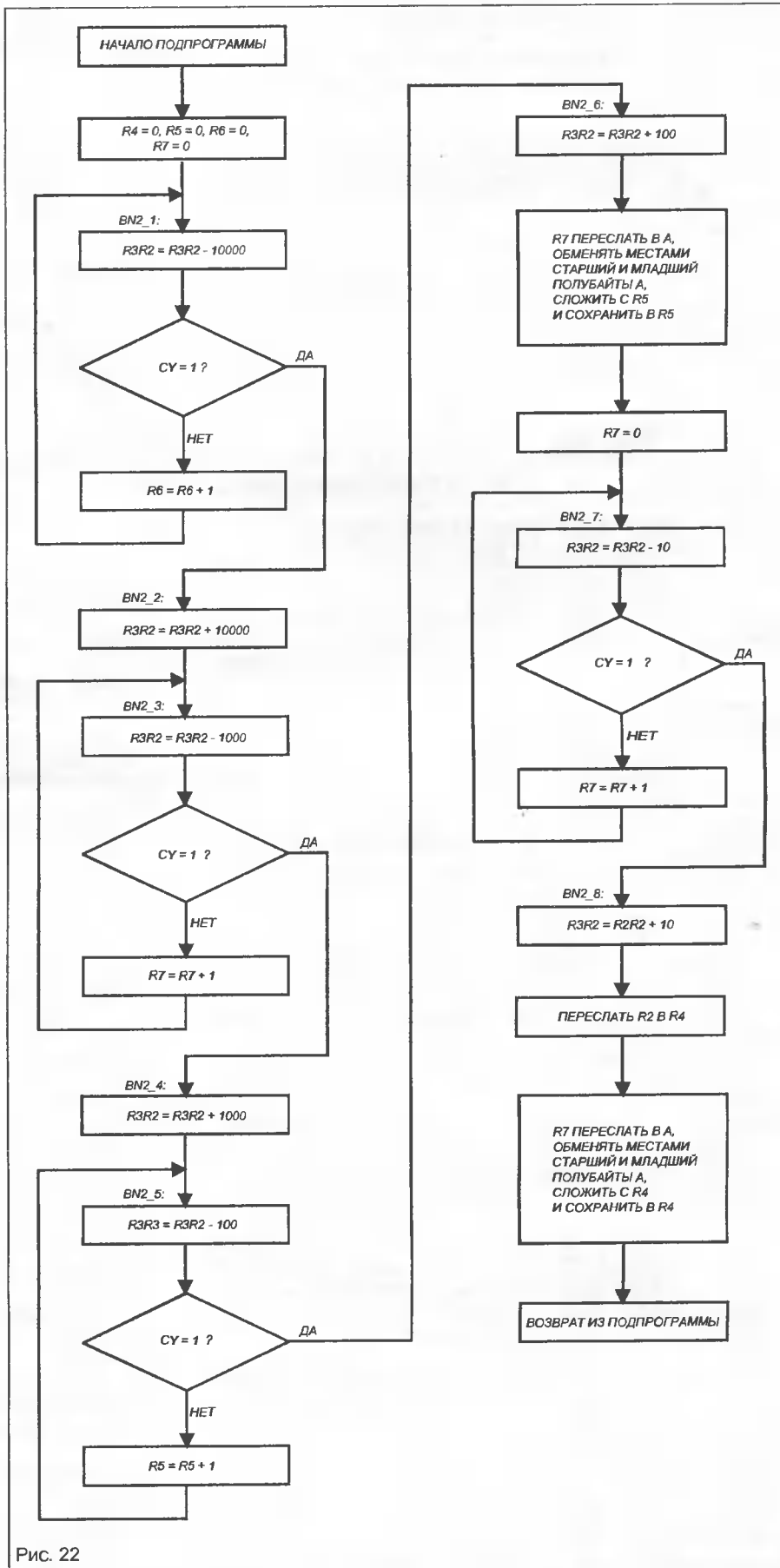


Рис. 22

мандами выше или ниже. Для правильного перехода на эту (расположенную выше или ниже) команду она должна быть снабжена меткой (до 8 букв и цифр с двоеточием на конце). Эти метки я также внес в блок-схему. По стандартным прави-

лам делать это не обязательно, но практика показывает, что если не пренебрегать этим, то количество ошибок, возникающих при написании программы, заметно сокращается.

Ну а теперь — текст самой программы с соответствующими комментариями.

```

; ПРОГРАММА, ДЕМОНИСТРИРУЮЩАЯ РАБОТУ
; ПОДПРОГРАММЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДВУХБАЙТОВЫХ
; ЧИСЕЛ ИЗ ШЕСТНАДЦАТИРИЧНОГО В ДВОИЧНО-ДЕ-
СЯТИЧНЫЙ
; ФОРМАТ

```

R7	.EQU	7	;АДРЕСА РЕГИСТРОВ R0—R7
R6	.EQU	6	
R5	.EQU	5	
R4	.EQU	4	
R3	.EQU	3	
R2	.EQU	2	
R1	.EQU	1	
R0	.EQU	0	
ACC	.EQU	0E0H	;АДРЕС АККУМУЛЯТОРА
B	.EQU	0F0H	;АДРЕС РЕГИСТРА В
PSW	.EQU	0D0H	;АДРЕС РЕГИСТРА (СЛОВА) СОСТО-
ЯНИИЯ			
SP	.EQU	81H	;АДРЕС УКАЗАТЕЛЯ СТЕКА
DPL	.EQU	82H	;АДРЕС МЛАДШЕЙ ПОЛОВИНЫ DPTR
DPH	.EQU	83H	;АДРЕС СТАРШЕЙ ПОЛОВИНЫ DPTR
P0	.EQU	80H	;АДРЕС РЕГИСТРА ПОРТА P0
P1	.EQU	90H	;АДРЕС РЕГИСТРА ПОРТА P1
P2	.EQU	0A0H	;АДРЕС РЕГИСТРА ПОРТА P2
P3	.EQU	0B0H	;АДРЕС РЕГИСТРА ПОРТА P3
B.0	.EQU	0F0H	;АДРЕСА ОТДЕЛЬНЫХ БИТОВ РЕГИ-
СТРА В			
B.1	.EQU	0F1H	
B.2	.EQU	0F2H	
B.3	.EQU	0F3H	
B.4	.EQU	0F4H	
B.5	.EQU	0F5H	
B.6	.EQU	0F6H	
B.7	.EQU	0F7H	
ACC.0	.EQU	0E0H	;АДРЕСА ОТДЕЛЬНЫХ БИТОВ
АККУМУЛЯТОРА			
ACC.1	.EQU	0E1H	
ACC.2	.EQU	0E2H	
ACC.3	.EQU	0E3H	
ACC.4	.EQU	0E4H	
ACC.5	.EQU	0E5H	
ACC.6	.EQU	0E6H	
ACC.7	.EQU	0E7H	
PSW.0	.EQU	0D0H	;АДРЕСА ОТДЕЛЬНЫХ БИТОВ
РЕГИСТРА PSW			
PSW.1	.EQU	0D1H	
PSW.2	.EQU	0D2H	
PSW.3	.EQU	0D3H	
PSW.4	.EQU	0D4H	
PSW.5	.EQU	0D5H	
PSW.6	.EQU	0D6H	
PSW.7	.EQU	0D7H	
P0.0	.EQU	080H	;АДРЕСА ОТДЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ ПОРТА
P0			
P0.1	.EQU	081H	
P0.2	.EQU	082H	
P0.3	.EQU	083H	
P0.4	.EQU	084H	
P0.5	.EQU	085H	
P0.6	.EQU	086H	
P0.7	.EQU	087H	
P1.0	.EQU	090H	;АДРЕСА ОТДЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ ПОРТА
P1			
P1.1	.EQU	091H	
P1.2	.EQU	092H	
P1.3	.EQU	093H	
P1.4	.EQU	094H	
P1.5	.EQU	095H	
P1.6	.EQU	096H	
P1.7	.EQU	097H	
P2.0	.EQU	0A0H	;АДРЕСА ОТДЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ ПОРТА
P2			
P2.1	.EQU	0A1H	
P2.2	.EQU	0A2H	
P2.3	.EQU	0A3H	
P2.4	.EQU	0A4H	
P2.5	.EQU	0A5H	

```

P2.6      .EQU 0A6H
P2.7      .EQU 0A7H
P3.0      .EQU 0B0H ;АДРЕСА ОТДЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ ПОРТА
P3
P3.1      .EQU 0B1H
P3.2      .EQU 0B2H
P3.3      .EQU 0B3H
P3.4      .EQU 0B4H
P3.5      .EQU 0B5H
P3.6      .EQU 0B6H
P3.7      .EQU 0B7H
;
;
; .ORG 0 ;НИЖЕСЛЕДУЮЩАЯ КОМАНДА С АДРЕ--
CA 0
;
; LJMP START ;НА КОМАНДУ ПОСЛЕ МЕТКИ START
;
; .ORG 100H ;НИЖЕСЛЕДУЮЩАЯ КОМАНДА С
АДРЕСА 100H
;
START: ;ПРОГРАММА, ЗАГРУЖАЮЩАЯ ДВУХ--
БАЙТОВОЕ
MOV DPTR,#0FF00H ;ЧИСЛО В R3 И R2 И ВЫЗЫВАЮ--
ЩАЯ
MOV R2,DPL ;ЗАТЕМ ПОДПРОГРАММУ ПРЕОБРА--
ЗОВАНИЯ
MOV R3,DPH ;ЭТОГО ЧИСЛА В ДВОИЧНО--ДЕСЯ--
ТИЧНЫЙ
LCALL BN2BCD ;ФОРМАТ
SJMP START
;
BN2BCD: ;ПРЕОБРАЗУЕМОЕ ЧИСЛО В R3R2
; (МЛ.БАЙТ В R2)
MOV R4,#0 ;НАЧАЛЬНАЯ УСТАНОВКА
MOV R5,#0
MOV R6,#0
MOV R7,#0
;
MOV DPTR,#10000
BN2 1:
LCALL R32MNDPT ;R3R2 - 10000
JC BN2 2 ;ПЕР. НА BN2 2, ЕСЛИ CY=1
INC R6 ;R6=R6 + 1 - ЭТО ДЕЛАЕМ, ЕСЛИ CY=0
SJMP BN2 1 ;ПЕРЕХОД НА BN2 1
BN2 2:
LCALL R32PLDPT ;R3R2 + 10000
;
MOV DPTR,#1000
BN2 3:
LCALL R32MNDPT ;R3R2 - 1000
JC BN2 4 ;ПЕР. НА BN2 4, ЕСЛИ CY=1
INC R7 ;R7=R7 + 1 - ЭТО ДЕЛАЕМ, ЕСЛИ CY=0
SJMP BN2 3 ;ПЕРЕХОД НА BN2 3
BN2 4:
LCALL R32PLDPT ;R3R2 + 1000
;
MOV DPTR,#100
BN2 5:
LCALL R32MNDPT ;R3R2 - 100
JC BN2 6 ;ПЕР. НА BN2 6, ЕСЛИ CY=1
INC R5 ;R5=R5 + 1 - ЭТО ДЕЛАЕМ, ЕСЛИ CY=0
SJMP BN2 5 ;ПЕРЕХОД НА BN2 5
BN2 6:
LCALL R32PLDPT
;
MOV A,R7 ;ПЕРЕСЛАЛИ ИЗ R7 В A
SWAP A ;ОБМЕНЯЛИ МЕСТАМИ СТАРШИЙ И
МЛАДШИЙ
;
; ;ПОЛУБАЙТЫ A
ADD A,R5 ;ПРИБАВИЛИ К A R5
MOV R5,A ;ПЕРЕСЛАЛИ СУММУ В R5
MOV R7,#0 ;R7 = 0
;
MOV DPTR,#10
BN2 7:
LCALL R32MNDPT ;R3R2 - 10
JC BN2 8 ;ПЕР. НА BN2 8, ЕСЛИ CY=1
INC R7 ;R7=R7 + 1 - ЭТО ДЕЛАЕМ, ЕСЛИ CY=0
SJMP BN2 7 ;ПЕРЕХОД НА BN2 7
BN2 8:
LCALL R32PLDPT ;R3R2 + 10
;
MOV A,R2
MOV R4,A ;R2 ПЕРЕСЛАЛИ ЧЕРЕЗ АККУМУЛЯТОР
В R4

```

```

;
MOV A,R7      ;ПЕРЕСЛАЛИ ИЗ R7 В A
SWAP A        ;ОБМЕНЯЛИ МЕСТАМИ СТАРШИЙ И
МЛАДШИЙ
;ПОЛУБАЙТЫ A
ADD A,R4      ;ПРИБАВИЛИ К A R4
MOV R4,A      ;ПЕРЕСЛАЛИ СУММУ В R4
RET          ;ВОЗВРАТ ИЗ ПОДПРОГРАММЫ
;ПОДПРОГРАММЫ ДЛЯ BN2BCD
R32PLDPT:
MOV A,R2      ;R2 В АККУМУЛЯТОР
ADD A,DPL     ;СКЛАДЫВАЕМ ЕГО С МЛ.БАЙТОМ
DPTR
MOV R2,A      ;ВОЗВРАЩАЕМ СУММУ В R2
MOV A,R3      ;R3 В АККУМУЛЯТОР
ADDC A,DPH    ;СКЛАДЫВАЕМ ЕГО С БИТОМ ПЕРЕ-
НОСА
MOV R3,A      ;И С МЛ.БАЙТОМ DPTR
RET          ;ВОЗВРАЩАЕМ СУММУ В R3
;
R32MNDPT:
CLR C        ;ОЧИЩАЕМ CY
MOV A,R2     ;R2 В АККУМУЛЯТОР
SUBB A,DPL   ;ВЫЧИТАЕМ ИЗ НЕГО МЛ.БАЙТ DPTR
И CY
MOV R2,A     ;ВОЗВРАЩАЕМ РАЗНОСТЬ В R2
MOV A,R3     ;R3 В АККУМУЛЯТОР
SUBB A,DPH   ;ВЫЧИТАЕМ ИЗ НЕГО БИТ ПЕРЕНОСА
MOV R3,A     ;И СТ.БАЙТ DPTR
RET          ;ВОЗВРАЩАЕМ РАЗНОСТЬ В R3
;
END

```

Долго комментировать текст программы после обсуждения блок-схемы программы нет необходимости. Собственно программа осуществляет занесение в регистры R2 и R3 числа 65280D = 0FF00H и вызов подпрограммы преобразования BN2BCD. Последняя написана в соответствии с блок-схемой на рис. 22 и комментариями к ней.

Теперь о новых для вас командах, с которыми вы столкнулись при знакомстве с текстом подпрограммы. Самая интересная из них — JC (JC BN2_2, JC BN2_4, JC BN2_6 и JC BN2_8). Это так называемая команда условного перехода. В ходе ее выполнения МК проверяет состояние флага переноса CY, и если он установлен (т. е. CY=1), то МК переходит к выполнению команды, отмеченной меткой, имя которой идет вслед за JC (соответственно BN2_2, BN2_4, BN2_6 или BN2_8). Естественно, если флаг переноса сброшен, то никакого перехода нет, и выполняется команда, идущая вслед за JC xxx (xxx — помещенная в скобки в предыдущем предложении метка адреса перехода).

Кстати, команд условного перехода довольно много: переход, если флаг CY установлен (JC xxx), если флаг CY сброшен (JNC xxx), если содержимое аккумулятора равно 0 (JZ xxx), если оно не равно 0 (JNZ xxx) и ряд других. Их разумное использование позволяет организовывать простые, но в то же время весьма эффективные алгоритмы.

INC Rn (n=0-7) — команда инкрементирования (т. е. увеличения на 1) содержимого соответствующего регистра. Она проста и удобна, мы будем пользоваться ей довольно часто.

SWAP A — команда обмена местами старших и младших 4 бит аккумулятора. В основном она используется для того, чтобы собрать в аккумуляторе содержимое двух регистров — одного в младшей половине аккумулятора, другого — в старшей. Для этого содержимое одного регистра пересылается в аккумулятор, старший и младший полубайты меняются местами, а затем к содержимому аккумулятора прибавляется содержимое второго регистра. Если старшие 4 бита обоих регистров изначально были нулями, то после описанной операции в старших 4 битах аккумулятора будет храниться содержимое первого из упомянутых регистров, а в младших 4 битах — второго.

Следующие две команды часто употребляются — это сложение аккумулятора с одним из регистров и вычитание из

аккумулятора содержимого регистра. Команда ADD A,reg (reg — любой регистр, в данном случае R5: ADD A,R5) вынуждает МК сложить с аккумулятором содержимое R5 и результат оставить в аккумуляторе. Еще одна разновидность команды сложения — ADDC A,reg (reg — опять-таки любой регистр, в данном случае DPH: ADDC A,DPH) — складывает с аккумулятором содержимое старшей половины регистра DPTR (8-разрядного регистра DPH) и вдобавок прибавляет к нему бит переноса. (Кстати, младшая половина DPTR, также 8-разрядная, называется DPL.)

Рассмотренные выше две команды (ADD и ADDC) складывают 8-разрядные числа (от 00000000B до 11111111B). А как быть, если нужно сложить, например, два шестнадцатиразрядных числа? С этим мы познакомимся на примере подпрограммы R32PLDPT. Она складывает два шестнадцатиразрядных числа, одно из которых хранится в регистрах R2 (младшие биты) и R3 (старшие), а другое — в DPTR. Вначале содержимое R2 пересылается в аккумулятор, складывается с DPL и возвращается обратно в R2. Затем то же самое совершается с регистрами R3 и DPH, но используемая команда ADDC складывает с содержимым регистров еще и бит переноса.

Для чего при втором сложении нужно прибавлять бит переноса? Вспомните, как нас учили в школе складывать «в столбик». Записываем одно число под другим, и вначале складываем между собой две правые цифры (т. е. младшие разряды, единицы). Если их сумма больше 10, то «единичка идет на ум», и при сложении следующих двух цифр (вторых справа, т. е. десятков) к ним нужно прибавить еще и эту единицу.

Собственно, команда ADDC именно это и делает — если при первом сложении сумма оказалась больше 16 (т. е. больше, чем 10H), то в аккумуляторе окажется число, на которое сумма превышает 16, и установится флаг переноса — та самая единица. Поэтому когда мы осуществим при помощи команды ADDC сложение следующих цифр, эта единица учтется правильным образом. Кстати, если сумма младших двух цифр будет меньше 16, флаг переноса не установится, и при следующем сложении с помощью команды ADDC никакой единицы к ним не прибавится. Таким образом, команда ADDC специально предназначена именно для этого случая — сложения второй, третьей и т. д. пары байт в многобайтных числах.

Подведем небольшой итог. Когда мы складываем многобайтные числа длиной два, три и более байт, то первое сложение нужно осуществлять при помощи команды ADD, которая не принимает во внимание никаких переносов, а все последующие — с помощью команды ADDC. Подпрограмма R32PLDPT является примером такого сложения многобайтных (здесь двухбайтных) чисел.

Аналогична и подпрограмма вычитания одного двухбайтового числа из другого (R32MNDPT), но вместо команд сложения в нее, естественно, входят команды вычитания. Здесь также есть своя хитрость. Вспомним опять школьные годы, вычитание «в столбик». По-прежнему первыми вычитаются самые правые, младшие разряды. При этом, если нам нужно вычесть из меньшего числа большее, мы «занимаем единичку» (осуществляем «заем») от более старшего разряда числа, из которого вычитаем (т. е. из той цифры уменьшаемого, которая стоит левее используемой в текущий момент). А далее, когда мы будем осуществлять вычитание следующей цифры из той цифры уменьшаемого, где мы что-то заняли, последнюю сначала нужно уменьшить на 1, а затем что-то из нее вычитать.

Для осуществления описанных действий в МК x51 есть команда вычитания с заемом SUBB. Она вначале вычитает из уменьшаемого содержимое бита переноса (т. е. 1, если флаг CY установлен, и 0, если сброшен; кстати, обратите внимание на то, что в этом случае бит переноса фактически является битом заема), а затем — и само вычитаемое. Собственно, именно это нам и нужно для организации программ вычитания. Но здесь есть один нюанс: нужно помнить, что вычитание младших цифр — первое, ему не предшествовал никакой заем, и для получения правильного результата нужно либо использовать команду вычитания без заема (та-

кие есть у многих МК, но не у x51), либо использовать команду вычитания с заемом SUBB, но перед этим принудительно установить в 0 флаг CY. Именно это и делается при помощи знакомой вам команды CLR C.

Вернемся теперь к самой программе. Я рекомендую загрузить ее в симулятор EMF52L и осуществить ее выполнение по шагам с внимательным анализом чисел в регистрах и состоянии флага CY. Если вы не поленитесь и благополучно справитесь с этим заданием, то вы зложите прочный фундамент в формирование у вас навыков написания программ. А для закрепления этого первого навыка я рекомендую вам написать по образцу и подобию с рассмотренной подпрограммой преобразования в двоично-десятичный формат трехбайтового числа (т. е. лежащего в диапазоне от 000000H до 0FFFFFFH). При этом преобразуемое число должно изначально находиться в R3R2R1, а результат после преобразования — в R7R6R5R4.

Краткие выводы

Итак, уважаемые читатели, мы познакомились с главными регистрами микроконтроллеров семейства x51. Параллельно с этим мы рассмотрели, как наш МК сопрягается с внешней памятью данных, какие микросхемы памяти для этого наиболее применимы, и какими командами осуществляется обмен данными с ней. А для закрепления знакомства с регистрами мы с вами рассмотрели программу преобразования двухбайтового числа в двоично-десятичный формат. В ней использованы почти все регистры, рассмотренные в этой главе. Кстати, обратите внимание на то, что при написании этой программы я попытался все используемые ей данные размещать исключительно в регистрах, а не в памяти, что, как упоминалось выше, необходимо для быстрого ее выполнения микроконтроллером. В данном случае это, как видите, удалось.

Также, как и в предыдущих главах, мы с вами рассмотрели фрагменты программ и познакомились с еще несколькими

командами МК. Помимо этого, вы впервые столкнулись с блок-схемой программы — совершенно неотъемлемым элементом программирования. Если вы научитесь составлять подобные блок-схемы, писать программы для МК для вас не составит труда. Правильно составленная блок-схема — это по сути дела 80...90% программы. Так что прошу вас очень серьезно относиться к тем нескольким примерам, где я буду довольно подробно описывать составление блок-схем — их в обязательном порядке надо научиться составлять. Кстати, не так уж это и сложно. Все, кто пишут программы на любом из языков, вполне справляются с этим, так что и вам это, наверняка, по силам — вопрос только в желании и во времени. Поэтому еще раз призываю тех, кто поленился разобраться с предложенным материалом, потратьте еще некоторое количество времени и разберитесь с ним, ибо если этого не сделать, вряд ли вам удастся освоить микроконтроллеры.

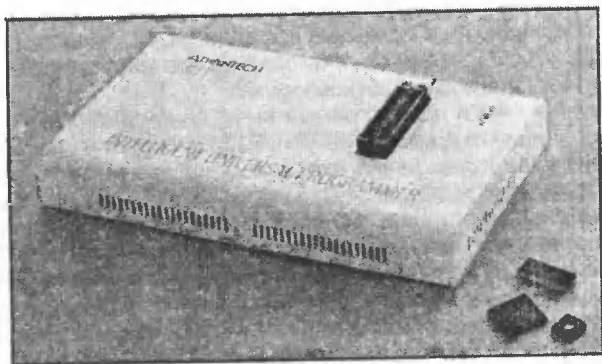
И в заключение, еще одно замечание. Обратите внимание на то, какого ограниченного набора команд хватило нам для написания подпрограммы преобразования числа из одного формата в другой. Наш МК не умеет ни делить толком, ни умножать, лишь пересылает данные туда-сюда, что-то суммирует и вычитает, да выполняет условные и безусловные переходы. И этого оказывается достаточно для решения поставленной задачи! Ну не удивительно ли? Более того, далее мы с вами еще не однажды и не дважды убедимся в том, что в основе всех тех умных интеллектуальных машин и приборов, поражающих нас иной раз своими «мозгами», стоят простые и вполне заурядные команды. Ну и конечно мозги (уже без кавычек) программистов, придумавших эти поражающие нас алгоритмы и реализовавших их в своих программах.

Александр Фрунзе
alex.fru@dian.ru

Продолжение следует

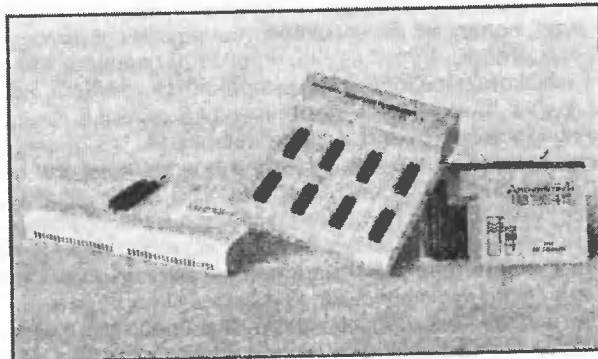
ADVANTECH

ДЕЙСТВИТЕЛЬНО УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ПРОГРАММАТОРЫ



LabTool-48

- Универсальный программатор для более чем 3000 типов микросхем: микроконтроллеров, флэш-памяти, ППЗУ, CPLD, последовательных ППЗУ и др.
- Бесплатное регулярное обновление программного обеспечения для поддержки новых типов микросхем
- Адаптеры для любых типов корпусов микросхем



LabTool-848

- Универсальный программатор с 8 розетками для быстрого массового тиражирования. Поддерживает свыше 1200 типов широко распространенных микросхем

LabTool-148

- Недорогой универсальный программатор для более чем 1200 типов широко распространенных микросхем

LabTool-41S

- Недорогой мини-программатор для наиболее распространенных микросхем памяти и микроконтроллеров

ProSoft ПЕРЕДОВЫЕ
ТЕХНОЛОГИИ
АВТОМАТИЗАЦИИ

МОСКВА: www.prosoft.ru; тел.: (095) 234-0636 доб. 210 — отдел поставок, доб. 203 — тех. поддержка;
факс: (095) 234-0640, адрес: 117313, Москва, а/я 81; E-mail: info@prosoft.ru
С.-ПЕТЕРБУРГ: (812) 325-3790, 325-3791
ЕКАТЕРИНБУРГ: www.prosoft.ural.ru; (3432) 75-1871, 49-3459

(Продолжение.Начало — №12/2001)

Синхронизация передачи данных: способы кодирования

Шифратор и дешифратор манчестерского кода

Вводные замечания

Рассмотрим процессы формирования и последующей дешифрации линейного сигнала типа «Манчестер-II». В результате дешифрации из линейного сигнала извлекаются данные и сопровождающие их синхросигналы.

Сигнал «Манчестер-II» (рис. 21) можно получить суммированием по модулю 2 с помощью логического элемента «Исключающее ИЛИ» сигналов NRZ и C (данных и синхросигнала). Основная особенность этого сигнала состоит в том, что он никогда не «замирает». При передаче длинной цепочки единиц частота сигнала «Манчестер-II» совпадает с частотой f_c синхросигнала C. То же наблюдается и при пе-

рвого битового интервала фронт сигнала (он обязательно должен быть — положительный либо отрицательный), приемник запускает внутренние часы.

Через интервал времени, равный T, обнаруживается положительный фронт сигнала (передается лог. 0). Приемник вновь запускает часы «забывая» старые их показания, т. е. переносит начало отсчета времени на один битовый интервал вправо. Далее процесс повторяется. Таким образом, не

талей, рассмотрим упрощенную схему передачи данных в коде «Манчестер-II» (рис. 23). В схеме отсутствует гальваническая развязка с линией, не показаны элементы электрического согласования и т. п.; тем не менее, она работоспособна при условии, что линия связи достаточно короткая.

Как уже отмечалось, шифратор кода «Манчестер-II» чрезвычайно прост и



Рис. 23. Упрощенный пример построения канала связи для передачи данных в коде «Манчестер-II» (рассмотрено одно направление передачи)

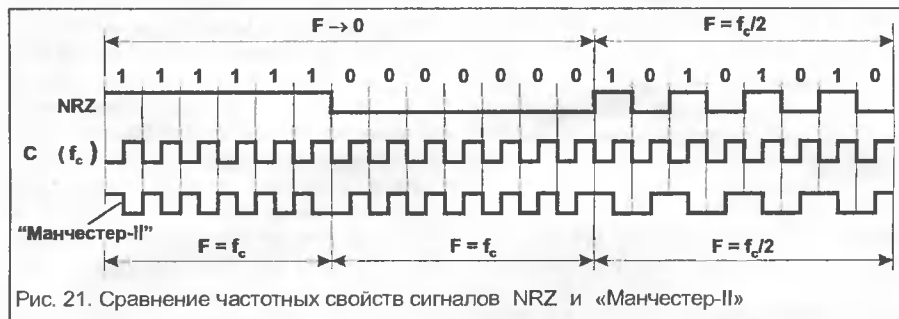


Рис. 21. Сравнение частотных свойств сигналов NRZ и «Манчестер-II»

редаче длинной цепочки нулей. Поэтому даже в том случае, когда частота исходного сигнала NRZ стремится к нулю ($F \rightarrow 0$), частота сигнала «Манчестер-II» остается постоянной (моментами смены фазы сигнала можно пренебречь). При передаче чередующейся последовательности нулей и единиц частота сигнала «Манчестер-II» совпадает с частотой сигнала NRZ.

Идея поддержания синхронизма между приемником и передатчиком поясняется рис. 22. На рисунке показаны три битовых интервала T. Предположим, что приемник уже синхронизирован с передатчиком. Тогда, обнаружив в середине

происходит накопления ошибок, связанных с отсчетом времени.

Поиск очередного фронта сигнала в середине следующего битового интервала ведется в некотором доверительном интервале. Из геометрии рисунка следует, что область поиска фронта сигнала может достигать $0.5T$. Это означает, что независимо от длины цепи передаваемых битов допустимое рассогласование хода часов передатчика и приемника может приближаться к $\pm 25\%$ (другими дестабилизирующими факторами пренебрегаем). Для сравнения: допустимое рассогласование хода часов передатчика и приемника при использовании «старт-стоповой» посылки (интерфейсы RS-232, RS-422 и другие) составляет всего 4%!

Схемы шифратора и дешифратора

Перейдем к конкретным решениям. Чтобы избежать описания лишних де-

может быть выполнен на двухвходовом элементе «Исключающее ИЛИ».

Фильтр (рис. 24) предназначен для подавления кратковременных импульсов, которые могут возникнуть из-за неидеального совпадения отрицательного фронта сигнала C с отрицательным или положительным фронтом сигнала NRZ.

Дешифратор кода «Манчестер-II» (рис. 25, [22]) содержит формирователь F импульсов, счетный триггер СТ и D-триггер. Как следует из временной диаграммы, приведенной на рис. 26, отрицательные импульсы j на выходе формирователя импульсов возникают всякий раз, когда сигнал «Манчестер-II» изменяет значение ($0 \rightarrow 1$ или $1 \rightarrow 0$). Сигнал k восполняет «недостающие» импульсы j. Временную диаграмму сигнала k можно нарисовать, используя только диаграмму сигнала j, следовательно, сигнал k можно получить из сигнала j с помощью логической схемы [22].

Так как импульс k поступает на вход S установки единицы счетного триггера

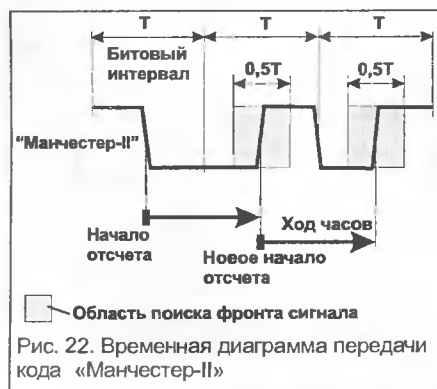


Рис. 22. Временная диаграмма передачи кода «Манчестер-II»

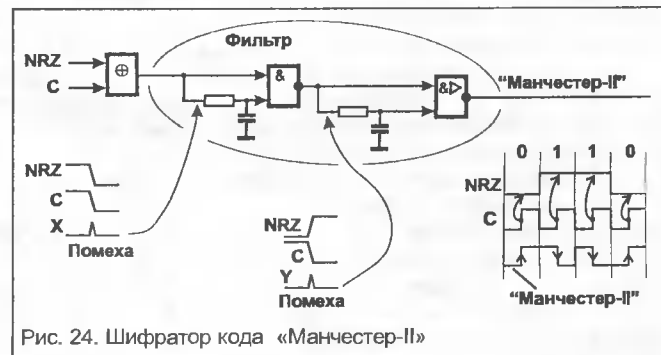


Рис. 24. Шифратор кода «Манчестер-II»



Рис. 25. Дешифратор кода «Манчестер-II»

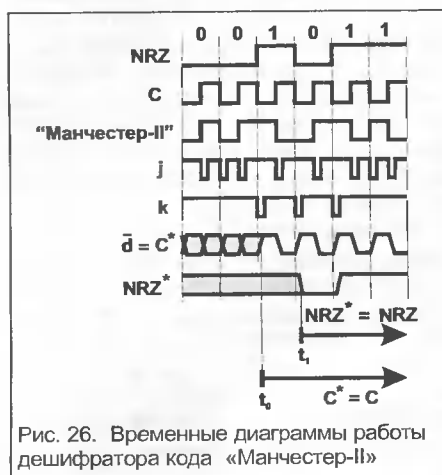


Рис. 26. Временные диаграммы работы дешифратора кода «Манчестер-II»

СТ, то в момент t_0 этот триггер безусловно перейдет в единичное состояние, и в дальнейшем сигнал C^* на его инверсном выходе будет в точности повторять сигнал C от источника данных (разумеется, с некоторой задержкой).

Начиная с момента t_1 , т. е. по прошествии одного периода тактовых импульсов от момента t_0 , код NRZ*, снимаемый с выхода триггера ТТ, полностью совпадает с исходным кодом NRZ (с точностью до задержки передачи). Таким образом, для того чтобы заставить приемник войти в синхронизм с передатчиком, достаточно на линии NRZ создать переход сигнала из 0 в 1. Последующая цепочка битов любой длины, передаваемая по линии NRZ, будет в

точности повторена на линии NRZ* приемника. Это же относится и к синхросигналам.

Борис Шевкопляс,
Игорь Сухман,
Анатолий Бернов
borissh@zemail.ru

Продолжение следует

системы безопасности

Электроакустический датчик разбития стекла

В последнее время все большую популярность в области систем безопасности завоевывают электроакустические датчики разрушения стекла (DG-50, «Стекло-6»). Удобство их эксплуатации заключается не только в отсутствии необходимости приклеивать датчики на стекло, но и в возможности «охраны» одним прибором нескольких стеклянных проемов больших площадей. Один из вариантов самостоятельного изготовления и оборудования домов датчиками подобного рода и предлагает в этой статье.

Принцип работы таких датчиков основан на фиксировании всплеска звукового сигнала определенной частоты, которая является доминирующей при механических воздействиях на тот или иной предмет. Спектр звукового сигнала разрушающегося стекла весьма разнообразен, но все же имеется некий максимум частотной составляющей расположенный в диапазоне частот 4,2–4,9 кГц. Конечно, в каждом индивидуальном случае этот участок может немного выходить за указанные пределы, но весьма незначительно, что в свою очередь позволяет сделать следующий вывод: необходимо отслеживать наличие сигнала 4,4–4,6 кГц и при его достаточном уровне выдать сигнал тревоги. Однако у достаточно толстых стекол частотный спектр несколько сдвинут в сторону более низких частот, следовательно прибор должен иметь доступный регулятор, позволяющий незначительно изменять частоту отслеживаемого сигнала.

При охране датчиком больших и маленьких остекленных площадей возникает вопрос о возможности оперативной регулировке чувстви-

тельности, поскольку при малых площадях слишком «острый слух» для прибора совсем не обязателен, а его «притупление» позволит избавиться от самопроизвольных, ложных срабатываний.

Исходя из вышесказанного и был разработан прибор, принципиальная

схема которого приведена на рис. 1. На рис. 2 приведен чертеж печатной платы, а на рис. 3 — расположение деталей на ней. Технические характеристики прибора сведены в табл. 1, список используемых деталей — в табл. 2. Условно прибор состоит из предварительного линейного усилителя, активного фильтра, формирователя сигнала тревоги и таймера срабатывания. В качестве микрофона используется электретный микрофон отечественного или импортного производства. На транзисторе VT1 собран линейный усилитель. Конечно, такое построение вносит в звуковой сигнал достаточно много нелинейных искажений, но в данном случае это большого значения не имеет, поскольку необходимо не усилить сигнал, а лишь определить его наличие.

На транзисторе VT2 собран первый каскад активного фильтра, представляющего собой низкочастотный фильтр с

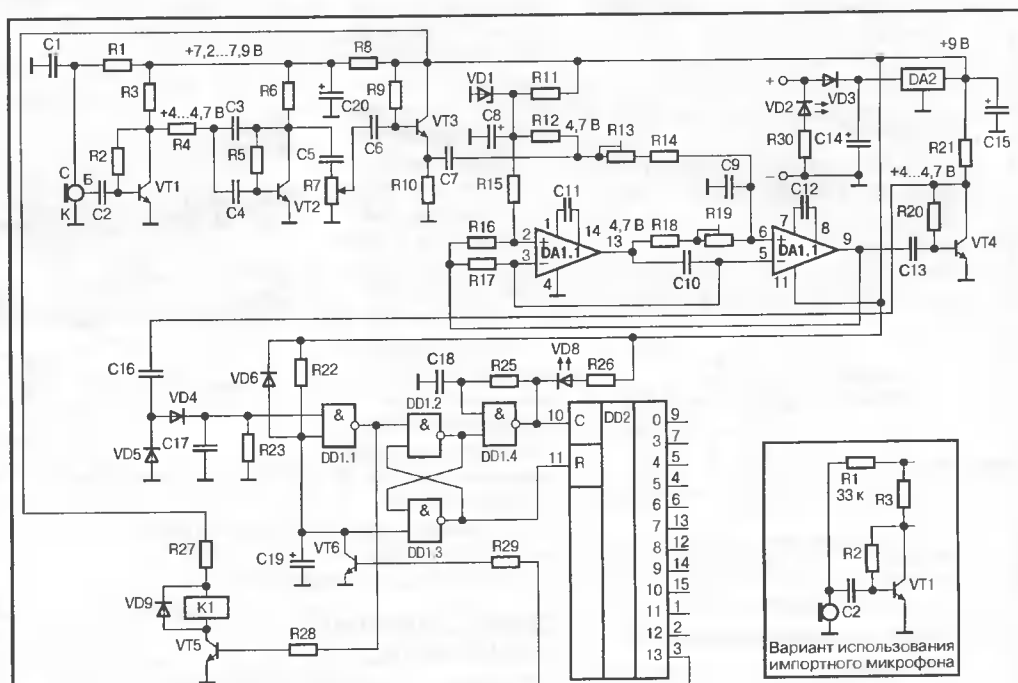


Рис. 1

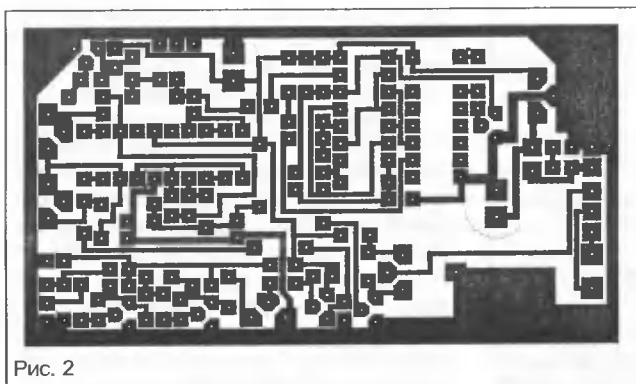


Рис. 2

небольшим коэффициентом усиления. Выбор именно этого схемотехнического решения обоснован тем, что на начальных этапах усиления необходимо захватить несколько больший диапазон частот для того, чтобы в дальнейшем имелся небольшой запас по частоте усиливаемого сигнала. После этого фильтра установлен регулятор уровня сигнала на резисторе R7, позволяющий оперативно регулировать чувствительность прибора. На микросхеме DA1 собран высокочастотный фильтр с регулируемой полосой пропускания. Использование именно этого фильтра позволяет изменением одного номинала (резистор R19) в широких пределах изменять полосу пропускания. Также у этого фильтра имеется возможность устанавливать необходимую добротность, она регулируется резистором

сигнал до достаточно большой амплитуды. Далее, после выпрямления диодами VD4, VD5 и сглаживания емкостью C17, усиленный сигнал подается непосредственно на вход элемента DD1.4.

На DD1.1–DD1.3 собран триггер, определяющий состояние прибора. При подаче напряжения питания через заряжающийся конденсатор C19 на входах элементов DD1.1 и DD1.3 сформируется уровень лог. 0, что приводит к появлению на их выходах уровня лог. 1. Поскольку оба выхода этих элементов соединены с входами элемента DD1.3, то на его выходе появится уровень лог. 0.

По мере зарядки конденсатора C19 напряжение на нем будет увеличиваться и достигнет уровня лог. 1. Кстати, емкость C19 несколько великовата, это сделано для того, чтобы переходные процессы,

следствие, на выходе появляется только необходимый для контроля сигнал. На VD1 собран стабилизатор напряжения, выполняющий роль имитации средней точки, которая необходима для правильной работы ОУ.

На транзисторе VT4 собран линейный усилитель, аналогичный первому каскаду усиления. Он усиливает

вающий резистор R28, откроет транзистор VT5, и контакты реле K1 замкнутся, что восстановит шлейф (линию) сигнализации.

Как только произойдет разрушение стекла в зоне чувствительности прибора звуковой сигнал вызовет появление лог. 1 на входе DD1.1, и на его выходе сформируется лог. 0, что повлечет появление лог. 1 на выходе DD1.2, а поскольку на первом входе DD1.3 уже имеется лог. 1, то на его выходе появится уровень лог. 0. Таким образом триггер изменит свое состояние и даже при пропадании звукового сигнала он будет оставаться в этом состоянии, поскольку лог. 0 с выхода DD1.3 не позволит изменить уровень выходного напряжения DD1.2.

С появлением на выходе DD1.1 лог. 0 транзистор VT5 закроется, реле K1 разомкнет свои контакты, и прибор, следящий за целостностью шлейфа сигнализации, выдаст сигнал тревоги.

Появление на выходе DD1.3 лог. 0 снимет принудительную установку нулевого состояния с микросхемы DD2 и разрешит ее работу, а лог. 1 на выходе DD1.2 разрешит работу генератора, построенного на элементе DD1.4. По поводу этого генератора необходимо отметить, что подобное построение возможно только при использовании микросхемы ТЛ1, поскольку только она имеет широкую петлю гистерезиса (триггер Шмитта), и использование микросхемы ЛА7, имеющей одинаковую цоколевку и логику работы, в данном случае невозможно.

При разрешении работы и появлении импульсов на тактовом входе счетчик DD2 начинает обратный отсчет времени, и помимо этого начнет прерывисто светиться индикатор VD8, означающий, что прибор недавно был в состоянии «Тревога». Введение подобного таймера объясняется тем, что момент срабатывания очень непродолжителен, и выяснить какой именно прибор сработал практически невозможно. С появлением на входе «С» тактовых импульсов счетчик начинает увеличивать свое содержание и достигает положения, когда на последнем разряде (вывод 3) появится уровень лог. 1. Как только это произойдет, транзистор VT6 откроется и разрядит конденсатор C19, что повлечет установку триггера состояния в исходный дежурный режим. Таким образом, через определенное время, регулируемое частотой генератора на DD1.4, прибор перейдет в состояние, когда все индикаторы потушены. Следует отметить, что на печатной плате предусмотрена контактная площадка на случай необходимости сократить время «послережевой» индикации. Для этого резистор R25 следует припаять на эту контактную площадку. При выборе номиналов резистора R25 и C18 необходимо учесть, что резистор не должен превышать 300 кОм, а конденсатор — 1 мкФ, так как дальнейшее увеличение этих номиналов может сказаться на устойчивости работы генератора.

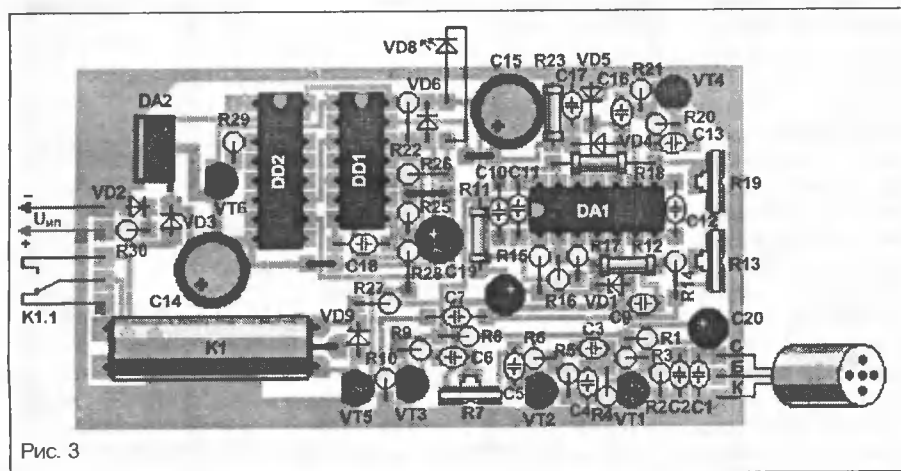


Рис. 3

R13. Последовательное включение обоих фильтров позволяет избавиться от низкочастотной и высокочастотной составляющих звукового сигнала, и, как

возникающие в аналоговой части прибора, в момент включения успели закончиться. При отсутствии сигнала с фильтра-усилителя во втором входе DD1.1 будет присутствовать уровень лог. 0, это будет

поддерживать на выходе этого элемента уровень лог. 1. Уровень лог. 0 с выхода DD1.2 удержит лог. 1 на выходе DD1.3, и это состояние будет продолжаться до тех пор, пока не появится звуковой сигнал требуемой частоты и уровня.

Уровень лог. 1 на выходе элемента DD1.1, пройдя токоограничи-

Таблица 1

Параметр	Мин.	Стандарт.	Макс.
Напряжение питания, В	10	12	26
Потребляемый ток, А	0,04	0,06	0,09
Дальность действия, м	0,5	4	6,5
Время установки в дежурный режим, сек	1		2
Время фиксации сигнала тревоги, с	30	120	240
Режим работы	Непрерывный круглосуточный		

Таблица 2

Позиция	Тип	Номинал	Позиция	Тип/напряжение	Номинал
R1	МЛТ-0,125	2 кОм	C1, C2	63 В	0,22 мкФ
R2, R5, R20	МЛТ-0,125	1-1,3 Мом	C3, C4	любой	470 пФ
R3, R6, R21	МЛТ-0,125	6,2-6,8 кОм	C5-C7	63 В	0,1 мкФ
R4	МЛТ-0,125	6,8 кОм	C8	16-63 В	4,7-22 мкФ
R7		33-47 кОм	C9, C10	любой	4700 пФ
R8	МЛТ-0,125	510	C11, C12	любой	220-300 пФ
R9	МЛТ-0,125	470 кОм	C13	63 В	0,22-0,47 мкФ
R10	МЛТ-0,125	3,3 кОм	C14, C15	25 В	220-470 мкФ
R11	МЛТ-0,125	1,8-2,7 кОм	C16, C17	63 В	0,15-0,22 мкФ
R12, R22	МЛТ-0,125	47 кОм	C18	63 В	0,47-2,2 мкФ
R13, R19		15 кОм	C19, C20	16-25 В	100 мкФ
R14	МЛТ-0,125	10 кОм	Позиция	Тип	Замена
R15-R17	МЛТ-0,125	6,8 кОм	VD1	КС147	любой на 4,7 В
R18	МЛТ-0,125	1,8-2,2 кОм	VD2, VD8	АЛ307	любой, желательно красный
R23	МЛТ-0,125	100 кОм	VD4-VD6, VD9	КД103	КД521, КД522, КД503
R26, R29	МЛТ-0,125	3,9-4,3 кОм	VT1-VT4	КТ3102	желательно с буквой "Е"
R25	МЛТ-0,125	100-270 кОм	VT5, VT6	КТ503	с любой буквой
R27	МЛТ-0,125	подбор	DD1	К561ТЛ1	
R28	МЛТ-0,125	6,2-6,8 кОм	DD2	К561ИЕ16	
R30	МЛТ-0,125	3,9-4,7 кОм	DA1	К157УД2	
K1	РЭС-55		DA2	КРЕН8А	LM7809, LM7810

Питание устройства осуществляется от внешнего источника питания с выходным напряжением 10–26 В. В устройстве предусмотрен свой собственный стабилизатор напряжения на DA2, с выходным напряжением 9 В, от которого собственно и питается само устройство. Поскольку питание, как правило, идет по проводу типа ТРП, то не лишним будет установка средств защиты и индикации на диодах VD2, VD3. Первый индицирует, что питание подано не той полярности, второй — предохраняет устройство от выхода из строя в этой ситуации.

Регулировку прибора начинают с проверки работоспособности и соответствия контрольных напряжений в характерных точках устройства, указанных на схеме (напряжения могут незначительно отличаться, но не более чем на 10%). Если есть в наличии генератор, то задача сильно упрощается, поскольку нужно лишь подать на вход напряжение с генератора и резистором R19 установить максимальное усиление на частоте 4,5–4,6 кГц. Если же генератора нет, то можно отрегулировать прибор «на глаз». Если стекло толще, то сопротивление резистора R19 увеличивают, уменьшая частоту пропускания, если стекло тоньше, то сопротивление наоборот уменьшают, увеличивая частоту. Увеличение/уменьшение сопротивления R19 производится очень в небольших пределах, примерно 5–7% от номинального сопротивления. Добротность регулируют увеличивая (с помощью резистора R13) при более тонких стеклах и уменьшая, при более толстых.

В перечне используемых элементов не указан паспорт реле РЭС-55, поскольку потребление обмотки этого реле не слишком велико, но можно использовать реле на напряжение от 3 до 9 В, а требуемое напряжение для обмотки выставить подбором резистора R27 (желательно МЛТ-0,5).

Конструктивно прибор выполнен в пластмассовом корпусе, имеющем клеммную колодку для подключения питания и линии шлейфа сигнализации. На боковой стороне прибора имеется отверстие, в которое установлен микрофон. Интегральный стабилизатор DA2 установлен на теплоотвод размером 25x40 мм, выполненный из алюминиевой полосы толщиной 1,5–2 мм. При питании напряжением более 15 В площадь теплоотвода необходимо увеличить.

Необходимо отметить некоторые моменты. У микрофона МКЭ-3 на корпус подведен плюс питания, поэтому «заземление» его корпуса невозможно. У импортных микрофонов чувствительность выше в 1,5–2 раза. Для уменьшения габаритов печатной платы и

уменьшения количества перемычек у микросхемы DD2 второй и пятнадцатый выводы удалены.

Датчики можно установить вдоль стены, на которой расположены окна, если их несколько, и расстояние до самого дальнего не превышает 6–6,5 м (помещение D на рис. 4). Если это расстояние больше, то необходимо установить два датчика друг напротив друга (помещение А). Так же датчик можно установить прямо напротив окна, если оно в помещении одно (помещение В). Если помещение небольшое, и окна расположены на угловых стенах, то можно датчик установить под углом к каждому, но при том же условии — расстояние до каждого окна не должно превышать 6 м (помещение Е). Если в помещении имеется остекленная дверь, то ее тоже можно «охранять» используя датчик, расположенный любым из выше описанных способов (на рис. 4 в помещении «С» датчик «охраняет» и дверь и расположенное за ним окно). При выборе места установки и количества датчиков следует учитывать, что датчик все же акустический и не «любит» звукопоглощающий материал (плотные шторы и занавески), поэтому при большом количестве зашторенных оконных проемов лучше установить дополнительный датчик.

Остается лишь добавить, что подобные датчики прекрасно согласуются и

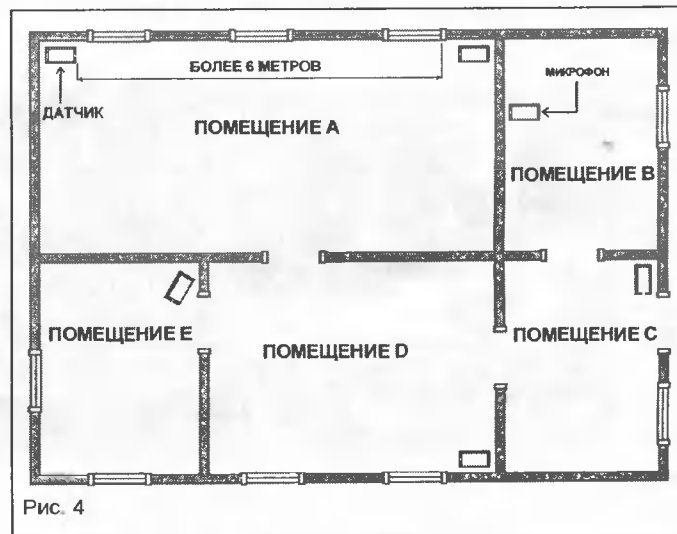


Рис. 4

работают совместно с прибором, описанным в журнале «Схемотехника», №1 за этот год. В качестве эксперимента в шлейф прибора было включено семь вышеописанных датчиков с «запиткой» от этого же прибора, и на протяжении семи месяцев ложных срабатываний выявлено не было.

Андрей Тишкунов,

root@amr.novshan.donpac.ru

Литература

1. Козлов А. Графический эквалайзер. — Радио, 1988, №2, стр.42.
2. Шило В. Популярные цифровые микросхемы. — Радио и связь, 1987.

Pspice-модели цифровых устройств

В своей предыдущей статье («Pspice-модели аналоговых компонентов», «Схемотехника», №№ 2-12/2001, 1-2/2002) автор рассказал о построении моделей аналоговых компонентов для программ моделирования. Эта статья посвящена построению моделей цифровых компонентов.

Современные разработки не мыслимы без цифровой техники. Программа Pspice последних версий позволяет моделировать любые схемы: аналоговые, цифровые, смешанные. Особенно следует отметить возможность смешанного моделирования, то есть в одном проекте могут содержаться как аналоговые, так и цифровые компоненты. До не давнего времени это было не так просто. Однако в современных версиях электронных САПР эта проблема решена. При этом для успешного проектирования необходимо понимать разницу в моделировании цифровых и аналоговых компонентов. Современные версии программ MicroCap-5, ELECTRONICWORKBENCH, DESIGN CENTER, DESIGN LAB, OrCad-9.2 допускают смешанное моделирование цифровых и аналоговых схем. В ранних версиях это было невозможно, что представляло большое неудобство для разработчика, т. к. моделировать разными программами приходилось раздельно. Это приводило к тому, что моделировать можно было только схемы, не содержащие обратных связей между цифровой и аналоговой частями, так как информация между ними передавалась с помощью файлов, в которые записывались результаты расчета цифровых и аналоговых подсхем. Наличие обратных связей делает обе части схемы взаимозависимыми и требует непрерывного обмена информацией между подсхемами. Поэтому появление возможности расчета смешанных схем в одной программе дает разработчику электронной аппаратуры качественно новый, гибкий и мощный инструмент, позволяющий проектировать очень сложные цифроаналоговые схемы с большим количеством разнородных обратных связей. Для пользователя современных электронных САПР разница между цифровым, аналоговым и смешанным моделированием не видна до тех, пока он не столкнется со странностями при моделировании, казалось бы, хорошо изученных схем с применением цифровых интегральных микросхем. Причина этого в том, что моделирование цифровых микросхем существенно отличается от аналоговых на уровне представления сигналов и построения моделей.

Попробуем в этом разобраться. Все дело в том, что расчеты сильно затянутся, если модели цифровых интегральных схем (ЦИС) построить на диодах, транзисторах и резисторах. Быст-

родействие моделей, полученных таким способом, будет очень низким. В связи с этим приходится идти на существенные упрощения при построении моделей ЦИС. Сущность их сводится к тому, что цифровая обработка сигналов в ЦИС моделируется булевыми функциями практически без учета физических процессов в микросхеме. Моделируется лишь задержка сигнала. И только при смешанном моделировании учитываются физические свойства входов и выходов ЦИС. Такой подход очень эффективен, он позволяет моделировать очень сложные схемы с большим числом разнообразных обратных связей, построенные на цифровых и аналоговых компонентах.

Чем же отличается моделирование аналоговых, цифровых и смешанных схем?

При моделировании аналоговых схем мы работаем с физическими сигналами, и нас интересуют точные формы кривых изменения напряжений или токов на выходах радиоэлементов, а также конкретные их величины при исследовании режимов по постоянному току.

В цифровых схемах мы работаем с цифровыми сигналами, и нас интересуют только логические состояния узлов, а не точные формы кривых изменения напряжений или токов на их выходах.

При моделировании смешанных схем, имеющих узлы, к которым подсоединены цифровые и аналоговые компоненты, нас интересует и то, и другое. Поэтому в этих узлах сигналы необходимо моделировать на физическом уровне, и как можно точнее. Возможность смешанного моделирования делает программы электронного САПР гибким и мощным инструментом разработчика электронной аппаратуры.

Смысл такого подхода к моделированию цифровых схем состоит в том, что в целях уменьшения затрат машинного времени необходимо отделить моделирование электрических процессов в схемах, использующих ЦИС, от логических. Такой компромисс позволяет достичь приемлемого быстродействия при расчете достаточного сложных схем даже на простых персональных компьютерах.

Обычно смешанные устройства моделируются в режиме .TRAN (расчет переходных процессов), однако другие режимы также доступны. В режиме .DC задержки сигналов в цифровых блоках игнорируются, и рассчитываются логические уровни выходов цифровых компонентов

в стационарном режиме. В режимах .AC, .NOISE, .TF и .SENS цифровые компоненты не участвуют в анализе малосигнальных частотных характеристик цепи. Лишь для аналоговых частей аналого-цифровых и цифро-аналоговых интерфейсов составляются линеаризованные схемы замещения их входных и выходных комплексных сопротивлений.

На практике цифровой сигнал всегда можно превратить в аналоговый, все зависит от того, какую цель вы преследуете при моделировании устройства. При моделировании в Pspice для того, чтобы превратить цифровой сигнал в аналоговый, достаточно к цифровому узлу подключить относительно высокоомный резистор. Тогда для изучения этого сигнала можно использовать средства, применяемые для исследования аналоговых сигналов.

Итак, давайте последовательно рассмотрим устройство моделей цифровых компонентов и процесс их создания. Для начала расширим понятие узла и сигнала.

Узел аналоговый — узел, к которому не подключены цифровые компоненты.

Узел цифровой — узел, к которому подключены только цифровые компоненты. Здесь важна модель задержек.

Узел смешанный — узел, к которому подключены цифровые и аналоговые компоненты. Здесь важна модель входа/выхода.

Сигналы аналоговые — конкретные физические токи и напряжения в ветвях и узлах схемы.

Сигналы цифровые — условные логические значения узлов в цифровых схемах.

Логические значения узлов — физические значения состояния узла для вычисления булевых операций при их аппаратной реализации.

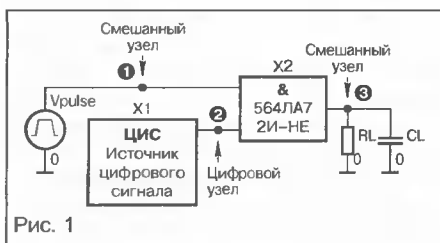
В PSpice различают следующие логические значения цифровых узлов:

- 1 — высокий уровень (логическая 1);
- 0 — низкий уровень (логический 0);
- R — положительный фронт (переход 0→1);
- F — отрицательный фронт (переход 1→0);
- * — неопределенное состояние;
- Z — состояние высокого импеданса.

Сила сигнала — величина, которая используется при вычислении логических значений цифровых узлов, к которым подключены выходы нескольких цифровых компонентов. Величина силы определяется значением выходного сопротивления источника сигнала. Чем меньше выходное сопротивление источника сигнала, тем сильнее сигнал. Два или более сигнала, близких по силе, дадут в результате неопределенное состояние узла.

Структура модели цифровых ИС

Рассмотрим в качестве примера простейшую смешанную схему (рис. 1), и выясним, во что трансформируется ее



структура при трансляции из графического редактора в задание на моделирование на входном языке Pspice (рис. 2). Смешанная схема состоит из двух цифровых компонентов: источника цифрового сигнала, представленного в виде макромоделей произвольной цифровой микросхемы X1, и логического вентиля 2И-НЕ 564ЛА7, представленного в виде макромоделей X2. К одному входу вентиля X2 подключается генератор аналогового сигнала VPULSE, к другому — источник цифрового сигнала X1, а к выходу — аналоговая RC-цепь. Таким образом, здесь имеются два узла интерфейса 1 и 2. К узлу 1 подключены аналоговый компонент VPULSE и вход цифрового компонента X2, поэтому между этими компонентами программа включит в схему замещения интерфейс АЦ и создаст дополнительный цифровой узел 1\$AtoD. Аналогично между выходом цифрового компонента X2 и аналоговой RC-цепью будет включен интерфейс ЦА и создан дополнительный цифровой узел 3\$DtoA. Имена дополнительных цифровых узлов составляются по следующему правилу: в начале их имени повторяется имя узла интерфейса, к нему добавляется символ \$, а затем суффикс AtoD или DtoA в зависимости от типа интерфейса (имя узла на выходе АЦ приобретает суффикс AtoD, на входе ЦА — DtoA). Если к одному узлу интерфейса подключается не один, а несколько однотипных компонентов, то образуются дополнительные цифровые узлы, в конце имен которых добавляются цифры 2, 3... и т. д. Кроме того, в схеме замещения (рис. 2) к интерфейсу ЦА автоматически подключается источник питания через глобальный узел \$G_POS.

Таким образом, ЦИС в программе PSpice представлены в виде примитивов Uxxx, отражающих их функционирование на логическом уровне, и двух аналого-цифровых и цифро-аналоговых интерфейсов АЦ и ЦА, отображающих их входные и выходные каскады. Выделим главные части: АЦ-интерфейс, ЦА-интерфейс, модель вход/выход, логический примитив, модель динамики и источник питания.

В задании на моделирование указываются только примитивы цифровых устройств Uxxx. Если при этом цифровые ИС соединяются непосредственно друг с другом, то блоки интерфейсов во внимание не принимаются. Если же к входу или выходу ИС подключен аналоговый компонент, то необходимо включить соответствующий интерфейс. В принципе, они могут быть вручную вклю-

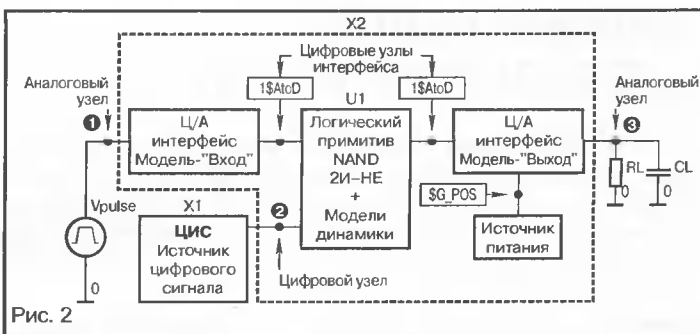
чены в описание задания на моделирование (в файл *.CIR) как отдельные компоненты.

Практически во всех типах современных программ электронного САПР подсистемы графического ввода задания на моделирование при трансляции его во входной язык PSpice автоматически расщепляют каждый узел интерфейса на два узла — чисто аналоговый и чисто цифровой — и включают между ними макромоделей аналого-цифрового или цифро-аналогового интерфейса. Кроме того, к моделям интерфейсов автоматически подключается источник питания цифровых схем. При вычислении логических уровней узлов, к которым подключено несколько цифровых компонентов, принимаются во внимание выходные сопротивления источников сигналов, которые определяют силу сигнала. Как уже говорилось, чем меньше выходное сопротивление, тем сильнее источник сигнала.

Такая структура модели необходима для обеспечения перехода от аналоговых к цифровым сигналам и от цифровых к аналоговым, имитации входных и выходных сопротивлений, емкостей и нелинейностей ЦИС. Кроме того, в моделях должны быть отражены задержки сигналов, характерные для цифровых ИС, иначе некоторые существующие эффекты при моделировании будут упущены. В промежутке между этими двумя преобразованиями производятся логическое моделирование, соответствующее функции цифрового компонента.

Ps spice имеет достаточный базовый набор встроенных цифровых примитивов, используя который можно построить макромоделей практически любой ЦИС. В Pspice имеются следующий набор цифровых примитивов, который мы в дальнейшем по порядку рассмотрим:

- вентили;
- триггеры;



- коммутатор;
- линия задержки;
- устройства памяти;
- многозарядные ЦАП и АЦП;
- программируемые логические матрицы;
- функциональное описание цифровых устройств.

Олег Петраков,
petrakov@mtu-net.ru

Продолжение следует

ARGUSSOFT

Департамент Микроэлектроники

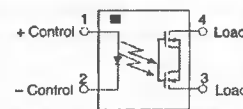
ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибутор фирм:

CLARE

Ведущие мировые и отечественные производители телекоммуникационной аппаратуры и современных телефонных станций высоко оценили качество новейших 4-выводных оптореле, выпускаемых фирмой CLARE (США).



Эти недорогие, миниатюрные компоненты (размер корпуса 3,8 x 4,1 x 2,1 мм) являются адекватной заменой механическим реле с нормально замкнутыми (НЗ) и нормально разомкнутыми (НР) контактами, обеспечивая более быстрое, надежное и бездребезговое переключение и гальваническую развязку (1500 В) между управляющими и коммутируемыми цепями.



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

* новый продукт

Хотите попробовать? Закажите бесплатные образцы у нас:

Офис в Москве:
Адрес: 129085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел.: (095) 217-2487, 217-2518, 217-2505
Факс: (095) 216-66-42
E-mail: arguss@yandex.ru

Новый офис в Санкт-Петербурге:
Адрес: 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 36
Тел.: (812) 314-3808, тел./факс: (812) 310-6234
E-mail: arguss@yandex.ru

Интернет: WWW.ARGUSSOFT.RU

ANALOG DEVICES

ATMEL

TRACO POWER

BOYANG

CLARE

sumida

JE-AN

HANTRONIX

Honeywell

SII

Sato Instruments Inc.

muRata

Компилятор языка C AVR GCC

Настоящая статья предназначена для ознакомления читателей с бесплатно распространяемым компилятором языка C AVR GCC для работы с 8-разрядными микроконтроллерами серии AVR фирмы Atmel.

Эти микроконтроллеры специально создавались для эффективной работы с языками высокого уровня (имеется 32 регистра, непосредственно работающими с АЛУ, специальные режимы адресации, большое быстроедействие — выполнение почти всех команд в течение одного периода тактовой частоты и т. д. Благодаря наличию электрически перепрограммируемой памяти программ, для всех микроконтроллеров этого семейства возможно внутрисхемное программирование, что значительно ускоряет разработку систем на их основе и снижает ее стоимость. Таким образом, микроконтроллеры семейства AVR могут применяться в тех случаях, когда необходимо создать с одной стороны, дешевую, а с другой стороны, достаточно мощную систему.

Atmel STK 200/300

В России доступен стартовый набор STK200, очень удобный для первоначального знакомства с семейством микроконтроллеров AVR. Его стоимость составляет порядка \$100. Также можно приобрести почти аналогичный комплект для микроконтроллеров AVR-Mega, он называется STK300. Описанные в статье примеры ориентированы на применение платы STK200.

Конечно, вы можете изготовить свою собственную отладочную плату, чтобы сэкономить деньги, найдя описание и схему отладочной платы в Интернет, но меня вполне устраивала плата промышленного изготовления по следующим причинам: готовая плата изготовлена с высоким качеством и гарантирует исправную работу, включает в себя источник питания, интерфейс RS-232, восемь светодиодов, 8 кнопок, оперативную память и т. д. В комплекте имеется встроенный программатор, что позволяет упростить и ускорить работу с платой.

Таким образом, при первоначальном знакомстве с микроконтроллерами нет необходимости задумываться о правильности монтажа и работы электрической схемы, что позволяет значительно ускорить освоение архитектуры и программирования микроконтроллеров.

Компилятор языка C GCC for AVR

Хотя сначала я написал некоторые программы для тестирования моего комплекта STK200 на ассемблере, я все-таки хотел использовать какой-либо язык высокого уровня. Поэтому я стал искать его в Интернет, и нашел там компилятор AVR-GCC. AVR-GCC — это адаптированный для работы на персональном компьютере под операционной системой Windows известный GNU компилятор

языка C. Компилятор совместим со стандартом ANSI, и позволяет получить при включенной оптимизации очень хороший результирующий код. Он поддерживает почти все микроконтроллеры семейства AVR, включая Mega AVR.

Компилятор можно скачать в Интернет по адресу: <http://www.mymich.boom.ru>.

Инсталляция компилятора

Файл архива AVR-GCC.ZIP содержит длинные имена файлов, поэтому для его распаковки следует использовать программу WinZip. Более того, структура директорий при распаковке должна сохраниться. В программе WinZip в диалоге распаковки следует выбрать «Use folder names». Имя папки для распаковки можно выбрать любое, какое понравится, например, C:\GCCAVR. При дальнейшем изложении материала, я буду предполагать, что выбран именно такой путь. После распаковки архива нужно запустить файл INSTALL.EXE (например, двойным нажатием на кнопку мышки в Проводнике). В результате на рабочий стол компьютера будет помещена пиктограмма AVR GCC. Далее будут скомпилированы библиотеки AVR-GCC. Это необходимо для того, чтобы отладчик смог найти исходные коды библиотек. Если в дальнейшем программа будет перемещаться в другую директорию или на другой диск, необходимо будет снова запустить INSTALL.EXE.

Компиляция GCCTest

Чтобы проверить компилятор, можно воспользоваться примерами программ GCCTest. Они находятся в папке C:\GCCAVR\GCCTest. Теперь запустите программу, дважды кликнув на пиктограмме AVR-GCC на рабочем столе.

Перейдите в директорию GCCTest, например:

```
CD GCCTest
```

Сначала давайте посмотрим на GCCTest1:

```
CD GCCTest1
```

А теперь скомпилируем его:

```
MAKE
```

На экране появится что-то похожее на:

```
avr-gcc -c -g -O3 -Wall -Wstrict-pro-
types -Wa,-ahlns = gcctest1.lst -mmcu =
at90s8515 -I gcctest1.c -o gcctest1.o avr-gcc
gcctest1.o -Wl,-Map=gcctest1.map,-c -c -
```

```
mmcu = at90s8515 -o gcctest1.elf avr-obj-
copy -O avrobj gcctest1.elf gcctest1.obj avr-
objcopy -O srec gcctest1.elf gcctest1.rom
avr-objcopy -j .eeprom -set-section-flags
= .eeprom = »alloc,load» -O srec gcctest1.elf
gcctest1.eep rm gcctest1.elf
```

Первая строка — вызов компилятора: объектный файл GCCTest1.O будет создан из GCCTest1.C. «-g» включает добавление информации для отладчика, «-Wall -Wstrict-prototypes» включает более строгую проверку синтаксиса, «-mmcu = at90s8515» определяет целевой микроконтроллер, «-Wa,-ahlns = gcctest1.lst» пересылает параметр «-ahlns = gcctest1.lst» ассемблеру, который создает листинг «-l.» Указывает компилятору расположение include файлов.

Вторая строка — вызов линкера: GCCTest1.O. Он компонуется в исполняемый файл GCCTest1.ELF. «-Wl,-Map = gcctest1.map» указывает линкеру создать map файл.

В третьей строке из файла GCCTest1.ELF создается файл GCCTest.OBJ, который можно отлаживать с помощью отладчика AvrStudio.

В следующих двух линиях из elf-файла создаются файлы для FLASH памяти программ (GCCTest1.ROM) и EEPROM (GCCTest1.EEP). Файл elf после создания этих двух файлов удаляется.

Для возврата из ДОС окна в Windows после завершения компиляции следует выполнить команду exit.

Остальные примеры GCCTest могут быть откомпилированы аналогично Gcctest1.

Отладка программы с помощью AVR Studio

Созданный OBJ-файл можно отлаживать с помощью отладчика AVR Studio. Я пользовался версией 1.51, для более поздних версий возможно несколько иное управление, однако принцип остается неизменным. Загрузите объектный файл (OBJ), выполнив команду меню File→Open. Если возникает сообщение об ошибке, возможно, была неверно выполнена инсталляция компилятора. В случае, когда все в порядке, возникает диалоговое окно, в котором следует выбрать тип микроконтроллера, для которого будет осуществляться отладка. Выберите микроконтроллер AT90S8515 и частоту 4 МГц, и нажмите OK. Теперь мы находимся по адресу 0x00 в начале таблицы векторов прерываний. Нажимая на пиктограмму «step over», или кнопку F10, мы можем «выполнять» программу шаг за шагом с нулевого адреса. Можно также найти main() и установить точку останова на первой команде программы с помощью кнопки F9. Затем нажатием кнопки F5 («Go») запускается программа и выполняется до этой точки останова. Далее снова следует пользоваться пошаговым режимом. К сожалению, при отладке пока нельзя просматривать значения переменных,

поэтому полезнее будет отлаживать программу на ассемблере. Для переключения режимов, следует пользоваться пиктограммой «toggle mode» рядом с рамкой выбора фрагмента, содержащей имя отлаживаемого модуля.

Занесение программы в микроконтроллер

Для занесения программы в микроконтроллер можно использовать любой доступный программатор, например, самодельный, описанный ранее в журнале «Схемотехника» № 2/2002, или промышленный, купленный в магазине, например, AS-1.

Описание тестовых программ

GccTest1: светодиоды на плате STK200 (PortB) будут мигать один за другим. GccTest2: то же самое, что и GccTest1, но в программе использованы прерывания. GccTest3: нажатие/отпускание кнопок 3, 4 (Port D2, D3) включает/выключает первую/вторую половину светодиодов (PortB). GccTest4: пересылает «Serial Data from AVR received####» на последовательный порт (9600 baud, 8 бит, 1 стоп-бит, без проверки четности) GccTest5: получает символы через последовательный порт, сохраняет их в еером и отправляет содержимое еером через последовательный порт. GccTest6: выполняют вычисления с плавающей запятой и ре-

зультат в виде символов пересылается через последовательный порт. GccTest7: получает символы через последовательный порт и отправляет в ответ строку «You pressed "x" ...» GccTest8: простейшая программа для демонстрации использования констант во flash памяти.

Задание типа микроконтроллера и формата результирующего файла

Примеры программ должны работать почти на всех типах микроконтроллеров семейства AVR (на некоторых, правда, отсутствует последовательный порт, поэтому соответствующие программы на них неработоспособны). Краткое описание имеется в начале каждой программы. Для компиляции программ для другого микроконтроллера, следует просто изменить строку «MCU=» в make-файле. Например, MCU=at90s8515. Поддерживаются устройства: at90s2313, at90s2323, at90s2333, attiny22, at90s2343, at90s4433, at90s4414, at90s4434, at90s8515, at90s8535, atmega603, atmega103. Название микроконтроллера следует вводить маленькими буквами, как указано выше.

Формат результирующего файла по умолчанию — Motorola S. Чтобы изменить его на формат Intel, необходимый для работы многих программаторов, следует вставить в make файл строку: FORMAT = ihex

Собственные make-файлы

Конечно, вы можете вызывать компилятор и линкер вручную, но это не годится для проектов, имеющих более чем один модуль. Для полноценной работы используются make-файлы. Эти файлы обрабатываются командой MAKE, которая на основе информации в них совершает необходимые действия. При этом программа «знает», что, например, при изменении файла test.h, файл test.c также должен быть перекомпилирован. Для примеров имеются make-файлы, достаточно сложные для первоначального знакомства. Поэтому часть из них, не связанная с конкретным проектом, расположена отдельно в директории INCLUDE под именами make1 и make2. В каждой директории проекта имеется только небольшой make-файл, который включает в себя пути к этим частям. Таким образом, должно быть достаточно просто адаптировать эти make-файлы для своего применения. В большинстве случаев нужно будет только редактировать переменную TRG.

Михаил Голубцов
e-mail: mgolubtsov@hotmail.com

Литература:

http://home.arcor.de/0xdeadbeef/index_e.htm

ARGUSSOFT

Департамент Микроэлектроники

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ

ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибутор фирм:

Микросхемы последовательной памяти серий AT25 и AT45

Фирма ATMEL, мировой лидер по производству последовательных ЭСППЗУ, предлагает широкий спектр микросхем памяти с интерфейсом SPI. Емкость - от 1 Кбит до 64 Мбит.

Микросхемы серии AT25

Диапазон напряжения питания и программирования - от 1.8 В до 5.5 В. Размер страницы 8 - 128 байт.

Название	Емкость	Тактовая частота	Корпус, выв.
AT25010/20/40	1/2/4 кбит	до 2.1 МГц	8
AT25160/320/640	16/32/64 кбит	до 2.1 МГц	8, 14, 20
AT25128/256	128/256 кбит	до 3 МГц	8, 20
AT25F512/1024	512/1024 кбит	20 МГц	8

Микросхемы серии AT45

Диапазон напряжения питания и программирования - от 2.7 В до 3.6 В. Размер страницы 264 - 1056 байт.

Название	Емкость	Тактовая частота	Корпус, выв.
AT45DB011B	1 Мбит	20 МГц	8, 9, 28
AT45DB021B	2 Мбит	20 МГц	8, 9, 28
AT45DB041B	4 Мбит	20 МГц	8, 14, 28
AT45DB081B	8 Мбит	20 МГц	14, 28
AT45DB181B	16 Мбит	20 МГц	14, 28
AT45DB321B	32 Мбит	20 МГц	28, 32, 44
AT45DB642	64 Мбит	20/5 МГц	40
AT45DC002/4/8	16/32/64 Мбит	20 МГц	MultiMediaCard

Микросхемы серии AT45 имеют 5В-толерантные входы-выходы, что позволяет напрямую подключать их к 5В микроконтроллерам.

В 2002 г. будут выпущены по технологии 0.18 мкм микросхемы AT45DB1282 и AT45DB2562 с напряжением питания 1.8 - 2.7 В и тактовой частотой до 50 МГц.

Более подробную информацию можно получить на сайте:
<http://atmel.argusssoft.ru>

TRACO POWER

CLARE

JEAN

HANTRONIX

Honeywell

muRata

Офис в Москве:
Адрес: 120085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505
Факс: (095) 216-66-42
E-mail: arguss@argusssoft.ru

Новый офис в Санкт-Петербурге:
Адрес: 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 36
Тел.: (812) 314-3808; тел./факс: (812) 310-6234
E-mail: spb@argusssoft.ru

Интернет: WWW.ARGUSSOFT.RU

www.platan.ru

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ВАШЕГО УСПЕХА

Семейство высокопроизводительных 16-ти разрядных микроконтроллеров M16C62

- высокоэффективное ядро, программная совместимость внутри семейства, 91 команда, тактовая частота 16МГц
- 128K...256K ROM (наличие Flash версий), 3к...20к RAM
- прямая адресация до 4М внешней ROM и 128к SRAM без подключения дополнительных элементов
- наличие встроенного контроллера ГЦД и встроенного аппаратного умножителя
- АЦП 6 или 10 каналов по 10 бит, ЦАП 2 канала по 8 бит
- программирование по RS-232C
- до 87 линий программируемого ввода/вывода
- 5 выходных и 6 входных 16-битных таймеров
- 3 UART и 2 синхронных последовательных канала
- версии с CAN контроллером (M306N0FCTFP)
- наличие бесплатного ПО, включающего C++ компилятор

Наименование	Память ПЗУ кб	ОЗУ кб	Порты вв./выв	Упит.В	Тип памяти	Корпус
M30620ECFP	128	10	87	2.7-5.5	OTP	100PES-A
M30620ECFS	128	10	87	2.7-5.5	EPROM	100D0
M30620SFP	0	10	47	2.7-5.5	ROMLESS	100PES-A
M30621ECGP	128	10	87	2.7-5.5	OTP	80PES-A
M30622ECFS	128	5	87	2.7-5.5	EPROM	10000
M30622ECGP	128	5	87	2.7-5.5	OTP	100PES-A
M30622SFP	0	3	47	2.7-5.5	ROMLESS	100PES-A
M30623ECGP	128	5	87	2.7-5.5	OTP	80PES-A
M30624FGP	256	20	87	5	FLASH	100PES-A
M30624FGLFP	256	20	87	3.3	FLASH	100PES-A
M30624FGLGP	256	20	87	3.3	FLASH	100PES-A
M306N0FCTFP	256	10	87	5	FLASH	100PES-A

121351, Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, к. 1, стр. 2
тел./факс: (095) 73-75-992

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

(Окончание. Начало — №3/2002)

Алгоритмы и программы автоматической трассировки печатных плат

При размещении компонентов в системе SPECCTRA необходимо выполнить следующие основные действия:

- установить правила размещения;
- разместить критичные компоненты, привязанные к конкретному месту платы;
- разместить большие компоненты (Large);
- разместить мелкие компоненты (Small).

На рис. 1. приведен экран системы SPECCTRA в режиме размещения компонентов.

Для размещения компонентов используются команды меню **Autoplace**. Перед выполнением размещения в меню **File** выбирают режим размещения Placement Mode. Настройка правил размещения выполняется с помощью команды **Autoplace/Setup**. Меню этой команды приведено на рис. 2.

В этом меню можно задать основные правила автоматического размещения компонентов, такие как сетка и зазор при размещении, скорость размещения, точки привязки при выравнивании, ориентация и т. п. Затем производят предварительное размещение компонентов, имеющих жесткую привязку, таких как соединители, радиаторы и др. Для того чтобы видеть позиционные обозначения таких компонентов используют команду **View/Labels**. Меню этой команды приведено на рис. 3. С ее помощью включают видимость позиционных обозначений и выбирают сторону платы, на

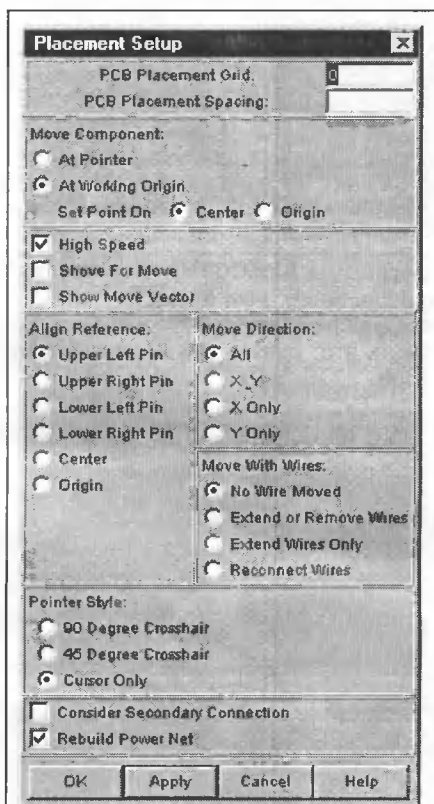


Рис. 2. Меню команды команды **Autoplace/Setup**

которой они размещены. Затем нажимают правую кнопку мыши и переходят в меню интерактивного размещения компонентов, представленное на рис. 4.



Рис. 3. Меню команды **View/Labels**

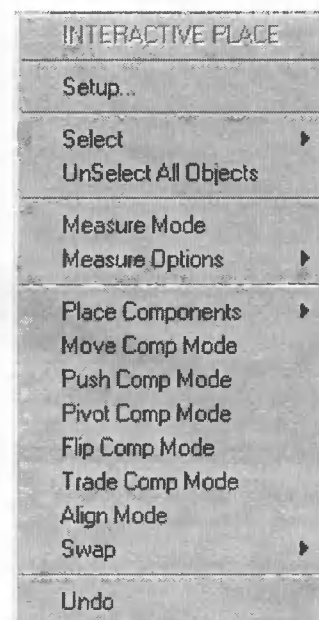


Рис. 4. Меню интерактивного размещения компонентов

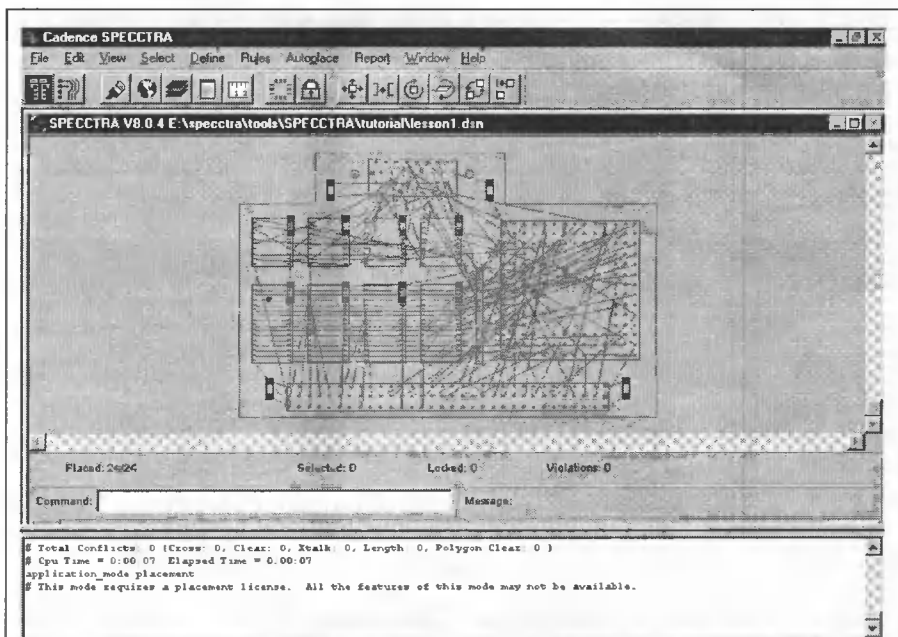


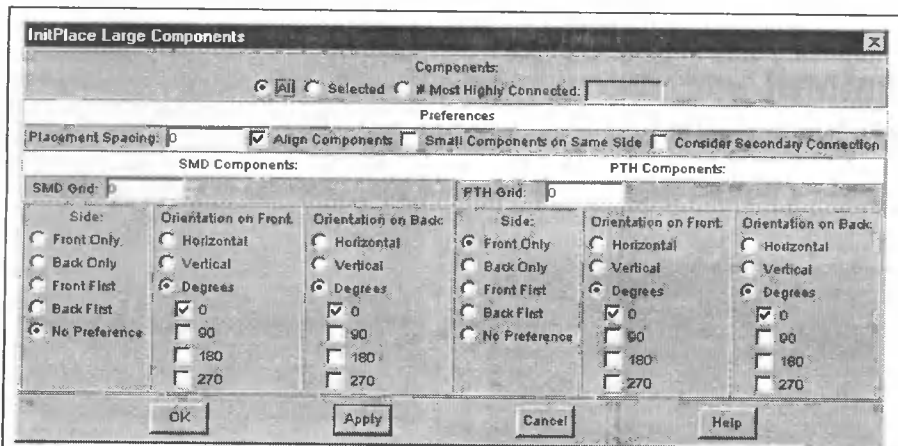
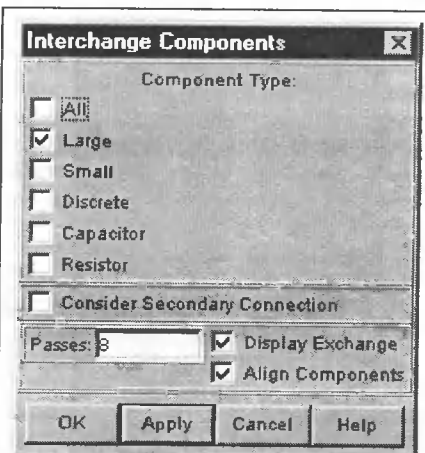
Рис. 1. Экран системы SPECCTRA в режиме размещения компонентов

Для размещения компонента в заданных координатах используется команда интерактивного меню **Place Components/XY Location**. Для размещения компонентов в заданном заранее порядке применяют команду **PlaceComponents /Place List Mode**.

Выполнив предварительное размещение критичных компонентов, производят их фиксацию, нажимая пиктограмму **Lock Component**. Кроме того, фиксацию и освобождение компонентов можно выполнить, используя команды **Edit/[Un]Lock Components** и **Edit/[Un]Lock Components Mode**.

После того, как наиболее критичные компоненты размещены и зафиксированы, выполняют автоматическое размещение больших компонентов с помощью команд **Autoplace/InitPlace Large Components**, **Autoplace/Interchange Components**. Меню этих команд приведены на рис. 5 и 6.

С помощью этих команд выполняют размещение, а затем перестановку выбранных компонентов с заданными условиями ориентации, положения и т. д. Задание областей запрета трасси-

Рис. 5. Меню команды **Autoplace/ InitPlace Large Components**Рис. 6. Меню команды **Autoplace/ Interchange Component**

ровки производят с помощью команды **Define/Keepout**.

Размещение малых компонентов связано с размещением больших компонентов, причем система SPECCTRA «обучается» способам размещения. Для этого вручную размещают фильтрующую емкость как можно ближе к выводам питания, которые можно увидеть с помощью команды **View/Label**. После этого выделяют микросхему и конденсатор и применяют команду **Autoplace/Small Comp Pattern/Learn**. Далее выделяют несколько микросхем и применяют команду **Autoplace/Small Comp Pattern/Apply to Selected**.

Команда **Autoplace/InitPlace Small Components** позволяет также выполнить полностью автоматическое размещение малых компонентов. Меню этой команды при размещении всех малых компонентов приведено на рис. 7.

Для выравнивания компонентов может быть использована команда **Align Mode** меню интерактивного размещения.

Правила размещения компонентов задаются с помощью команд меню **Rules**, либо их можно описать в файле задания. Наиболее удобным является задание параметров в диалоговом пошаговом режиме с последующим сохранением Did-файла и его редактированием.

Стоит заметить, что автоматическое размещение компонентов с помощью

программы SPECCTRA значительно совершеннее, чем в других программах, и в принципе это позволяет использовать этот режим для реальных проектов.

Экран системы SPECCTRA в режиме автоматической трассировки компонентов приведен на рис. 8.

Как уже отмечалось, возможности бессеточной технологии позволяют задать детальные правила для трассировки практически всех типов компонентов с учетом большого числа ограничений.

Поскольку все объекты на плате имеют определенный уровень иерархии, то возможно задание отдельных правил трассировки одной и той же цепи для разных объектов, т. е. возможна трассировка одной цепи сегментами разной ширины. Правила трассировки могут задаваться с помощью языка описания заданий, либо с использованием интерактивных диалоговых команд меню **Rules**.

Собственно автотрассировка выполняется с использованием команд меню **Autoroute**. Предварительное задание параметров трассировки осуществляют

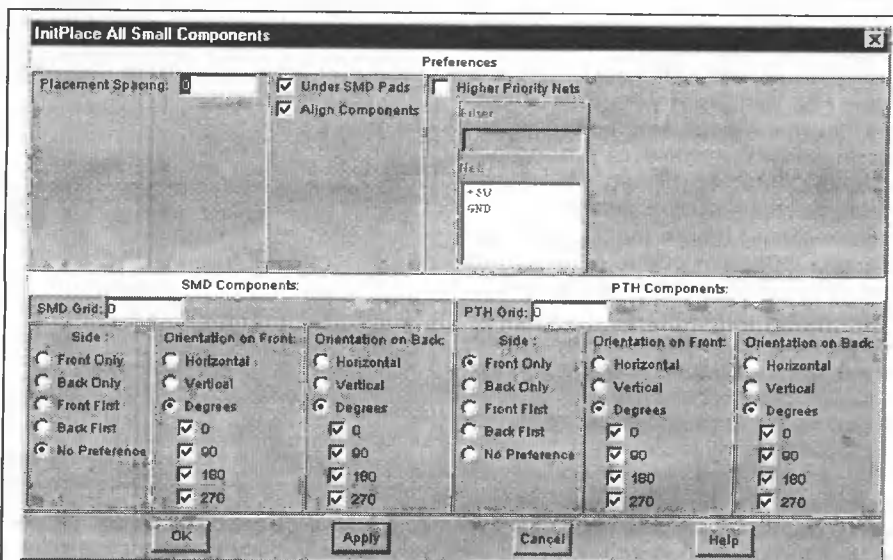
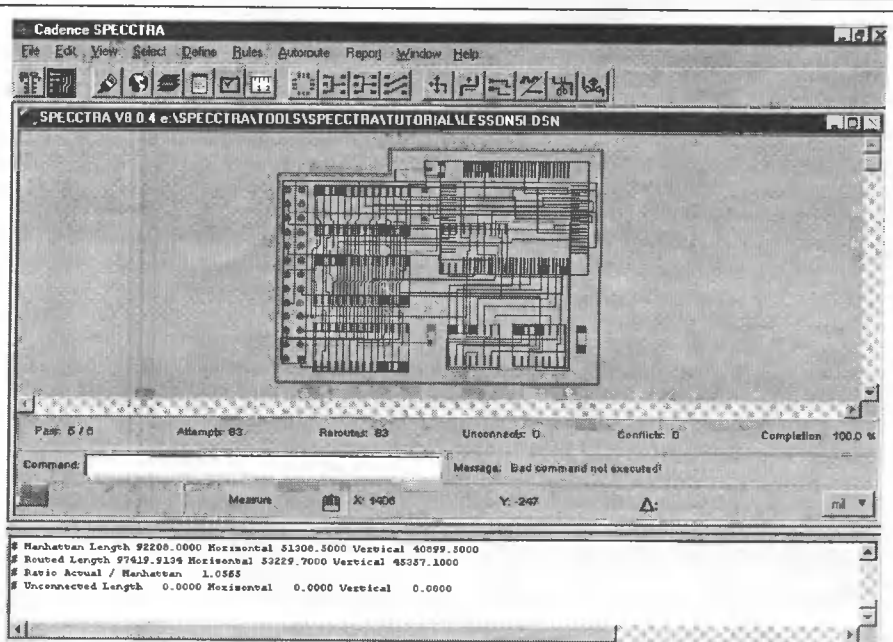
Рис. 7. Меню команды **Autoplace/InitPlace Small Components/All**

Рис. 8. Экран системы SPECCTRA в режиме автоматической трассировки компонентов

с помощью команды **Autoroute/Setup**, меню которой приведено на рис. 9.

Перед трассировкой всех цепей производят предварительную трассировку ответственных цепей. Команда **Autoroute/Pre Route/Bus Routing** (рис. 10) позволяет выполнить предварительную трассировку шин. В меню этой команды выбирается возможная ориентация трассировки, а также ее защита во время выполнения других проходов трассировки.

Команда **Autoroute/Pre Route/Fanout** (рис. 11) позволяет произвести трассировку стрингеров для планарных

контактных площадок.

Предварительное разбиение сегментов с добавлением переходного отверстия производится с помощью команды **Autoroute/Pre Route/Seed Vias**, размещение перемычек и навесных проводников — с помощью команды **Autoroute/Pre Route/Wirebonds**.

Трассировка основной массы цепей выполняется с помощью команды

Autoroute/Route. На рис. 12 приведено меню этой команды.

В этом меню задается число проходов трассировки, необходимость генерации контрольных точек, работа со стрингерами, сетки переходных отверстий и трассировки, сглаживание углов. Удаление избыточных изломов и переходных отверстий после завершения трассировки выполняют с помощью команды **Autoroute/Clean**.

Оптимизация трассировки и улучшение внешнего вида и технологичности платы производится с помощью команд меню **Autoroute/Post Route**. С помощью этих команд можно удалить лишние изгибы проводников без их разрыва (**Critic**), удалить проводники для ликвидации конфликтов (**Filter Routing**), создать контрольные точки (**Testpoints**), а также выполнить симметрирование сегментов, раздвинуть проводники при наличии свободного места и т. п. Кроме того, щелчок

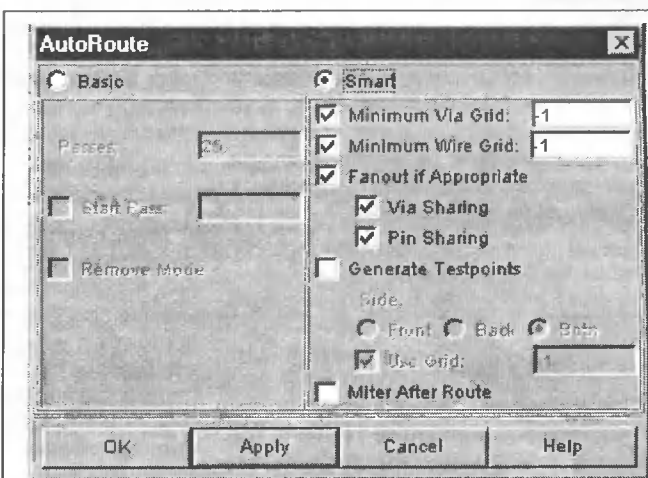


Рис. 12. Меню команды **Autoroute/Route**

правой кнопкой мыши в поле проекта вызывает меню интерактивной трассировки, приведенное на рис. 13.

Как видно из меню, в программе имеются богатые возможности для задания ориентации, ширины проводника, ввода переходных отверстий, спрямления трас, трассировки парных цепей, копирования и спрямления проводников и т. п.

При проведении начальных этапов трассировки автотрассировщик создает трассировку с большим числом конфликтов, которые разрешаются в процессе трассировки. Рассмотрим некоторые простые правила, которые полезно соблюдать, работая с системой SPEC-CTRA.

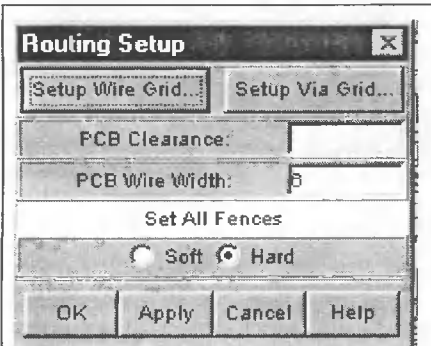


Рис. 9. Меню команде **Autoroute/Setup**

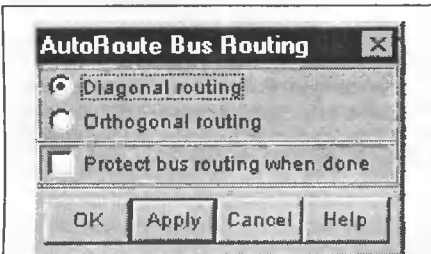


Рис. 10. Меню команды **Autoroute/Pre Route/Bus Routing**

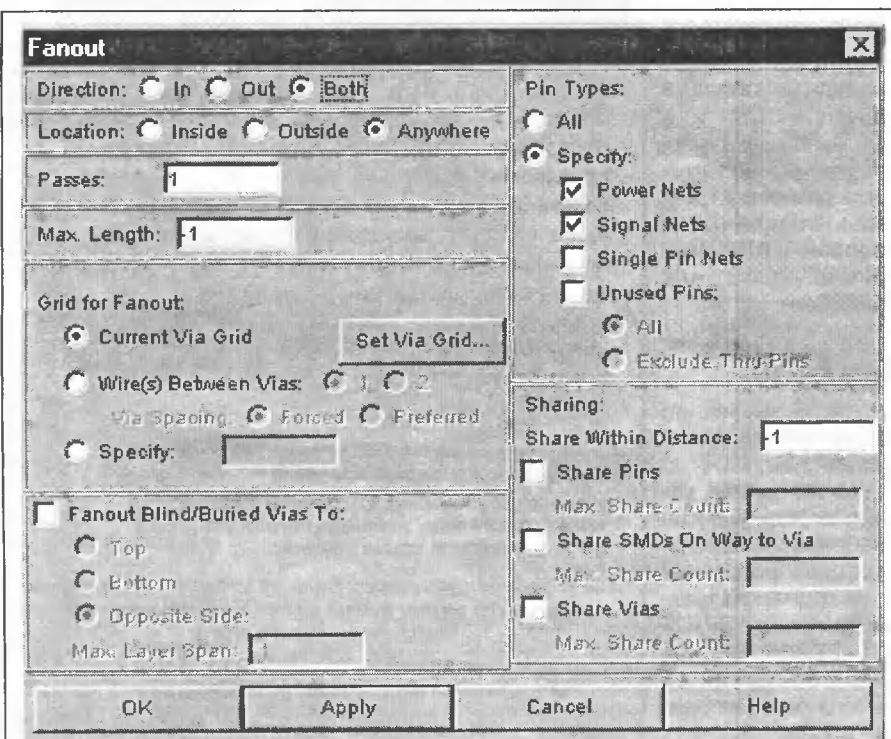


Рис. 11. Меню команды **Autoroute/Pre Route/Fanout**

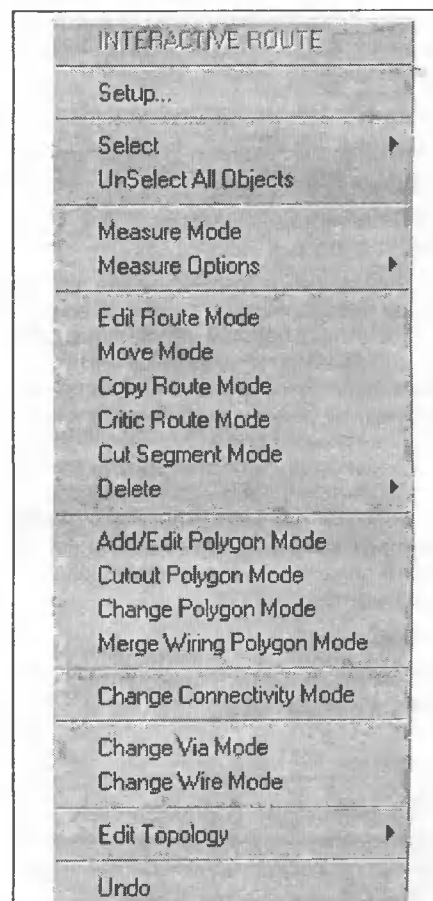


Рис. 13. Меню интерактивной трассировки

Перед началом трассировки платы стоит заглянуть в меню **Report->Rules...** All и посмотреть правила трассировки. Потраченные на это 5-10 минут легко компенсируют несколько часов бесплодной разводки в случае явных ошибок. Затем стоит установить параметры по умолчанию:

```
unit mil
status_file $/cctroute.sts
bestsave on $/cctbest.w
grid wire 1
grid via 1
do $/design_rules.do
```

При установке зазоров следует помнить, что определенные правила позволяют резко повысить производительность трассировщика.

Следующие правила трассировки позволяют улучшить трассировку стрингеров для планарных элементов на платах с плотным расположением компонентов:

```
rule pcb (clearance 10 (type
smd_via_same_net))
rule pcb (clearance 10 (type
via_via_same_net))
```

Правила зазоров, позволяющие улучшить трассировку при наличии ответвлений проводников недалеко от переходных отверстий и контактных площадок:

```
rule pcb (clearance 5 (type
smd_to_turn_gap))
rule pcb (clearance 5 (type
pad_to_turn_gap))
```

Всегда устанавливайте расстояние между переходными отверстиями (ПО) таким образом, чтобы между ними проходил хотя бы один проводник:

```
rule pcb (clearance 15 (type via_via))
```

Этот прием позволит улучшить спланирование проводников:

```
rule pcb (clearance 5 (type
pad_to_turn_gap))
```

При задании направления слоев (Layer direction) стоит принимать во внимание относительное увеличение длины цепей на плате из-за наличия петель элементов трассировки в направлении, противоположном основному, принятому для данного слоя.

В этом случае следует задать разумное значение штрафа за трассировку в "неверном" направлении (Wrong-Way Routing Costs). Это ограничение достаточно сильное, и его следует использовать осторожно:

```
limit way 400
```

Стоимость трасс остается постоянной до изменения:

```
cost way 50
```

Введение такс (Tax) позволяет воспользоваться преимуществом динамического распределения цен цепей автотрассировщика, например:

```
tax way 4
```

Уменьшение числа нарушений пересечения проводников достигается за счет одновременного использования штрафа за пересечения и чрезмерную плотность трассировки:

```
tax cross 1.3
tax squeeze .5
```

Такая стратегия позволяет значительно сократить время трассировки сложных многослойных плат с высокой плотностью соединений. Цель заключается в том, чтобы уменьшить число конфликтов пересечения проводников в первых пяти проходах, после чего трассировщик сможет работать быстрее. Этот прием также позволяет уменьшить длину трасс из-за их длинных участков.

Уменьшение ресурсов трассировки из-за использования компонентов поверхностного монтажа связано с тем, что практически каждый вывод планарного компонента нуждается в ПО для подключения к цепи. Следует контролировать исключаемую длину проводников на невыбранных слоях установки компонентов (рис. 14).

Нижеприведенные команды не позволяют трассировщику использовать слой comp, чтобы проложить проводник от контактных площадок поверхностного монтажа (рис. 15):

```
unselect layer comp
change smd_escape 0
```

Этот прием рекомендуется использовать, если все стрингеры предварительно разделены, и нежелательно осуществлять любую другую трассировку в слое comp. Использование величины .125 для параметра smd_escape может свести упомянутый эффект к минимуму.

Команды установки используются для того, чтобы дать трассировщику возможность развести стрингеры, созданные в базовой САПР (например, PCAD или ORCAD):

```
set route_to_
fanout_only off
```

Следует помнить, что по умолчанию данный параметр включен.

Таким образом, мы рассмотрели вкратце особенности использования программы автоматической трассировки плат SPECCTRA. Для более полного понимания ее работы следует внимательно изучить фирменную документацию [3, 4].

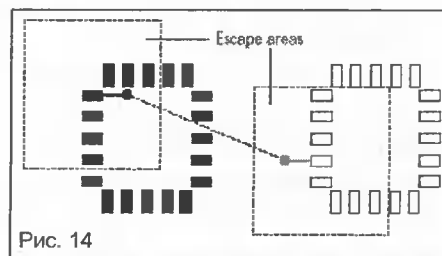


Рис. 14

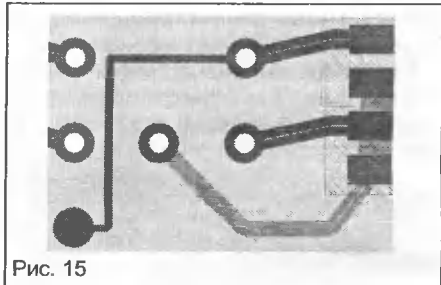


Рис. 15

Владимир Стешенко
steshenk@sm.bmstu.ru

Литература

1. Стешенко В. Б. ACCEL EDA: технология проектирования печатных плат. — М.: «Ноллидж», 2000.
2. Стешенко В. Б. ПЛИС фирмы ALTERA: проектирование устройств обработки сигналов — М.: «Додэка», 2000.
3. SPECCTRA Version 9.0. Design Language Reference, 2000.
4. SPECCTRA Version 9.0. User's Reference, 2000.
5. Стешенко В. Б. Школа схемотехнического проектирования устройств обработки сигналов. // Компоненты и технологии, 2000, №3-8, 2001, №1-7, 2002, №1.

ПО И Программаторы "Стерх"

☑ Универсальный программатор ST-011

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

☑ УФ-излучатель UV-01

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

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

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

Москва: «Точка Опоры» ☎ (095) 956-39-42/43
Санкт-Петербург: «ЭФО» ☎ (812) 247-89-00
Екатеринбург: «Институт радиотехники» ☎ (3432) 74-58-61

Микросхемы контроллеров ЖКИ фирмы Holtek и их применение

Существует ряд причин, по которым использование стандартных символьных или графических ЖК-модулей в портативных батарейных приборах невозможно. Причины могут быть самые разные: не укладываются габариты, поскольку корпус прибора меньше любого самого маленького модуля, либо для данного прибора уровень тока, потребляемый стандартным модулем (от 3 до 5 мА) слишком высок, либо для поддержки параллельного интерфейса не хватает выводов управляющего контроллера.

В этом случае целесообразно применить заказной индикатор со своим контроллером-драйвером. Можно с успехом использовать контроллеры-драйверы ЖКИ фирмы Holtek, которые имеют хорошее соотношение цена-качество и доступны на нашем рынке.

Семейство контроллеров-драйверов ЖКИ фирмы Holtek

Несмотря на различие функциональных возможностей, все члены семейства контроллеров ЖКИ HT162X выполнены по единой архитектуре. Члены семейства имеют одинаковый протокол обмена по последовательному каналу и единую систему команд. Для старших членов семейства вместо последовательной одноканальной шины используется 4-разрядная шина. Семейство контроллеров ЖКИ Holtek обеспечивает управление как низкомultipлексными ЖКИ с коэффициентом мультимultipлексирования строк от 2 до 4 (драйверы HT1620, HT1621), так и индикаторами с мультимultipлексом 1:8 и 1:16 и числом сегментных выводов до 64.

В табл. 1 приведены сравнительные характеристики семейства драйверов ЖКИ Holtek. Для ознакомления с базовой архитектурой семейства драйверов HT162XX достаточ-

- Режим тактирования от внешнего генератора с частотой 256 кГц;
 - Внутренний программируемый двухчастотный генератор (2 кГц/4 кГц) с парафазными выходами;
 - Внутренний программируемый таймер;
 - Автоинкрементная адресация при записи и чтении.
- На рис. 1 показана структура контроллера ЖКИ HT1621.

Функциональные модули контроллера HT1621

- Схема последовательного интерфейса и управления режимами работы контроллера;
- Дисплейное ОЗУ;
- Схема формирования выходных напряжений для управления строчными и столбцовыми электродами ЖКИ;
- Модуль двухтонального генератора;
- Модуль таймера.

Таблица 1. Сравнительные характеристики семейства драйверов ЖКИ Holtek

HT162X	HT1620	HT1621	HT1622	HT16220	HT1623	HT1625	HT1626	HT1627	HT16270
COM	4	4	8	8	8	8	16	16	16
SEG	32	32	32	32	48	64	48	64	64
Built-in Osc		есть	есть		есть	есть	есть	есть	
Crystal Osc.	есть	есть		есть	есть	есть	есть		есть

Примечание к табл. 1: COM — максимальное число выводов для управления общими (Common) или строчными (Row) электродами ЖКИ; SEG — максимальное число выводов для управления сегментными (Segments) или столбцовыми (Column) электродами ЖКИ; Built-in OSC — наличие опции встроенного тактового RC-генератора; Crystal Osc — наличие опции встроенного кварцевого генератора.

но рассмотреть работу наиболее популярного контроллера из этого семейства — HT1621.

Основные параметры контроллера ЖКИ HT1621:

- число столбцовых (сегментных) выводов — 32;
- число строчных (общих) выводов — 4;
- режимы мультимultipлексирования: S, 1:3, j;
- выбор режимов bias: S или 1:3;
- диапазон рабочих напряжений питания — 2,4..5,2 В;
- типовое потребление тока: 150 мкА при 3 В питании и 300 мкА при питании от 5 В;
- трехпроводный интерфейс;
- внутренний источник напряжений для формирования сигналов управления строками и столбцами;
- раздельное питание логики и выходных формирователей строк и столбцов ЖКИ (для HT1621B);
- программное управление режимами работы контроллера;
- встроенная дисплейная память 32x4 бит;
- встроенный RC-генератор на 256 кГц;
- режим тактирования от встроенного кварцевого генератора с частотой 32768 Гц;

напряжение от 2 до 5 В, не совпадающее с питанием логики. Только в отдельных случаях они могут совпадать. Поэтому всегда лучше использовать HT1621B. В табл. 2 приведено назначение выводов контроллера HT1621B.

HT1621D может быть использована, когда требуется мультимultipлекс до 1:3, а число сегментов индикатора невелико (до 16 и менее). Корпус с 28 ножками существенно меньше 48-ножечного. Укороченный вариант имеет 16 сегментных выводов и три общих, но для этой версии корпуса реализовано раздельное питание логики и

Модификации драйвера HT1621

Существуют три модификации микросхемы драйвера: HT1621, HT1621B и HT1621D. Во всех них используется один и тот же кристалл. HT1621 и HT1621B имеют 48-выводной корпус, но расположение и назначение выводов у них несколько отличаются. У HT1621B есть полезная особенность — отдельный вход для подачи напряжения питания выходных формирователей ЖКИ. В HT1621 питание логики и ЖКИ производится от одного источника. Это не всегда удобно. Логика может иметь свое питание от 2,5 до 5,5 В, а для питания формирователей ЖКИ может потре-

боваться напряжение от 2 до 5 В, не совпадающее с питанием логики. Только в отдельных случаях они могут совпадать. Поэтому всегда лучше использовать HT1621B. В табл. 2 приведено назначение выводов контроллера HT1621B.

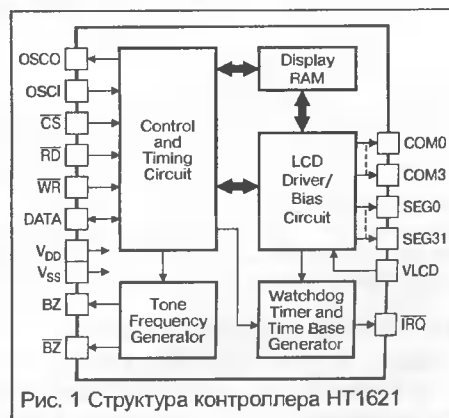


Рис. 1 Структура контроллера HT1621

Таблица 2. Назначение выводов контроллера HT1621B

Номер вывода	Название	Ввод/вывод	Функциональное назначение
1	CS	I	Вход chip select с резистором pullup. При высоком уровне на этом входе блокируется работа последовательной шины. Низкий уровень разрешает обмен по последовательному интерфейсу.
2	RD	I	Вход тактового сигнала Read со встроенным резистором pullup. Смена данных при чтении данных из буферной памяти контроллера производится по заднему фронту сигнала RD. Хост-контроллер может использовать передний фронт сигнала RD для защелкивания данных.
3	WR	I	Вход тактового сигнала Write со встроенным резистором pullup. Данные, передаваемые в контроллер HT1621 по линии DATA, защелкиваются по переднему фронту сигнала WR.
4	DATA	I/O	Вход/выход последовательной шины данных. Имеет на входе резистор pullup.
5	VSS	—	Общий вывод питания
6	OSCI	I	Вход OSCI и выход OSCO используются для подключения кварцевого резонатора с частотой 32,768 кГц. Сигнал используется в контроллере в качестве частоты системного генератора. Если используется внешний генератор, то частота его должна быть подана на вход OSCI. При использовании опции внутреннего RC-генератора, выводы OSCI и OSCO не должны быть задействованы!
7	OSCO	O	
8	VLCD	I	Питание выходных формирователей управления ЖКИ. Этот вывод есть только у контроллера HT1621B. У контроллера HT1621 напряжение питания VDD совмещено с питанием выходных формирователей ЖКИ.
9	VDD	—	Питание логики контроллера
10	-IRQ	O	Выход прерывания по таймеру или по срабатыванию сторожевого таймера. Открытый сток. Рабочий уровень — низкий.
11,12	BZ и /BZ	O	Парафазные выходы для подключения пьезокерамического звонка. Тональные частоты фиксированные — 2 и 4 кГц.
13~16	COM0~COM3	O	Выходные сигналы управления строчными (общими) электродами ЖКИ.
48~17	SEG0~SEG31	O	Выходные сигналы для управления столбцовыми (сегментными) электродами ЖКИ.

формирователей ЖКИ. Ради сокращения общего числа выводов в данной версии пришлось пожертвовать и парафазным выходом для управления зуммером.

Доступ к памяти контроллера и организация памяти

Дисплейное ОЗУ драйвера имеет организацию 4x32 и соответствует максимальному числу элементов изображения, адресуемых в режиме мультиплексирования 1:4. Каждому элементу изображения соответствует свой бит. Структура памяти не изменяется, если пользователь использует меньший коэффициент мультиплексирования. Свободные ячейки памяти

можно использовать в этом случае как внешнюю память с последовательным доступом. Ячейка дисплейного ОЗУ имеет 4 бита, соответствующие элементам изображения, образованным на пересечении i-го столбца (сегментного электрода) со строчными(общими) электродами. Таким образом, ячейка памяти содержит данные для одного столбца.

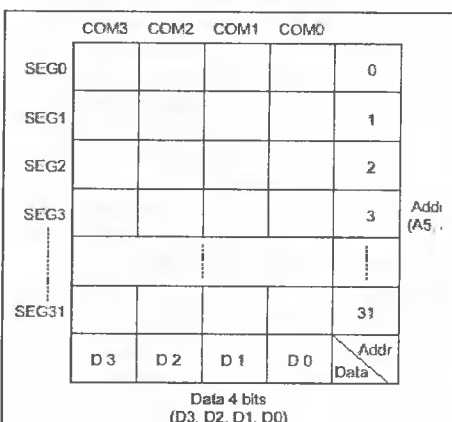


Рис. 2. Структура буферной памяти элементов изображения

ца. Адресация ячеек памяти производится с помощью шести адресных бит, передаваемых в адресном поле команды записи или чтения данных. На рис. 2 показана структура дисплейного ОЗУ драйвера HT1620/21.

Интерфейс с управляющим контроллером

Загрузка команд и данных в контроллер HT1621 производится через последовательный трехпроводный интерфейс. На самом деле контроллер имеет еще и четвертый интер-

фейсный сигнал, позволяющий производить чтение, а также чтение-модификацию и запись данных. В подавляющем большинстве случаев эта функция совершенно бесполезна. На рис. 3-5 показаны временные диаграммы процессов записи команд и данных в контроллер. Фиксация последовательных данных DATA производится по переднему фронту сигнала тактирования WR. При любой операции сначала низким уровнем сигнала CS активизируется интерфейс контроллера HT1621. В начале кодовой посылки следует идентификатор или код операции, состоящий из трех бит. Код идентификатора определяет тип операции (запись или чтение), а также тип информации (код данных или код команды). После этого может следовать команда, либо если был передан код признака операции с ОЗУ следует адрес ячейки ОЗУ контроллера. В табл. 3 приведены коды команд установки режима работы контроллера HT1621.

На рис. 3 показаны диаграммы для режима одиночных записей в дисплейное ОЗУ драйвера HT1621.

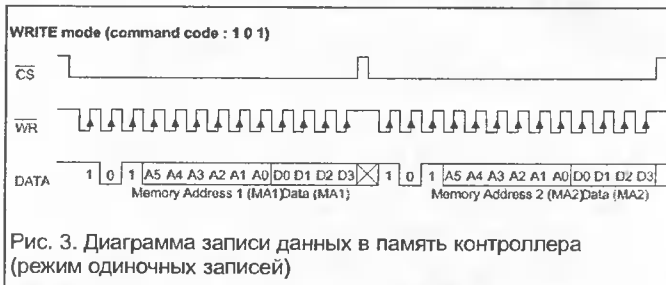


Рис. 3. Диаграмма записи данных в память контроллера (режим одиночных записей)

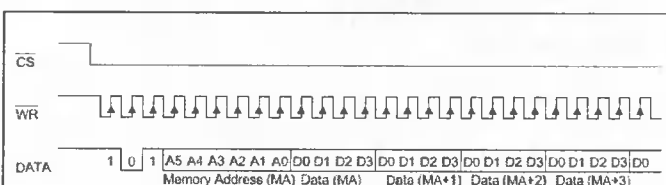


Рис. 4. Диаграмма записи файла данных в последовательном режиме с автоинкрементом

Таблица 3. Коды команд установки режима работы контроллера HT1621

Название команды	Код команды	Функция – выбор режимов
LCD OFF	100 000000 10X	Выключение ЖКИ — питание снимается со всех дисплейных выходов драйвера
LCD ON	100 000000 11X	Включить питание дисплейных формирователей
BIAS & COM	100 0010 a b X c X	C=0 включение опции bias 1/2 C=1 включение опции bias 1/3 Ab=00 выбор мультиплекса 1:2 Ab=01 выбор мультиплекса 1:3 Ab=10 выбор мультиплекса 1:4

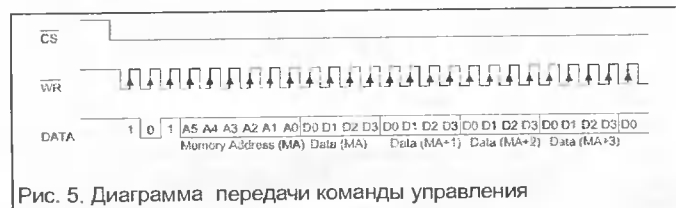


Рис. 5. Диаграмма передачи команды управления

передана цепочка из нескольких команд без изменения сигнала CS.

Александр Самарин,
samara@zelax.ru

Продолжение следует

Генератор прямоугольных импульсов на основе AVR

Одним из самых необходимых измерительных приборов является генератор прямоугольных импульсов. В подавляющем большинстве случаев от такого генератора не требуются рекордные параметры. Достаточно получить импульсы микросекундного и миллисекундного диапазонов. До сих пор в эксплуатации можно увидеть старые генераторы, например Г5-54, которые достались по наследству из прошлого века. Современная элементная база позволяет создать очень простой и дешевый генератор прямоугольных импульсов, обладающий в то же время достаточно неплохими параметрами.

Параметры генератора прямоугольных импульсов

Основными требованиями, которые ставились при разработке генератора, были низкая стоимость и простота. Естественно, что при таком подходе нельзя требовать получения рекордных параметров. Несмотря на это, возможностей генератора вполне достаточно для настройки большинства цифровых схем. Генератор имеет следующие параметры:

- генерация меандра с длительностью полупериода от 0,1 мкс до 1 с;
- генерация сигнала произвольной скважности с длительностью импульса и паузой между импульсами от 1,5 мкс до 1 с;
- работа в режиме автогенерации и в режиме внешнего запуска по фронту или по спаду;
- программируемая задержка от синхрипульса до начала выходного импульса в диапазоне от 3 мкс до 1 с;
- программируемый шаг перестройки временных параметров от 0,1 мкс до 50 мс;
- переключение логической полярности выходных импульсов;
- режим удержания на выходе логического нуля или единицы;
- регулировка амплитуды выходных импульсов от 0 до 10 В;
- положительная или отрицательная полярность выходных импульсов;
- регулировка постоянного напряжения смещения выходного сигнала от -2,5 до +2,5 В;
- работа на нагрузку 200 Ом (для амплитуд менее 2,5 В — на нагрузку 50 Ом)
- длительность фронта и спада выходного сигнала при амплитуде 5 В не более 15 нс.

Описание конструкции генератора

Основой генератора прямоугольных импульсов является микроконтроллер семейства AVR AT90S2313 фирмы Atmel.

Достаточно высокое быстродействие и наличие функций захвата и сравнения у встроенного таймера позволяют аппаратно генерировать прямоугольные импульсы, которые не подвержены джиттеру, свойственному программной реализации генератора на основе прерываний. При этом функция захвата позволяет реализовать внешний запуск. По современным меркам этот микроконтроллер не такой уж и быстрый, к тому же он имеет не очень развитую систему таймеров. Но он очень распространенный и, что самое главное, очень дешевый. А это значительно упрощает повторение генератора.

В частном случае генерации меандра вообще все делается аппаратно, поэтому в этом режиме частотный диапазон генератора самый широкий и составляет половину тактовой частоты. При формировании сигнала с произвольной скважностью некоторую часть работы должна выполнять программа, что, впрочем, не сказывается на качестве сигнала, а лишь сужает частотный диапазон.

Блок-схема генератора прямоугольных импульсов показана на рис. 1.

Индикация режимов работы и значений временных интервалов осуществляется с помощью ЖКИ-модуля типа MT10T7-7 производства компании «Мэлт». Этот модуль имеет 10 семисегментных знакомест, в которые можно выво-



Рис. 1. Блок-схема генератора

дить любые символы (знакогенератор определяется программой). Это позволило создать систему меню, где используются буквы латинского алфавита и некоторые специальные символы. Для упрощения сопряжения модуля с микроконтроллером применяется сдвиговый регистр, обеспечивающий обмен по последовательной шине.

Управление генератором осуществляется с помощью четырех кнопок, расположенных на передней панели. Это количество, пожалуй, является оптимальным, и в результате при минимальной стоимости можно получить достаточно комфортное управление.

Нажатие кнопок сопровождается звуковым сигналом, для этого используется динамический излучатель. Частота сигнала различна для разных кнопок. Формирование звукового сигнала происходит программно. Звуковой сигнал также используется в некоторых специальных случаях: при включении питания и при возникновении ошибки.

Для получения необходимых электрических параметров выходного сигнала используется специальный выходной каскад. Он содержит переменные резисторы для регулировки амплитуды выходного сигнала и величины постоянного смещения, а также кнопки переключения полярности и выключения смещения.

Выходной сигнал генератора поступает на разъем типа BNC, такой же разъем используется для входа синхронизации. Вход синхронизации имеет буферный каскад.

Генератор питается от сети переменного тока 220 В, встроенный блок питания обеспечивает напряжение питания ± 15 В. Для питания цифровой части используется дополнительный стабилизатор, который обеспечивает +5 В из входного напряжения +15 В.

Управление генератором

Управление генератором осуществляется с помощью меню, которое выводится на ЖКИ. Количество параметров, доступных для программирования, зависит от текущего режима работы, т. е. меню контекстно-зависимое.

Ряд пунктов меню содержит цифровые значения параметров, другие пункты позволяют выбрать нужный режим работы. Меню организовано в виде кольцевой структуры, кнопка **EX** (Exit) позволяет по кругу переходить между пунктами меню.

Всего программируются три цифровых параметра: длительность импульса **d** (Duration), период **P** (Period) и задержка **E** (Delay). Увеличение или уменьшение значения выбранного параметра производится кнопками **UP** или **DOWN** соответственно. Значения параметров выводятся с запятой, которая отделяет десятые доли микросекунд, если значение меньше 1 мс, или десятые доли миллисекунд, если значение больше 1 мс. На рис. 2, а показан пример индикации длительности импульса, равной 10 мкс, а на рис. 2, б — 10 мс. Одиночное нажатие кнопки **UP** или **DOWN** приводит к изменению величины на один шаг. Если кнопка продолжает удерживаться более 800 мс, то начинается автоповтор с периодом 180 мс. В таком режиме делается 16 шагов, затем включается быстрый автоповтор с периодом 60 мс.

Шаг изменения значения задается для каждого параметра отдельно. Для этого у каждого меню программирования параметра есть подменю программирования шага (рис. 3). Название этого подменю дополнительно содержит букву **S** (Step): **dS** — шаг перестройки длительности, **PS** — шаг перестройки

периода, **ES** — шаг перестройки задержки. Выйти из подменю программирования шага можно с помощью кнопки **EN** (Enter). Во всех подменю значение шага можно изменять с помощью кнопок **UP** и **DOWN**, оно меняется по закону 1-2-5-10-20-50-... и так

далее. Выйти из подменю программирования шага можно любой из кнопок **EX** или **EN**, при этом формируется специальный звуковой сигнал.

Программируемый параметр (длительность, период или задержка) при редактировании с помощью кнопок **UP** и **DOWN** выравняется на значение установленного шага. Например, если величина шага равна 10 мкс, текущая длительность составляет 123,4 мкс и делается несколько шагов вверх, то получится следующая последовательность: 123,4 мкс, 130 мкс, 140 мкс и т. д. При перестройке вниз получится 123,4 мкс, 120 мкс, 110 мкс и т. д. Поэтому, если требуется установить какое-то нецелое значение, нужно начинать с большого шага и заканчивать минимальным.

Верхнее предельное значение параметров также округляется до значения шага. Например, если величина шага 10 мкс, то невозможно установить значение более 999,9900 мс. При достижении предела генерируется звуковой сигнал ошибки.

В ранних версиях программы так же обрабатывалось и нижнее предельное значение. Однако это оказалось неудобным: для того, чтобы быстро перейти от больших значений параметра к малым, требовалось многократно переключать шаг. Логично предположить, что если пользователь нажимает кнопку **DOWN**, он хочет перейти к меньшим значениям. И если этому мешает слишком большой шаг перестройки, то нужно уменьшить этот шаг. Так сейчас и сделано. Если текущее значение параметра меньше или равно величине шага, а пользователь нажимает кнопку **DOWN**, то происходит автоматическое уменьшение шага по принятому для него закону, при этом раздается звуковой сигнал ошибки и на дисплее кратковременно отображается то значение шага, которое вызвало ошибку.

Очень часто цифровые параметры приходится редактировать попарно. Например, период и длительность или длительность и задержку. Если один из таких параметров редактировался, вопреки структуре меню кнопкой **EX** осуществляется переход на другой параметр из пары. Если же параметры пролистываются без редактирования, структура меню не нарушается.

Вообще, организация пользовательского интерфейса, особенно в условиях сильно ограниченных ресурсов, дело не однозначное. Очень часто теоретически предсказанные «улучшения» оборачиваются для пользователя серьезными неудобствами. Данный генератор не является исключением, вполне возможно, что кто-то найдет его систему меню неудобной. Открытый исходный текст программы позволяет каждому желающему видоизменить интерфейс согласно своим собственным понятиям об эргономике.

Кроме пунктов редактирования параметров меню содержит пункты, которые позволяют выбрать нужный режим работы. Всего таких пунктов два: выбор режима работы (или формы сигнала) **SH** (Shape) и выбор режима синхронизации **SY** (Synchronization).

Режимы работы генератора

Меню **SH** позволяет выбрать один из пяти режимов работы:

- режим генерации меандра (рис. 4, а);
- режим генерации положительного импульса (рис. 4, б);
- режим генерации отрицательного импульса (рис. 4, в);
- режим удержания на выходе логического нуля (рис. 4, г);
- режим удержания на выходе логической единицы (рис. 4, д).

Режим генерации меандра

Режим генерации меандра является самым простым. В этом режиме программируется всего один параметр — длительность импульса (длительность полупериода меандра).

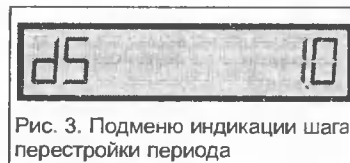
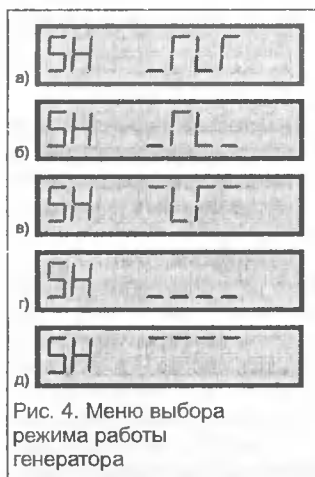


Рис. 3. Подменю индикации шага перестройки периода



Рис. 2. Пример индикации длительности импульса 10 мкс (а) и 10 мс (б)



Длительность может принимать значения от 0,1 мкс до 999,9999 мс. Внешняя синхронизация в этом режиме невозможна. Система меню для режима генерации меандра показана на рис. 5.

Режим генерации положительного импульса

В этом режиме, в отличие от режима генерации меандра, скважность выходных импульсов может быть любой. Длительность импульса представляет собой длительность логической единицы выходного сигнала. Кроме дли-



тельности импульса программируется еще и период. Система меню для этого режима показана на рис. 6. Длительность импульса может принимать значения от 1,5 мкс до 999,9984 мс, а длительность периода — от 3 мкс до 999,9999 мс. Как видно, в меньшую сторону пределы несколько сужены, это является платой за произвольную скважность. Длительность и период налагают друг на друга ограничения. Невозможно установить длительность больше периода или период меньше длительности. Поэтому при необходимости перестройки генератора, например, с малых времен на большие, нужно вначале увеличить период, а затем длительность. Для данного генератора действует ограничение на минимальную длительность импульса и промежуток между импульсами: они не могут быть менее 1,5 мкс. Это ограничение, в частности, может сказаться при переходе из режима генерации меандра в другие режимы. Дело в том, что в режиме генерации меандра диапазон допустимых значений длительности шире. Поэтому если при переходе в другой режим длительность оказывается вне допустимых пределов, она автоматически корректируется. При этом генерируется звуковой сигнал ошибки.

Режим генерации отрицательного импульса

Этот режим ничем не отличается от режима генерации положительного импульса, только длительность импульса представляет собой длительность логического нуля выходного сигнала.



Режим удержания на выходе логического нуля

В этом режиме генерация импульсов прекращается, и на выходе устанавливается логический ноль. В таком состоянии генератор будет находиться до тех пор, пока режим работы не будет изменен. Пункты меню программирования параметров в этом режиме остаются в таком же виде, как и для двух предыдущих режимов. Если параметры подредактировать, новые значения вступят в силу при переходе в один из режимов генерации импульсов.

Режим удержания на выходе логической единицы

Этот режим аналогичен предыдущему, только на выходе устанавливается логическая единица.

Два последних режима могут быть полезны при проверке схем в статических режимах и для ручного формирования бездребезговых импульсов.

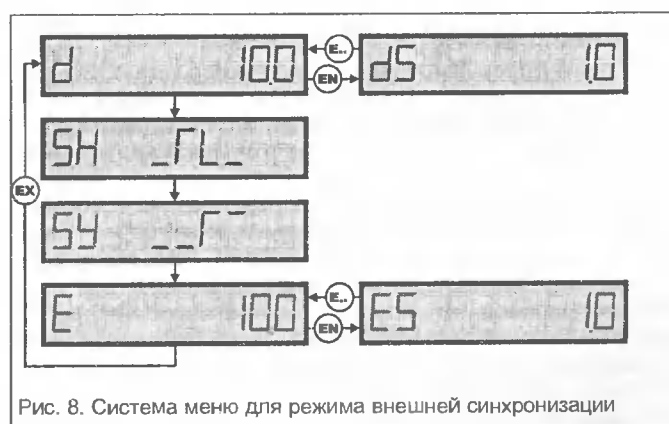
Режимы синхронизации

В режимах генерации положительного и отрицательного импульса возможна работа как в режиме автогенерации, так и в режиме внешней запуски по фронту или по спаду. Для управления режимами синхронизации служит меню SY. Оно позволяет выбрать один из трех режимов синхронизации:

- режим автогенерации (рис. 7, а);
- режим внешней синхронизации по фронту (рис. 7, б);
- режим внешней синхронизации по спаду (рис. 7, в).

При включении одного из режимов внешней синхронизации в меню появляется дополнительный пункт Е — программирование величины задержки от выбранного перехода синхроимпульса до начала выходного импульса. Эта задержка может лежать в пределах от 3 мкс до 999,9999 мс. В режиме внешней синхронизации период выходных импульсов определяется только периодом следования синхроимпульсов, поэтому пункт меню Е исключается. Система меню для режима внешней синхронизации показана на рис. 8.

При включении режима внешней синхронизации на выходе генератора устанавливается пассивный логический уровень (например, для режима генерации положительного импульса это логический ноль). Когда обнаруживается нужный переход синхроимпульса, начинается формирование задержки, по истечении которой формируется выходной импульс заданной длительности. Затем на выходе снова устанавливается пассивный логический уровень. Для следующего синхроимпульса процесс повторяется. Если синхроимпульсы поступают во время формирования задержки или во время формирования выходного импульса, никакого влияния на работу они не оказывают.



Сохранение установок

Все текущие значения параметров и режимов генератора можно сохранить в энергонезависимой памяти. Для этого пункт меню SH имеет подменю EEP (EEPROM), которое служит для сохранения параметров (рис. 9). При входе в это подменю сразу начинается сохранение, по окончании которого осуществляется автоматический выход из подменю. Окончание процесса сохранения подтверждается мелодией из трех нот. Перед сохранением каждого параметра его значение сравнивается с хранящимся в EEPROM. Если параметр не изменился, сохранения не происходит. Поэтому реально производится запись только тех параметров, которые были отредактированы. Это увеличивает ресурс EEPROM и уменьшает время сохранения параметров.



Рис. 9. Подменю сохранения параметров

Начальная инициализация EEPROM

Исходный текст программы содержит данные, которыми должна быть инициализирована EEPROM при программировании. Если этого не сделать, то при первом включении генератора EEPROM, скорее всего, будет содержать некорректные значения. Поскольку кроме значений числовых параметров в EEPROM хранятся другие данные (например, значения индексов меню), некорректные значения могут стать причиной неработоспособности программы. Без помощи программатора тогда не обойтись. Учитывая тот факт, что искажение данных в EEPROM не такая уж и редкость, подобная реакция программы на неверные данные недопустима. Поэтому после чтения EEPROM производится проверка всех параметров на соответствие допустимым диапазонам, и в случае необходимости происходит исправление параметров. Это не самый разумный выход из положения. Правильнее было бы проверить контрольную сумму EEPROM или, в крайнем случае, сигнатуру, и в случае ошибки инициализировать параметры значениями по умолчанию. Но такой подход требует дополнительных затрат памяти программ, чего в данной конструкции себе позволить нельзя (экономим на микроконтроллере). Так или иначе, программа не нарушает работы при повреждении данных в EEPROM. При исправлении значения каждого параметра генерируется звуковой сигнал ошибки, поэтому если неверных параметров много, то при включении генератора можно получить довольно длительное «звуковое уведомление» о проблемах с EEPROM. Автоматического сохранения исправленных параметров в EEPROM не делается, так как все равно в большинстве случаев пользователю нужны другие значения. Поэтому в случае ошибки нужно откорректировать параметры так, чтобы они имели удобные для следующего включения значения, и выполнить их сохранение в EEPROM.

Реализация программной части генератора

Как отмечалось выше, микроконтроллер имеет ряд аппаратных возможностей, которые упрощают задачу генерации импульсов. Непосредственно в генерации импульсов участвуют только два обработчика прерываний, связанных с событиями совпадения и захвата. Задачей основной программы является формирование необходимых значений параметров и флагов в зависимости от выбранного пользователем режима работы. Большую часть основной программы занимает реализация пользовательского интерфейса, что, впрочем, соответствует современным традициям программирования. Интерфейс может быть реализован множеством различных способов, поэтому рассматривать подробности реализации нет смысла. Рассмотрим лишь самую критичную часть программы — обработ-

чики прерываний, от которых зависят некоторые важные параметры генератора.

Получение меандра

Для генерации меандра может быть использована функция сравнения, реализованная в микроконтроллере аппаратно на таймере 1. Достаточно загрузить в регистр сравнения нужное значение длительности импульса, настроить выход на изменение состояния по совпадению и разрешить обнуление таймера при совпадении. Генерация будет происходить полностью аппаратно, никаких действий со стороны программы не требуется. Однако при этом максимальная длительность импульса будет ограничена разрядностью таймера. Здесь разрядность равна 16 бит, что при тактовой частоте 10 МГц даст максимальную длительность порядка 6,5 мс — это слишком мало. Для увеличения максимальной длительности можно использовать предделитель тактовой частоты таймера, но это повлечет за собой ухудшение дискретности установки. Поэтому в данном генераторе меандр с большим периодом генерируется так же, как и сигнал произвольной скважности.

Получение сигнала произвольной скважности

Чтобы получить на выходе генератора сигнал произвольной скважности, т. е. сигнал, для которого длительности импульса и промежутка между импульсами не равны, необходимо производить перезагрузку регистра сравнения два раза за период. Это уже требует некоторых действий от программы. Главным здесь является то, что формирование сигнала по-прежнему происходит на аппаратном уровне. Программа лишь загружает нужные значения длительностей, от нее просто требуется успеть это сделать вовремя.

Метод получения такого сигнала проиллюстрирован на рис. 10. Для примера рассматривается режим генерации положительных импульсов. В момент возникновения события совпадения переключается состояние выхода OC1, который настроен на переключение по совпадению (режим toggle). В данном примере он переключается с нуля на единицу. Перезагрузка регистра сравнения OCR1A осуществляется в обработчике прерывания, который вызывается с некоторой задер-

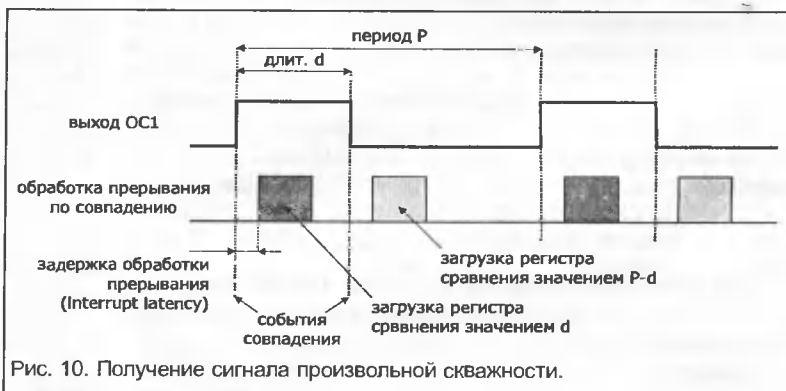


Рис. 10. Получение сигнала произвольной скважности.

жкой (эта задержка называется interrupt latency). Перезагрузка должна быть произведена обязательно до того момента, когда должно произойти новое совпадение. Именно время выполнения обработчика прерывания ограничивает минимальную длительность импульсов в данном режиме. Поэтому принят ряд мер для уменьшения этого времени. Перезагрузка осуществляется величиной, которая определяет длительность единицы, в данном примере это длительность импульса d . При следующем совпадении выход OC1 переключается из единицы в ноль, и осуществляется перезагрузка регистра сравнения длительностью нуля (в данном примере это разность периода и длительности $P - d$). Никаких вычислений в прерывании не производится, длительности нуля и единицы передает основная программа сразу «готовыми к употреблению».

Леонид Ридико,
wubblick@yahoo.com

Продолжение следует

Знакомство с энкодером

В настоящее время довольно сложно удивить кого-либо микросхемой размерами, например, с монету — статьи о подобных изделиях публикуются регулярно. Пробелы же в информации по электронным компонентам чаще всего возникают там, где их не ждешь. В данной статье читателям предлагается познакомиться с таким малоизвестным электронным компонентом, как энкодер. Также приводится программа для микроконтроллера фирмы MicroChip, который работает с энкодером.

Очень часто по телевидению показывают стенды и установки для управления различными технологическими процессами. Эти установки в изобилии покрыты всякими переключателями и кнопками, играющими роль регулирующих элементов. Как правило, начинка таких устройств большей частью собрана на аналоговых компонентах. Человеку, который впервые смотрит на эти установки, конечно, сложно в них ориентироваться, хотя ничего сверхсложного в них нет, каждый орган управления позволяет регулировать тот или иной параметр.

Разработчики новых приборов стремятся к уменьшению габаритов своих изделий. Происходит внедрение в приборы цифровых процессоров и микроконтроллеров. Вследствие миниатюризации происходит усложнение внутренней организации прибора, увеличивается число функций, выполняемых микроконтроллерами. Нередко разработчик закрепляет за микроконтроллером несколько функций, причем эти функции ни логически, ни физически не связаны. Так, например, на телефонных трубках за каждой кнопкой, кроме основных, закреплено множество дополнительных функций (настройка параметров работы, сервисные функции и т. п.).

Но очевидно, что обходиться одними кнопками неразумно, так как существуют приборы, где без «ручек» никак не обойтись (например: осциллографы, измерительные приборы и т. п.). Более того, нередко случается, что таких регулирующих элементов в приборе должно быть несколько.

А можно ли (и если да, то как) одной «ручкой» регулировать контрастность ЖКИ, изменять пороги срабатывания исполнительных устройств, выбирать язык консоли, включать или выключать опции настроек?

Оказывается, можно. И элемент, при помощи которого возможно осуществить все эти регулировки, носит название энкодер. Далее, собственно, мы и будем знакомиться с этим элементом.

По выполняемым функциям и внешнему виду энкодеры напоминают аналоговые потенциометры, но на этом их сходство заканчивается. Области применения энкодеров шире и разнообразнее. Как правило, с появлением цифровых систем ранее применявшиеся внешние элементы управления, такие как переключатели (в том числе и галетные), аналоговые потенциометры с ручками на панелях управления, плохо стыкуются с их основным элементом — микропроцессором.

Приходила ли вам раньше в голову мысль, что и галетные переключатели, и аналоговые потенциометры, сильно различающиеся по своим функциям, обладают одним общим свойством — для изменения их состояния нужно вращать имеющиеся у них ручки управления. Следовательно, и то, и другое может быть заменено элементом, подстройка которого осуществляется вращением соответствующей ручки.

Энкодер, в зависимости от направления его вращения, формирует два сигнала. Благодаря ним микропроцессор может определять направление вращения вала энкодера. Всю остальную работу по реализации аналогового потенциометра или галетного переключателя микропроцессор берет на себя. На рис. 1 представлен документ одного из эн-

кодеров. Подобную информацию всегда можно найти у дистрибьютора, поставляющего эти изделия.

Отмечу, что по своему исполнению энкодеры весьма разнообразны. Так, например, приведенный на рис. 1 энкодер имеет механическую «трещотку», что, несомненно, удобно для использования его в качестве переключателя. Кроме того, данный энкодер снабжен независимой нормально разомкнутой кнопкой, что оказывается довольно удобно в целом ряде применений. Существуют энкодеры и без «трещотки», которые плавно вращаются. Их удобно использовать в качестве регуляторов уровня вместо аналоговых потенциометров.

Рассмотрим, как осуществляется взаимодействие микропроцессора (микроконтроллера) с энкодером. На микропроцессорное устройство подаются два сигнала с контактов А и В энкодера. Необходимо, чтобы один из них, например, с контакта А, подавался на вход, который формирует прерывания в микропроцессоре по изменению уровня входного сигнала (по перепаду из 1 в 0). Вызывающая программа должна анализировать при этом состояние сигнала В. Так как устройство является механическим и может выдавать в линию «дребезг», то необходимо это учитывать в алгоритме обработки прерывания. Вот и все.

Ниже приводится текст программы, осуществляющей взаимодействие с энкодером микроконтроллера фирмы MicroChip.

```
; постоянные
Const_Button_Shet EQU .255
Const_Button_Variant EQU .250
```

```
; — линии входа
#define But_A PORTB, 6
#define But_B PORTC, 0
```

```
; — используемая память в 0 банке
Cblock 0x2f
theBut1
theBut0
theShetBut
theButSys
```

```
; — регулируемый байт
; (цель всей работы программы)
```

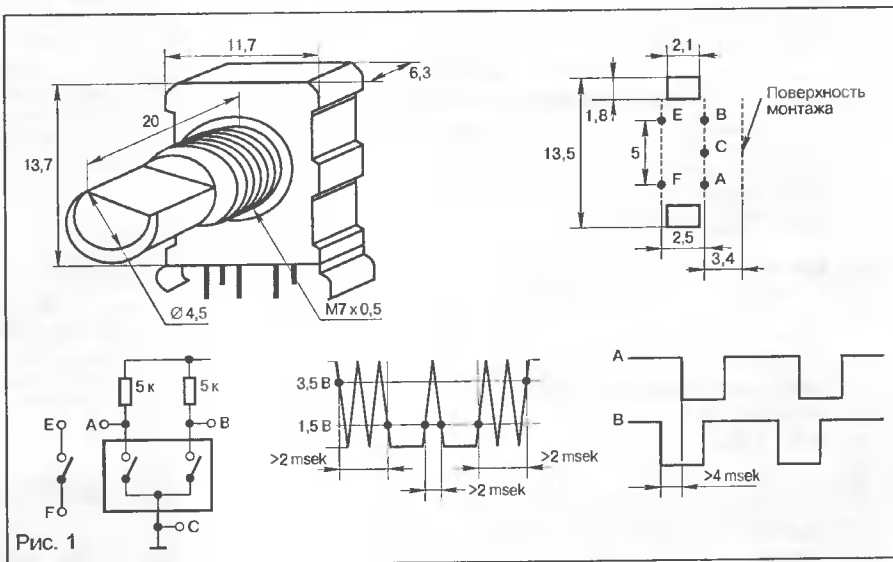


Рис. 1

```

theFile
endc

#define b_A_active theButSys, 0
#define b_B_active theButSys, 1
#define b_Old_A theButSys, 2
; - Обработчик прерывания по
; изменению уровня входа A

Inte_but
; - Реализуем небольшую задержку 2мс,
; для того чтобы завершился переходный
; процесс
    Call Delay
; - задается параметр количества
; циклов опроса входа A
    clrf theBut1
    movlw Const_Button_Shet
    movwf theShetBut
; - определение предыдущего
; состояния входа A
    btfs b_Old_A
    goto Inte_but_old_A0
    goto Inte_but_old_A1

Inte_but_old_A1
; - считаем нулевые состояния входа A
; в байт памяти theBut1
    btfs But_A
    incf theBut1, F
    decfsz theShetBut, F
    goto $-3
; - проверка — количество совпадений
; больше заданного порога ?
    movlw Const_Button_Variant
    subwf theBut1, W
    btfs STATUS, C
    goto Inte_but_end
    bcf b_Old_A
; - если да, то новое состояние входа A
; принимается, и начинается проверка входа B
    Call Select_B

    btfs b_B_active
    goto Inte_but_inc
    goto Inte_but_dec

Inte_but_old_A0
; - считаем единичные состояния входа A
; в байт памяти theBut1
    btfs But_A
    incf theBut1, F
    decfsz theShetBut, F
    goto $-3
; - проверка — количество совпадений
; больше заданного порога ?
    movlw Const_Button_Variant
    subwf theBut1, W
    btfs STATUS, C
    goto Inte_but_end
; - если да, то новое состояние входа A
; принимается, и начинается проверка входа B
    bsf b_Old_A
    Call Select_B
    btfs b_B_active
    goto Inte_but_inc
    goto Inte_but_dec

Inte_but_inc
; - увеличение на единицу байта
    incf theFile, F
    goto Inte_but_end

Inte_but_dec
; - уменьшение на единицу байта
    decf theFile, F
    goto Inte_but_end

Inte_but_end
; - сброс флага прерывания
    bcf INTCON, RBIF
    return

```

```

; - Определение уровня B
; 1) считается количество 0 и 1
; 2) определяется, чего больше,
; устанавливая/сбрасывая бит b_B_active
Select_B
    clrf theBut1
    clrf theBut0
    movlw Const_Button_Shet
    movwf theShetBut
    btfs But_B
    goto $+3
    incf theBut1, F
    goto $+2
    incf theBut0, F
    decfsz theShetBut, F
    goto $-6
    movf theBut0, W
    subwf theBut1, W
    btfs STATUS, C
    goto $+3
    bsf b_B_active
    goto $+2
    bcf b_B_active
    return

```

Для тех читателей, кто только начинает свой путь в мир микроконтроллеров, вопросы сопряжения с ними разнообразных электронных компонентов хорошо изложены в [1]. Рекомендую познакомиться с этой книгой. И уж конечно, не забывать про энкодеры.

Алексей Узенгер
uzenger@chat.ru

Литература

1. Предко М. Руководство по микроконтроллерам. — М.: Постмаркет, 2001.

www.platan.ru



ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ВАШЕГО УСПЕХА

www.platan.ru

**• ВИРТУАЛЬНЫЙ МАГАЗИН
РЕАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ**

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

- Вы можете разместить заявку на требуемые компоненты и отслеживать ее прохождение на всех этапах. Очень удобный интерфейс и абсолютная безопасности!
- Воспользуйтесь нашей удобной системой приема заявок на компоненты, которые находятся на складе или на которые можно разместить заказ.
- С нашего сайта Вы можете скачать нашу базу в формате EXCEL, предоставить нужное Вам количество компонентов и отправить этот файл по нашему адресу.

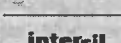
ВСЕ ЗАЯВКИ, ПОЛУЧЕННЫЕ В ЭЛЕКТРОННОМ ВИДЕ, ОБРАБАТЫВАЮТСЯ В ПЕРВУЮ ОЧЕРЕДЬ.

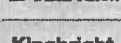
**• НОВОСТИ, ТЕХНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ,
СТАТЬИ, ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ**

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










121351, Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, к. 1, стр. 2
тел./факс: (095) 73-75-999

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

(Продолжение. Начало — № 3/2001)

Автоматы световых эффектов от «А» до «Я»

Использование готовых регистров позволяет существенно разнообразить работу автоматов. В качестве примера рассмотрим использование регистров К155ИР11 и К155ИР13. Принципиальная схема устройства «бегущих огней» с использованием регистров К155ИР11 приведена на рис. 1, на рис. 2 и 3 — чертеж печатной платы и расположение деталей соответственно. Список используемых деталей сведен в табл. 1.

На элементах DD1.1–DD1.3 собран тактовый генератор, на DD2 и DD3 — счетчик-делитель, разрешающий через определенное количество тактов изменить направление «бега огня» (определяется положением галетного переключателя SA1). DD2 и DD3 включены не совсем стандартным образом, что позволило заметно упростить разводку печатной платы.

При подаче напряжения питания счетчики не обнуляются, поэтому их состояние в этот момент может оказаться любым. Допустим, что на 12 выводе DD2 в момент включения сформировался уро-

вень лог. 0, а переключатель SA1 находится в верхнем по схеме положении. В этом случае 0 окажется и на входах S0 регистров DD4, DD5, а на входах S1 появится 1 с выхода DD1.4. При такой комбинации с приходом каждого фронта импульсов тактового генератора содержимое регистров будет сдвигаться от нижнего по схеме выхода вверх. С приходом каждого спада импульса тактового генератора счетчикувеличивает свое содержимое на единицу, и через какое-то количество тактов на 12 выводе DD2 появится уровень лог. 1. Теперь на входе S0 будет 1, а на S1 — 0. При такой комбинации регистры будут сдвигать свое содержимое от верхнего выхода вниз. Через 8 тактов генератора на 12 выводе DD2 опять появится лог. 0, и регистры снова изменят направление движения «огня».

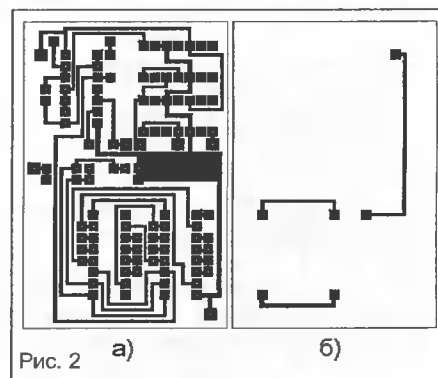


Рис. 2 а) б)

Таблица 1

Позиция	Тип	Наименование	Замены
R1	СПЗ-4	2,2 кОм	любого типа
R2	МЛТ-0,125	300	270-330
R3, R4	МЛТ-0,125	1 кОм	910-1,1 кОм
R5	МЛТ-0,125	240	220-270
R6-R14	МЛТ-0,125	1 кОм	910-1,5 кОм
C1		47x16 В	47 x 6,3-25 В
VD1-VD4		КД103А	КД521, КД522, КД503
VD5-VD13		АЛ307	любого типа
DD1		К155ЛА3	К531ЛА3, К555ЛА3
DD2, DD3		К155ИЕ5	К531ИЕ5, К555ИЕ5
DD4, DD5		К155ИР11	К531ИР11, К555ИР11

На диодах VD1–VD4 собраны два логических элемента «ИЛИ», позволяющих производить путем смены положений контактов SA2 параллельную загрузку информации. Увеличение количества выходов позволяет создать большее количество эффектов, но в то же время увеличивается и количество органов управления. Для наглядности и исключения ошибок ввода использованы светодиоды VD5–VD13, которые устанавливаются на передней стенке корпуса прибора. Переключатели SA4–SA11 — типа П2К с индивидуальной фиксацией, SA2, SA3 — любого типа.

На рис. 4 приведена принципиальная схема автомата на базе К155ИР13, на рис. 5 и 6 — чертеж расположения печатных проводников и расположение деталей. Перечень элементов сведен в табл. 2.

Отличительная особенность этой схемы — отсутствие клавиатуры «установки эффекта», поскольку это происходит автоматически, по прошествию определенного количества тактовых импульсов, которое выбирается положением переключателем SA1.

На элементах DD1.1–DD1.3 построен тактовый генератор, на DD2 и DD3 — счетчик-делитель, определяющий, через какое количество тактов необходимо произвести изменение направления «бега» и комбинации зажженных/погашенных светоизлучателей (эффекта). На DD4 и DD5 выполнен формирователь самих эффектов. С приходом каждого спада на вывод 1 DD4 содержимое счетчиков увеличивается на еди-

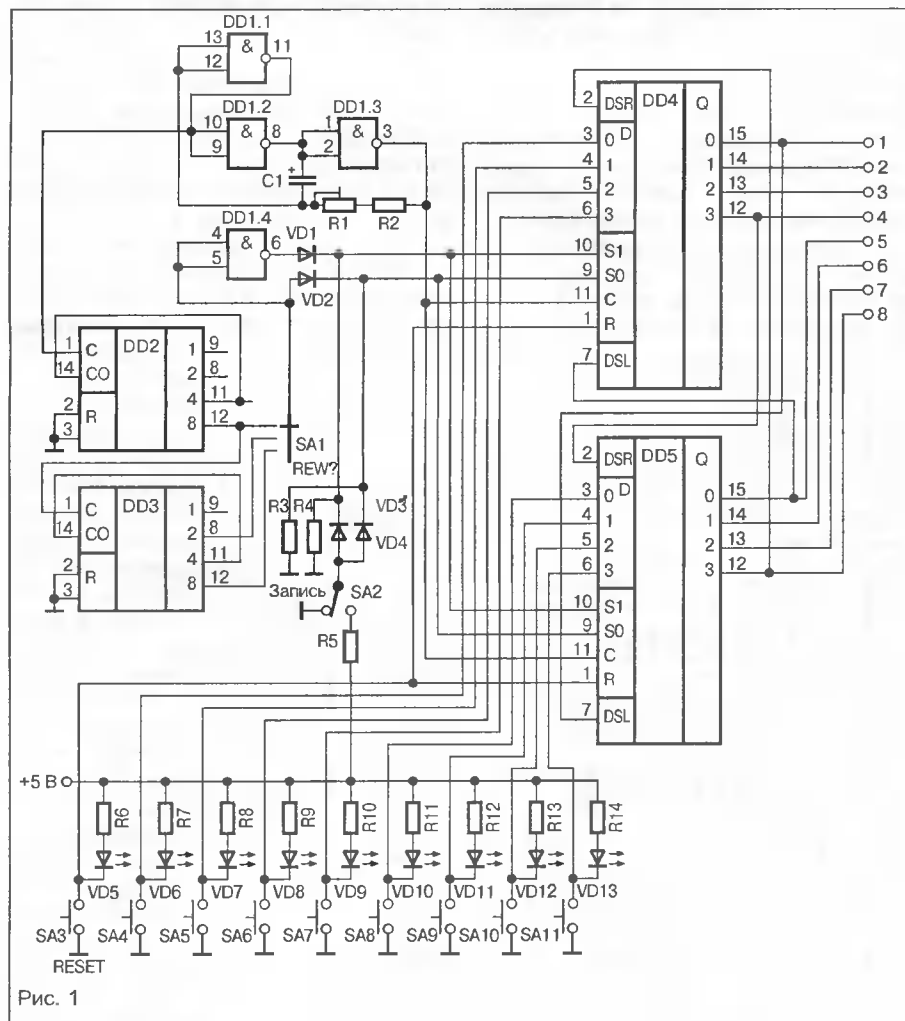


Рис. 1

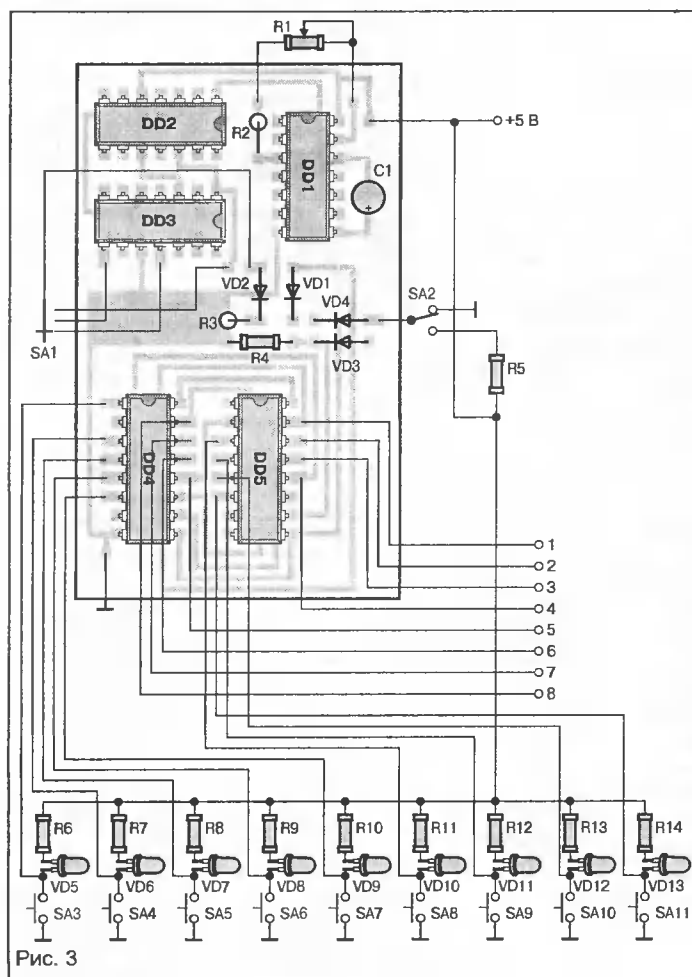


Рис. 3

нию. С появлением фронта на этом выводе (а он соединен через конденсатор C2 со входом DD6.4) на этом входе кратковременно формируется 1. Через логический элемент «ИЛИ» на диодах VD9-VD16 напряжение высокого уровня поступит и на второй вход DD6.4. При такой комбинации, когда на обоих входах элемента «И-НЕ» присутствует лог. 1, на его выходе сформиру-

ется лог. 0, который запретит работу элементов DD6.2 и DD6.3, и на их выходах появится уровень лог. 1. В этом случае на входах S0 и S1 микросхемы DD7 появляется комбинация, при которой регистр записывает информацию с параллельных входов, и с появлением фронта на входе «С» он запишет состояние, в котором на данный момент находятся счетчики DD4 и DD5. Как только конденсатор C2 зарядится, комбинация изменится, и регистр с приходом каждого фронта на вход «С» начнет сдвигать записанную в него информацию в ту или иную сторону (это уже определяется тем, на каком из входов, S0 или S1, присутствует 0, а на каком 1).

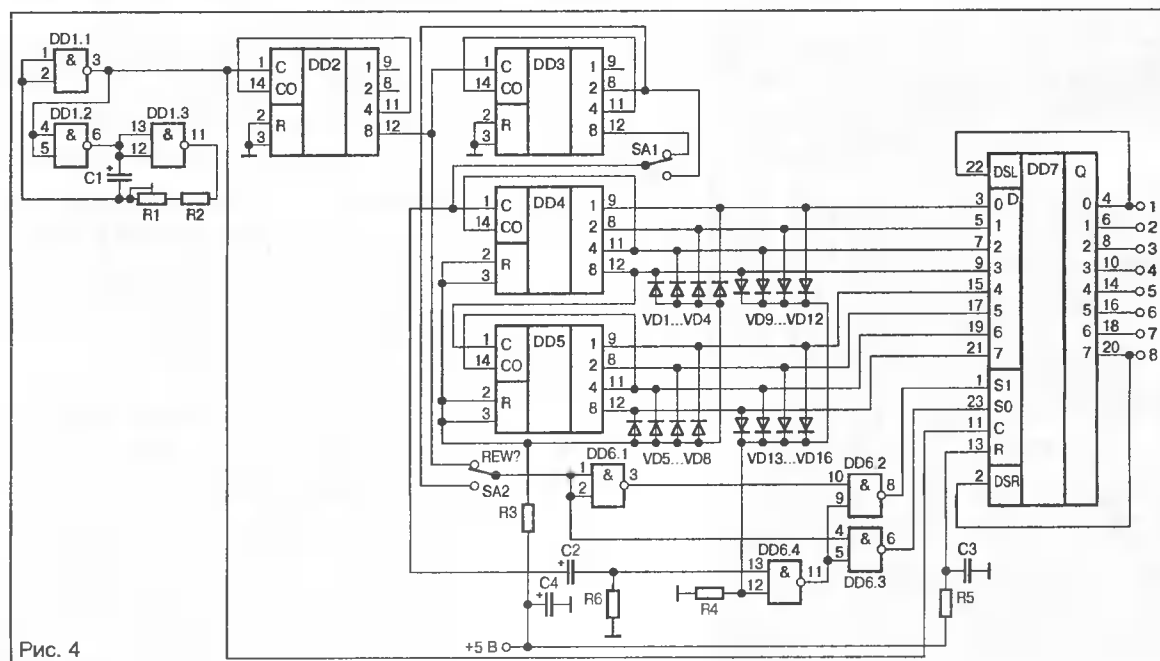


Рис. 4

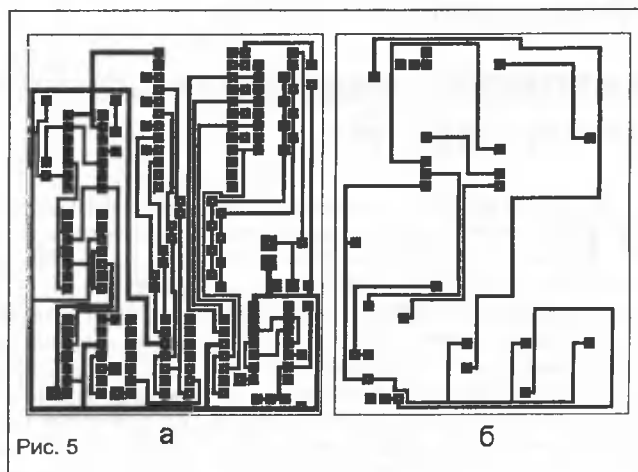


Рис. 5

ется лог. 0, который запретит работу элементов DD6.2 и DD6.3, и на их выходах появится уровень лог. 1. В этом случае на входах S0 и S1 микросхемы DD7 появляется комбинация, при которой регистр записывает информацию с параллельных входов, и с появлением фронта

На элементах DD6.1-DD6.4 собран формирователь «направление/запись». На диодах VD1-VD8 собран элемент логического «И». Как только счетчики DD4, DD5 досчитают до состояния, когда на всех их выходах будет присутствовать лог. 1, на входах принудительной установки нулевого состояния появится лог. 1, и счетчики «обнуляются». При появлении на всех выходах DD4, DD5 уровня лог. 0 на входе DD6.4 через элемент логического «ИЛИ» на диодах VD9-VD16 сформируется уровень лог. 0, который запретит работу элемента. Поскольку DD6.4 заблокирован, на входы разрешения параллельной записи разрешающий импульс проходить не будет, и информация в регистре не изменится. Так будет продолжаться до тех пор, пока хоть на одном из выходов DD4 или DD5 не появится уровень лог. 1. Принудительная установка нуля и блокировка при его появлении необходимы для исключения появления в регистре комбинаций, при которых все лампы горят или все лампы потушены. Положением переключателя SA2 определяется, через какое количество тактовых импуль-

сов «огонь» изменит направление «бега».

Описанные устройства по своим возможностям заметно превосходят простейшие автоматы, приведенные в предыдущей статье цикла, поэтому использование совместно с ними сетевых силовых ключей будет вполне оправдано.

При питании нагрузки сетевым напряжением в качестве силовых ключей очень часто используются ти-

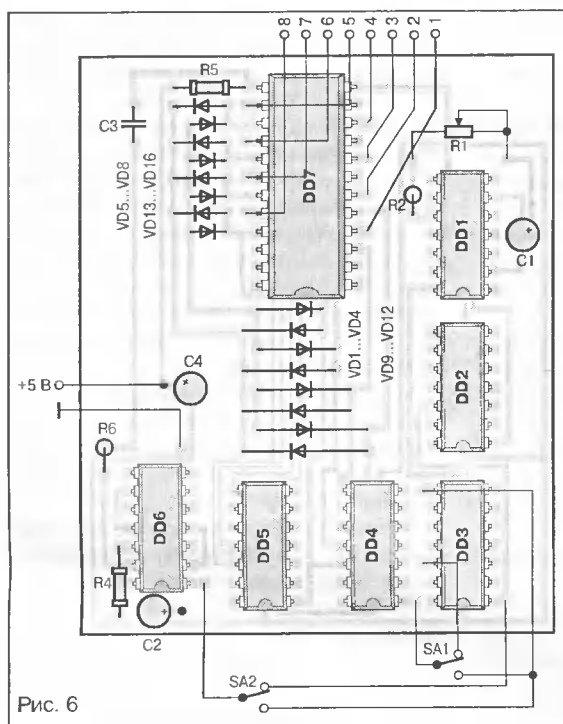


Рис. 6

Таблица 2

Позиция	Тип	Наименование	Замены
R1	СПЗ-4		
R2	МЛТ-0,125		
R3	МЛТ-0,125		
R4, R6	МЛТ-0,125		
R5	МЛТ-0,125		
C1		47 x 16 В	47 x 6,3-25 В
C2		220 x 16 В	220 x 6,3-25 В
C3		0,47 x 63 В	0,33-0,68 x 63 В
C4		220,0 x 16 В	470 x 6,3-16 В
VD1-VD16		КД103А	КД521, КД522, КД503
DD1, DD6		К155ЛА3	К531ЛА3, К555ЛА3
DD2-DD5		К155ИЕ5	К531ИЕ5, К555ИЕ5
DD7		К155ИР13	К531ИР13, К555ИР13

ристоры или симисторы. Их применение значительно облегчает повторяемость схемы, но при этом возникают две существенные проблемы. Во-первых, при использовании нагрузки, не превышающей даже 100 Вт, в звуковоспроизводящем тракте аудиоаппаратуры достаточно хорошо прослушиваются коммутационные помехи, создаваемые открывающимися тиристорами или симисторами. Во-вторых, для безопасной эксплуатации требуется введение гальванической развязки управляющей схемы от сети питания 220 В.

Для решения первой проблемы практически во всех автоматах световых эффектов с тиристорными/симисторными выходами в цепи питания устройства устанавливают фильтр. С целью увеличения эффективности подавления помех фильтр име-

ет «Г» или «Т» структуру (рис. 7). Катушку индуктивности для фильтра устройства, работающего на нагрузку суммарной мощностью до 1 кВт, можно изготовить на ферритовом сердечнике типоразмера К42х25х11 с проницаемостью 2000, намотав на каждый стержень магнитопровода порядка 30-40 витков провода ПЭВ-2 диаметром 1,4...1,6 мм. Подобное включение обмоток дросселя позволяет серьезно уменьшить габариты при той же эффективности, поскольку встречное включение обмоток за счет взаимной компенсации магнитных полей сильно ослабляет импульсные помехи. Для увеличения надежности устройства обмотки лучше расположить по разные стороны кольца, что исключит возможность короткого замыкания, в случае нарушения изоляции провода. Рабочее напряжение конденсаторов должно быть не менее 400 В, а емкость соединенных параллельно конденсаторов — 2...4 мкФ. При больших мощностях нагрузки можно сложить вместе два кольца того же типоразмера и намотать такое же количество витков, но диаметр провода должен быть не менее 1,7 мм.

Кроме того, если необходимо свечение излучателей в полный накал, тиристорный каскад требует использования диодного моста, поскольку тиристор не в состоянии пропускать обе половинны сетевого напряжения. Далее необходимо учесть, что при больших нагрузках, например, 4 канала по 200 Вт, суммарный ток приблизительно составит 3 А. Но это ток, по-

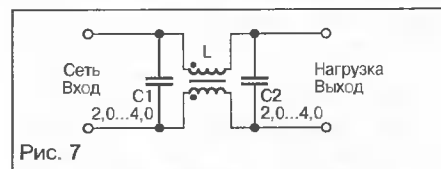


Рис. 7

требляемый лампами в светящемся состоянии, а в момент подачи напряжения питания лампы накаливания потребляет в 3-5 раз больше. Следовательно, 3 А умножается на 5 и, для надежности, к получившимся 15 А добавляется еще 25-35%. Полученная величина — 20 А — это и есть ток, на который должен быть рассчитан диодный мост, и использование популярных выпрямительных диодов (типа Д242) становится практически невозможным.

На рис. 8 приведена схема линейки тиристорных ключей для «бегущих огней» без гальванической развязки (перечень элементов — в табл. 3). Здесь входной сигнал поступает непосредственно на усилители тока, т. к. выходного тока интегральных микросхем недостаточно для открытия тиристоров. Через токоограничивающие резисторы R1-Rn+1 напряжение высокого уровня попадает на базы п-р-п-транзисторов VT1-VTn+1 (количество ключей не ука-

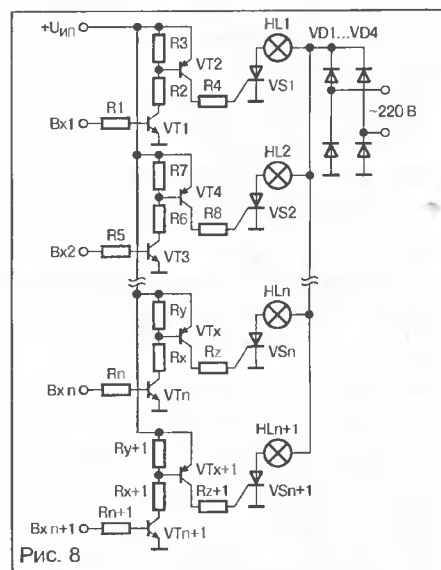


Рис. 8

Таблица 3*

Позиция	Тип	Наименование	Замены
R1, R3	МЛТ-0,125	3,9 кОм	2,7-4,3 кОм
R2	МЛТ-0,125	2,2 кОм	1,8-2,7 кОм
R4	МЛТ-0,25	зависит от типа тиристора	470-910
VT1		КТ315	КТ503
VT2		КТ814	КТ816
VS1		T112-16-6	T112-**-4, T116-**-4
VD1-VD4		D132-40-8	D132-****-4, D142-****-4
HL1		2 запараллеленных лампы по 150W	от типа тиристора

Под знаком ** подразумевается двухзначное число, которое означает максимальный ток тиристора

Под знаком **** подразумевается двухзначное число, которое означает максимальный ток диода

Остальные элементы аналогичны для каждого ключа

Транзисторы с любыми буквами

зано преднамеренно, поскольку оно может колебаться и соответствует требуемому количеству каналов) и открывают их. Протекая через переходы коллектор-эмиттер транзисторов VT2–VTx+1, ток открывает их, а они, в свою очередь, создают требуемые для включения тиристорных токи на управляющих электродах. Использование двух транзисторных формирователей позволило сделать ключи универсальными и брать питание для них до стабилизатора напряжения, что в свою очередь сильно облегчило его работу. Универсальность же заключается в том, что тиристоры могут быть практически любого типа, даже очень мощные, требующие больших токов включения. Открывающий ток тиристоров можно регулировать либо величиной напряжения питания, либо номиналом токоограничивающих резисторов R4–Rz+1. Например, при использовании тиристоров T112-16-6 и напряжении питания $U_{ип} = 10\text{ В}$, номинал резисторов R4, R8, ... Rz, Rz+1 составит 620 Ом. Использовать тиристоры типа КУ201, КУ202 можно, но в последнее время их качество оставляет желать лучшего. Поэтому лучше воспользоваться промышленными тиристорами серии T112, T116, что в свою очередь позволяет серьезно сэкономить на габаритах и выиграть в мощности нагрузки, поскольку в зависимости от типа можно выбрать тиристоры с номинальным током от 10 до 25 А.

Диодный мост для подобных ключей лучше использовать тоже на промышленных диодах, типа Д132, Д142 и т. д. Естественно, что при мощностях нагрузки более 100 Вт на канал требуется установить тиристоры и диоды на теплоотводы, причем площадь теплоотвода для диодов должна быть много больше площади теплоотвода для тиристора, поскольку через них течет суммарный ток.

Для гальванической развязки устройства управления и сетевого напряжения используют, как правило, оптронную или трансформаторную развязку. Каждый из вариантов имеет свои достоинства и недостатки: при использовании оптронов приходится серьезно потратиться (они не дешевы), при использовании трансформаторов требуется много времени на их изготовление. Развязку делают либо на входе устройства, либо непосредственно перед силовыми ключами. Первый вариант наиболее приемлем для «цветомузык», поскольку на входе имеется сигнал в виде переменного напряжения. Для «бегущих огней» от гальванической развязки можно отказаться вообще, но только в случае использования тиристорных силовых ключей и непроводящих элементов управления

работой автомата (переключатели, регуляторы скорости и т. д.).

При использовании симисторных выходов наиболее предпочтительна трансформаторная развязка непосредственно перед ключами, поскольку нагрузка питается переменным напряжением и на управляющий электрод симистора требуется подавать переменное напряжение для того, чтобы он пропускал обе полуволны напряжения питания.

На рис. 9 приведена схема выходных ключей с использованием симисторов с трансформаторной гальванической развязкой (перечень элементов — в табл. 4). На транзисторах VT1–VT2 выполнен задающий генератор, на транзисторе VT3 — усилитель мощности. Принцип работы подобных генераторов подробно описан в журнале «Схемотехника», №6/2001, поэтому на этом внимание заостряться не будет. Номиналы генератора подобраны таким образом, чтобы его частота составляла 28–34 кГц, что собственно и позволяет уменьшить размеры развязывающих трансформаторов. Сигналы с платы управления открыва-

ют тот или иной транзистор из линейки VT4–VTn+1 и тем самым подключают второй, нижний по схеме, вывод первичной обмотки трансформатора к общему проводу. Поскольку напряжение пульсирующее, то во вторичных обмотках трансформаторов начинает наводиться напряжение, которое пройдя через токоограничивающий резистор откроет соответствующий симистор. Подобное решение позволяет избавиться от мощного диодного моста и серьезно снизить габариты за счет установки всех симисторов на один общий теплоотвод.

В качестве магнитопровода можно использовать сердечник от любого вышедшего из строя телевизионного ТМС. Причем одного сердечника хватает для изготовления двух трансформаторов. Для этого необходимо вытащить сердечник из пластмассовой оправки, откусив бокорезами верхнюю «шляпку» ТМС. Затем треугольным надфилем посередине длины сердечника делается надрез глубиной 2–3 мм, и сердечник на месте надреза перекусывается бокорезами. Затем на сердечник наматывается два слоя бумаги с использо-

ванием клея, и наматывается «в навал» первичная обмотка с равномерным распределением витков. Она должна содержать 400 витков провода ПЭВ-2 диаметром 0,1 мм. После этого делается еще одна двухслойная бумажная «прокладка», и наматывается вторичная обмотка тем же проводом, но сложенным вдвое. Количество витков вторичной обмотки равно 250. Номинал токоограничиваю-

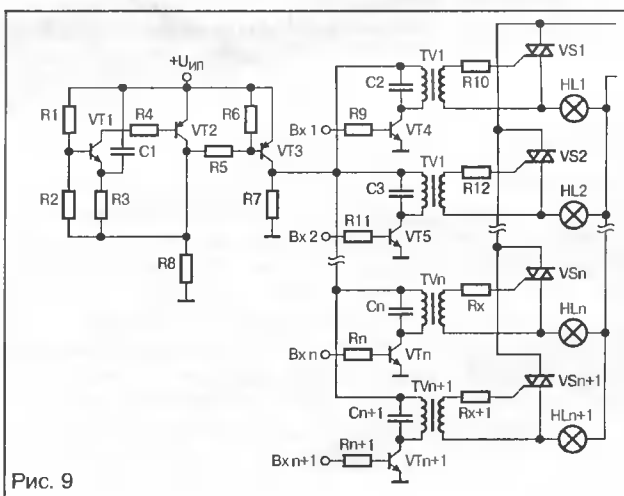


Рис. 9

Таблица 4

Позиция	Тип	Наименование	Замены
R1, R2	МЛТ-0,125	33 кОм	
R3, R4	МЛТ-0,125	560	
R5, R7, R8	МЛТ-0,25	1,5 кОм	
R6	МЛТ-0,125	560	
R9	МЛТ-0,5	3,9 кОм	2,7-4,3 кОм
VT1		КТ3102	лучше не менять, поскольку рабочая частота достаточно высока
VT2		КТ502	
VT3		КТ851	
VT4		КТ815	КТ817
C1		0,022 мкФ	
C2		1000 пФ	
VS1		ТС122-25-8	ТС112-**-4, ТС116-**-4
HL1		2 запараллеленных лампы по 150W	от типа симистора

Под знаком ** подразумевается двухзначное число, которое означает максимальный ток симистора

Остальные элементы аналогичны для каждого ключа

Транзисторы с любыми буквами

щих резисторов R10 возможно придется подобрать, особенно при использовании мощных симисторов. В оригинале использовались резисторы МЛТ-0,5 номиналом 30 Ом, симисторы типа ТС122-25-8, амощность нагрузки составляла 300 Вт на канал.

Подобный трансформатор можно изготовить и на других сердечниках, например, на одинаковой длины (15–20 мм) кусочках круглого ферритового стержня магнитной антенны радиоприемника. Количество витков можно оставить таким же. Следует также отметить, что количество витков никаким образом не рассчитывалось, а наматывалось «на глаз», однако даже при питании линейки транзисторов напряжением 15 В повышения температуры коммутирующих транзисторов не наблюдалось. Снижение КПД подобных трансформаторов из-за лишних витков при более низком напряжении питания на функциональности самого устройства никак не сказалось.

Для максимального подавления помех (при очень больших нагрузках) используют дополнительные следящие формирователи, которые разрешают открытие силовых ключей только в момент перехода синусоиды питающего напряжения через ноль. Такой узел можно ввести и в предлагаемую схему, воспользовавшись, например, оптроном АОТ127 (рис. 10, табл. 5). Пока сетевое напряжение имеет достаточную величину, светодиод оптрона светится, и фототранзистор шунтирует базу транзистора VT1, тем самым запрещая работу генератора. Как только напряжение снизится настолько, что транзистор оптрона закроется, генератор начнет вырабатывать импульсы, и соответствующие симисторы будут открыты.

Иногда возникает необходимость регулировки яркости свечения гирлянд.

Для этого можно воспользоваться схемой, приведенной на рис. 11 (перечень элементов — в табл. 6). Она одинаково эффективно может использоваться и с тиристорами, и с симисторами. По

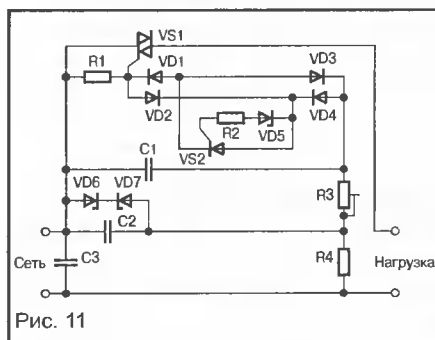


Рис. 11

Таблица 6

Позиция	Тип	Наименование	Замены
R1	МЛТ-0,25	10к	9,1-15к
R2	МЛТ-0,125	560	470-620
R3	СПЗ-4	10к	
R4	МЛТ-2	43к	
C1		1,0 x 63В	потребуется подбор под каждый симистор VS1
C2		0,47 x 63В	
C3	K73-17	1,0 x 400В	
VD1-VD4		IN4007	КД209А, FR157
VD5		КС168	КС182, КС191
VD6, VD7		КС530	КС531, КС533
VS1		ТС132-40-8	
VS2		КУ101Б	КУ101В, Г

сути, это регулятор мощности, «отсекающий» часть полуволны синусоиды напряжения питания (рис. 12). Принцип его работы основан на задержке открытия симистора VS1 на некоторое время, что уменьшает действующее значение приложенного напряжения и уменьшает яркость свечения излучателей. Время задержки определяется номиналами конденсаторов C1, C2 и резисторов R3, R4. На VS1 собран аналог динистора. Как только C1 зарядится до напряжения стабилизации стабилитрона VD5, он открывается, и накопленная в C1 энергия поступает на управляющий электрод симистора VS1. Диоды VD1-VD4 играют роль диодного моста для динистора, поскольку регулировать задержку открытия симистора надо при обоих полярностях переменного напряжения питания. Резистором R3 регулируется время заряда C1, а

значит и время задержки открытия VS1. Иными словами, от положения его движка будет зависеть величина действующего значения поданного на нагрузку напряжения или яркость свечения светоизлучателей. Остается только добавить, что номинальный ток симистора VS1 должен быть рассчитан на суммарный ток все каналов, и что подобный регулятор создает очень сильные сетевые помехи, поэтому настоятельно рекомендуется использовать на входе подобного варианта фильтр питания.

В качестве источников питания и первого и второго устройства можно использовать схему, приведенную на рис. 13. Мощность сетевого трансформатора должна быть не менее 10 Вт. Выходное переменное напряжение должно составлять 8...9 В. Конденсатор C1 должен быть рассчитан на напряжение не ниже 16 В, C2 — 6,3 В. Емкость обоих конденсаторов должна составлять 330–470 мкФ. Интегральный стабилизатор DA1 (КР142ЕН5А или LM7805) должен быть установлен на теплоотвод, выполненный из алюминиевой полосы толщиной 1–1,5 мм и размерами 30x60 мм. При большем напряжении вторичной обмотки сетевого трансформатора площадь теплоотвода DA1 необходимо увеличить, од-

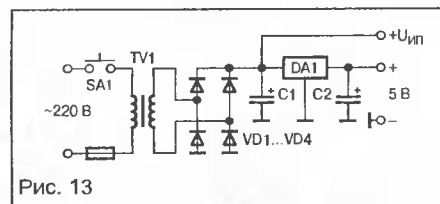


Рис. 13

нако превышение переменного напряжения более 12 В может вызвать слишком большое выделение тепла на DA1 и привести к тепловому пробое стабилизатора. В качестве выпрямительных диодов можно использовать КД209, 1N4007, FR157 или любые другие, рассчитанные на ток не менее 0,5 А. Выключатель SA1 — типа ПКН, предохранитель на 0,25 А при условии, что на силовые ключи будут установлены отдельные предохранители, на каждый канал индивидуально. Ток последних должен составлять 50% от максимального тока, на который рассчитаны используемые силовые ключи (тиристоры или симисторы).

Об использовании в качестве силовых ключей полевых транзисторов и о построении программно управляемых «бегущих огней» будет рассказано в следующем номере.

Андрей Тишкунов,
root@amr.novshah.donpar.ru

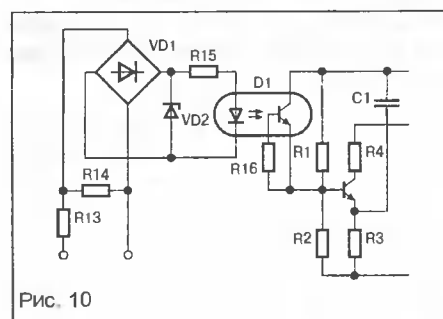


Рис. 10

Таблица 5

Позиция	Тип	Наименование	Замены
R13	МЛТ-0,5	150 кОм	
R14	МЛТ-0,25	15 кОм	
R15	МЛТ-0,125	3,3 кОм	может потребоваться подбор
R16		10 кОм	9,1-12 кОм
VD1		КЦ407	
VD2		КС518	
D1		АОТ127	

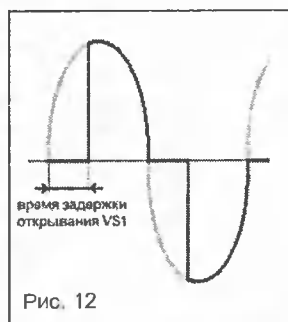


Рис. 12

Регулятор яркости светильника — это очень просто

В радиолюбительской практике широко распространены различные схемы регуляторов мощности, позволяющих плавно регулировать яркость лампы накаливания, температуру жала паяльника или спирали электроплитки. В быту чаще всего регулятор мощности бывает необходим для небольшого домашнего светильника (бра, настольной лампы), в котором используется лампа накаливания мощностью не более 100 Вт. Однако большинство описываемых в радиолюбительской литературе регуляторов довольно сложны, либо имеют значительные габариты, т. к. рассчитаны на большую мощность. Кроме того, в этих схемах зачастую применяются малораспространенные радиоэлементы (тиристоры большой мощности, однопериодные и полевые транзисторы и др.).

Промышленностью выпускаются различные регуляторы мощности, однако не всегда имеется возможность их приобрести. Кроме того, они обычно выполнены в виде отдельных устройств, и установить их внутрь имеющегося светильника довольно сложно.

На рис. 1 представлена схема простейшего регулятора мощности, который сможет самостоятельно изготовить даже начинающий радиолюбитель из «подручных деталей». Схема является традиционной, регулирующим элементом в ней является тиристор, работой которого управляют транзисторы VT1 и VT2. На управляющий электрод тиристора поступают импульсы открывающего напряжения, сдвинутые по фазе относительно анодного напряжения.

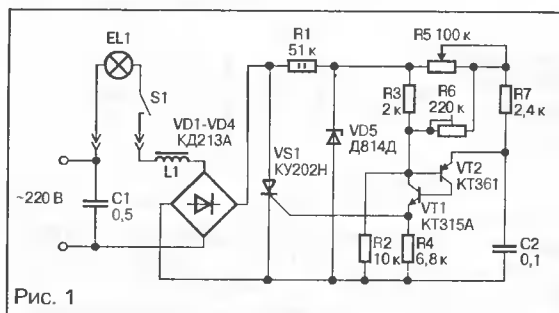


Рис. 1

Яркость свечения лампы зависит от момента открывания тиристора (величины фазового сдвига). Фазосдвигающая цепь состоит из элементов R5, R6, R7, C2. Яркость лампы регулируется переменным резистором R5. Подстроечным резистором R6 устанавливается уровень минимальной яркости. Элементы L1, C1 необходимы для подавления высокочастотных помех, создаваемых регулятором в сети.

В схеме можно использовать переменные и подстроечные резисторы любых типов. Диоды VD1-VD4 можно заменить другими аналогичными. В качестве тиристора можно также использовать КУ202Л или КУ202М. Конденсатор C2 — любого типа, C1 — типа К73-11, К73-17 на напряжение не менее 400 В. Дроссель L1 можно вы-

полнить на ферритовом стержне диаметром 8 мм и длиной 50 мм, намотав на нем 150 витков провода ПЭВ диаметром 0,5-0,6 мм (виток к витку в два слоя на бумажной гильзе, обмотку желательно пропитать лаком). Также в качестве дросселя L1 подойдет любой готовый аналогичного назначения. При использовании лампочки мощностью не более 100 Вт, устанавливать тиристор на радиатор не требуется. Детали схемы можно смонтировать на небольшом куске стеклотекстолита (макетной платы) и встроить внутрь светильника или поместить в подходящий корпус.

Для более опытных радиолюбителей можно предложить схему сенсорного выключателя/регулятора яркости. Эта схема (рис. 2) реализована на основе микросхемы К145АП2, которая мало известна радиолюбителям, однако имеется в продаже и недорого стоит (10-15 руб.). Схема этого устройства также является типовой, подобные регуляторы выпускает промышленность с небольшими различиями в схеме и в используемых компонентах.

Устройство работает следующим образом: при кратковременном прикосновении рукой (пальцем) к сенсору E1 светильник включается. При повторном прикосновении светильник выключается. Если руку удерживать на сенсоре более 0,5 с, то яркость светильника начинает плавно изменяться на увеличение или на уменьшение. Для измене-

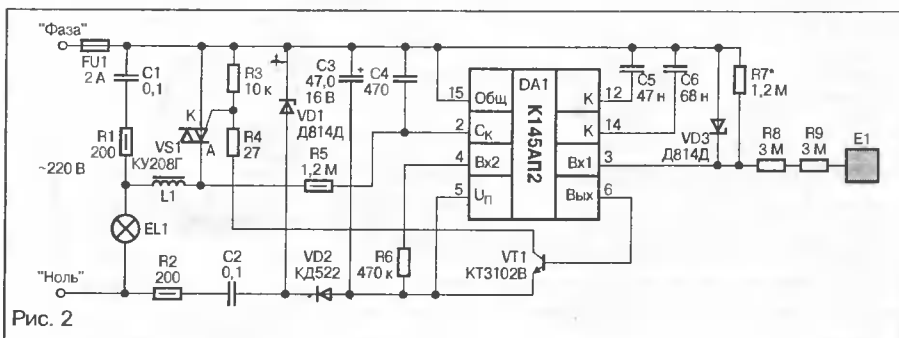


Рис. 2

ния направления регулировки необходимо убрать руку и повторно прикоснуться к сенсору. Для того чтобы зафиксировать выбранный уровень яркости достаточно просто убрать руку с сенсора. Как показывает практика, такой интерфейс управления является очень удобным при повседневной эксплуатации светильника.

Описываемое устройство состоит из следующих функциональных узлов: микросхема DA1 со стандартными цепями коррекции и защиты; узел управления симистором VT1, R3, R4; цепь формирования синхроимпульса C4, R5; элементы питания микросхемы — R2, C2, VD2, VD1, C3. Элементы C1, R1, L1 образуют фильтр подавления высокочастотных помех, возникающих при работе регулятора.

В схеме можно использовать элементы: C1, C2 — типа К73-11, К73-17 на напряжение не менее 400 В; дроссель L1, аналогичный описанному в начале статьи; C4-C6 — любого типа (неэлектrolитические). Стабилитроны VD1, VD3 и диод VD2 можно заменить другими аналогичными. В качестве сенсора E1 рекомендуется использовать любую металлическую пластину площадью не менее 3 см². Сенсорную пластину также можно заменить обычной кнопкой, подключив ее между выводами 3 и 5 DA1. В этом случае необходимо удалить элементы R8, R9, VD3, а номинал R7 уменьшить до 100 кОм.

Правильно изготовленное из исправных деталей устройство не требует настройки и сразу начинает работать, важно лишь правильно подключить его к сети («фазу» и «ноль» подвести так, как показано на схеме). Как и описанный в начале статьи регулятор, это устройство можно выполнить в виде приставки к светильнику или разместить в его корпусе.

В заключение хочется напомнить, что при работе с сетью переменного тока 220 В необходимо помнить об электробезопасности.

Петр Загорелов,
rdbbs@mail.ru

Устройство для зависимого включения электроприборов

Часто бывает необходимо при включении одного устройства одновременно с ним включить одно или даже несколько других. Самые распространенные в быту варианты: телевизор-блок питания антенного усилителя, телевизор-видеоплейер, тюнер НТВ.

Чтобы избежать излишних манипуляций, желательно иметь такое устройство, которое при включении питания одного прибора автоматически включало бы другие вспомогательные устройства.

В свое время в журнале «Радио» было описано несколько таких конструкций [1, 2]. Однако в [1] описывается устройство, в котором в качестве ключа используется относительно редкое высокоомное реле. В [2] в обеих описанных конструкциях форма выходного тока для питания ведомой нагрузки зависит от характера потребляемого тока ведущей нагрузки, что может накладывать определенные ограничения на тип подключаемых приборов, и в ряде случаев может сделать невозможным их нормальное совместное использование.

Для повторения предлагается несложное устройство, предназначенное для автоматического зависимого включения электро- и радиоприборов, в котором в качестве силового ключа используются распространенные мощные p-канальные высоковольтные полевые транзисторы обогащенного типа. Устройство не создает помех по цепям питания и может управлять нагрузкой мощностью от долей ватта до 150 Вт и более. К нему в любом сочетании могут подключаться нагрузки как потребляющие ток в течение всего сетевого периода (лампы накаливания, электронагревательные приборы, электродвигатели), так и потребляющие максимум тока на пиках амплитуды сетевого напряжения (телевизоры, мониторы, осветительные приборы с тиристорными регуляторами мощности и т. п.). На рис. 1 приведена функциональная схема устройства. Ведущий прибор мощностью более 30 Вт подключается к гнезду XS1. При включении его питания на первичной обмотке трансформатора Т1 наводится ЭДС величиной более 60 мВ. Диоды VD2, VD3 предназначены для ограничения амплитуды напряжения на обмотке I до величины 0,6...1 В. Так как трансформатор является повышающим, то на выходе диодного моста, собранного на германиевых диодах VD4-VD7, появляется постоянное напряжение, максимальная величина которого ограничена стабилитроном VD8. Роль токоограничительного резистора выполняет сопротивление провода вторичной обмотки.

Когда напряжение на конденсаторе C1 превысит 5...7 В, полевые транзисторы VT1, VT2 полностью откроются и зашунтируют открытым каналом исток-сток выход диодного моста VD1. Следовательно, на ведомый прибор (нагрузка 2) поступит почти полное напряжение питания. Емкости конденсатора C1 достаточно, чтобы транзисторы оставались открытыми в течение нескольких периодов сетевого напряжения после пропадания тока в цепи питания нагрузки 1. Это позволяет в качестве ведущего использовать электро- или радиоприбор любого типа, максимальная мощность которого ограничена лишь типом примененных диодов VD2, VD3 и типом провода первичной обмотки повышающего трансформатора.

Варистор R1 гасит высоковольтные импульсы напряжения, которые по различным причинам могут появиться в питающей сети и привести к выходу из строя закрытых полевых транзисторов силового ключа.

Не следует применять конденсатор C1 емкостью большей, чем указанная на схеме, иначе процесс отключения нагрузки 2 может растянуться на довольно длительное время, а это, в свою очередь, может привести к локальным перегревам кристаллов транзисторов.

На месте диодов VD2, VD3 могут быть любые выпрямительные диоды, выдерживающие максимальный ток, который могут потреблять ведущие приборы. Для абсолютного большинства случаев подойдут двухамперные KD226, RL201, RL202, трехамперные 1N5401, BY251. Диоды VD4-VD7 — маломощные германиевые из серий D9, D18, D20. Диодный мост VD1 на 3 А, 1000 В можно заменить на любой другой, рассчитанный на напряжение не менее 400 В и выдержи-

вающий потребляемый ведомой нагрузкой ток, например, BR34, BR36, KBPC106, KBL04. Стабилитрон можно взять любой маломощный на 10...12 В, к примеру, KC508A, KC210B, KC207B, KC512A, D814B.

К сожалению, распространенные типы высоковольтных полевых транзисторов с изолированным затвором имеют относительно высокое сопротивление открытого канала. Поэтому для уменьшения потерь мощности и напряжения использовано параллельное включение двух однотипных транзисторов. Вместо транзисторов указанного на схеме типа можно взять пару BUZ90, BUZ90AF, IRF830, IRF832, а также транзисторы серий КП726, КП070, КП753. Еще лучшие результаты будут получены, если вместо двух использовать один транзистор, гарантированно имеющий сопротивление открытого кана-

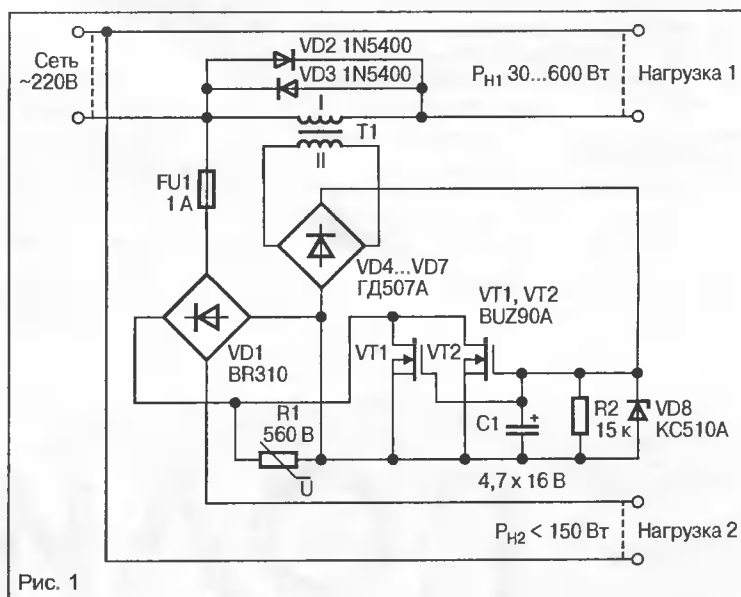


Рис. 1

ла сток-исток менее 0,5 Ом (IRFP450, IRFP350, КП79А, КП81А).

Трансформатор может быть выполнен на стальном магнитопроводе с площадью сердечника 1...2 см². Первой наматывается вторичная обмотка. Она содержит 5500 витков обмоточного

Редакция журнала
«Схемотехника»
приглашает авторов
к сотрудничеству

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

Гонорары выплачиваются
авторам, проживающим
на территории СНГ

провода диаметром 0,06 мм. После наматывается первичная обмотка, которая содержит 45 витков провода диаметром 0,56 мм. Между обмотками прокладывается от двух до четырех слоев тонкой фторопластовой или полиэтиленотерфталатной пленки.

При мощности ведомой нагрузки до 40 Вт достаточно установить один полевой транзистор указанного на схеме типа. Так как при эксплуатации устройства невозможно предвидеть все ситуации, например, ошибочное включение в гнездо XS2 более мощной нагрузки или недостаточно полное открывание транзисторов, допустим, из-за сильного снижения напряжения сети, то желательна установка транзисторов на небольшой общий теплоотвод. При выборе размеров теплоотвода следует стремиться к тому, чтобы при длительной работе устройства в нормальном режиме температура корпусов транзисторов не превышала 45°C. Для мощности нагрузки 2, равной 150 Вт, достаточно оба транзистора установить на общий дюралюминиевый теплоотвод с площадью охлаждающей поверхности 50 см².

После сборки устройства необходимо определить, какая минимальная мощность ведущей нагрузки необходи-

ма для нормального функционирования устройства. Для этого при отключенной нагрузке 2 на устройство подается напряжения питания, и к гнезду XS1 подключается нагрузка, в качестве которой удобно использовать лампы накаливания мощностью 16, 25, 40 и 60 Вт. Измеряется напряжение на конденсаторе С1. Минимально допустимой мощностью ведущего прибора считается та, при которой напряжение на конденсаторе превысит 7 В.

При желании и необходимости допустимую мощность подключаемых ведомых приборов можно увеличить до нескольких сотен ватт, применив соответствующие управляемой нагрузке предохранитель, диодный мост и полевой транзистор. Естественно, потребуются соответствующие теплоотводы, в том числе и для диодного моста. Транзистор (или транзисторы) в данном устройстве рекомендуется использовать при токе не более чем на 40% от максимального допустимого тока стока используемых типов транзисторов.

Изменив намоточные данные первичной обмотки трансформатора, можно сдвинуть диапазон мощностей ведущей нагрузки в любую сторону.

Описанное в этой статье устройство может найти самое различное применение.

Например, холодильник компрессионного типа, у которого цикл «работа/пауза» имеет обычно соотношение 1, может управлять вентилятором кухонной вытяжки.

Применяя для автоматического включения/выключения различных приборов как описанное выше устройство, так и другие подобные, о которых рассказывается в соответствующей технической литературе, можно не только снизить расход электроэнергии и увеличить ресурс подключенных устройств, но и учитывая то, что многие вспомогательные приборы без всякой надобности работают круглосуточно и часто остаются без присмотра, уменьшить вероятность возгорания.

Андрей Бутов,
shemotech@mail.ru

Литература:

1. Нечаев И. Зависимое включение электро- и радиоприборов. — Радио, 1996, № 8, с. 51.
2. Нечаев И. Зависимое включение электро- и радиоприборов. — Радио, 1999, № 9, с. 28-29.

ПОЛИСЭТ

оптовые поставки электронных компонентов



SMD компоненты

многослойные керамические SMD конденсаторы, танталовые SMD конденсаторы, SMD резисторы, резисторные сборки...



Конденсаторы электролитические

поверхностного монтажа (SMD), сверхминиатюрные и неполярные, с низкими импедансом и током утечки, для отклоняющих систем и пуска электромоторов...

Конденсаторы пленочные



Выпрямительные диоды и мосты

SMD диоды и выпрямительные мосты, сверхбыстрые и мощные, высоковольтные и автомобильные, с барьером Шоттки и диоды Зенера...

Тел./факс: (095) 967-05-91, 967-05-92; <http://www.poliset.ru>; e-mail: info@poliset.ru

Отечественные ИС стандартной логики

Вниманию читателей предлагается описание ИС серий 5554 и 5514 производства ОАО «Ангстрем». Новые семейства быстродействующих КМОП логических ИС — аналоги всемирно известных серий 54АС и 54НС, выпускаемых многими ведущими микроэлектронными фирмами. В России и СНГ частично выпускаются аналогичные ИС серий 1554 и 1564.

В состав семейств 5554/5514 входят полные аналоги ИС серий 54АС/54НС (1554/1564), а также новые ИС, не имеющие аналогов, в серии 54АС/54НС (1554/1564).

Отличия предлагаемых ИС от серий 54АС/54НС (1554/1564):

- быстродействие. Серия 5514 превосходит зарубежные и отечественные аналоги, серия 5554 не уступает им;
- более высокая нагрузочная способность. Серия 5514 превосходит зарубежные и отечественные аналоги, серия 5554 не уступает им;
- возможность внутреннего согласования заданных входов ИС с ТТЛ уровнями входных сигналов;
- возможность реализации заданных входов ИС с триггером Шмитта;
- возможность реализации заданных входов и выходов ИС с триггерной петлей;
- возможность реализации заданных входов ИС без диода на шину питания.

При заказе новых ИС потребитель имеет возможность использовать эти дополнительные свойства в различных их сочетаниях.

Возможность внутреннего (без дополнительных внешних элементов) согласования по уровням входных сигналов ИС серий 5554/5514 с ТТЛ приборами обеспечивает их совместное применение в аппаратуре. Новые ИС могут либо полностью, либо частью своих входов соответствовать микросхемам серий 54АСТ/54НСТ (1594/5564).

При наличии на входе ИС триггера Шмитта существенно повышается помехоустойчивость, что важно при приеме управляющего сигнала, поступающего с длинной линии.

Высокоомная триггерная петля, подключенная внутри ИС к входу или к выходу с третьим состоянием, позволяет поддерживать шину (магистраль), подключенную к этим элементам, в предыдущем квазиактивном состоянии. При этом обмен по шине производится в штатном режиме. Такое решение, когда все управляющие шиной выходы находятся в состо-

янии высокого импеданса, снимает проблему появления на ней лишних импульсов из-за внешних наводок.

Отключение диода на шину питания, обычно присутствующего на входах

КМОП ИС, позволяет использовать данный вход (входы) в режиме преобразования уровней для понижения напряжения питания и амплитуды выходных сигналов для группы ИС (рис. 1).

В настоящее время в состав серии 5554 входят 37 ИС (табл. 1), в серию 5514 — 24 ИС (табл. 2), однако это только начало. Состав серий постоянно растет в соответствии с заявками потребителей.

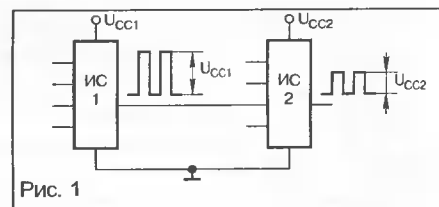


Рис. 1

Таблица 1. Состав серии 5554 (АЕЯР.431260.180ТУ)

ИС	Функция	Корпус
5554БЦ1Т1-00	Четыре логических элемента «2И-НЕ»	401.14-5
5554БЦ1Т1-02	Четыре логических элемента «2ИЛИ-НЕ»	401.14-5
5554БЦ1Т1-04	Шесть логических элементов «НЕ» (инверторов)	401.14-5
5554БЦ1Т1-08	Четыре логических элемента «2И»	401.14-5
5554БЦ1Т1-10	Три логических элемента «3И-НЕ»	401.14-5
5554БЦ1Т1-11	Три логических элемента «3И»	401.14-5
5554БЦ1Т1-14	Шесть независимых триггеров Шмитта с инверсией на выходе	401.14-5
5554БЦ1Т1-20	Два логических элемента «4И-НЕ»	401.14-5
5554БЦ1Т1-21	Два логических элемента «4И»	401.14-5
5554БЦ1Т1-30	Один логический элемент «8И-НЕ»	401.14-5
5554БЦ1Т1-32	Четыре логических элемента «2ИЛИ»	401.14-5
5554БЦ1Т1-34	шесть логических повторителей	401.14-5
5554БЦ1Т1-51	Логический элемент, имеющий булеву функцию: $Y1=A1 \cdot B1 \cdot C1 + D1 \cdot E1 + F1$; $Y2=A2 \cdot B2 + C2 \cdot D2$	401.14-5
5554БЦ1Т1-54	Логический элемент, имеющий булеву функцию: $Y=A \cdot B + C \cdot D + E + F \cdot G + H + I \cdot J$	401.14-5
5554БЦ1Т1-74	Два триггера с однофазным приемом информации и с независимой установкой в состояние лог. 0 и лог. 1	401.14-5
5554БЦ1Т2-85	Четырехразрядная схема сравнения двух чисел	402.16-33
5554БЦ1Т2-109	Два J-K триггера с установкой и сбросом	402.16-33
5554БЦ1Т1-125	Четыре буферных элемента с тремя состояниями на выходе	401.14-5
5554БЦ1Т2-138	Дешифратор-демультиплексор 3 → 8 с инверсией на выходе	402.16-33
5554БЦ1Т2-139	Два дешифратора-демультиплексора 2 → 4 с инверсией на выходе	402.16-33
5554БЦ1Т2-151	Селектор/мультиплексор 8 → 1 со стробированием	402.16-33
5554БЦ1Т2-155	Сдвоенный дешифратор-мультиплексор	402.16-33
5554БЦ1Т2-174	Шесть D-триггеров	402.16-33
5554БЦ2Т2-192	Четырехразрядный двоично-десятичный реверсивный счетчик	402.16-33
5554БЦ2Т2-193	Четырехразрядный двоичный реверсивный счетчик	402.16-33
5554БЦ1Т3-240	Два 4-разрядных формирователя с тремя состояниями и инверсией на выходе	4153.20-3 4157ю.20-А
5554БЦ1Т3-244	Два 4-разрядных формирователя с тремя состояниями на выходе	4153.20-3 4157ю.20-А
5554БЦ1Т3-245	8-канальный двунаправленный формирователь с тремя состояниями на выходе	4153.20-3 4157ю.20-А
5554БЦ1Т4-245	Селектор-мультиплексор 8 → 1 с тремя состояниями на выходе	402.16-33
5554БЦ1Т2-251	Четыре селектора-мультиплексора 2 → 1 с тремя состояниями на выходе	402.16-33
5554БЦ1Т3-273	8-разрядный регистр, управляемый по фронту, с параллельным вводом-выводом данных, с входом установки	4153.20-3 4157ю.20-А
5554БЦ1Т4-273	Четыре регистра-защелки R-S типа	402.16-33
5554БЦ1Т2-279	9-разрядная схема контроля четности	401.14-5
5554БЦ2Т3-299	8-разрядный сдвиговый регистр с асинхронным сбросом и выходом на три состояния	4153.20-3 4157ю.20-А
5554БЦ1Т3-373	8-разрядный регистр, управляемый по уровню, с параллельным вводом-выводом данных, с выходом на три состояния	4153.20-3 4157ю.20-А
5554БЦ1Т4-374	8-разрядный регистр, управляемый по фронту, с параллельным вводом-выводом данных, с выходами на три состояния	4153.20-3 4157ю.20-А
5554БЦ1Т1-393	Два четырехразрядных двоичных счетчика с индивидуальной синхронизацией и сбросом	401.14-5

Таблица 2. Состав серии 5514 (АЕЯР.431260.179ТУ)

ИС	Функция	Корпус
5514БЦ1Т1-00	Четыре логических элемента «2И-НЕ»	401.14-5
5514БЦ1Т1-02	Четыре логических элемента «2ИЛИ-НЕ»	401.14-5
5514БЦ1Т1-11	Три логических элемента «3И»	401.14-5
5514БЦ1Т1-14	Шесть независимых триггеров Шмитта с инверсией на выходе	401.14-5
5514БЦ1Т1-20	Два логических элемента «4И-НЕ»	401.14-5
5514БЦ1Т1-74	Два триггера с однофазным приемом информации и с независимой установкой в состояние лог. 0 и лог. 1	401.14-5
5514БЦ1Т1-132	Четыре независимых элемента «2И-НЕ» с входами на триггерах Шмитта	401.14-5
5514БЦ1Т2-138	Дешифратор-демультиплексор 3 → 8 с инверсией на выходе	402.16-33
5514БЦ1Т2-164	8-разрядный последовательный сдвиговый регистр	401.14-5
5514БЦ2Т2-193	Четырехразрядный двоичный реверсивный счетчик	402.16-33
5514БЦ1Т2-237	Дешифратор-демультиплексор 1 → 8 с адресной защелкой	
5514БЦ1Т3-240	Два 4-разрядных формирователя с тремя состояниями и инверсией на выходе	4153.20-3
5514БЦ1Т4-240		4157ю.20-А
5514БЦ1Т3-241	Два 4-разрядных формирователя с тремя состояниями и инверсией на выходе	4153.20-3
5514БЦ1Т4-241		4157ю.20-А
5514БЦ1Т3-245	8-канальный двунаправленный формирователь с тремя состояниями на выходе	4153.20-3
5514БЦ1Т4-245		4157ю.20-А
5514БЦ1Т2-253	Два селектора-мультиплексора 4 → 1 с тремя состояниями на выходе	402.16-33
5514БЦ1Т2-257	Четыре селектора-мультиплексора 2 → 1 с тремя состояниями на выходе	402.16-33
5514БЦ1Т2-368	Две группы логических элементов «НЕ» с отдельной установкой в третье состояние на выходах	402.16-33
5514БЦ1Т3-374	8-разрядный регистр, управляемый по фронту, с параллельным вводом-выводом данных, с выходами на три состояния	4153.20-3
5514БЦ1Т4-374		4157ю.20-А
5514БЦ1Т3-573	8-разрядный параллельный регистр с тремя состояниями на выходах	4153.20-3
5514БЦ1Т4-573		4157ю.20-А
5514БЦ1Т2-9А1	Мажоритарный двунаправленный магистральный элемент «2 из 3» с тремя состояниями на выходах. Четыре входа без «диодов на шину питания»	402.16-33
5514БЦ1Т2-9А2	Мажоритарный двунаправленный магистральный элемент «2 из 3» с тремя состояниями и наличием высокоомной «триггерной петли» на выходах (вместо Z сохраняется предыдущее состояние выхода). Четыре входа без «диодов на шину питания»	402.16-33
5514БЦ1Т3-9А3	Четыре мажоритарных логических элемента «2 из 3» с тремя состояниями на выходе и с возможностью блокирования двух каналов. Восемь входов без «диодов на шину питания»	4153.20-3
5514БЦ1Т4-9А3		4157ю.20-А
5514БЦ1Т3-9А4	Четыре мажоритарных логических элемента «2 из 3» с тремя состояниями, с высокоомной «триггерной петлей» на выходах (вместо Z сохраняется предыдущее состояние выхода) и с возможностью блокирования двух каналов. Восемь входов без диодов на шину питания	4153.20-3
5514БЦ1Т4-9А4		4157ю.20-А
5514БЦ1Т2-9А5	Четыре и два буферных элемента с отдельным управлением третьим состоянием на выходе. Входы с триггером Шмитта без диодов на шину питания	402.16-33

В обозначении ИС закодирована следующая информация:

- цифра после букв «БЦ» — тип кристалла;
- буква «Т» и цифра за ней — тип корпуса (рис. 2);
- цифры после дефиса — функция ИС по принятой в международной практике системе для микросхем стандартной логики, в т. ч. для серий 54АС/54НС;
- наличие буквы в символах после дефиса означает, что ИС является оригинальной, не имеющей аналога в сериях 54АС/54НС.

Основные электрические характеристики ИС серий 5554/5514 приведены в табл. 3.

Высокие нагрузочная способность, быстродействие (66 МГц по внутреннему D-триггеру для серии 5554 и 33 МГц — для серии 5514) и помехоустойчивость, широкий диапазон питания и температуры окружающей среды позволяют использовать эти микросхемы в самой разнообразной аппаратуре. А высокая устойчивость к воздействию статического электричества СЭ практически снимает ограничения по защите

от СЭ как в производстве, так и при эксплуатации аппаратуры.

Достаточно высокая степень интеграции позволяет в одной ИС серий 5554/5514 реализовать относительно сложные логические функции, необходимые потребителю, что приводит к прямому повышению надежности аппаратуры, ее экономических, производственных и эксплуатационных характеристик.

Микросхемы серий 5554/5514 выпускаются, в зависимости от их функционального назначения, в 14-, 16- и 20-выводных (два вида) металлокерамических корпусах типа 401.14, 402.16, 4153.20 и

4157ю.20 (рис. 2), а также в пластмассовых корпусах типа DIP. При заказе достаточно большой партии ИС могут поставаться и в другом конструктивном исполнении.

ИС серий 5554/5514 устойчивы к механическим и климатическим воздействиям, в том числе:

- пониженной рабочей/предельной температуре — $-60/-60^{\circ}\text{C}$;
- повышенной рабочей/предельной температуре — $+125/+150^{\circ}\text{C}$.

Современная система схемотехнического, топологического и автоматического проектирования, стандартные технология производства и верификации проектов позволяют ОАО «Ангстрем» сократить цикл «заказ-поставка» до 1÷1,5 месяцев и оперативно выполнять заказы на разработку и поставку новых ИС стандартной логики, как оригинальных, так и имеющих аналоги в сериях 54АС/54НС (1554/1564).

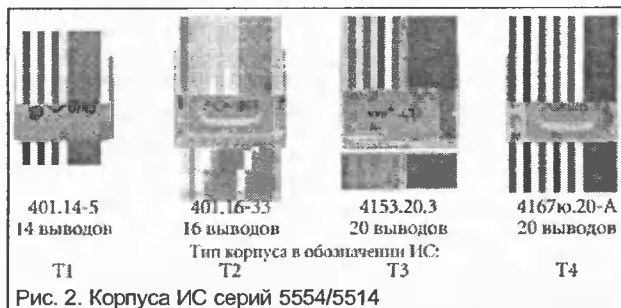


Таблица 3. Электрические характеристики

Входное Напряжение		Выходное напряжение при токе нагрузки I _{OUT}			Входное напряжение при фронте ¹		Ток утечки по входу, U _{IN}	Ток ² утечки по выходу, U _{OUT}	Статический ток потребления	Питание	Температура
					Отрицательном	Положительном					
0	1	0	1	I _{OUT}	0	1					
В				мА	В		мкА			В	°С
Серия 5554											
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2÷6	+20÷+30
≤ 0,9	≥ 2,10	≤ 0,32	≤ 2,56	12	0,5÷1,4	1,5÷2,15	—	—	—	3	
≤ 1,35	≥ 3,15	≤ 0,32	≥ 3,86	24	0,9÷2	2,3÷3,15	—	—	—	4,5	
≤ 1,65	≥ 3,85	≤ 0,32	≥ 4,86	24	1,1÷2,4	2,75÷3,8	—	—	—	5,5	
—	—	≤ 0,10	≥ U _{CC} -0,1	0,05	—	—	±0,1	±1	±8	3÷5,5	-60 ÷ +125
≤ 0,9	≥ 2,10	≤ 0,4	≥ 2,4	12	0,5÷1,45	1,45÷2,15	—	—	—	3	
≤ 1,35	≥ 3,15	≤ 0,4	≥ 3,7	24	0,9÷2,05	2,25÷3,15	—	—	—	4,5	
≤ 1,65	≥ 3,85	≤ 0,4	≥ 4,7	24	1,1÷2,45	2,7÷3,8	—	—	—	5,5	
—	—	≤ 0,1	≥ U _{CC} -0,1	0,05	—	—	±0,1	±1	±80	3÷5,5	
Серия 5514											
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2÷6	+20÷+30
≤ 0,5	≥ 1,50	~	~	—	0,3÷0,9	1,0÷1,5	—	—	—	2	
≤ 1,35	≥ 3,15	≤ 0,26	≥ 3,98	6	0,9÷2,0	2,3÷3,15	—	—	—	4,5	
≤ 1,8	≥ 4,20	≤ 0,26	≥ 5,48	8	1,2÷2,6	3,0÷4,2	—	—	—	6	
—	—	≤ 0,10	≥ U _{CC} -0,1	0,02	—	—	±0,1	±1	±8	2÷6	-60÷+125
≤ 0,5	≥ 1,50	~	~	—	0,3÷0,95	0,95÷1,5	—	—	—	2	
≤ 1,35	≥ 3,15	≤ 0,4	≥ 3,7	6	0,9÷2,05	2,25÷3,15	—	—	—	4,5	
≤ 1,8	≥ 4,2	≤ 0,4	≥ 5,2	8	1,2÷2,65	2,95÷4,20	—	—	—	6	
—	—	≤ 0,1	≥ U _{CC} -0,1	0,02	—	—	±0,1	±1	±80	2÷6	

¹⁾ — Для ИС, имеющих входы с триггером Шмитта;

²⁾ — Для ИС, имеющих выходы с тремя состояниями, в состоянии выхода «выключено» (Z).

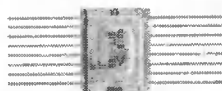
Допустимое значение потенциала статического электричества — 2000 В.

Борис Малашевич,
Валерий Краюшкин,
mbm@angstrom.ru



Отечественные ИС стандартной логики

Серия 5554



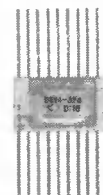
Серия 5514

Две новые серии быстродействующих КМОП логических ИС – аналогов всемирно известных, выпускаемых многими мировыми фирмами:

54AC (1554)



54HC (1564)



Состав серий 5554/5514:

- полные аналоги ИС серий 54AC/54HC (1554/1564),
- новые ИС, не имеющие аналогов в выпускаемых сериях.

Диапазон рабочих температур -60 ÷ +125 °С,
Допустимое значение потенциала статического электричества – 2000 В.

Современная система схемотехнического, топологического и технологического автоматического проектирования, стандартные технология производства и верификации проектов, аттестация предприятия на соответствие требованиям ISO 9001

позволяют Ангстрему сократить цикл «заказ – поставка» до 1 ÷ 1,5 месяцев и оперативно выполнять заказы на разработку и поставку новых ИС стандартной логики, как оригинальных, так и имеющих аналоги в сериях 54AC/54HC (1554/1564).

МАСТЕР КИТ: новая эра в радиолюбительстве

В последнее время в нашей стране возрос интерес к радиолюбительским конструкциям. Издаётся широкий спектр радиотехнических изданий, в которых содержатся описания интересных конструкций, появилось множество информационных радиолобительских сайтов, очень бурно развивается розничная торговля электронными компонентами. А помните, как было раньше?

В 70-80-е годы прошлого столетия в магазинах культтоваров можно было свободно приобрести за 6-8 советских рублей набор для сборки транзисторного приемника прямого усиления на нескольких транзисторах, принимающего вещательные станции на длинных или средних волнах, за 40 рублей — набор для сборки ДВ, СВ и КВ (с диапазоном 16 метров!) супергетеродина «Колос». Продавались «на ура» наборы для сборки усилителей низкой частоты, стабилизированных источников питания, коротковолновых приемников и трансиверов, устройств бытовой электроники и автоматики. В московском магазине «Пионер», в минской, ленинградской и киевской «Электронике», да и в других местах можно было купить недорогие, некондиционные блоки для цветных телевизоров, кинескоп и самому собрать и настроить настоящий цветной телевизор. Позже радиолюбители потянулись в Воронеж за блоками для видеомагнитофонов «Электроника-ВМ12», и потом дома сами собирали «последнее чудо техники»!

Сейчас наборы для радиолюбителей опять становятся востребованными. В цивилизованном мире успешно работают фирмы, продающие радиоэлектронные наборы: Tandy — в США, Kemo — в Германии, Future Kit — в Азии и Австралии и ряд других. Как показала практика, такие наборы пользуются большой популярностью у зарубежных радиолюбителей.

Недостатком западного сервиса является отсутствие обратной связи: радиолюбитель не может оперативно обратиться за консультацией в фирму-изготовитель наборов, высказать свои предложения и пожелания, задать интересующие технические вопросы.

Кроме того, большинство зарубежных наборов не отвечает требованиям отечественных радиолюбителей: скудость технической информации по работе устройства, разный подход к стандартам РМРО (PEAK MUSIC POWER OUTPUT).

В России возможностей для радиолюбительства стало больше — доступна любая литература и любые радиокомпоненты. Однако реально получается, что огромный ассортимент компонентов осложняет жизнь радиолюбителя. Крупные поставщики с большим ассортиментом продукции на складах не заинтересованы в трудоемкой штучной торговле отдельными компонентами. Мелкие поставщики, напротив, готовы доставить под заказ любые компоненты, но за очень высокую цену. Особенно остро проблема комплектации стоит перед начинающими радиолюбителями, у которых нет возможности обзавестись запасом мелких радиокомпонентов. Еще одну проблему составляет сложная и трудоемкая процедура разводки и изготовления печатных плат. И третья проблема состоит в том, как сделать корпус устройства из подручных материалов?

Все эти проблемы решают наборы «МАСТЕР КИТ» (от английского kit — набор, комплект) для учебных и практических целей.

Ассортимент наборов и модулей составляет более 300 наименований. Каждый набор состоит из печатной платы, компонентов, необходимых для сборки устройства и подробной инструкции, содержащей принципиальную и монтажную схемы, порядок сборки и рекомендации по совместному использованию различных наборов.

Устройство должно заработать сразу, не требуя настройки. При этом сохраняются широкие возможности для творчества, т. к. используя комбинации различных наборов можно собрать устройство любой сложности.

При разработке используются как импортные (Philips, IR, Atmel), так и отечественные компоненты.

Все наборы делятся на группы сложности: для начинающих, опытных радиолюбителей и для профессионалов, и на группы технического назначения: бытовая электроника и автоматика, микропроцессорная техника, усилители низкой частоты, приемопередающие устройства, звуковые и световые эффекты, охранные устройства, автомобильная электроника, измерительные устройства, электронные игры, компьютерная периферия и источники питания. Перечень наборов постоянно пополняется новинками.

Наступивший XXI век — время живой электроники и массовой информатизации. Бурно развивается Интернет. Появляются радиолюбительские Web-ресурсы:

в последние годы огромной популярностью у русскоговорящих радиолюбителей пользуется сайт www.qrz.ru, где широко представлены последние радиолобительские новости, конференции, форумы и объявления. QRZ содержит множество разделов и направлений, он может заинтересовать разработчика-схемотехника, ремонтника, радиолюбителя со стажем и начинающего радиолюбителя.

В конце 2001 г. был открыт Интернет-сайт: www.masterkit.ru. Теперь вы можете ознакомиться с полным перечнем наборов и модулей МАСТЕР КИТ: описаниями, принципиальными схемами и цветными фотографиями, а «работу» наборов из раздела «Звуковые эффекты» можно послушать через звуковую карту персонального компьютера. Для более быстрой загрузки насыщенных цветных картинок желательно использовать персональный компьютер не ниже Pentium 233 MMX с оперативной памятью от 32 МБ. По электронному адресу вы можете задать любой технический вопрос и получить квалифицированную консультацию. На сайте открыта конференция, на которой вы можете обсудить нерешенные вопросы, и «барахолка», где есть возможность что-то купить или продать.

Имеется раздел «Полезные ссылки», содержащий необходимую информацию справочного характера и радиолобительские программы и утилиты.

Кроме этого, для удобства пользователей в разделе «Где купить» каждый радиолюбитель сможет найти координаты магазина в его городе, который имеет в своем ассортименте продукцию МАСТЕР КИТ. Существует возможность заказать любой набор по почте.

Журнал «Схемотехника» и компания «МАСТЕР КИТ» готовят к выпуску новые наборы радиолюбительских конструкторов, отвечающих требованиям отечественного рынка. Редакция журнала «Схемотехника» и «МАСТЕР КИТ» надеются на сотрудничество с авторами разработок. Авторам, желающим внедрить свои конструкции в производство «МАСТЕР КИТ», следует учитывать, что важнейшими требованиями к предлагаемым устройствам будет их популярность у читателей и серийная повторяемость. Подробнее читайте статьи в рубрике «МАСТЕР КИТ» в этом и в следующих номерах журнала «Схемотехника». Отзывы и предложения по тематике присылайте в электронном виде по адресу: main@masterkit.ru или в редакцию журнала.

Желаем Вам успехов!

Инфракрасный барьер на современной элементной базе

Многим из нас еще со школьных уроков физики знакомы приборы, реагирующие на пересечение непрозрачным предметом светового луча. Такие приборы обычно состоят из источника света (часть простой лампочки) и фотоприемника с усилителем, нагруженным на исполнительное устройство. Они широко используются для счета продукции на конвейерах заводов, в системах охранной сигнализации, в турникетах метро, в приборах защитного отключения и во многих других местах.

При своей относительной простоте приборам, построенным на базе лампочки накаливания и фотоприемника с усилителем, свойственен ряд недостатков — они отличаются низкой экономичностью, имеют значительные габариты, требуют дополнительную оптическую систему, плохо работают при наличии внешней засветки, имеют невысокую надежность и высокую вероятность ложных срабатываний. Кроме того, из-за использования диапазона видимого света такие устройства демаскируют себя, что затрудняет их использование в системах охраны.

Для устранения указанных недостатков разработчики профессиональных приборов такого класса в качестве источников используют излучатели, работающие в невидимом инфракрасном диапазоне, которые излучают не непрерывный сигнал, а сигнал сложной формы. В приемниках используются специальные оптические фильтры, отсекающие мешающий сигнал видимого излучения, высокочувствительные PIN-фотоприемники, усилители с АРУ и сложными системами фильтрации. Все эти меры позволяют создавать весьма надежные и эффективные системы контроля, называемые инфракрасными барьерами. Но из-за сложности и высокой цены они до недавнего времени были доступны только для профессионалов.

Однако развитие современной элементной базы позволило превратить «системы для профессионалов» в «системы для всех». Специалистами «МАСТЕР КИТ» был разработан комплект инфракрасных барьеров с использованием современной элементной базы, который по своим параметрам соответствует самым высоким требованиям. Набор получил название NK083. Ключевым элементом барьеров является микросхема интегрального фотоприемника TSOP1736 производства фирмы Vishay. Ее структурная схема показана на рис. 1.

В качестве приемника оптического излучения в микросхеме использован встроенный высокочувствительный PIN-фотодиод, сигнал с которого поступает на входной усилитель, преобразующий выходной ток фотодиода в напряжение. Преобразованный сигнал поступает на усилитель с АРУ, а далее на полосовой фильтр, который выделяет сигналы с ра-

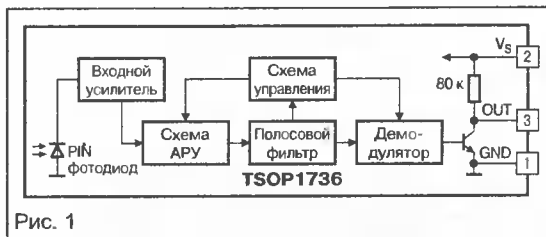


Рис. 1

бочей частотой 36 кГц из шумов и помех. Выделенный сигнал поступает на демодулятор, который состоит из детектора и интегратора. Дело в том, что данная микросхема оптимизирована для приема сложного сигнала, представляющего собой короткие пакеты импульсов с рабочей частотой 36 кГц¹. В паузах между импульсами производится калибровка системы АРУ. Управляет этим схема управления. Вследствие такого построения, микросхема не реагирует на непрерывную помеху даже на рабочей частоте. Активный уровень выходного сигнала низкий. Микросхема не требует для своей работы никаких внешних установочных элементов. Все ее компоненты, включая фотоприемник, защищены от внешних наводок внутренним электрическим экраном и залиты специальной пластмассой. Эта пластмасса является фильтром, отсекающим оптические помехи в видимом диапазоне света. Благодаря всем этим мерам микросхема отличается весьма высокой чувствительностью и низкой вероятностью появления ложных сигналов. При этом она имеет малые габариты (порядка 5х10х13 мм) и, что весьма важно для радиолюбителей, низкую стоимость (порядка \$1).

Принципиальная схема устройства

Комплект инфракрасного барьера состоит из двух отдельных модулей — приемника и передатчика. Технические характеристики ИК барьера даны в табл. 1, а перечень элементов в табл. 2. Принципиальная электрическая схема приемника приведена на рис. 2, а чертеж печатной платы и расположение элементов показаны на рис. 3. Принци-

пиальная электрическая схема передатчика приведена на рис. 4, а чертеж печатной платы и расположение элементов показаны на рис. 5.

Работа устройства

Для нормальной работы ИК барьера передатчик должен формировать импульсы излучения в соответствии с диаграммой, показанной на рис. 6. При изменении напряжения питания, температуры и других влияющих факторов частота импульсов не должна изменяться более чем на 5%. В качестве

генератора импульсов, удовлетворяющего таким требованиям, в передатчике использован двоярный интегральный таймер типа NE555. На одной его половине собран генератор с частотой 36 кГц, эта частота задается элементами C3, R4, R5. На второй половине собран генератор огибающей, который управляет

первым таймером. Его частота и скважность задается элементами C1, R1, R3, D1. Микросхема имеет мощный выход, способный отдавать в нагрузку ток в

Таблица 1. Технические характеристики ИК барьера

Характеристика	Значение
Напряжение питания передатчика, В.	12 (7...13)
Напряжение питания приемника, В.	12 (9...13)
Ток потребления передатчика не более, мА	30
Ток потребления приемника не более, мА	60
Коммутируемый ток реле фотоприемника, А	10
Максимальная удаленность между передатчиком и приемником, м.	50
Размеры печатной платы передатчика, мм.	32 x 25

200 мА, поэтому оказалось возможным подключить излучающие диоды непосредственно к выходу микросхемы. Элементы C2, C4, C5 служат для фильтрации питающего напряжения.

В приемнике элементы R2, C1, D1 служат для формирования питающего напряжения 5 В для микросхемы фотоприемника. При наличии входного оптического сигнала на выводе 3 фотоприемника присутствует последовательность коротких отрицательных импульсов. Эта последовательность непосредственно непригодна для управления реле. Поэтому она поступает через пиковый детектор, состоящий из элементов R1, D2, C3, на вход усилителя на полевом транзисторе VT1. Последний может коммутировать ток до 0,5 А, что вполне достаточно для управления реле. В приемнике установлен дополнительный красный светодиод HL1, который загорается одновременно со срабатыванием реле. Наличие этого светодиода облегчает установку и контроль работы ИК барьера. Микросхема фотоприемника потребляет ток порядка 1 мА при напряжении питания 5 В. Поэтому диапазон рабочих напряжений и максимальный ток потребления определяется в основном параметрами реле. Так, например, установив в приемник мало-

Таблица 2

Позиция	Номинал	Примечание	Кол-во
ПЕРЕДАТЧИК			
R1	15 кОм	Коричневый, зеленый, оранжевый	1
R2	39 Ом	Оранжевый, белый, черный	1
R3	56 кОм	Зеленый, синий, оранжевый	1
R4	1 кОм	Коричневый, черный, красный	1
R5	3,9 кОм	Оранжевый, белый, красный	1
C1	68 нФ	0.068	1
C2; C4	0,1 мкФ	104	2
C3	4,7 нФ	472	1
C5	100,0 мкФ/25В	100,0/16В	1
HL1; HL2	BL07J4G	ИК излучатель	2
D1	1N4148	КД522Б	1
DA1	NE555	Возможная замена - ICM7555	1
	A083A	Печатная плата	1
Корпус			1
ПРИЕМНИК			
IF 1	TSOP1736CB1	Возможная замена - RPM6936	1
C1	100,0 мкФ/25В	100,0/16В	1
C2; C3	0,1 мкФ	104	2
R1	100 Ом	Коричневый, черный, коричневый	1
R2; R3	1,2 кОм	Коричневый, красный, красный	2
D1	BZX55C 5V1	Стабилитрон 1/2W; 5,1 В	1
D2; D3	1N4148	КД522Б	2
VT1	BS170		1
K1	BS-115c	Реле 12В; 250В/10А	1
HL1	L-132HD	Светодиод красный ф3мм	1
	A083B	Печатная плата	1
Корпус			1

печатных платах одинакового размера и размещены в одинаковых малогабаритных пластмассовых корпусах, имеющих дополнительный фланец для крепления. Внешний вид блоков ИК барьера показан на рис. 7 (корпус показан только один).

В корпусе приемника перед микросхемой фотоприемника необходимо просверлить отверстие диаметром 8-10 мм, во второе предварительно просверленное отверстие нужно установить контрольный светодиод. Аналогичным образом устанавливаются светодиоды в блоке передатчика. При необходимости корпуса можно легко загерметизировать, что позволит использовать ИК барьер во влажных погодных условиях. Если барьер планируется использовать при дистанции между передатчиком и приемником не более 18 м, то в передатчике достаточно установить один излучающий диод и резистор R2 с номиналом 56 Ом. Если же планируется использовать ИК барьер на дистанциях до 50 м, то необходимо устанавливать два светодиода и резистор R2 с номиналом 39 Ом.

Особенности применения.

Возможные варианты использования ИК барьера показаны на рис. 8. Основной вариант работы ИК барьера — это работа «на просвет», когда приемник и передатчик устанавливаются друг против друга на определенном расстоянии. В этом случае реле в приемнике срабатывает при пересечении непрозрачным предметом инфракрасного луча. При использовании такого режима барьер имеет некоторые особенности. Вследствие того, что приемник комплекта имеет весьма высокую чувствительность, то при использовании ИК барьера в ситуа-

мощное реле с напряжением срабатывания 5 В, можно снизить общее напряжение питания до 5 В и уменьшить потребляемый ток, но при этом уменьшится допустимый коммутируемый ток нагрузки. Для управления нагрузкой

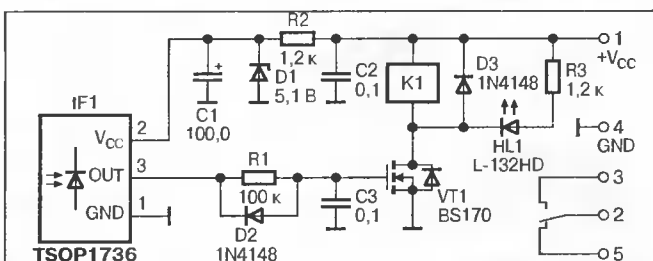


Рис. 2

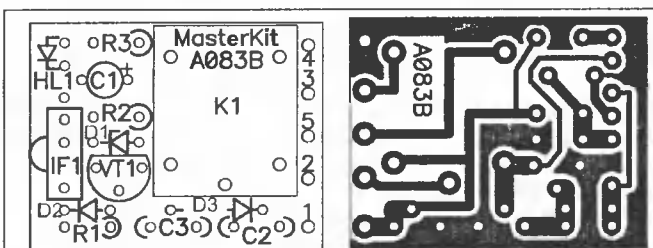


Рис. 3

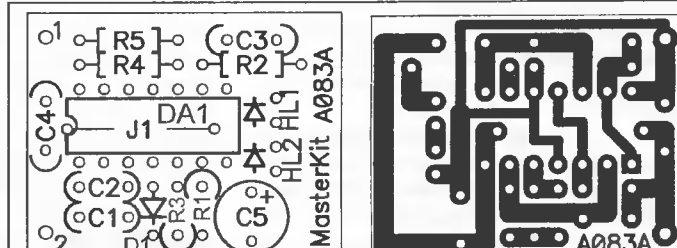


Рис. 5

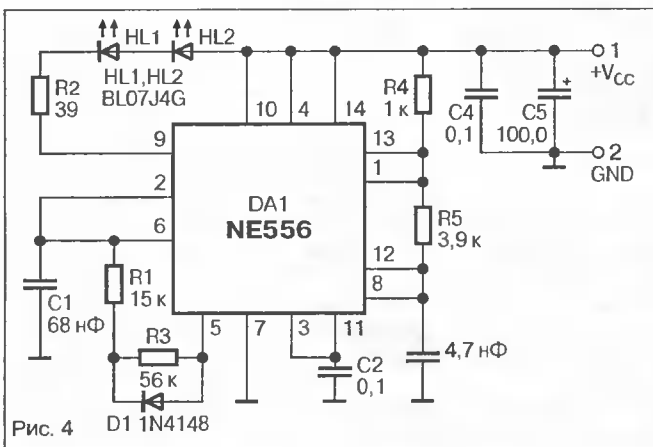


Рис. 4

предназначена перекидная группа контактов реле, и пользователь может сам решить, какими контактами ему удобнее пользоваться — нормально замкнутыми или нормально разомкнутыми.

Конструкция

Передатчик и приемник ИК барьера выполнены на

печатных платах одинакового размера и размещены в одинаковых малогабаритных пластмассовых корпусах, имеющих дополнительный фланец для крепления. Внешний вид блоков ИК барьера показан на рис. 7 (корпус показан только один).

Высокая чувствительность приемника позволяет кроме традиционной работы «на просвет» использовать ИК барьер в режиме работы «на отражение». Для ре-

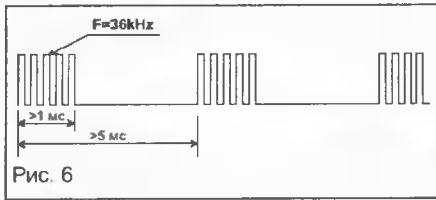


Рис. 6

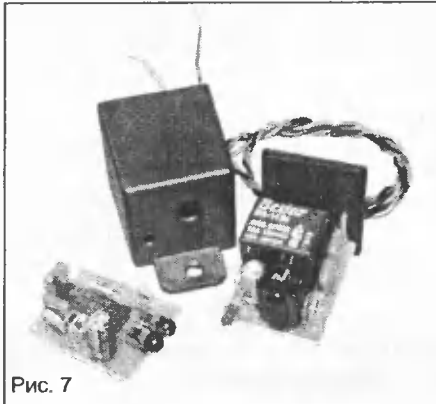


Рис. 7

ализации этого режима нужно чтобы в охраняемой зоне не было отражающих объектов. В этом случае приемник и передатчик ставятся рядом и направляются в сторону охраняемой зоны. Между ними устанавливается непрозрачная пре-

регородка, препятствующая прямой засветке приемника передатчиком. При появлении в охраняемой зоне отражающего объекта приемник включит реле исполнительного механизма. Дальность действия в таком режиме зависит от величины отражающего объекта, но во всех случаях будет меньше, чем при работе на просвет.

При использовании ИК барьера с малым расстоянием между приемником и передатчиком рекомендуется кроме использования бленд, устанавливать перед приемником нейтральный поглощающий светофильтр — «темные очки», это позволит повысить защиту от внешней засветки и снизить вероятность сбоев.

Так же в заключение хотелось бы упомянуть еще об одной побочной возможности использования комплекта ИК барьеров. Так как приемник комплекта выполнен на базе микросхемы, предназначенной для построения фотоприемников дистанционного управления, то его с успехом можно использовать для контроля работоспособности ИК пультов ДУ.

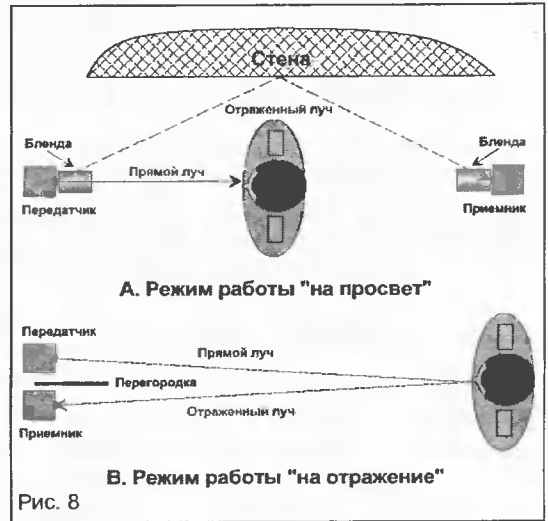


Рис. 8

Вячеслав Чулков
Slava1355@mail.ru

¹ Выпускаются микросхемы и на другие рабочие частоты от 30 до 56 кГц. Соответственно их названия от TSOP1730 (30 кГц) до TSOP1756 (56 кГц). Это позволяет, при необходимости, делать ИК барьеры с перекрывающимися зонами действия.

www.platan.ru ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ВАШЕГО УСПЕХА

FIGARO

ДАТЧИКИ ГАЗА (Япония)

- Обнаружение утечки токсичных и взрывоопасных газов
- Определение концентрации газов
- Полупроводниковые датчики серий TGS 2, B, 2000
- Чувствительный элемент (ЧЭ) изготовлен на основе оксида олова с использованием поверхностных эффектов монокристаллической структуры TGS4160 (углекислый газ)
- ЧЭ - ячейка с титридом электролитом
- Серия KE (кислород)
- ЧЭ - гальваническая ячейка с жидким электролитом

Диапазон технических характеристик для разных моделей датчиков:

- Напряжение питания цепи - 5 В или 15 В (серия TGS 2000), 12 В или 24 В (серия TGS 2, B)
- Потребляемая мощность нагревательного элемента - 210 - 830 мВт (серия TGS 2000), 660 - 1000 мВт (серия TGS 2, B)

Газ	Содержание газа в окружающей среде, (ppm)	Тип датчика (серия 2, B)	Тип датчика (серия 2000)
Горючие газы			
Пропан	500 - 10000 ppm	TGS813	TGS2610
Природный газ (метан)	500 - 10000 ppm	TGS842	TGS2611
Горючая смесь природных газов	500 - 10000 ppm	TGS813	TGS2610
Водород	50 - 1000 ppm	TGS821	TGS2620
Токсичные газы			
CO - угарный газ	50 - 1000 ppm	TGS203	TGS2442
NH ₃ - аммиак	30 - 300 ppm	TGS826	
H ₂ S - сероводород	5 - 100 ppm	TGS825	
Органические растворители			
Алкоголь	50 - 5000 ppm	TGS822	TGS2620
Другие летучие органические пары		TGS822	TGS2620
Фреоны			
R-22, R-113	100 - 3000 ppm	TGS830	
R-21, R-22	100 - 3000 ppm	TGS831	
R-134a, R-22	100 - 3000 ppm	TGS832	
Загрязнители воздуха внутри помещений			
CO ₂ - двуокись углерода		TGS4160	
Другие загрязнители воздуха	<10 ppm	TGS900	TGS2100
Пищевые испарения			
Летучие пищевые испарения (алкоголь)		TGS880	TGS2161
Водяной пар		TGS883T	TGS2160
Летучие пары			TGS2281
Кислород			
0-100% - задержка 12 с, отклик 90%, срок службы 5 лет		KE-25	
0-100% - задержка 60 с, отклик 90%, срок службы 10 лет		KE-50	

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

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

ARGUSSOFT ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
Департамент Микроэлектроники ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибьютор фирмы:

TRACO POWER Высококачественные и сертифицированные DC/DC-преобразователи и импульсные источники питания мощностью от 1 до 2500 Вт

ANALOG DEVICES
AMEL
TRACO POWER
POWERS
CLARE
sumida
JE-AN
HANTRONIX
Honeywell
SII Beta Instruments Inc.
muRata

DC/DC - преобразователи		
Миниатюрное исполнение		1, 2 Вт
Стандартный корпус DIP-24		3,4,5,6 Вт
Полностью экранированный корпус		6-25 Вт
Устанавливаемые в 19" суб-блок (3U, 6U)		50-2500 Вт
AC/DC - преобразователи		
Компактные корпуса для монтажа на шасси или печать		5-30 Вт
Встраиваемые модули		10-50 Вт
Корпусированные		15-150 Вт
Промышленные, устанавливаемые на DIN-рельсы		30-600 Вт

Офис в Москве: Адрес: 129085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505
Факс: (095) 218-66-42
E-mail: comp@argusssoft.ru

Новый офис в Санкт-Петербурге: Адрес: 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 36
Тел.: (812) 314-3808, тел./факс (812) 310-6234
E-mail: spb@argusssoft.ru

Интернет: WWW.ARGUSSOFT.RU