

Главный редактор

Сергей Бирюков

Зам. главного редактора

Сергей Кузнецов

Редакционная коллегия

Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Йовчик
Юлия Герасимова

Дизайн и верстка

Ирина Галкина
Ирина Чикина

Отдел распространения

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

Отдел рекламы

Юлия Суханова

Адрес редакции:

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

Издатель и учредитель

ООО «ИД Скимен»

Отпечатано в ОАО «Чеховский
полиграфический комбинат»

Тираж 5 200 экз.
Заказ № 1405

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

Редакция не несет ответственности
за информацию, приведенную
в рекламных материалах

За содержание статьи
и ее оригинальность несет
ответственность автор

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

Информацию о подписке
см. на последней странице журнала

Содержание

КОМПОНЕНТЫ

О. Николайчук. Анализ SFR-совместимости микроконтроллеров фирмы Silabs	2
Запоминающие устройства компании Winbond	5
В. Зотов. Организация питания ПЛИС семейства CoolRunner-II фирмы Xilinx	9
О. Николайчук. Очередное семейство микроконтроллеров фирмы Silabs	11
С. Бирюков. Преобразователи постоянного напряжения на микросхемах DPA-Switch	14
О. Вальпа. Цифровые сигнальные процессоры	16

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

С. Лозицкий. Методы анализа операционных схем в частотной области	19
А. Латайко. Симисторный ключ	23
Д. Онышко. Схемотехника радиоприемников с цифровой шкалой	26
В. Дмитриев, М. Андреев, А. Чурсин. Топология и надежность электрических цепей и систем	29

СОФТ

О. Вальпа. Borland C++ Builder 6 для начинающих	32
Б. Шевкопляс. Особенности управления потоками данных в интерфейсах семейства RS	34

ПРАКТИКА

О. Вальпа. Дополнительный COM-порт	37
Л. Грязин. Контроллер шагового двигателя	40
Н. Заец. Двухканальный терморегулятор на микроконтроллере PIC16F84A	42
С. Шишкин. Часы и регулятор мощности на микроконтроллере фирмы Atmel	45
А. Бутов. Телефонный блокиратор для спаренных линий	47
Ю. Садиков. Автомобильный усилитель звуковой частоты 2×22 Вт на микросхеме TA8210AH/AL	50
Ю. Виноградов. Датчик излучения СВЧ в охранной сигнализации	53
А. Бутов. Зарядное устройство для аккумуляторных батарей малой емкости	54

Анализ SFR-совместимости микроконтроллеров фирмы Silabs

У всех малоформатных семейств микроконтроллеров (F30х—F35х) также имеется регистр настройки прерываний на определенные линии портов, расположен он по адресу 0xE4 и называется IT01CF. Описание битов этого регистра приведено в табл. 5.

Биты 7 и 3: IN1(0)PL — биты определения полярности прерываний INT1/ & INT0/ соответственно.

Биты 6—4 и 3—0 определяют выходы, к которым подключаются входы прерываний INT1/ & INT0/ соответственно (коммутатор ресурсов Crossbar пропускает выбранные выходы): 000 — P0.0; 001 — P0.1; 010 — P0.2; 011 — P0.3; 100 — P0.4; 101 — P0.5; 110 — P0.6; 111 — P0.7.

Таким образом, мы рассмотрели все регистры, непосредственно или косвенно связанные с настройкой портов микроконтроллеров, за исключением собственно механизма коммутатора ресурсов Crossbar.

Прежде всего, отметим, что коммутатор ресурсов в полном смысле слова присутствует во всех семействах за исключением семейства F2xx, в котором он реализован лишь частично.

В семействе F2xx входы/выходы встроенных периферийных устройств «жестко» связаны с определенными линиями портов ввода/вывода P0—P2. С помощью трех SFR регистров мультиплексора портов PRTnMX входы/выходы встроенных периферийных устройств могут быть либо подключены к соответствующим линиям портов, либо отключены от них. SFR регистры PRTnMX расположены по адресам 0xE1, 0xE2 и 0xE3 для портов P0, P1 и P2 соответственно. Распределение битов этих регистров приведено в табл. 6—8.

Бит 7: T2EXE — T2EX Enable Bit — бит разрешения (1) разводки внешнего входа таймера 2 на соответствующий порт.

Бит 6: T2E — T2 Enable Bit — бит разрешения (1) разводки выхода таймера 2 на соответствующий порт.

Бит 5: T1E — T1 Enable Bit — бит разрешения (1) разводки выхода таймера 1 на соответствующий порт.

Бит 4: T0E — T0 Enable Bit — бит разрешения (1) разводки выхода таймера 0 на соответствующий порт.

Бит 3: INT1E — INT1/ Enable Bit — бит разрешения (1) разводки входа внешнего прерывания 1 на соответствующий порт.

Бит 2: INT0E — INT0/ Enable Bit — бит разрешения (1) разводки входа внешнего прерывания 0 на соответствующий порт.

Бит 1 зарезервирован.

Бит 0: UARTEEN — UART0 Enable Bit — бит разрешения (1) разводки сигналов UART0 на соответствующий порт.

Бит 7 зарезервирован.

Бит 6: SYSCKE — SYSCCLK Enable Bit — бит разрешения (1) разводки выхода тактового генератора на соответствующий порт.

Биты 5—2 зарезервированы.

Бит 1: CP1OEN — Comparator 1 Output Enable Bit — бит разрешения (1) разводки выхода компаратора 1 на соответствующий порт.

Бит 0: CP0OEN — Comparator 0 Output Enable Bit — бит разрешения (1) разводки выхода компаратора 0 на соответствующий порт.

Таблица 5

Название регистра — IR01CF, Interrupts 0/1 Configuration Register (Регистр конфигурации прерываний 0/1)								
SFR адрес — 0xE4			Значение после сброса — 00000000b (0x00)					
Семейства	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
F30х—F35х	IN1PL	IN1SL2	IN1SL1	IN1SL0	IN0PL	IN0SL2	IN0SL1	IN0SL0

Таблица 6

Название регистра — PRT0MX, Port 0 MUX Register 0 (Регистр мультиплексора ввода/вывода порта 0)								
SFR адрес — 0xE1			Значение после сброса — 00000000b (0x00)					
Семейства	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
F2xx	—	—	—	—	—	—	—	—

Таблица 7

Название регистра — PRT1MX, Port 0 MUX Register 1 (Регистр мультиплексора ввода/вывода порта 1)								
SFR адрес — 0xE2			Значение после сброса — 00000000b (0x00)					
Семейства	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
F2xx	—	—	—	—	—	—	—	—

Таблица 8

Название регистра — PRT2MX, Port 0 MUX Register 2 (Регистр мультиплексора ввода/вывода порта 2)								
SFR адрес — 0xE3			Значение после сброса — 00000000b (0x00)					
Семейства	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
F2xx	GWPU	P3WPU	P2WPU	P1WPU	P0WPU	—	—	—

Бит 7: GWPU — Global Port I/O Weak Pull—up Disable Bit — бит общего запрещения «привязки» выводов портов ввода/вывода: 0 — «привязки» разрешены (определяются битами PnWPU); 1 — «привязки» запрещены, значения битов PnWPU игнорируются.

Биты 6—3: PnWPU — Port n Weak Pull—up Disable Bits — биты индивидуального запрещения «подтяжек» выводов портов: 0 — «привязки» разрешены для порта n; 1 — «привязки» запрещены для порта n.

Биты 2—1 зарезервированы.
Бит 0: SPI0OEN — SPI Bus I/O Enable Bit — бит разрешения разводки шины SPI на порт 2.

Во всех остальных семействах коммутатор ресурсов Crossbar реализован полностью. В этих семействах входы/выходы встроенных периферийных узлов не имеют фиксированных линий портов (за исключением нескольких узлов в малоформатных семействах), выбор (включение) необходимых разработчику узлов осуществляется с помощью XBRn (где n = 0, 1, 2 и 3), расположенных по тем же адресам 0xE1—0xE4, как и у семейства F2xx. Отличие состоит в том, что выходы включенных периферийных узлов ассоциируются со свободными линиями портов P0—P2 в соответствии с определенными приоритетами. Сводная табл. 9 иллюстрирует приоритеты для всех узлов всех семейств.

Следует сделать ряд важных замечаний по табл. 9.

Таблица 9

Названия сигнала	Уровень приоритета в коммутаторе ресурсов Crossbar												
	F00x	F01x	F02x	F04x	F06x	F12x	F2xx	F30x	F31x	F32x	F33x	F53x	
SDA	1	1	3	4	4	4	—	1	3	3	3	3	
SCL	1	1	3	4	4	4	—	1	3	3	3	3	
SCK	2	2	2	2	2	2	Fix P20	—	1	1	1	1	
MISO	2	2	2	2	2	2	Fix P21	—	1	1	1	1	
MOSI	2	2	2	2	2	2	Fix P22	—	1	1	1	1	
NSS	2	2	2	3	3	3	Fix P23	—	2	2	2	2	
TX0	3	3	1	1	1	1	Fix P00	Fix P04	Fix P04	Fix P04	Fix P04	Fix P04	
RX0	3	3	1	1	1	1	Fix P01	Fix P05	Fix P05	Fix P05	Fix P05	Fix P05	
TX1	—	—	4	5	5	5	—	—	—	—	—	—	
RX1	—	—	4	5	5	5	—	—	—	—	—	—	
CEX0	4	4	5	6	6	6	—	5	9	9	7	5	
CEX1	5	5	6	7	7	7	—	6	10	10	8	6	
CEX2	6	6	7	8	8	8	—	7	11	11	9	7	
CEX3	7	7	8	9	9	9	—	—	12	12	—	—	
CEX4	8	8	9	10	10	10	—	—	13	13	—	—	
CEX5	—	—	—	11	11	11	—	—	—	—	—	—	
ECI	9	9	10	12	12	12	—	8	14	14	10	8	
CP0	10	10	11	13	13	13	Fix P12	2	4	4	4	Fix P15	
CP0+	—	—	—	—	—	—	Fix P10	—	—	—	—	—	
CP0—	—	—	—	—	—	—	Fix P11	—	—	—	—	—	
CP0A	—	—	—	—	—	—	—	3	5	5	5	Fix P14	
CP1	11	11	12	14	14	14	Fix P15	—	6	6	—	—	
CP1+	—	—	—	—	—	—	Fix P13	—	—	—	—	—	
CP1—	—	—	—	—	—	—	Fix P14	—	—	—	—	—	
CP1A	—	—	—	—	—	—	—	7	7	7	—	—	
T0	12	12	13	15	15	15	Fix P04	9	15	15	11	9	
INT0/	13	13	14	16	16	16	Fix P03	—	—	—	—	—	
T1	14	14	15	17	17	17	Fix P05	10	16	16	12	10	
INT1/	15	15	16	18	18	18	Fix P02	—	—	—	—	—	
T2	16	16	17	19	19	19	Fix P06	—	—	—	—	—	
T2EX	17	17	18	20	20	20	Fix P07	—	—	—	—	—	
SYSCLK/	18	18	21	25	25	23	—	—	—	—	—	—	
SYSCLK	—	—	—	—	—	—	Fix P16	4	8	8	6	4	
CNVSTR0	19	19	22	26	—	24	—	—	—	—	—	—	
T4	—	—	19	23	23	21	—	—	—	—	—	—	
T4EX	—	—	20	24	24	22	—	—	—	—	—	—	
T3	—	—	—	21	21	—	—	—	—	—	—	—	
T3EX	—	—	—	22	22	—	—	—	—	—	—	—	
CNVSTR2	—	—	—	27	26	25	—	—	—	—	—	—	

● Эта таблица публикуется впервые и представляет значительный практический интерес для разработчиков, т. к. позволяет не только определить приоритеты всех встроенных узлов семейств микроконтроллеров фирмы SiLabs, но и сравнить функциональные возможности различных семейств в плане доступности встроенных ресурсов микроконтроллеров для внешних подключений.

● В ряде семейств микроконтроллеров имеются узлы, сигналы которых «жестко» ассоциированы с определенными линиями портов ввода/вывода. В таблице такие узлы помечены как Fix Pnn. При работе коммутатора ресурсов Crossbar эти фиксированные линии портов ввода/вывода не участвуют в ассоциации сигнальных линий встроенных периферийных устройств к свободным линиям портов P0—P2 и пропускаются.

● В некоторых семействах имеются другие узлы, не приведенные в таблице, использование которых приводит к пропуску определенных линий портов ввода/вывода. Например, в семействах F02x—F12x с аппаратным интерфейсом внешней памяти EMI при его включении при ассоциации встроенных периферийных узлов к линиям портов с помощью Crossbar могут пропускаться линии P05—P07, которые в этом случае оказываются занятыми сигналами аппаратного интерфейса внешней памяти ALE, RD/ и WR/ соответственно. Аналогичная картина наблюдается в семействе F30x, в котором зарезервированы и включаются приоритетно (пропускаются Crossbar) следующие линии: P0 в случае использования внешнего опорного напряжения VREF; P02 и P03 в случае использования внешнего кварцевого резонатора; P06 в случае использования внешнего входа запуска аналого-цифрового преобразователя CNVSTR.

● Кроме того, коммутатор ресурсов пропускает при ассоциации сигналов встроенной периферии все входы портов, настроенные как аналоговые, а также все входы, включенные для пропуска с помощью регистров PnSKIP в малоформатных семействах.

В заключение рассмотрим структуру регистров XBRn различных семейств (табл. 10—13).

В таблицах используются следующие обозначения, приведенные в алфавитном порядке (установка любого из битов разрешает соответствующий ресурс, обнуление — запрещает):

CNVST2E (ADC2 External Convert Start Input Enable Bit) — бит разрешения (1) стартового входа ADC2;

CNVSTE (ADC0 Convert Start Input Enable Bit) — бит разрешения (1) входа запуска ADC0;

CP0AE (Comparator 0 Asynchronous Output Enable) — бит разрешения соединения асинхронного выхода компаратора 0;

CP0AOEN (Comparator 0 Asynchronous Output Enable) — разрешение (1) разводки асинхронного выхода компаратора 0;

CP0E (Comparator 0 Output Enable) — бит разрешения соединения синхронного выхода компаратора 0;

CP0OEN (Comparator 0 Output Enable Bit) — бит разрешения ком-

Таблица 10

Название регистра — XBR0, Port I/O Crossbar Register 0 (Порт 0 коммутатора ресурсов Crossbar)								
SFR адрес — 0xE1			Значение по умолчанию — 00000000b (0x00)					
Семейства	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
F00x, F01x, F02x, F04x, F06x, F12x	CP0OEN	ECIE	PCA0ME			UART0EN	SPI0OEN	SMB0EN
F30x	—	XSKP6	XSKP5	XSKP4	XSKP3	XSKP2	XSKP1	XSKP0
F31x, F32x, F33x	CP1AE	CP1E	CP0AE	CP0E	SYSCKE	SMB0E	SPI0E	URT0E
F35x	—	—	CP0AE	CP1AE	SYSCKE	SMB0E	SPI0E	URT0E

Таблица 11

Название регистра — XBR1, Port I/O Crossbar Register 1 (Порт 1 коммутатора ресурсов Crossbar)								
SFR адрес — 0xE2			Значение по умолчанию — 00000000b (0x00)					
Семейства	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
F00x, F01x, F02x, F04x, F06x, F12x	SYSCKE	T2EXE	T2E	INT1E	T1E	INT0E	T0E	CP1OEN
F30x	PCA0ME		CP0AOEN	CP0OEN	SYSCKE	SMB0OEM	URX0EN	UTX0EN
F31x, F32x, F33x, F35x	WEAKPUD	XBARE	T1E	T0E	ECIE	PCA0ME		

Таблица 12

Название регистра — XBR2, Port I/O Crossbar Register 2 (Порт 2 коммутатора ресурсов Crossbar)								
SFR адрес — 0xE1			Значение по умолчанию — 00000000b (0x00)					
Семейства	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
F00x, F01x	WEAKPUD	XBARE	—	—	—	—	—	CNVSTE
F02x, F04x, F12x	WEAKPUD	XBARE	—	T4EXE	T4E	UART1E	EMIFLE	CNVSTE
F06x	WEAKPUD	XBARE	—	T4EXE	T4E	UART1E	—	—
F30x	WEAKPUD	XBARE	—	—	—	T1E	T0E	ECIE

Таблица 13

Название регистра — XBR3, Port I/O Crossbar Register 3 (Порт 3 коммутатора ресурсов Crossbar)								
SFR адрес — 0xE4			Значение по умолчанию — 00000000b (0x00)					
Семейства	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
F04x, F06x	CTXOUT	—	—	—	CP2E	CNVST2E	T3EXE	T3E

мутации выхода компаратора 0 на внешний вывод (1 — разрешено);

CP1AE (Comparator 1 Asynchronous Output Enable) — бит разрешения коммутации асинхронного выхода компаратора 1 (1 — разрешено);

CP1E, CP1OEN (Comparator 1 Output Enable) — бит разрешения коммутации синхронного выхода компаратора 1;

CP2E (CP2 Output Enable Bit) — разрешение (1) вывода CP2;

CTXOUT (CAN Transmit Pin (CTX) Output Mode) — бит режима выхода CTX (0 — открытый исток, 1 — режим с тремя состояниями);

ECIE (PCA0 Counter Input Enable Bit) — бит разрешения коммутации входа программируемого массива-счетчика 0 на внешний вывод (1 — разрешено);

EMIFLE (External Memory Interface Low-Port Enable Bit) — бит разрешения (1) интерфейса внешней памяти на младших портах;

INT0E (INT0/ Enable Bit) — бит разрешения входа INT0/;

INT1E (INT1/ Enable Bit) — бит разрешения входа INT1/;

PCA0ME (PCA0 Module I/O Enables Bits) — биты разрешения коммутации выходов модулей PCA на внешний вывод: 000 — запрещены все; 001 — только один первый; 010 — только два первых; 011 — только три первых; 100 — только четыре первых и т. д.;

SMB0E, SMB0OEN (SMBus I/O Enable Bit) — бит разрешения интерфейса SMBus;

SPI0E, SPI0OEN (SPI Bus I/O Enable Bit) — бит разрешения интерфейса SPI;

SYSCKE (System Clock Output Enable Bit) — бит разрешения выхода SYSCCLK;

T0E (Timer 0 Enable Bit) — бит разрешения выхода таймера 0;

T1E (Timer 1 Enable Bit) — бит разрешения выхода таймера 1;

T2E (Timer 2 Enable Bit) — бит разрешения выхода таймера 2;

T2EXE (Timer 2 Extern Input Enable Bit) — бит разрешения (1) входа таймера 2;

T3E (Timer 3 Enable Bit) — бит разрешения выхода таймера 3;

T3EXE (Timer 3 Extern Input Enable Bit) — бит разрешения (1) входа таймера 3;

T4E (Timer 4 Enable Bit) — бит разрешения выхода таймера 4;

T4EXE (Timer 4 Extern Input Enable Bit) — бит разрешения (1) входа таймера 4;

UART0EN, URT0E (UART 0 I/O Enable Bit) — бит разрешения сигналов Tx и Rx интерфейса UART0;

UART1E (UART1 I/O Enable Bit) — бит разрешения сигналов Tx и Rx интерфейса UART1;

URX0EN (UART0 RX Enable) — разрешение (1) разводки сигнала RX интерфейса UART0;

UTX0EN (UART0 TX Enable) — разрешение (1) разводки сигнала TX интерфейса UART0;

WEAKPUD (Port I/O Weak Pull-up Disable Bit) — бит разрешения (0)/запрещения (1) привязки выводов (резисторов, соединенных с источником питания) за исключением линий ввода/вывода, сконфигурированных не с открытым истоком);

XBARE (CrossBar Enable Bit) — бит разрешения (1) коммутатора ресурсов CrossBar;

XSKP6 — 0 (Crossbar Skip Enable Bits) — биты задают (1) номера выводов, которые должны быть пропущены Crossbar.

В заключение следует отметить, что при проектировании микроконтроллерных устройств на базе какого-либо из семейств фирмы SiLabs следует внимательно ознакомиться с последней документацией по этому семейству, поскольку в них достаточно часто вносятся изменения и дополнения, а также ознакомиться с примерами программирования Crossbar для выбранного семейства.

Продолжение следует

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

Олег Николайчук,
г. Кишинев, Молдавия

Запоминающие устройства компании Winbond

Неотъемлемой частью жизни современного человека являются цифровые технологии. Сфера их применения простирается начиная от бытовой техники и развлечений до медицины, образования, промышленности и, наконец, решения оборонных задач и космонавтики. Можно сказать, что основным стимулом роста цифровых технологий является видение человеком своих собственных недостатков и стремление создать себе «умных помощников». Бесспорно, одним из «китов» цифровых технологий являются запоминающие устройства (ЗУ). В них возлагается множество функций, например, хранение оперативной информации или длительное энергонезависимое запоминание данных, хранение программного кода и запоминание идентификационных, калибровочных и других данных, сохранение результатов работы, измененных настроек и т. п. Среди производственной номенклатуры производителей полупроводниковых компонентов непременно присутствуют ЗУ. В рамках данной публикации предлагается ознакомиться с особенностями ЗУ производства известной тайваньской компании Winbond Electronics Corporation, основанной в 1987 году.

Спектр предложений компании Winbond можно представить из классификационной схемы, представленной на рис. 1. Из нее видно, что портфолио ЗУ Winbond полностью отвечает всем задачам, которые возлагаются на ЗУ в современной электронике — ЭППЗУ и флэш-память для хранения программного кода микропроцессоров или энергонезависимого хранения данных; статические ОЗУ (СОЗУ) для быстродействующей и экономичной обработки данных; динамические ОЗУ (ДОЗУ) для хранения программного кода и данных большого размера и, наконец, современное поколение ЗУ — псевдостатические

ОЗУ, широко применяющиеся в портативных устройствах (мобильные телефоны, персональные цифровые помощники и др.).

ЭППЗУ и ФЛЭШ-ПАМЯТЬ

Основной чертой ЭППЗУ (электрически перепрограммируемого постоянного запоминающего устройства) Winbond является использование параллельного интерфейса, следовательно, типичной сферой их применения является хранение программного кода или таблиц констант. Как правило, на выборе ЭППЗУ останавливаются, если у проектируемого устройства не заложена функция оперативного обновления програм-



Все типы памяти Winbond!

- EPROM, FLASH, High-Speed SRAM, Low-Power SRAM, SDRAM, DDR SDRAM;
- параллельный и последовательные (SPI) интерфейсы;
- память для мобильных применений;
- напряжение питания 2.7 или 3.3 или 5 Вольт;
- объем от 8 Кбайт до 32 Мбайт;
- разрядность 8, 16 или 32 бит.

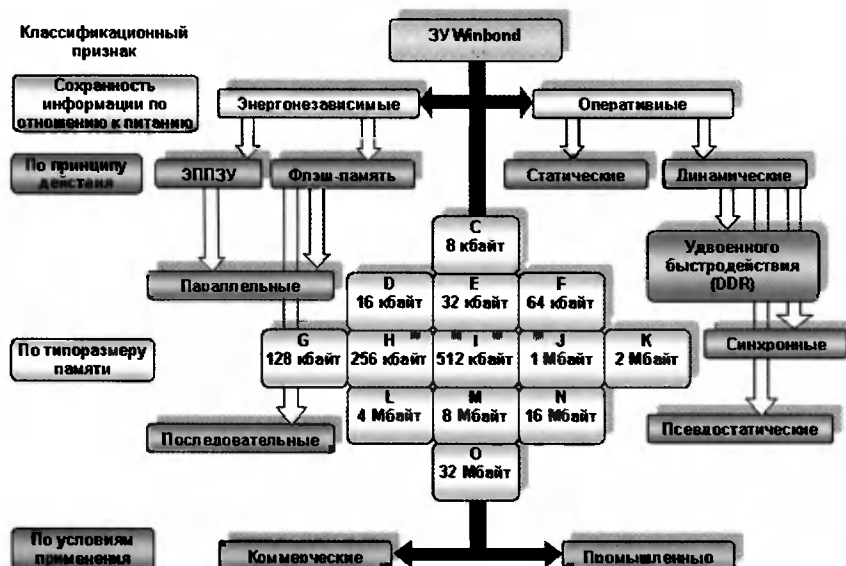
RAINBOW
TECHNOLOGIES

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР
DALLAS SEMICONDUCTOR МАХИМО Winbond

- Москва: тел.: (095) 797-8993
e-mail: info@rainbow.msk.ru
- Санкт-Петербург: тел.: (812) 324-0902
e-mail: spb@rainbow.msk.ru
- Минск: тел.: (+37517) 249-8273
e-mail: chip@rainbow.by
- Киев: тел.: (+38044) 490-9228
e-mail: chip@rainbow.com.ua
- Екатеринбург: тел.: (343) 269-4984
e-mail: ural@rainbow.msk.ru



www.rtcs.ru



многого обеспечения, а задача сокращения системного бюджета актуальна, либо при модернизации существующих систем, выполненных на основе ПЗУ с ультрафиолетовым стиранием. На рис. 2 представлена обобщенная структурная схема ЭППЗУ Winbond.

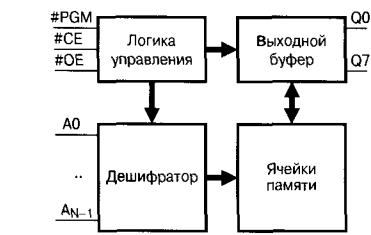


Рис. 2

Назначение сигналов на рис. 2: #PGM — разрешение программирования, #CE — выбор микросхемы, #OE — разрешение вывода (чтение), A₀...A_{N-1} — адресные входы, Q0...Q7 — ввод/вывод данных)

Отличительные особенности ЭППЗУ Winbond:

- работа от одного источника питания 5 или 3,3 В;
- высокое быстродействие при считывании;
- малый рабочий ток в режиме чтения (не более 30 мА);
- напряжение программирования 12 В, напряжение стирания 12 В (14 В);
- совместимость выводов с уровнями ТТЛ и КМОП;
- полная совместимость с аналогичными ЭППЗУ других производителей (Atmel, STMicro, SST и др.).

В табл. 1 приведены параметры некоторых ЭППЗУ фирмы Winbond.

Флэш-память в первую очередь отличается от ЭППЗУ тем, что содержит в себе преобразователь постоянного напряжения для формирования напряжения программирования, и поэтому требует только одного источника питания — 3,3 или 5 В независимо от режима работы (чтение, стирание или программирование).

Таблица 1

Наименование	Организация	Типоразмер	U _{пит} , В	Время доступа, нс	Функция полной очистки памяти	Число выводов	Корпус
ЭППЗУ							
W27E01	128K×B	G	5	70, 90	+	32	DIP/P, PLCC/sTSOP
W27E010, P	128K×B	G	5	70	+	32	DIP/P, PLCC
W27E02	256K×B	H	5	70, 90	+	32	DIP/P, PLCC/sTSOP
W27E020, P	256K×B	H	5	100, 120	+	32	DIP/P, PLCC
W27E040, P	512K×B	I	5	120	+	32	DIP/PLCC
W27E512, P	64K×B	F	5	70, 120	+	28/32	DIP(28)/P, PLCC (32)
W27E520W	64K×B	F	5	70	+	20	sTSOP
W27L01	128K×B	G	3,3	70, 90	+	32	PLCC/s, TSOP
W27L010, P	128K×B	G	3,3	150	+	32	DIP/P, PLCC
W27L02	256K×B	H	3,3	70, 90	+	32	PLCC/s, TSOP
W27L520W	64K×B	F	3,3	90	+	20	sTSOP

Флэш-память Winbond представлена следующими сериями:

- W19 — 16-разрядная параллельная флэш-память, поддерживающая организацию внутрисистемного программирования, с высокой износостойкостью (100 тыс. циклов стирание/программирование), по секторной организацией доступа на стирание (время стирания сектора 0,7 с), побайтным программированием (5 мкс), областью с однократным программированием (256 байт) для хранения идентификационных данных или версии прошивки, поддержкой программного интерфейса флэш-памяти CFI, опциональным загрузочным блоком. Представитель данной серии W19B32XMT/V отличается разбиением всего массива памяти на два банка для организации функции «чтение во время записи». Это означает, что при записи или стирании одного банка памяти данные из другого банка могут быть считаны без задержки по времени. Данная память, в первую очередь, предназначена для хранения программного кода с функцией его обновления в процессе работы в составе 16-разрядных микропроцессорных систем;
- W28 — 8/16-разрядная флэш-память, выполненная по технологии SmartVoltage. Данная технология позволяет микросхемам работать при напряжении питания и программирования 2,7 В и, следовательно, в первую очередь ориентирована на применение в устройствах с батарейным питанием (например, сотовые телефоны), где позволяет существенно продлить ресурс батареи. Память подходит как для хранения программного кода, особенно когда предусмотрено переключение программы из флэш-памяти в динамическое ОЗУ, так и для энергонезависимого хранения данных. Специально для батарей-

ных систем предусмотрена функция глубокого выключения. Отличает данную серию также высокая износостойкость (100 тыс. циклов стирания/программирования), организация интерфейса записи как у СОЗУ, а также работа при различных напряжениях питания (2,7; 3,3; 5,5 В) и программирования (2,7; 3,3; 5; 12 В);

- W29 — 8-разрядная флэш-память с одним напряжением питания 5 В. Характеризуется странным разделением памяти и поддержкой постраничного программирования (10 мс/страница), быстрым стиранием всей памяти (50 мс), наличием опционального загрузочного блока;
- W39 — 8-разрядная параллельная флэш-память с двухуровневым разделением памяти (сектор, страница). Характеризуется быстрым побайтным программированием (50 мкс/байт), быстрым стиранием (100 мс/вся память, 25 мс/сектор, 25 мс/страница), износостойкостью (1/10 тыс. циклов стирания/программирования), опциональным загрузочным сектором с защитой от записи. В состав серии входят версии с одним питанием 3,3 и 5 В, а также с интерфейсами программирования флэш-памяти LPC (W39V040A) и FWH (W39V040FA);
- W45 — последовательная флэш-память с интерфейсом SPI (поддерживает режимы 0 и 3) и байтным форматом последовательной посылки. Характеризуется разбиением памяти на секторы с поддержкой раздельного стирания каждого сектора (25 мс/сектор), быстрым побайтным программированием (50 мкс/байт). Связь с микросхемой осуществляется шестью сигналами: SO — последовательный вывод данных; SI — последовательный ввод данных; SCK —

Таблица 2

Наименование	Организация	Типо-размер	U _{пит} В	Время доступа, нс	Программирование	Число выводов	Корпус
Низковольтная флэш-память (3,3 В)							
W19B(L)3205T/B	2M×16	L	3	70, 90	Побайтное/пословное	4В	TSOP/TFBGA
W19B32XMT/B	2M×16	L	3	90	Побайтное/пословное	48	TSOP/TFBGA
W39L010	128K×8	G	3,3	70, 90	Побайтное	32	PLCC/TSOP
W39L020	256K×8	H	3,3	70, 90	Побайтное	32	PLCC/TSOP/TSOP
W39L040	512K×8	I	3,3	70, 90	Побайтное	32	PLCC/TSOP/TSOP
W39L512	64K×	F	3,3	70, 90	Побайтное	32	PLCC/TSOP
W39V040A	512K×8	I	3,3	11	Побайтное	32	PLCC/TSOP
W39V040FA	512K×8	I	3,3	11	Побайтное	32/40	PLCC(32)/sTSOP(32)/TSOP(40)
W45B010	128K×8	G	3,3	20 МГц	Побайтное	8/32	SON(8)/PLCC(32)
W45B012	128K×8	G	3,3	20 МГц	Побайтное	8/32	SON(8)/PLCC(32)
W45B512	64K×8	F	3,3	20 МГц	Побайтное	8/32	SON(8)/PLCC(32)
W49L102	64K×16	G	3,3	70, 90, 120	Побайтное	40/44	sTSOP(40)/PLCC(44)
W49L102Q,P	64K×16	G	3,3	70, 120	Побайтное	40/44	TSOP(40)/PLCC(44)
W49L201	128K×16	H	3,3	70	Побайтное	48	TSOP
W49L401	256K×16	I	3,3	70	Побайтное	48	TSOP
W49V002A	256K×8	H	3,3	33 МГц	Побайтное	32	P = PLCC
W49V002FA	256K×8	H	3,3	33 МГц	Побайтное	32	P = PLCC

Таблица 3

Наименование	Организация	Типоразмер	U _{пит} В	Время доступа, нс	Программирование	Число выводов	Корпус
Традиционная флэш-память (5 В)							
W28V400BT85C	512K×8/256K×16	I	5	85	Побайтное/пословное	48	TSOP
W29C020C, T, P	256K×8	H	5	90	128-байтное	32	DIP/TSOP/PLCC
W29C022	256K×8	H	5	—	128-байтное	—	Кристалл
W29C040, T, P	512K×8	I	5	90	128-байтное	32	DIP/TSOP/PLCC
W29C043	512K×8	I	5	—	128-байтное	—	Кристалл
W29EE011P,T	128K×8	G	5	90, 150	128-байтное	32	DIP/PLCC/TSOP
W29EE012	128K×8	G	5	—	128-байтное	—	Кристалл
W29EE512P,T	64K×8	F	5	70, 90	128-байтное	32	PLCC/TSOP
W39F010	128×8	G	5	70, 90	Побайтное	32	PLCC/TSOP
W49F002, U, P, T	256K×8	H	5	70, 120	Побайтное	32	PLCC/TSOP
W49F020, P, T	256K×8	H	5	90	Побайтное	32	PLCC/TSOP
W49F102Q	64K×16	G	5	45	Побайтное	40/44	TSOP(40)
W49F201	128K×16	H	5	50, 70	Побайтное	48	TSOP

синхронизация последовательной связи; #WP — вход защиты от записи; #CE — выбор микросхемы; #RESET — аппаратный сброс;

- W49 — 8- или 16-разрядная флэш-память с напряжением питания 3,3 В или 5 В, ориентированная на модернизацию пятивольтовых систем в целях снижения энергопотребления. Предназначена для хранения программного кода и для этого поддерживает оптимизированный набор функций: быстрое побайтное программирование (50 мкс/байт); быстрое стирание всего массива памяти (100 мс); загрузочный сектор с защитой от записи; сигнализация о завершении программирования и стирания.

Данная память характеризуется стандартным расположением и назначением выводов и может использоваться как полная аппаратная замена аналогичных типов флэш-памяти.

Две ячейки памяти выделены под хранение идентификационных кодов производителя (DAh для Winbond) и микросхемы (например, 91h для W45B010). Применение данной флэш-

памяти удобно для хранения данных, например, в системах сбора информации для накопления данных, а затем передачи их на обработку в компьютер, а также для хранения программного кода, если используемый микропроцессор поддерживает такую флэш-память в качестве внешней памяти программ.

В табл. 2 и 3 даны основные параметры низковольтной и традиционной флэш-памяти.

Официальным дистрибьютором Winbond является фирма Rainbow Technologies (www.rtc.ru).

Окончание следует

ЛИТЕРАТУРА:

1. www.winbond-usa.com
2. www.rtc.ru

ОРГАНИЗАЦИЯ ПРИГЛАШАЕТ НА РАБОТУ: ИНЖЕНЕРА-РАЗРАБОТЧИКА РЭА



Требования: мужчина, от 30 до 40 лет, образование высшее проф. (МГУ, МИФИ, МВТУ, МАИ), опыт работы не менее 3-х лет, необходимы навыки программирования на Си и Ассемблере для микроконтроллеров, наличие собственных завершенных проектов на микроконтроллерах фирмы Atmel, Texas Instruments опыт проектирования схем измерения температуры и схем маломощных импульсных источников питания, опыт работы с пакетом PCAD 2000 и выше.

Зарплата по результатам собеседования. От 800 USD

КОНТАКТНЫЕ ТЕЛЕФОНЫ:
8 916 643-31-37, (095) 488-70-61
ВЛАДИМИР ЛЕОНИДОВИЧ.



The Programmable Logic CompanySM

Программируемые
логические интегральные
схемы с архитектурой FPGA

Программируемые
логические интегральные
схемы с архитектурой CPLD

САПР и средства отладки
цифровых систем на базе
ПЛИС

!!! Бесплатное программное обеспечение ISE WebPACK !!!



Официальный дистрибьютор фирмы XILINX в России, Беларуси и Украине:

123007, Москва, Хорошевское шоссе, д.38, корп.1, 4 этаж,
тел.: (095) 787-59-40, факс: (095) 787-59-35
email: xilinx@inlinegroup.ru, http://www.plis.ru



www.platan.ru
ПЛАТАН

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

Honeywell

MAXIM
@ DALLAS

EPCOS
IQR

MTSUSHI
ELECTRIC
PHILIPS

Infinion

BOURNS

ANALOG
DEVICES

VISHAY

muRata

AMP

ST

CRYDOM

DACA VISION

Kingbright



Ионизаторы

- широкая площадь покрытия
- изменяемая скорость воздушного потока
- варьируемый угол наклона
- различные виды крепления:

штативный,
подвесной,
настольный



Полная техническая документация
на сайте www.platan.ru/maxim/



Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел./факс: (095) 73-75-990

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

ЗАРУБЕЖНЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ РЕЛЕ

П.Ю. Вовк

ISBN 966-96415-0-0

400 стр., 2004 г., Киев, МК-Пресс

ЗАРУБЕЖНЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ РЕЛЕ

Вовк П. Ю.



Книга представляет собой справочное пособие по зарубежным электромагнитным реле. В ней содержатся теоретические и практические вопросы применения реле (принципы монтажа и пайки, реле с блокировкой и без блокировки, реле с блокировкой поляризованного типа и др.), описываются основные характеристики реле (изоляционная характеристика, характеристика вносимых потерь, характеристика потерь на отражении и др.), приведены принципы выбора и использования реле (выбор реле по контактной нагрузке, потребляемая мощность, напряжение срабатывания и размыкания, диапазон рабочих температур, ресурс и надежность реле, влияние окружающей среды и др.), даны рекомендации по монтажу, эксплуатации и подключению реле (советы по подключению нагрузки, синхронизация контакта с фазой нагрузки, применение реле с блокировкой, особенности монтажа высокой плотности и др.).

В книге подробно рассмотрены сигнальные, промышленные и высокочастотные реле компании Fujitsu, а также приведены сведения о реле аналогового назначения компаний Aromat/NAIS, Axicom, CilMidtex, Clare, Cornell Dubilier, Guardian, Hasco, IDEC, Magnecraft S-D, NEC, Omron, Original/OEG, P&B, Schrack, Siemens, Struthers Dunn и Zettler.

Книга содержит множество таблиц, графиков, схем и чертежей, позволяющих детально изучить принципы работы и применения, а также рабочие характеристики рассмотренных в книге приборов.

Кроме того, в книге приведены промышленные стандарты и стандарты безопасности (UL, FCC, CSA, VDE, оценка класса TV).

Завершает книгу англо-русский словарь терминов, который будет полезен отечественным специалистам, изучающим англоязычную документацию по реле.

Книга предназначена для инженеров электронной промышленности, занимающихся вопросами практического выбора и применения реле, а также будет полезной преподавателям и студентам вузов, изучающим теорию и практику использования реле и других электронных приборов.

Книгу можно приобрести:

Украина, г. Киев, ул. М. Расковой, д. 13,
Микроника; тел/факс: (044) 517-7377;
для писем: 02002, г. Киев-2, а/я 294
e-mail: info@micronika.com.ua
<http://www.micronika.com.ua>

Россия, г. Москва, ул. Щербаковская, 53,
Додэка; тел/факс: (095) 366-24-29;
для писем: 105318, г. Москва, а/я 70
e-mail: books@dodeca.ru
<http://www.dodeca.ru>

г. Санкт-Петербург, пр. Новочеркасский, 51,
Микроника; тел. (812) 449-0737
e-mail: info@micronika.ru
<http://www.micronika.ru>



Организация питания ПЛИС семейства CoolRunner-II фирмы Xilinx

В предыдущих частях данной статьи были рассмотрены сдвоенные стабилизаторы с малым падением напряжения на регулирующем элементе, которые позволяют эффективно реализовать узлы питания микросхем семейства CoolRunner-II фирмы Xilinx, требующих различных значений напряжения питания ядра ПЛИС и блоков ввода/вывода. В тех случаях, когда блоки ввода/вывода ПЛИС конфигурируются в соответствии с сигнальным стандартом LVCMOS18, достаточно одного источника питания, вырабатывающего напряжение 1,8 В. Кроме того, если блоки ввода/вывода, относящиеся к разным банкам, конфигурируются в соответствии с различными сигнальными стандартами, использующими отличающиеся значения напряжения питания, то в дополнение к сдвоенному стабилизатору необходим также одиночный стабилизатор.

и блоков ввода/вывода ПЛИС семейства CoolRunner-II, конфигурируемых в соответствии с сигнальными стандартами 1.5V I/O и/или HSTL-1.

СТРУКТУРА, ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ТИПОВАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ МИКРОСХЕМЫ MIC5247 В УЗЛАХ ПИТАНИЯ ПЛИС СЕМЕЙСТВА COOLRUNNER-II ФИРМЫ XILINX

Микросхема MIC5247, выпускаемая фирмой Micrel Semiconductor, представляет собой прецизионный стабилизатор напряжения, который характеризуется ультранизким значением статического тока. Отклонение выходного напряжения данного стабилизатора от номинального значения не превосходит 1 % при температуре +25 °C и 2 % во всем диапазоне допустимых температур. Кроме того, микросхема MIC5247 отличается очень низким уровнем шума на выходе стабилизатора.

цепь подавления помех, позволяющая добиться снижения уровня шума на выходе стабилизатора и повышения значения коэффициента сглаживания пульсаций. Эта цепь содержит специальный вход BYP, предназначенный для подключения внешнего блокировочного конденсатора C_{BYP} рекомендуемой емкостью не менее 0,01 мкФ.

Рассматриваемый стабилизатор обеспечивает ток нагрузки до 150 мА, при этом типовое значение собственного тока потребления микросхемы MIC5247 составляет 85 мкА, а падение напряжения на регулирующем элементе стабилизатора — 150 мВ.

Фирма Micrel Semiconductor предоставляет разработчикам семь модификаций микросхемы MIC5247, которые различаются значениями выходного напряжения стабилизатора. В системе условных обозначений, используемых при маркировке микросхем MIC5247, две последние цифры соответствуют значению выходного напряжения стабилизатора (без десятичной точки, разделяющей целую и дробную часть). Исключением является обозначение микросхемы MIC5247-1.85BM5 (LU11), выходное напряжение которой составляет 1,85 В.

В составе узлов питания цифровых устройств, проектируемых на базе ПЛИС семейства CoolRunner-II, могут найти применение следующие модификации рассматриваемой микросхемы: MIC5247-1.8BM5 (LU18) и MIC5247-1.5BM5 (LU15).

Основные электрические характеристики микросхемы MIC5247 содержатся в табл. 14 Все характеристики, приведенные в этой таблице, соответствуют результатам измерений, выполнявшихся при следующих условиях (если во второй колонке явно не указано иное):

- входное напряжение стабилизаторов V_{IN} на 1 В превосходит выходное;
- напряжение на входе разрешения/запрета выхода EN равно входному;
- на выходе стабилизатора установлен конденсатор емкостью 1 мкФ;
- выходной ток стабилизатора I_{OUT} равен 100 мкА;
- температура переходов транзисторов T_j составляет +25 °C.

На рис. 41 представлен график, отражающий изменение тока потреб-

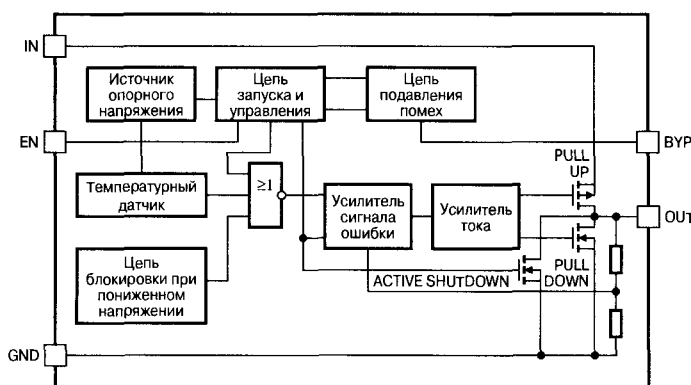


Рис. 40

Этот стабилизатор должен формировать напряжение питания для ядра ПЛИС или одного из банков ввода/вывода. Поэтому заключительная часть статьи посвящена рассмотрению примеров одиночных интегральных стабилизаторов напряжения, которые могут применяться в составе узлов питания микросхем семейства CoolRunner-II. При этом основное внимание уделяется стабилизаторам, формирующим выходные напряжения 1,8 и 1,5 В, которые необходимы для питания ядра

Структурная схема интегрального стабилизатора MIC5247 приведена на рис. 40.

В составе этой микросхемы предусмотрена цепь управления, имеющая внешний вход EN, который предназначен для реализации функции разрешения/запрета выхода стабилизатора. Управляющий вход EN обладает совместимостью с логическими уровнями сигналов КМОП.

Одним из важных элементов структуры микросхемы MIC5247 является

Таблица 14

Параметр	Условия измерения	Мин.	Тип.	Макс.
Точность выходного напряжения, %	$T_J = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	-1	—	+1
	$-40\text{ }^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125\text{ }^{\circ}\text{C}$	-2	—	+2
Коэффициент нестабильности по напряжению, %/В	$V_{IN} = 2,7 \dots 6\text{ В}$	-0,3	—	0,3
Нестабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки, %	$I_{OUT} = 0,1 \dots 150\text{ мА}$; Для MIC5247-1.8	—	2	3
	$I_{OUT} = 0,1 \dots 150\text{ мА}$; Для MIC5247-1.5	—	3	4
Падение напряжения на регулирующем элементе, мВ	$I_{OUT} = 150\text{ мА}$	—	150	
Ток потребления микросхемы, мкА	$I_{OUT} = 0\text{ мА}$	—	85	150
	$I_{OUT} = 150\text{ мА}$	—	85	150
Ток потребления микросхемы при выключенном выходе стабилизатора, мкА	$V_{EN} \leq 0,4\text{ В}$	—	0,2	1
Ограничение по току, мА	$V_{OUT} = 0\text{ В}$	160	300	—
Коэффициент сглаживания пульсаций, дБ	$f \leq 1\text{ кГц}$	—	50	—
Уровни напряжения на входе разрешения EN, В	$C_{OUT} = 10\text{ мкФ}$, $C_{BYP} = 0,01\text{ мкФ}$, $f = 10\text{ Гц} \dots 100\text{ кГц}$	—	30	—
	Напряжение низкого логического уровня при $V_{IN} = 2,7 \dots 5,5\text{ В}$	—	0,4	0,8
	Напряжение высокого логического уровня при $V_{IN} = 2,7 \dots 5,5\text{ В}$	1	1,6	—
Ток по входу разрешения EN, мкА	—	—	0,01	—
Температура срабатывания защиты от перегрева, $^{\circ}\text{C}$	—	—	150	—
Гистерезис срабатывания защиты от перегрева, $^{\circ}\text{C}$	—	—	10	—

ления микросхемы MIC5247 от входного напряжения при максимальном значении тока нагрузки.

График, показанный на рис. 42, характеризует зависимость тока потребления микросхемы MIC5247 от выходного тока стабилизатора.

Семейство частотных характеристик, отражающих изменение коэффициента сглаживания пульсаций на выходе стабилизатора MIC5247 в диапазоне от 10 Гц до 1 МГц при выходном токе 150 мА представлено на рис. 43. Показаны три характеристики, полученные при различных значениях емкости блокировочного конденсатора — 0,01, 1 мкФ и при отсутствии блокировочного конденсатора.

Максимальное входное напряжение микросхемы, при котором она не выходит из строя, составляет +7 В, напряжение на входе EN не должно превышать напряжения на питании.

Рекомендуемые диапазоны значений основных эксплуатационных параметров, в пределах которых гарантируется нормальное функционирование стабилизаторов, указаны в табл. 15.

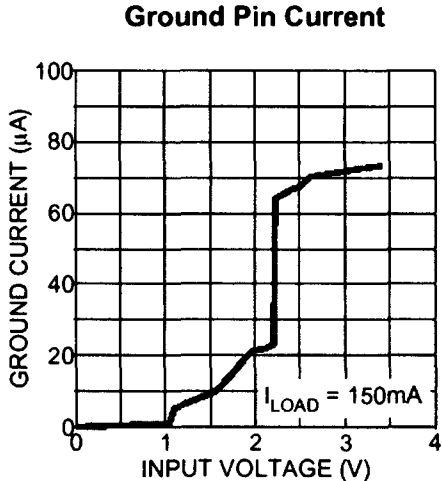


Рис. 41

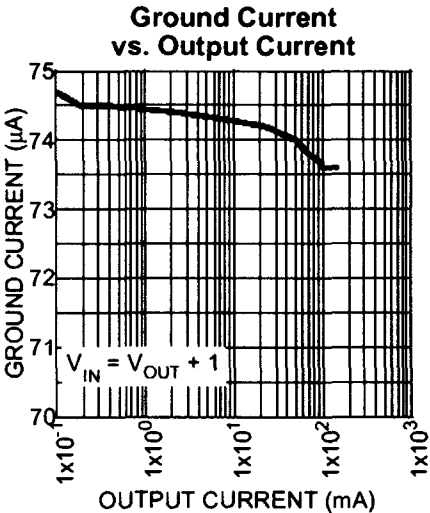


Рис. 42

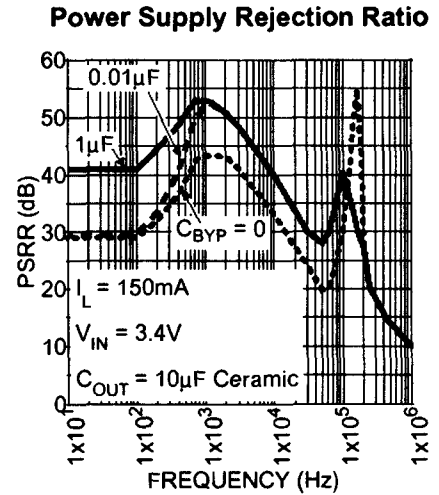


Рис. 43

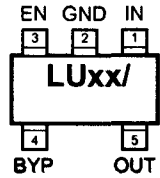


Рис. 44

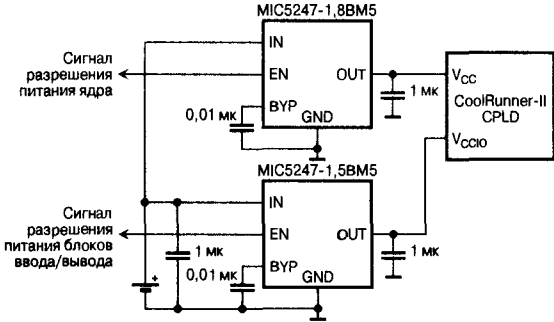


Рис. 45

Микросхема MIC5247 выпускается в сверхминиатюрном корпусе SOT-23-5 с размерами 1,75×3 мм (рис. 44).

Типовая схема включения микросхем MIC5247-1.8BM5 и MIC5247-1.5BM5 (рис. 45) показана на примере узла питания ПЛИС, блоки ввода/вывода которой сконфигурированы в соответствии со стандартами цифровых сигналов 1.5V I/O и/или HSTL-1.

Таблица 15

Обозначение	Параметр	Мин.	Макс.
V_{IN}	Входное напряжение стабилизатора, В	2,7	6
V_{EN}	Напряжение на входе разрешения, В	0	V_{IN}
T_J	Рабочая температура переходов транзисторов, $^{\circ}\text{C}$	-40	+125
Θ_{JA}	Тепловое сопротивление переход-окружающая среда, $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$	—	235

Окончание следует

Очередное семейство микроконтроллеров фирмы Silabs

Настоящая статья знакомит читателей с анонсированным перспективным семейством микроконтроллеров фирмы SiLabs (Silicon Laboratories). Приводится функциональная схема и основные характеристики.

Широко известная читателю фирма SiLabs — Silicon Laboratory (Texas, USA), которая до конца прошлого года была известна как Cygnal, подготовила специалистам по микроконтроллерной технике очередной сюрприз — новое семейство микроконтроллеров C8051F41x [1]. Естественно, что вся информация носит пока предварительный характер. Серийный выпуск этого семейства ожидается в сентябре-октябре 2004 г.

В соответствии со своими традициями фирма SiLabs собирается включить в состав нового семейства ряд новых уникальных узлов, о которых мы поговорим ниже. Наиболее важные параметры семейства F41x приведены в табл. 1.

Обобщенная структура микроконтроллеров семейства C8051F41x представлена на рис. 1.

Как всегда, обобщенная структура микроконтроллеров состоит из трех функциональных групп — аналоговой периферии (Analog Peripherals), цифровой периферии (Digital Peripherals or Digital I/O) и высокопроизводи-

тельного контроллерного ядра (High-Speed Controller Core).

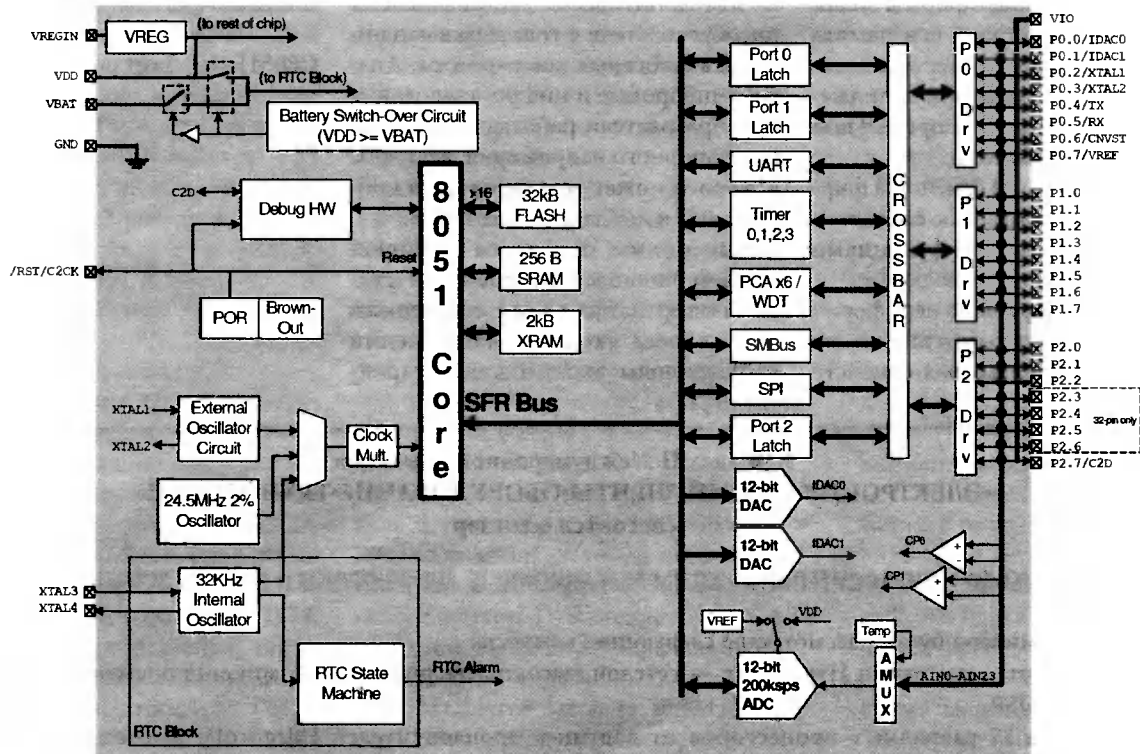
Прежде всего, отметим особенности подсистемы ядра.

Подсистема ядра кроме собственно ядра CIP-51 содержит также расширенную подсистему тактирования (тактовых генераторов), в которую входят:

- два тактовых генератора с внешними резонаторами, один из которых стандартный для работы на частотах до 25 МГц, а второй — для работы с низкочастотным кварцевым резонатором;
- один встроенный прецизионный тактовый генератор с возможностью программной калибровки,

Таблица 1

Тип	Производительность пиковая, MIPS	Объем Flash памяти, Кбайт	Встроенная RAM, байт	Интерфейс SMBus (I ² C)	Интерфейс SPI	Интерфейс UART	Таймеры (16 бит)	PCA с 6 модулями захвата	Линии ввода/вывода	Разрядность ADC (200 kps)	Число каналов ADC	Температурный датчик	Число 12-разрядных токовых DAC	Компараторы	Источник опорного напряжения	Калибруемый генератор 24,5 МГц	Корпус
C8051F410	66	32	256+2048	+	+	+	4	+	24	12	24	+	2	2	+	+	LQFP32
C8051F411	66	32	256+2048	+	+	+	4	+	20	12	20	+	2	2	+	+	MLP28



• умножитель опорной частоты и узел управления.

Первый из генераторов обеспечивает работу контроллера с внешним кварцевым резонатором, времязадающей RC-цепочкой или конденсатором. Второй тактовый генератор предназначен для работы с часовым кварцевым резонатором (32 кГц). Его выход соединен с аппаратным узлом таймера реального времени RTC, имеющим функции программируемого будильника. Встроенный калиброванный тактовый генератор с частотой заводской калибровки 24,5 МГц обеспечивает поддержку работоспособности UART с точностью 2 %. Выходной сигнал первого или третьего генератора может быть подан на вход встроенного умножителя, который обеспечивает формирование выходной тактовой частоты до 66 МГц. Благодаря этому микроконтроллеры семейства C8051F41x могут развивать пиковую производительность до 66 MIPS (миллионов инструкций в секунду).

Микроконтроллеры семейства C8051F41x имеют расширенную встроенную оперативную память, имеющую объем 256+2048 байт. Flash-память программ и данных имеет значительный объем — 32 кбайт, что не свойственно для всех предыдущих малоформатных семейств микроконтроллеров. Еще одним технологическим достижением фирмы SiLabs является то, что ядро и вся память теперь поддерживают операции чтения, записи и стирания при напряжениях питания до 1,8 В на предельной тактовой частоте 66 МГц.

Как и все остальные семейства фирмы SiLabs, анонсированное семейство обладает расширенными функциями программирования и отладки.

Подсистема цифровой периферии имеет незначительные отличия от остальных малоформатных семейств

микроконтроллеров. Число линий портов ввода/вывода равно 24 для микроконтроллера F410 и 20 для семейства F411. Все линии портов совместимы с напряжением питания микросхем, подключаемым к этим выводам, до +5 В. Набор цифровых интерфейсов — стандартный для микроконтроллеров фирмы SiLabs: интерфейс SMBus (I²C), расширенный интерфейс SPI, расширенный интерфейс UART. Кроме этого имеется расширенный 16-разрядный программируемый счетчик/таймер PCA с шестью модулями захвата/сравнения и реализацией функции охранного таймера WDT в одном из каналов, а также еще четыре таймера общего назначения.

Изменения в аналоговой подсистеме более значительны. Во-первых, отметим, что в рассматриваемом семействе микроконтроллеров имеется 12-разрядный аналого-цифровой преобразователь ADC0, производительность которого повышена до 200 ksps, т. е. в два раза по сравнению с аналогичными ADC0 других семейств (F00x, F01x, F02x, F2xx и т. п.). Аналоговый мультиплексор этого семейства микроконтроллеров может подключать входы ADC0 на все 24 линии ввода/вывода портов и встроенный температурный датчик.

Аналоговая подсистема имеет также два 12-битных цифро-аналоговых преобразователя с токовым выходом и два аналоговых компаратора. Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи работают от источника опорного напряжения, величина которого может регулироваться программно в диапазоне 1,5...2,5 В.

Еще одним полезным нововведением является встроенный стабилизатор напряжения с широким диапазоном входных напряжений и отдельным входом для батарей-

ного питания (поддерживающим работу RTC). Входной диапазон напряжений встроенного стабилизатора — 1,8...5,25 В. Выходное напряжение — 2,2 В (если входное напряжение выше 2,5 В), падение напряжения на регуляторе составляет 0,3 В для диапазона 1,5...2,5 В. При снижении входного напряжения ниже 1,5 В автоматически подключается батарейное питание. Таймер реального времени сохраняет работоспособность примерно до напряжения батареи 0,8 В.

В новом семействе ожидается достаточно низкий ток потребления — 9,9 мА (при 66 МГц). Зависимость тока потребления от тактовой частоты практически линейная ~ 150 мкА/МГц.

Микроконтроллеры семейства C8051F41x намечается выпускать в двух исполнениях — в 32-выводном корпусе LQFP (C8051F410) и 28-выводном корпусе MLP с размерами 5×5 мм (C8051F411). Рабочий температурный диапазон: -40...+85 °C.

В заключение еще раз следует отметить, что приведенные технические характеристики носят предварительный ознакомительный характер и могут изменяться и дополняться в ходе постановки изделия на производство.

ЛИТЕРАТУРА:

1. http://www.eltis.kiev.ua/pdf/C8051F410_short.pdf.

Олег Николайчук,
г. Кишинев, Молдавия

В рамках II Международной выставки
«ЭЛЕКТРОНИКА: КОМПОНЕНТЫ•ОБОРУДОВАНИЕ•ТЕХНОЛОГИИ»
состоится семинар

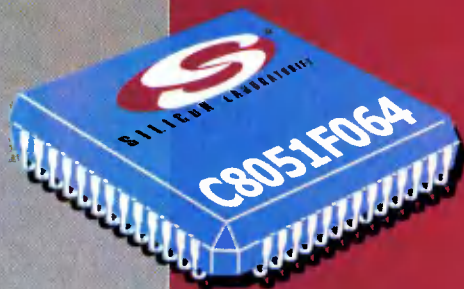
СОВРЕМЕННЫЕ ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНЫЕ КОММУНИКАЦИОННЫЕ МИКРОПРОЦЕССОРЫ ДЛЯ ВСТРАИВАЕМЫХ СИСТЕМ

В программе семинара будут рассмотрены следующие вопросы:

1. Новая разработка компании Hyperstone — сетевой высокоинтегрированный микропроцессор HyNet32XS с архитектурой RISC/DSP.
2. Обзор рынка 32-разрядных процессоров от ведущих производителей (Motorola, Samsung, Atmel, Ubicom, Hyperstone, NetSilicon). Достоинства и недостатки выпускаемых моделей, поддержка аппаратных платформ со стороны производителей программного обеспечения, средства разработки.
3. Примеры применения: проводные и беспроводные телекоммуникационные системы (TCP/IP, Bluetooth, WLAN IEEE 802.11, Ethernet Powerlink), системы обработки и передачи видеoinформации.

Время проведения семинара — 7 октября 2004 г. с 12.00 до 14.00 в Центральном Доме художника (Москва).

**C8051F064 - новый
производительный
16-ти разрядный АЦП
с микроконтроллерной
системой в одном
корпусе**



 125315 Москва, Усиевича 24\2,
ООО Атос,
Тел./Факс: (095) 787-48-05

Honeywell

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

MAXIM
DALLAS

EPCOS

TDK

MITSUBISHI
ELECTRIC

PHILIPS

Infineon

ROHM

ANALOG
DEVICES

VISHAY

muRata

AMP

ST

CRYDOM

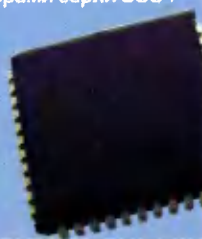
DALSA VISION

Kingbright

Быстродействующие микроконтроллеры DS89C

- Flash-память 16/32/64 кБайт
- 1 кБайт ОЗУ
- Полный и частичный доступ к памяти
- Возможность программирования в процессе работы
- Умножитель тактовой частоты на 2 и 4
- Сторожевой таймер обеспечивает защиту от сбоев
- Совместимость с контроллерами серии 8051
- Рабочая частота 33 МГц

Полная техническая документация
на сайте www.platan.ru/maxim/



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

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

ПОДПИСКА 6 номеров в год 2005

Отделения связи Украины. «Каталог видань України».

Индекс 23785.

Отделения связи России. Каталог «Пресса России».

Индекс 71141.

Отделения связи стран СНГ. Подписные каталоги.

Индексы 23785, 71141.

Представительство журнала «ТКЭА» в России:

192286 С.-Петербург, п/о 286, п/я 416, «ЭРА».

E-mail: era48@mail.ru. Тел. +7 (812) 595-40-89.

Редакция «ТКЭА»:

65005 Одесса, ул. Прохоровская, 45.

E-mail: tkea@odessa.net. Тел. +38 (048) 733-72-83.

— С 1977 г. по 1991 г. журнал выходил как научно-технический сборник "Техника средств связи. Серия Технология производства и оборудование" и распространялся по подписке среди предприятий оборонных и других отраслей промышленности.

— С 1992 г. распространяется через подписной каталог "Союзпечати", затем через каталоги России и Украины.

— Публикует статьи по широкому спектру вопросов, связанных с радиоэлектроникой.

— Остается межрегиональным изданием — в 2004 г. в нем публикуются авторы Азербайджана, Беларуси, Грузии, Литвы, Молдовы, России, Украины.

Научно-технический журнал

**Internet:
tkea.wallst.ru**

Преобразователи постоянного напряжения на микросхемах DPA-Switch

СИНХРОННОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ В ПРЯМОХОДОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

Использование синхронных выпрямителей на МОП транзисторах повышает КПД преобразователей по сравнению с применением обычных диодов Шоттки. Для выходного напряжения 5 В при использовании диодов Шоттки типовой КПД 85 % может быть увеличен до 90 % и более за счет синхронного выпрямления. Выигрыш получается тем больше, чем ниже выходное напряжение, что проиллюстрировано в табл. 6, где во второй колонке указано повышение КПД при синхронном выпрямлении по сравнению с его значением при использовании диодов Шоттки для различных выходных напряжений.

Таблица 6

$U_{\text{вых}}, \text{В}$	$\Delta \text{КПД}, \%$
5	+3
3,3	+6
2,5	+8

В преобразователях на микросхемах DPA-Switch может применяться, как минимум, три варианта управления транзисторами синхронных выпрямителей. Перечислим их в порядке возрастания сложности и стоимости:

- непосредственное управление транзисторами от вторичной обмотки трансформатора;
- управление транзисторами от вторичной обмотки трансформатора со связью по переменному току;
- активное управление с помощью специальных цепей.

Два первых варианта проиллюстрированы на рис. 32. Полевые МОП транзисторы Q1 и Q2 с каналом n-типа включаются в соответствующие моменты времени: Q2 при прямом ходе преобразователя, Q1, параллельно которому подключен диод Шоттки D3, при обратном. Рассеяние мощности на транзисторах определяется сопротивлением их каналов в

открытом состоянии и среднеквадратичным значением тока через них. Оно существенно меньше, чем при установке диодов Шоттки, где для его определения нужно учитывать средний ток через диоды и падение напряжения на барьере Шоттки.

Непосредственное управление транзисторами. Простейший вариант управления транзисторами синхронного выпрямителя показан на рис. 32, а. Напряжение затвор-исток на полевые транзисторы Q1 и Q2 подается практически непосредственно с вторичной обмотки трансформатора. Транзисторы проводят ток все время, пока это напряжение превышает пороговое. В прямоходовом преобразователе транзистор Q2 открывается одновременно с ключевым транзистором микросхемы DPA-Switch во время прямого хода. Ток через транзистор протекает в противоположном направлении относительно обычного — от истока к стоку. Когда ключевой транзистор микросхемы закрывается, напряжение на вторичной обмотке трансформатора становится запирающим для Q2 и открывающим для Q1. Диод Шоттки D3 проводит только до тех пор, пока напряжение затвор-исток транзистора Q1 не превысит пороговое. Как и Q2, транзистор Q1 работает в инверсном режиме.

МОП транзисторы, пригодные для применения в синхронных выпрямителях, имеют пороговое напряжение включения порядка 4...5 В. Допус-

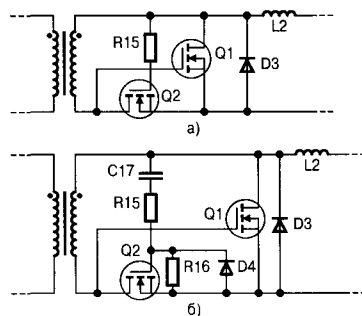


Рис. 32

тимое напряжение затвор-исток, не приводящее к выходу транзисторов из строя, составляет 15...20 В. Эти ограничения и определяют диапазон допустимых напряжений на вторичной обмотке трансформатора при таком способе управления транзисторами.

В микросхемах DPA-Switch предусмотрено выключение при превышении входным напряжением допустимого уровня, поэтому в большинстве случаев не требуется ограничения напряжения затвор-исток транзисторов синхронного выпрямителя при помощи стабилитронов.

Непосредственное управление затворами транзисторов синхронного выпрямителя имеет недостаток, существенный для некоторых применений. При выключении преобразователя напряжение с конденсатора выходного фильтра через дроссель L2 и резистор R15 поступает на затвор транзистора Q2 и открывает его. Начинает течь ток через вторичную обмотку трансформатора от верхнего по схеме вывода к нижнему. Ток постепенно увеличивается, и сердечник трансформатора может войти в насыщение. В этот момент напряжение на затворе Q2 резко уменьшается, он закрывается и на его стоке возникает выброс напряжения, прикладываемый к затвору Q1, что может вывести этот транзистор из строя. Такой эффект может возникнуть в любом прямоходовом преобразователе, выключающемся внешним сигналом, или при выходе входного напряжения за допустимые пределы, и не является особенностью преобразователей на микросхеме DPA-Switch. Решение проблемы изложено ниже.

Управление транзисторами по переменному току. Подача напряжения на затвор транзистора Q2 через цепочку C17R15 (рис. 32, б) исключает открытие транзистора при выключении преобразователя, и, следовательно, выброса напряжения на затворе Q1 не будет. Конденсатор C17 выбирается с учетом образования емкостного делителя из него и входной емкости транзистора Q2. Этот делитель должен обеспечивать достаточное для открытия Q2 напряжение на его затворе. Постоянная времени C17R16 должна быть порядка 10 мкс при работе преобразователя на частоте 300 кГц. Типовое значение сопротивления резистора R15 — 10 Ом.

На рис. 33 приведена полная схема прямоходового преобразователя напряжения с синхронным выпрямителем, в котором применяется управление транзистором Q2 по переменному току. В этом примере емкость затвора транзистора Q1 имеет достаточную величину, чтобы не устанавливать отдельный конденсатор C_5 для размагничивания сердечника трансформатора (см. рис. 25). Хотя это и является типовым случаем для синхронных выпрямителей с управлением от вторичной обмотки, все же следует тщательно проверить полноту размагничивания сердечника трансформатора на макете преобразователя, как это описано в соответствующей части статьи.

Активное управление транзисторами. Третий вариант построения синхронного выпрямителя предусматривает независимые цепи управления, построенные на дискретных транзисторах или микросхемах. Это решение исключает проблемы, связанные с ограничением диапазона напряжений затвор-исток используемых МОП транзисторов, поскольку теперь они непосредственно не связаны с напряжением на вторичной

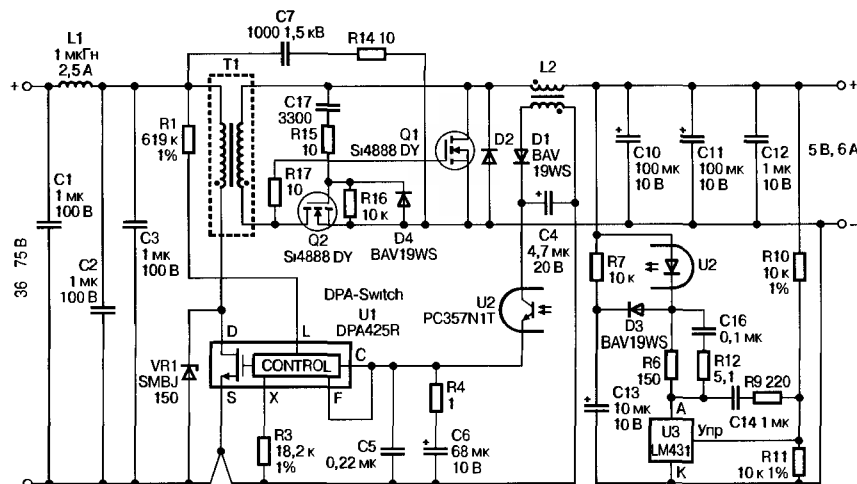


Рис. 33

обмотке трансформатора. Однако активные цепи управления выпрямительными транзисторами намного сложнее рассмотренных выше и их схемотехника выходит за рамки данной статьи.

Преобразователи напряжения на микросхемах DPA-Switch с синхронным выпрямителем должны работать на низшей из возможных частот — 300 кГц. На частоте 400 кГц при синхронном выпрямлении и типовой емкости затвора МОП транзисторов

не удастся простыми средствами обеспечить полное размагничивание сердечника трансформатора.

На рис. 27 статьи плюс конденсатора C_4 должен быть подключен к катоду D3, а не к аноду, позиционное обозначение этого конденсатора должно быть C9.

Продолжение следует

Сергей Бирюков,
г. Москва

Где взять



Участник

000 "Макро Тим"
111141 Москва,
Зеленый проспект, 2/19
Тел.: (095)306-0026/4721/4789
факс: (095)306-0283,
e-mail: sales@macroteam.ru
www.macroteam.ru

Компания "Макро Тим" предлагает
продукцию фирмы Power Integration

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

Основные особенности микросхем:

- ограничение тока;
- защита ключа при снижении напряжения;
- защита от перенапряжения.

EcoSmart-технология, позволяющая существенно уменьшить потребление энергии режиме работы на холостом ходу.

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

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

Бесплатные консультации и выезд к заказчику.



Цифровые сигнальные процессоры

Теперь, когда мы познакомились со всеми процедурами трансляции, выполняемыми с помощью командного файла `asmdsp.bat`, можно начать транслировать нашу программу. Не забудьте, что вместе с программой в каталоге проекта должен находиться файл описания `def2181.h`, файл архитектуры `adsp2181.ach`, а также созданный и описанный выше командный файл `asmdsp.bat`.

Выполните трансляцию программы `mem_clr.dsp` с помощью командной строки `asmdsp.bat mem_clr`. Обратите внимание на то, что в качестве параметра для командного файла используется имя нашей программы без расширения. Оно будет автоматически подставляться вместо символов `%1` командного файла. В результате работы командного файла на экране должны последовательно появиться сообщения:

Компиляция...
...завершена успешно
Нажмите любую клавишу . . .

Компоновка...
...завершена успешно
Нажмите любую клавишу . . .

Сплиттинг...
...завершен успешно
Нажмите любую клавишу . . .

Преобразование в бинарный файл...
...завершено успешно
Нажмите любую клавишу . . .

По завершении работы командного файла в каталоге с программой должны появиться файлы с именем программы и расширениями `int`, `lst`, `obj`, `lda`, `map`, `sym`, `msg`, `cde`, `bnl`, `bnm`, `bnu` и `bin`. Описание назначения данных файлов проек-

та в краткой форме приведено в табл. 5.

Итак, с помощью приведенного выше командного файла мы получили необходимые нам файлы с расширениями `lda` и `bin` для непосредствен-

Таблица 5

Расширение	Описание
<code>bat</code>	Командный файл
<code>sys</code>	Исходный файл системной архитектуры
<code>ach</code>	Файл описания архитектуры
<code>dsp</code>	Файл ассемблерного модуля (текст программы)
<code>lst</code>	Файл листинга
<code>int</code>	Файл инициализации
<code>obj</code>	Объектный файл
<code>cde</code>	Файл кода
<code>dat</code>	Файл инициализации данных кода
<code>exe (lda)</code>	Файл загрузки образа памяти
<code>map</code>	Файл распределения памяти
<code>sym</code>	Файл символов
<code>bnu</code>	Выходной файл разделителя программ. Содержит старшие байты
<code>bnm</code>	Выходной файл разделителя программ. Содержит средние байты
<code>bnl</code>	Выходной файл разделителя программ. Содержит младшие байты
<code>bin</code>	Файл для программирования ПЗУ в двоичном формате
<code>msg</code>	Файл сообщений



Farnell InOne - это более 400,000 компонентов и инструментов мирового класса в короткий срок

ARGUSSOFT
<http://components.argussoft.ru>

ЗАО «АГУССОФТ Компани»
ДЕПАРТАМЕНТ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

авторизованный дистрибьютор Farnell InOne

- Более 400 000 изделий высокого качества
- Заказ продукции в любом количестве
- Незамедлительная поставка
- Разумные цены
- Бесплатная техническая консультация
- Профессиональное обслуживание

www.farnellinone.ru

FARNELL inone
Authorised Distributor

■ Москва:
Тел.: (095) 217 2487
217 2519, 217-2505
Факс: (095) 218 6642
E-mail: components@argussoft.ru

■ Санкт-Петербург:
Тел.: (812) 567 1587
Факс: (812) 5671849
E-mail: spb@argussoft.ru

■ Екатеринбург:
Тел.: (343) 378 3242
Факс: (343) 378 3241
E-mail: ural@argussoft.ru

■ Новосибирск:
Тел.: (3832) 27 1158
Факс: (3832) 22 4031
E-mail: nsk@argussoft.ru

ПОЛУПРОВОДНИКИ
ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ОПТОЭЛЕКТРОНИКА
ИНДИКАТОРЫ
ПРОМЫШЛЕННАЯ АВТОМАТИЗАЦИЯ
СРЕДСТВА ЛИЧНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ
ИНСТРУМЕНТЫ И ПЛАНИРОВАНИЕ
ТЕСТОВОЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЕ
ОБОРУДОВАНИЕ
КАБЕЛИ И ПРОИЗВОДИТЕЛИ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ДАТЧИКИ



нагрузки в память процессора и прошивки ПЗУ соответственно. Файл с расширением `sum` понадобится нам для отладки программы с помощью программы симулятора `sim2181.exe`. Остальные перечисленные выше файлы в каталоге с программой являются вспомогательными, их после просмотра и изучения можно смело удалить для очистки каталога. Например, файл с расширением `lst` содержит листинг программы с нумерацией всех строк программы и машинными кодами процессора, соответствующими ассемблерным командам программы. С его помощью можно увидеть соответствие ассемблерных команд машинным кодам сигнального процессора.

Для автоматического удаления этих файлов я рекомендую создать и использовать еще один командный файл `asmclr.bat`, состоящий из строк

```
del *.map
del *.lst
del *.hex
del *.msg
del *.cde
del *.int
del *.obj
del *.bnl
del *.bnm
del *.bnu.
```

При запуске этого файла в каталоге с программой все ненужные файлы будут удалены автоматически и в каталоге останутся только необходимые для дальнейшей работы файлы.

Теперь можно приступить к отладке программы. Проследить за ходом ее выполнения и изменением состояния внутренних регистров и ячеек памяти процессора нам поможет программа симулятора `sim2181.exe`, входящая в состав средств разработки программ. Данная программа работает только в операционной системе DOS и даже не допускает работу в режиме эмуляции DOS из Windows. Поэтому для запуска данного симулятора необходимо перегрузить компьютер в режим работы DOS, после этого запустить программу симулятора в командной строке `sim2181.exe`. После загрузки программы на экране монитора должно появиться окно с изображением названия и версии программы (рис. 1).

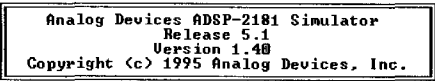


Рис. 1

Несколько секунд спустя должно появиться окно с главным меню и приглашением к вводу команд (рис. 2).

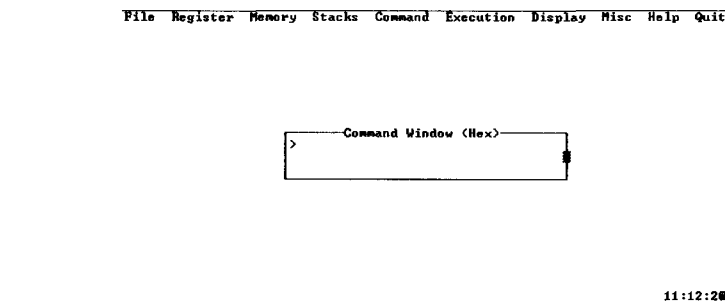


Рис. 2

Главное меню программы состоит из десяти раскрывающихся закладок команд. Симулятор имеет встроенную справочную систему по всем командам меню, вызываемую с помощью клавиши F1 клавиатуры. Назначение клавиш управления симулятором приведено в табл. 6.

Для перехода в главное меню и загрузки программы нажмите последовательно клавиши Esc и F3 на клавиатуре. С помощью стрелок курсора выделите закладку File главного меню и раскройте ее, нажав клавишу Enter. В раскрывшемся списке команд выберите команду Load Executable File (загрузить исполняемый файл), а в открывшемся окне ввода введите имя файла `mem_clr.lda` и завершите ввод, нажав клавишу Enter.

Откройте в пунктах главного меню Memory и Register окна памяти программ Program Memory, памяти данных Data Memory, флагов Flags, регистров генератора адреса DAG Registers и регистров арифметико-логического устройства Computational Alternate Registers. После этого разместите эти окна на экране с помощью клавиш управления окнами симулятора в соответствии с рис. 3, используя клавиши управления, описанные в табл. 6.

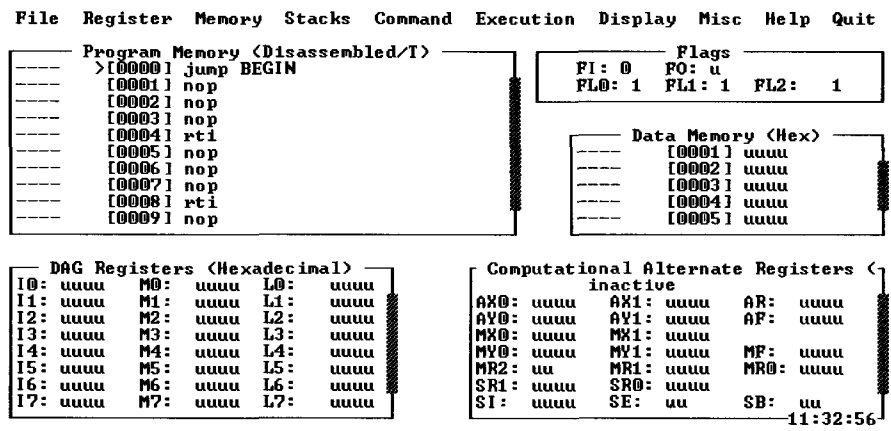


Рис. 3

Данные окна позволяют наблюдать за ходом выполнения программы и состоянием памяти и регистров про-

цессора. Теперь можно выполнять программу по шагам, нажимая клавишу F10 на клавиатуре, или запустить

Таблица 6

Клавиши	Описание выполняемой функции
Функции выполнения программы	
F4	Запустить программу на выполнение
F10	Выполнять программу по шагам
Shift+F10	Выполнить N шагов программы
F9	Установить/сбросить точку останова программы
Shift+F9	Установить/сбросить специальную точку останова программы
Функции памяти	
Ctrl+D	Дамп памяти
Ctrl+F	Заполнить память
Ctrl+G	Перейти по адресу памяти
Ctrl+M	Загрузить память
Функции размера окна	
Shift+F5	Увеличить окно по вертикали
Shift+F6	Уменьшить окно по вертикали
Shift+F7	Увеличить окно по горизонтали
Shift+F8	Уменьшить окно по горизонтали
Функции перемещения окна	
F5	Переместить окно вверх
F6	Переместить окно вниз
F7	Переместить окно влево
F8	Переместить окно вправо
Функции выбора окна	
ESC	Закрыть текущее окно
F2	Выбрать следующее окно
F3	Выбрать окно главного меню
Ctrl+L	Показать список активных окон
Функции отображения окна	
F1	Вызов окна помощи
Ctrl+T	Переключение формата отображения окна

автоматическое выполнение программ с помощью клавиши F4. Останов программы производится повторным нажатием клавиши F4. Во время выполнения программы в окне памяти программ Program Memory можно наблюдать процесс выполнения Ассемблерных команд, а в окнах регистров и памяти данных — изменение значений регистров и ячеек памяти.

Для сохранения конфигурации окон и использования этой конфигурации при повторных запусках симулятора можно сохранить ее в файле с помощью команды Save Window File из закладки File главного меню. При сохранении конфигурации необходимо будет задать имя файла, например mem_clr. После сохранения конфигурации и выхода из симулятора в каталоге будет находиться файл с именем mem_clr.win. Для выхода из симулятора необходимо выбрать команду Exit или Quit из закладки Quit главного меню и в открывшемся окне подтверждения выхода нажать поочередно клавишу пробела Space, а затем клавишу Enter. При новом запуске симулятора вместо повторного открытия окон достаточно будет загрузить этот файл с помощью команды Load Window File из закладки File главного меню симулятора.

Я рекомендую самостоятельно познакомиться поближе с симулятором на практике и поэкспериментировать с открытием его различных окон для изучения внутренних регистров процессора, а также опробовать множество команд, предоставляемых симулятором для отладки программ.

Теперь можно приступить к загрузке транслированной и отлаженной программы непосредственно в сигнальный процессор. Для выполнения данной процедуры и практического освоения процессора с отладкой программ аппаратно, можно воспользоваться тестовой платой, описанной в [1].

Запрограммируйте микросхему Flash-памяти Am29F040 содержимым файла mem_clr.bin с помощью любого подходящего для этих целей программатора и вставьте запрограммированную микросхему в панельку на место микросхемы D7 тестовой платы. После подачи напряжения питания на тестовую плату произойдет автоматическая загрузка программы из ПЗУ через интерфейс BDMA в память сигнального процессора и ее выполнение. Убедиться в том, что программа работает, можно будет с

помощью осциллографа, подключаемого к выводу FL2 процессора. На выводе должен формироваться сигнал в виде меандра с частотой около 2 МГц, а светодиод HL2 должен при этом светиться.

Рассмотрим подробнее механизм автоматической загрузки сигнального процессора из ПЗУ для лучшего понимания происходящих при этом процессов. При подаче питания на тестовую плату [1] цепь сброса R1CP1 формирует сигнал -RKEY, который устанавливает триггер построенный на элементах D6.1 и D6.2, в состояние, при котором сигнал BMODE будет соответствовать лог. 0. Процессор анализирует состояние данного сигнала и сигнала на входе вывода MMAP после сброса и распознает, что загрузка программы в программную память процессора будет производиться из ПЗУ через интерфейс BDMA. При этом процессор автоматически заносит в регистры порта BDMA определенные значения, описанные в предыдущей статье, для автоматической загрузки 32-х слов программы-загрузчика разрядностью 24 бита побайтно в программную память процессора и затем передачи ей управления для загрузки остальной части программы.

Как было сказано выше, программа-загрузчик автоматически записывается в начало файла прошивки ПЗУ с помощью сплиттера во время трансляции программы. После автоматической загрузки из ПЗУ в память программ процессора 32-х слов программы-загрузчика через интерфейс BDMA происходит перезапуск процессора и начинает выполняться программа загрузчика, которая осуществляет полную загрузку основной рабочей программы из ПЗУ в процессор. После этого вновь происходит перезапуск процессора и начинает выполняться основная загруженная программа. При загрузке основной программы загрузчик полностью замещается в программной памяти процессора самой программой. Такой непростой механизм загрузки реализован разработчиками процессора с целью обеспечения гибкости при загрузке процессора и для обеспечения возможности разработчикам программного обеспечения создавать собственные загрузчики программ. Машинные коды загрузчика можно увидеть в первых байтах файла mem_clr.bin с помощью любого редактора шестнадцатеричных файлов или простой программы просмотра файлов.

Таблица 7

Адрес памяти программ	Слово программы	Адрес памяти ПЗУ	Байты программы
0x0000	0xABCDEF	0x00 0x01 0x02	0xAB 0xCD 0xEF
0x0001	0x123456	0x03 0x04 0x05	0x12 0x34 0x56
и т.д.			

В файле mem_clr.bin и в ПЗУ все коды 24-разрядных слов команд процессора располагаются в строгом порядке. Первым в ПЗУ записан старший байт команды, затем следует средний байт, последним — младший байт команды. Формат хранения слов программы в ПЗУ приведен в табл. 7.

Способ загрузки процессора из ПЗУ хорошо применим для автономных процессорных устройств, работающих под управлением одной программы. Однако на практике довольно часто встречаются задачи, когда необходимо оперативно менять управляющую программу для процессора какого-либо электронного устройства. Это также необходимо при отладке программ с многочисленными итерациями трансляции и загрузки отлаживаемой программы в процессор. Удачным решением для такого рода задач является загрузка программ в сигнальный процессор через интерфейсный порт процессора IDMA. Но прежде, чем начать освоение данной процедуры, необходимо подробнее познакомиться с этим интерфейсом. С этого мы и продолжим изучение сигнального процессора в следующей статье.

Продолжение следует

Олег Вальпа,
г. Миасс Челябинской обл.

Редакция журнала «Схемотехника»

приглашает авторов
к сотрудничеству

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

Требования по оформлению статей
см. в № 12, 2002, с. 44.
Гонорары выплачиваются авторам,
проживающим на территории СНГ.

Методы анализа операционных схем в частотной области

1.5. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ВХОДНОГО И ВЫХОДНОГО ИМПЕДАНСОВ ОУ, ЕМКОСТИ НАГРУЗКИ И ПАРАЗИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ОПС

До сих пор при анализе ОПС мы полагали, что ОУ имеет бесконечно большое входное и нулевое выходное сопротивление. У реального ОУ конечные величины указанных сопротивлений, которые в общем случае зависят от частоты. На рис. 15 изображена схема усилителя, на которой ОУ представлен в виде эквивалентной схемы [2, 6], учитывающей активную и емкостную составляющие синфазного и дифференциального входного сопротивления, а также выходное сопротивление.

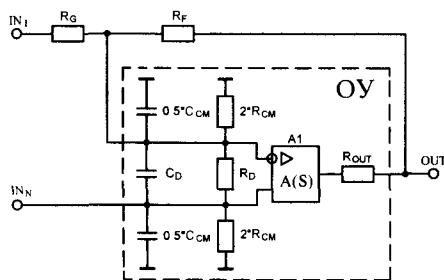


Рис. 15

Очевидно, что пассивные компоненты эквивалентной схемы ОУ наряду с резисторами R_F , R_G участвуют в формировании передаточной функции ОПС и формально могут быть отнесены к цепи ОС ОПС. Номиналы компонентов эквивалентной схемы современных ОУ обычно находятся в диапазонах значений $C_D = 1,5 \dots 20$ пФ, $C_{CM} = 2 \dots 10$ пФ, $R_D = 10^6 \dots 10^{13}$ Ом, $R_{CM} = (10 \dots 1000)R_D$, $R_{OUT} = 10 \dots 200$ Ом. Наибольшее влияние на АЧХ ОПС оказывают входные емкости ОУ. Так, если $R_D = 2$ МОм и $C_D = 4$ пФ, то начиная с частоты приблизительно 20 кГц доминирующим фактором, определяющим входное дифференциальное сопротивление ОУ, является емкость C_D . Найдем передаточные функции ОПС по схеме на рис. 15, пренебрегая влиянием на нее сопротивлений резисторов R_D , R_{CM} и R_{OUT} . Очевидно, что при подключении источника сигнала к входу IN_I и соединении с общей точкой схемы второго входа IN_N , усилитель является

инвертирующим, а при подключении источника сигнала к входу IN_N и соединении с общим проводом входа IN_I ОПС является неинвертирующим усилителем. На рис. 16, а—в изображены эквивалентные схемы, с помощью которых несложно найти выражения для коэффициента ОС $\beta(S)$, а также для коэффициентов прямой передачи сигнала со входа ОПС на вход ОУ в инвертирующей схеме $\beta_{FI}(S)$ и неинвертирующей схеме $\beta_{FN}(S)$.

Выражения для указанных коэффициентов имеют следующий вид:

$$I(S) = \frac{R_G}{R_F + R_G} \times \frac{1}{1 + S/(2\pi F_{PI})} = \frac{1}{G_{NID}} \times \frac{1}{1 + S/(2\pi F_{PI})}, \quad (53)$$

$$I_I(S) = \frac{R_F}{R_F + R_G} \times \frac{1}{1 + S/(2\pi F_{PI})}, \quad (54)$$

$$\beta_{FN}(S) = \frac{1 + S/(2\pi F_{ZI})}{1 + S/(2\pi F_{PI})}. \quad (55)$$

В (53—55) частоты полюса и нуля передачи определяются следующим образом:

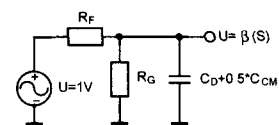
$$F_{PI} = \frac{\omega_{PI}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_{EQV} (C_D + 0,5C_{CM})},$$

$$F_{ZI} = \frac{\omega_{ZI}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_{EQV} 0,5C_{CM}} = \frac{1}{\pi R_{EQV} C_{CM}},$$

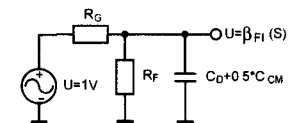
где:

$$R_{EQV} = R_F \parallel R_G = \frac{R_F R_G}{R_F + R_G}. \quad (56)$$

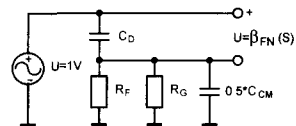
В реальной ОПС параллельно каждому конденсатору, моделирующему составляющую входной емкости ОУ, оказывается включенной паразитная емкость монтажа. Следует заметить, что суммарная емкость неинвертирующего входа ОУ не влияет на свойства рассматриваемых ОПС, поскольку она всегда оказывается замкнутой на общий провод в инвертирующем усилителе или же сигнал на нее подается через нулевое выходное сопротивление источника сигнала в неинвертирующем. Определяющее значение имеет суммарная величина емкости инвертирующего входа ОУ, которую обычно называют емкостью суммирующей точки:



а



б



в

Рис. 16

$$C_{\Sigma} = C_D + 0,5C_{CM} + C_{STRAY}, \quad (57)$$

где C_{STRAY} — паразитная емкость инвертирующего входа ОУ относительно проводников ОПС с нулевым переменным напряжением.

Уточненные формулы для расчета частот полюса и нуля передачи, учитывающие паразитную емкость монтажа, имеют следующий вид:

$$F_{PI} = \frac{1}{2\pi R_{EQV} C_{\Sigma}}, \quad (58)$$

$$F_{ZI} = \frac{1}{2\pi R_{EQV} (0,5C_{CM} + C_{STRAY})}. \quad (59)$$

Очевидно, что эти частоты связаны соотношением:

$$F_{ZI} = F_{PI} \left(1 + \frac{C_D}{0,5C_{CM} + C_{STRAY}} \right), \quad (60)$$

из которого следует, что $F_{ZI} > F_{PI}$.

Чтобы получить выражение для передаточной функции инвертирующего усилителя, достаточно в (8) подставить правые части (53) и (54):

$$T_I(S) = -\frac{\beta_{FI}(S)}{\beta(S)} \times \frac{\beta(S)A(S)}{1 + \beta(S)A(S)} = -\frac{R_F}{R_G} \times \frac{\beta(S)A(S)}{1 + \beta(S)A(S)}. \quad (61)$$

Аналогичным образом получаем выражение для неинвертирующего усилителя, подставляя в (8) правые части (53) и (55):

$$T_N(S) = \frac{\beta_{FN}(S)}{\beta(S)} \times \frac{\beta(S)A(S)}{1 + \beta(S)A(S)} = \frac{R_F + R_G}{R_G} \left(1 + \frac{S}{2\pi F_{ZI}} \right) \frac{\beta(S)A(S)}{1 + \beta(S)A(S)}. \quad (62)$$

Из (61) и (62) следует, что коэффициенты погрешности инвертирующей

и неинвертирующей ОПС определяются выражениями:

$$T_{IERR}(S) = \frac{\beta(S)A(S)}{1+\beta(S)A(S)}, \quad (63)$$

$$T_{NERR}(S) = \left(1 + \frac{S}{2\pi F_{Z\beta}}\right) T_{IERR} = \left(\frac{S+\omega_{Z\beta}}{\omega_{Z\beta}}\right) T_{IERR}. \quad (64)$$

Деление (64) на (63) дает:

$$\frac{T_{NERR}(S)}{T_{IERR}(S)} = 1 + \frac{S}{2\pi F_{Z\beta}} = \frac{S+\omega_{Z\beta}}{\omega_{Z\beta}}. \quad (65)$$

Выражение (64) позволяет сделать чрезвычайно важный вывод — коэффициенты погрешности неинвертирующего и инвертирующего усилителей отличаются тем, что первый из этих коэффициентов имеет дополнительный нуль передачи с частотой $F_{Z\beta}$ и, следовательно, АЧХ и ФЧХ коэффициентов погрешности связаны следующими соотношениями:

$$|T_{NERR}(jF)|_{дБ} = |T_{IERR}(jF)|_{дБ} + 20\lg\left(\sqrt{1 + \left(F/F_{Z\beta}\right)^2}\right), \quad (66)$$

$$\varphi_{NERR}(F) = \varphi_{IERR}(F) + \arctg(F/F_{Z\beta}). \quad (67)$$

Итак, если известны АЧХ и ФЧХ коэффициента погрешности инвертирующего усилителя, то с помощью формул (66) и (67) нетрудно рассчитать АЧХ и ФЧХ коэффициента погрешности неинвертирующего усилителя. Для нахождения АЧХ и ФЧХ коэффициента погрешности инвертирующего усилителя необходимо исследовать выражение (63). Полагая, что в ОПС используется однополюсный ОУ, и подставляя в (11) выражение для коэффициента ОС из (53) после выполнения несложных преобразований получаем:

$$T_{IERR}(S) \approx \frac{\frac{\omega_T \omega_{p1}}{G_{NID}}}{S^2 + \omega_{p\beta} S + \frac{\omega_T \omega_{p\beta}}{G_{NID}}} = H_{LP2} \frac{\omega_p^2}{S^2 + \frac{\omega_p}{Q} S + \omega_p^2}. \quad (68)$$

Из (68) следует, что коэффициент погрешности инвертирующего усилителя совпадает с коэффициентом передачи ФНЧ2 с параметрами:

$$H_{LP2} = 1, \quad F_p = \sqrt{\frac{F_T F_{p\beta}}{G_{NID}}} \quad (69)$$

$$Q = \sqrt{\frac{F_T}{F_{p\beta} G_{NID}}}. \quad (70)$$

При $Q > 0,707$ АЧХ инвертирующего усилителя имеет резонансный всплеск, величина которого определяется формулой (48). Обычно всплеск АЧХ является нежелательным, поскольку его наличие вызывает увеличение неравномерности АЧХ и эквивалентной шумовой полосы ОПС, а также ухудшает качество переходного процесса. При прочих равных условиях проблема резонансного всплеска АЧХ обостряется по мере увеличения частоты F_T единичного усиления ОУ. Так, в частности, инвертор напряжения ($G_{NID} = 2$) имеет всплеск АЧХ, если выполняется условие $F_T > F_{p\beta}$. В инверторе, реализованном на биполярном ОУ широкого применения с $F_T \leq 2$ МГц, величина C_Σ обычно не превышает 10 пФ, следовательно, АЧХ инвертора не имеет резонансного пика, если используются резисторы $R_F = R_G \leq 15$ кОм. ОУ с полевыми транзисторами (ПТ) на входе имеют неприятную особенность — с ростом частоты F_T зачастую увеличиваются и входные емкости C_D, C_{CM} . Так, например, низкочастотные ($F_T \leq 2$ МГц) ОУ ОРА111, ОРА124, ОРА130 с ПТ на входе фирмы Burr-Brown/ТИ имеют типовые величины $C_D = 1$ пФ и $C_{CM} = 3$ пФ, а высокочастотные ОУ ОРА627 ($F_T = 16$ МГц) и ОРА671 ($F_T = 35$ МГц) — соответственно $C_D = 8$ пФ, $C_{CM} = 7$ пФ и $C_D = 4,5$ пФ, $C_{CM} = 6$ пФ.

Пример 7. Необходимо определить величину и частоту резонансного пика АЧХ ОПС (рис. 15), в которой используются резисторы $R_F = R_G = 10$ кОм и ОУ с параметрами: $C_D = 6$ пФ, $C_{CM} = 4$ пФ, $F_T = 20$ МГц. Паразитная емкость монтажа $C_{STRAY} = 2$ пФ.

По формулам (56), (57) находим:

$$R_{EQV} = 10 \text{ кОм} \parallel 10 \text{ кОм} = 5 \text{ кОм},$$

$$C_\Sigma = 6 \text{ пФ} + 0,5 \times 4 \text{ пФ} + 2 \text{ пФ} = 10 \text{ пФ}.$$

По формулам (58), (59) рассчитываем частоты полюса и нуля передачи:

$$F_{p\beta} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 10^3 \times 10^{-12}} \approx 3,183 \text{ МГц},$$

$$F_{Z\beta} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 10^3 (0,5 \times 4 \times 10^{-12} + 2 \times 10^{-12})} \approx 7,958 \text{ МГц}.$$

Учитывая, что $G_{NID} = 2$ по формулам (69), (70) определяем:

$$F_p = \sqrt{\frac{20 \times 10^6 \times 3,183 \times 10^6}{2}} \approx 5,642 \text{ МГц},$$

$$Q = \sqrt{\frac{20 \times 10^6}{3,183 \times 10^6 \times 2}} \approx 1,772.$$

По формулам (48), (49) рассчитываем величину и частоту резонансного пика:

$$\text{Peak} = \frac{1,772^2}{\sqrt{1,772^2 - 0,25}} \approx 1,848 \text{ (5,33 дБ)}.$$

По формуле (66) определим величину подъема АЧХ неинвертирующего усилителя на частоте F_{PEAK} :

$$|T_{NERR}(jF_{PEAK})| = 5,33 + 20\lg\sqrt{1 + 5,174/7,958} \approx 6,86 \text{ дБ}.$$

На рис. 17 изображены ЛАЧХ инвертирующего и неинвертирующего усилителей, рассмотренных в примере.

Обратите внимание на различие величин резонансных пиков и скоростей спада ЛАЧХ на высоких частотах. Оба эти различия находятся в строгом соответствии с формулой (64) и объясняются влиянием на ЛАЧХ неинвертирующего усилителя нуля передачи с частотой $\omega_{Z\beta}$.

Для уменьшения (в пределе — полного исключения) резонансного пика АЧХ ОПС необходимо:

- 1) выбирать ОУ с малыми входными емкостями и минимизировать паразитную емкость C_{STRAY} ;
- 2) уменьшать сопротивления резисторов R_F, R_G ;
- 3) шунтировать резистор R_F корректирующим конденсатором C_K [2, 10].

Первый путь решения проблемы имеет очевидные ограничения. Побочными эффектами уменьшения номиналов резисторов R_F, R_G являются уменьшение входного сопротивления ОПС и увеличение мощности, рассеиваемой ОУ. Увеличение мощности рассеивания вызывает дополнительный нагрев кристалла ОУ и, как следствие, ухудшение его статических параметров — возрастает напряжение смещения нуля, а у ОУ с ПТ на входе, кроме того, существенно возрастают входные токи. Анализ показывает, что шунтирование резистора R_F корректирующим конденсатором C_K (рис. 18) не изменяет характера передаточной функции инвертирующего усилителя — она по-прежнему совпадает с АЧХ ФНЧ2.

Однако в этом случае сужается полоса пропускания и уменьшается добротность ФНЧ2. При прочих равных условиях введение корректирующего конденсатора C_K уменьшает частоту F_P фильтра в $\sqrt{C_K/(C_i + C_K)}$ раз. Выражение для расчета зависимости $C_K = f(F_T, Q, R_F, R_G, C_\Sigma)$ крайне гро-

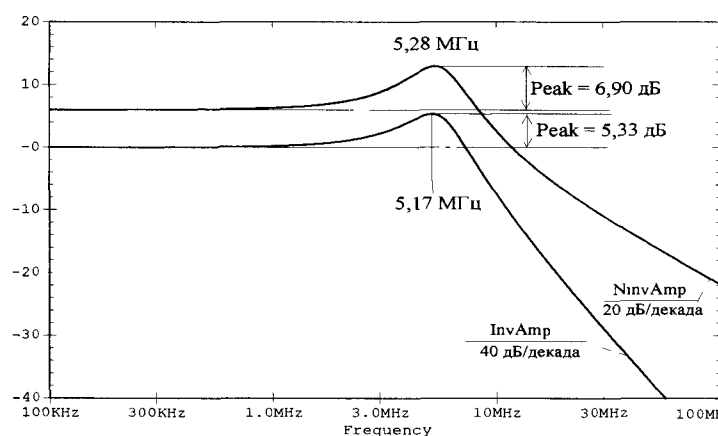


Рис. 17

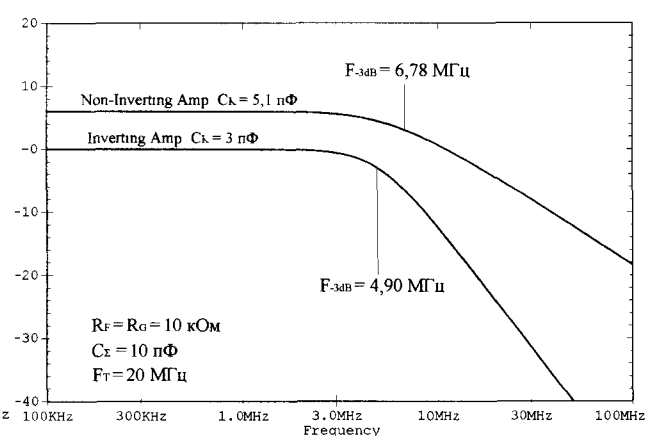


Рис. 19

моздко и поэтому не используется на практике. Следует заметить, что точный расчет величины емкости СК не имеет особого смысла, поскольку величины FT однотипных ОУ могут отличаться в несколько раз, кроме того, обычно неизвестна паразитная емкость монтажа CSTRAY, которая является одной из составляющих емкости CS. Именно поэтому в [2, 10] величину СК рекомендуется подбирать экспериментально, наблюдая на экране осциллографа реакцию ОПС на входное воздействие, представляющее собой последовательность прямоугольных импульсов. Несмотря на то, что окончательно корректирующую емкость приходится подбирать экспериментально, разработчик должен иметь четкие ориентиры для выбора ее исходного значения. В [10] показано, что инвертор по схеме на рис. 18 имеет критический (граничный между апериодическим и колебательным) характер переходного процесса, если выполняется условие:

$$C_K = 2 \sqrt{\frac{C_\Sigma}{2\pi F_T R_F}} \quad (71)$$

Расчет по формуле (71) корректирующей емкости для данных примера 7 дает результат — $C_K \approx 5,6$ пФ. PSpice-анализ показал, что в этом случае инвертор имеет монотонную АЧХ, а частота среза на уровне половинной мощности $F_{-3dB} \approx 2,83$ МГц. Кроме того, анализ показал, что для получения

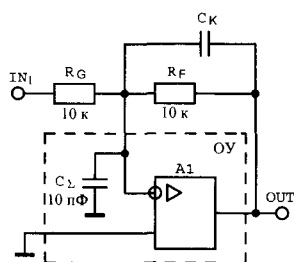


Рис. 18

максимально плоской АЧХ инвертора необходимо уменьшить номинал корректирующей емкости до $C_K \approx 3,0$ пФ, при этом полоса пропускания расширится до $F_{-3dB} \approx 4,90$ МГц.

Интересно сравнить максимально плоские АЧХ инвертирующего и неинвертирующего усилителей, которые имеют одинаковую величину глубины ООС (рис. 19).

Выше (при рассмотрении примеров 1 и 2) мы установили, что полоса пропускания как инвертирующего, так и неинвертирующего усилителей, реализованных на однополюсных ОУ с бесконечными входными сопротивлениями, определяется выражением:

$$F_{-3dB} = \frac{F_T}{G_{NID}}$$

Из этого выражения следует, что усилители с $G_{NID} = 2$, реализованные на однополюсных ОУ с $F_T = 20$ МГц в случае, когда $C_\Sigma = 0$, имеют полосу пропускания $F_{-3dB} = 10$ МГц. Рис. 19 позволяет сделать важный вывод: емкости суммирующей точки C_Σ и корректирующего конденсатора C_K (который мы вынуждены использовать для получения плоской АЧХ) вызывают существенное сужение полосы пропускания усилителей. В нашем примере верхние граничные частоты полосы пропускания инвертирующего и неинвертирующего усилителей составляют соответственно 49 и 68 % от предельного значения 10 МГц, получаемого при $C_\Sigma = C_K = 0$.

Выходное сопротивление R_{OUT} ОУ оказывает существенное влияние на АЧХ и устойчивость ОПС в том случае, когда нагрузка ОУ имеет емкостной характер (рис. 20).

В этом случае в передаточной функции $\beta(S)$ цепи ОС появляется полюс, частота которого определяется выражением:

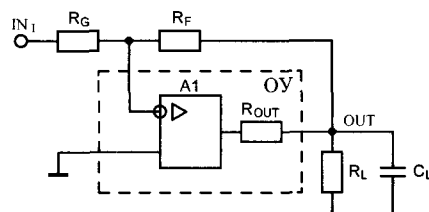


Рис. 20

$$F_{PR OUT} = \frac{1}{2\pi(R_{OUT} \parallel (R_F + R_G) \parallel R_L) C_L} \quad (72)$$

где C_L , R_L — соответственно емкость и активное сопротивление нагрузки ОУ.

Обычно выполняется условие $R_{OUT} \ll R_F + R_G$, R_L и поэтому

$$F_{PR OUT} \approx \frac{1}{2\pi R_{OUT} C_L} \quad (73)$$

Этот полюс на частоте FC срезает петлю создает дополнительный фазовый сдвиг $\Phi_{ADD} = \arctg(F_C / F_{PR OUT})$, на величину которого уменьшается исходный запас устойчивости по фазе ОПС. Негативные последствия появления дополнительного полюса петлевого усиления $b(S)A(S)$ мы уже дважды обсуждали — первый раз, когда исследовали свойства ОПС, реализованных на двухполюсном ОУ, и второй раз только что, когда рассматривали влияние емкости суммирующей точки ОУ на АЧХ усилителей. Следует заметить, что исследование проблем, связанных с емкостным характером нагрузки ОУ, более естественно и просто осуществляется графическим методом анализа (с помощью асимптотических ЛАЧХ Бode), который рассмотрен ниже. Известно несколько способов уменьшения негативного влияния емкости нагрузки на частотные свойства ОПС:

- использование ОУ, способных устойчиво работать на емкостную нагрузку любой величины [11];
- использование на выходе ОУ широкополосного буферного усили-

теля с низким выходным сопротивлением [12—15];

- использование RC-цепей частотной компенсации ОПС [2, 11, 12, 16, 17].

В [11] приведена таблица основных параметров ОУ фирмы Analog Devices, способных работать на «неограниченную» емкость нагрузки («unlimited» cap load), а также ОУ, не теряющих устойчивости при нагрузке их выхода емкостью значительной величины. Кроме того, в [11] рассмотрены три способа частотной компенсации ОУ с емкостной нагрузкой:

- компенсация изменением АЧХ коэффициента усиления шума (Noise-gain manipulation);
- компенсация вне петли ОС (Out-of-loop compensation);
- компенсация внутри петли ОС (In-loop compensation).

Полюса и нули петлевого усиления ОПС, создаваемые емкостной нагрузкой ОУ, емкостью суммирующей точки, индуктивностями проводников печатной платы и другими подобными факторами, с полным основанием можно назвать паразитными полюсами и нулями. Паразитные полюса и нули, частоты которых на декаду и более превышают частоту единичного усиления ОУ, практически не оказывают влияния на АЧХ ОПС. При прочих равных условиях влияние паразитных полюсов/нулей на АЧХ ОПС тем больше, чем больше отношение $F_T/F_{PZSTRAY}$, где $F_{PZSTRAY}$ — частота соответствующего паразитного полюса/нуля петлевого усиления. Иначе говоря, влияние паразитных эффектов на параметры ОПС тем сильнее, чем выше частота единичного усиления ОУ, используемого в ОПС. Современные высокочастотные ОУ [18] имеют частоты единичного усиления, измеряемые сотнями мегагерц, и, следовательно, при их использовании проблемы, связанные с паразитными нулями/полюсами петлевого усиления ОПС, особенно актуальны. Паразитные факторы, влияющие на частотные свойства ОПС, реализованных на высокочастотных ОУ, а также методы уменьшения негативного влияния этих факторов детально исследованы в [16].

1.6. ИТОГИ, ВЫВОДЫ, ПРОБЛЕМЫ

Подведем некоторые итоги. Порядок функций $T_{ERR}(S)$ и $A_L(S) = A(S)\beta(S)$, которые представляют наибольший интерес для разработчика, равен сумме порядков передаточных функций ОУ и цепи ОС — $A(S)$ и $\beta(S)$. Свойства

функций комплексной переменной первого и второго порядков детально исследованы и подробно описаны в литературе, посвященной вопросам проектирования активных фильтров и систем автоматического регулирования [4, 7—9]. Однако аналитическое исследование свойств функций комплексной переменной S , которые имеют порядок выше второго, в общем случае сопряжено со значительными трудностями. Для получения аналитической зависимости $T_{ERR}(S)$ необходимо производить громоздкие математические выкладки. Однако главная проблема заключается даже не в этом, а в том, что из полученного выражения $T_{ERR}(S)$ крайне трудно сделать обобщающие выводы, позволяющие разработчику произвести осознанный (оптимальный для решения конкретной задачи) выбор компонентов ОПС. Если вы хотите почувствовать серьезность указанных проблем на собственном опыте, то попытайтесь исследовать, например, коэффициент погрешности интегратора, реализованного на двухполюсном ОУ: в (30) подставьте $\beta = S/(S + \omega_1)$ и т. д. Исследование функции комплексной переменной значительно упрощается, если известны ее нули и полюса. В этом случае функция $T(S)$ может быть записана в следующем виде:

$$T(S) = K \frac{(S - Z_1)(S - Z_2) \dots (S - Z_m)}{(S - P_1)(S - P_2) \dots (S - P_n)} \quad (74)$$

где $Z_1 \dots Z_m$, $P_1 \dots P_n$ — соответственно нули и полюса функции $T(S)$; K — постоянный коэффициент.

Важно для практики частном случае, когда полюса и нули являются вещественными, функцию $T(S)$ можно записать в следующем виде:

$$T(jF) = K \times \frac{\left(1 + j \frac{F}{F_{Z1}}\right) \left(1 + j \frac{F}{F_{Z2}}\right) \dots \left(1 + j \frac{F}{F_{Zm}}\right)}{\left(1 + j \frac{F}{F_{P1}}\right) \left(1 + j \frac{F}{F_{P2}}\right) \dots \left(1 + j \frac{F}{F_{Pn}}\right)}, \quad (75)$$

где $F_{Z1} \dots F_{Zm}$, $F_{P1} \dots F_{Pn}$ — частоты соответственно нулей и полюсов функции $T(S)$.

Вычисление модуля и фазы этой функции не вызывает принципиальных затруднений:

$$T_{dB} = 20 \lg |T| = 20 \lg K + \sum_{i=1}^m 20 \lg \sqrt{1 + (F/F_{Zi})^2} + \sum_{k=1}^n 20 \lg \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (F/F_{Pk})^2}} \right), \quad (76)$$

$$\varphi = \sum_{i=1}^m \arctg \frac{F}{F_{Zi}} + \sum_{k=1}^n \arctg \left(-\frac{F}{F_{Pk}} \right). \quad (77)$$

Если соответствующие слагаемые (55) и (56) обозначить как T_{dBZi} , T_{dBPk} , φ_{Zi} , φ_{Pk} , то получим:

$$T_{dB} = K_{dB} + \sum_i T_{dBZi} + \sum_k T_{dBPk}, \quad (78)$$

$$\varphi = \sum_i \varphi_{Zi} + \sum_k \varphi_{Pk}. \quad (79)$$

Формулы (76—79) являются наглядным примером воплощения в жизнь известного принципа «разделяй и властвуй» — расчет АЧХ и ФЧХ сложной функции (75) сводится к расчету АЧХ и ФЧХ простых функций (нулей и полюсов) и суммированию полученных результатов.

Продолжение следует

ЛИТЕРАТУРА

7. В. И. Капустян. Активные RC-фильтры высокого порядка. — М.: Радио и связь, 1985.
8. Г. Мошни, П. Хорн. Проектирование активных фильтров: Пер. с англ. — М.: Мир, 1984.
9. Е. П. Попов. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления: Учеб. пособие для втузов. — М.: Наука, 1989.
10. Д. Е. Полонников. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
11. G. King. Op Amps Driving Capacitive Loads, Analog Dialogue, Volume 35, Analog Devices, 2001.
12. Е. А. Коломбет. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов. — М.: Радио и связь, 1991.
13. Applications of Wide-Band Buffer Amplifiers, Application Note AN-227, National Semiconductor, 1979.
14. BUF634 Product Data Sheet, PDS-1206B, Burr-Brown Corporation.
15. OPA633 Product Data Sheet, PDS-699B, Burr-Brown Corporation.
16. Careful Design Tames High Speed Op Amps, by Joe Buxton, Application Note AN-257, Analog Devices, 1991.
17. Get Fast Stable Response From Improved Unity-Gain Follower, Linear Brief LB-42, National Semiconductor, 1978.
18. Г. Штраппенин. Быстродействующие операционные усилители фирмы National Semiconductor. — Chip News, 2003, №10. с. 24—31.

Сергей Лозицкий,
г. Брянск

Симисторный ключ

Вопросам бесконтактной коммутации силовых цепей уделено много внимания в литературе. В большинстве случаев в цепях переменного тока в качестве ключей применяют тиристоры или симисторы. Предложено много способов управления такими ключами (например, [1]). В данной статье рассмотрен еще один способ управления симистором в комбинированном релейно-полупроводниковом ключе. В нем первое звено — это маломощное электромагнитное реле, второе — симистор как усилитель мощности.

Широко распространено схемное решение, приведенное на рис. 1, а. При всей своей простоте оно обеспечивает удовлетворительные результаты и обоснованно пользуется популярностью.

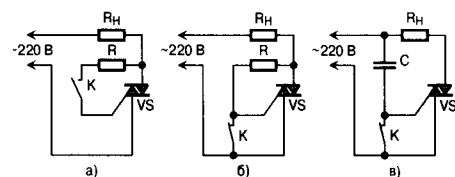


Рис. 1

Однако требовательным схемотехникам следует обратить внимание на следующие особенности.

1. В сети ~220 В контакты реле при закрытом симисторе могут находиться под напряжением амплитудой более 300 В. Автору неизвестны малогабаритные реле с таким допустимым напряжением на контактах. Во многих опубликованных устройствах с применением реле РЭС-6, РЭС-9, РЭС-10, РЭС-15, РЭС-47, РЭС-48, РЭС-49, РЭС-55, РЭС-60, РЭС-64 и др. этот факт попросту игнорируется, что снижает надежность устройств.

Реле РЭС-22, РЭС-32 допускают работу в сети ~220 В, но малогабаритными их назвать трудно, т. к. их размеры превышают размеры большинства симисторов малой и средней мощности. Кроме того, эти реле плохо «интегрируются» в печатный монтаж. Из отечественных автор знает только одно (!) реле — РЭС-54 с подходящими характеристиками и конструкцией.

Справедливости ради следует отметить, что симистор несколько облегчает работу реле. Дело в том, что самый тяжелый для контактов режим — размыкание — имеет место при открытом симисторе и, следовательно, малом напряжении. Поскольку симистор закрывается при прохождении тока через нуль, пик напряжения на контактах запаздывает как минимум на 5 мс по отношению к моменту размыкания. (Без симистора

контакты реле РЭС-49, коммутируя с частотой 0,5 Гц в сети ~220 В ток 180 мА, вышли из строя через 80 с).

2. При отказе симистора по причине обрыва его силовой цепи резистор R оказывается включенным последовательно с нагрузкой R_H и, как правило, сгорает. А если это происходит недостаточно быстро, то еще и спекаются контакты реле.

3. При таком простейшем способе формирования управляющего тока, как показано на рис. 1, а, включение симистора в принципе происходит с некоторой задержкой относительно начала полупериода сети [1]. По мере роста напряжения сети синхронно с ним растет и управляющий ток, и требуется некоторое время, пока он достигнет величины тока включения. Для маломощной нагрузки и при низкой температуре это время увеличивается. В результате включение симистора происходит уже при напряжении сети, достигшем нескольких десятков вольт. На среднем или действующем напряжении на нагрузке это практически не сказывается, но заметно увеличивает коммутационные помехи.

Для пояснения сказанного повторим пример из [1]. Например, при $R = 330$ Ом и токе управления 160 мА (для КУ208Г) включение симистора невозможно, пока напряжение на его аноде не достигнет 53 В. А уменьшение сопротивления R для снижения этого напряжения ограничено, в первую очередь, максимально допустимым током управляющего перехода симистора [1].

Перечисленные недостатки базовой схемы на рис. 1, а стимулировали поиски других схемных решений.

Что касается реле, то электрический режим его контактов нетрудно облегчить. Для этого необходимо использовать группу контактов, работающую на размыкание (рис. 1, б). В самом деле, в выключенном состоянии ключа контакты реле замкнуты, напряжение на них равно нулю, ток через кон-

такты задается сопротивлением R и равен необходимому току управления симистором. Если использовать такой же резистор, как и в рассмотренном примере, то это около 1 А в пике сетевого напряжения. При открытом ключе контакты реле разомкнуты, но напряжение на них не может превысить напряжения на электродах открытого симистора — это порядка 1 В. Такой режим выдерживают все малогабаритные реле.

Однако в прямом виде схема на рис. 1, б не применяется из-за присущих ей недостатков. В выключенном состоянии (а оно может существенно превышать по времени включенное) цепь управления потребляет значительную мощность, измеряемую десятками и сотнями ватт, и наряду с вопросами экономичности возникает проблема отвода тепла от резистора R . Кроме того, в выключенном состоянии ток управления течет через нагрузку R_H , и ее нельзя считать обесточенной.

К счастью перечисленные выше недостатки легко устранить, если преобразовать схему в соответствии с рис. 1, в. В ней в качестве токозадающего элемента в цепи управляющего электрода использован конденсатор C , а сама цепь управления подключена к сети в обход нагрузки, поэтому нагрузка и цепи управления не влияют друг на друга.

Назовем такую схему управления симистором конденсаторной. Управляющий ток в ней определяется практически только напряжением сети и емкостным сопротивлением конденсатора, которое может на порядок превосходить сопротивление резистора R в схемах на рис. 1, а, б. Фазовый сдвиг между управляющим током симистора и напряжением на его электродах (управляющий ток достигает максимума при напряжении сети близком к нулю) благоприятно сказывается на качестве коммутации. Симистор включается в начале каждого полупериода, и коммутационные помехи отсутствуют. Сила управляющего тока легко может быть доведена до величины тока спрямления, при этом задержка между началом полупериода напряжения сети и моментом включения симистора, принципиально присущая устройствам подобным приведенному на рис. 1, а, б, отсутствует. На рис. 2 в условных единицах показаны напряжение сети E_C , управляющий ток I_Y и их временные соотношения для частоты 50 Гц.

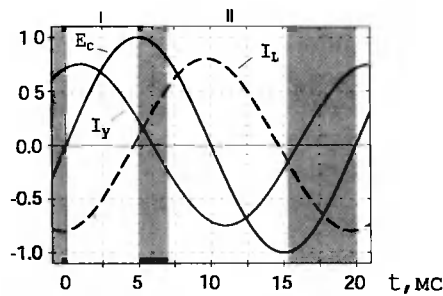


Рис. 2

Для любителей экспериментировать на рис. 3 приведена соответствующая схема. Резистор R2 сопротивлением от нескольких десятков до нескольких сотен ом ограничивает начальный бросок тока через замкнутые контакты SB1 (а не через управляющий электрод VS1) при подключении устройства к сети. Поэтому его сопротивление менее критично, чем на рис. 1, а. Конденсатор C1 должен быть рассчитан на работу в цепи переменного тока и выдерживать напряжение сети. Малые габариты и хорошие электрические характеристики имеют конденсаторы К73-16, К73-17. По формуле (1) с достаточной точностью можно рассчитать необходимую емкость конденсатора в микрофарадах при другом напряжении питающей сети и ее частоте:

$$C = \frac{112,5 I_Y}{U_C F},$$

где I_Y — необходимая амплитуда тока через управляющий электрод, мА; U_C — эффективное значение напряжения питающей сети, В; F — частота сети, Гц.

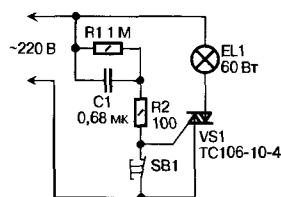


Рис. 3

Симистор включается при нажатии на кнопку SB1. Качество коммутации визуально контролируется по накалу лампы EL1. Остаточное напряжение на VS1 можно измерить авометром, включенным в режим измерения переменного напряжения.

В конденсаторной схеме цепь управления всегда потребляет реактивную энергию, и это можно считать даже достоинством. Емкостной характер тока управления способствует увеличению cosφ той локальной сети, к которой подключен такой симис-

торный ключ. В реальной сети из-за включенных люминесцентных ламп, трансформаторов, асинхронных двигателей и т. д. практически всегда присутствует индуктивная составляющая тока, которую полезно хотя бы частично компенсировать.

В устройствах автоматики цепь управления симисторным ключом находится в дежурном режиме и на нее должно быть постоянно подано питание. Наиболее изящные схемные решения используют бестрансформаторные узлы с гасящим конденсатором [2—4]. В нашем случае присущая реле гальваническая развязка между управляющими и исполнительными цепями позволяет отказаться от непосредственного соединения катода симистора с общим проводом цепей автоматики и включить их по схеме на рис. 4. Тогда «дежурный» ток через конденсатор C1 одновременно используется для питания для цепей автоматики. Использование двухполупериодного мостового выпрямителя уменьшает необходимую емкость сглаживающего конденсатора и способствует уменьшению пульсаций выпрямленного напряжения.

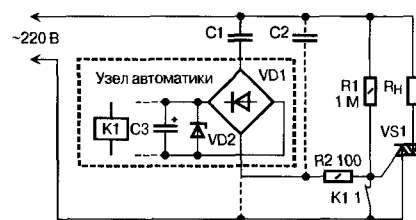


Рис. 4

Все это дает возможность создавать устройства с высокими удельными массогабаритными характеристиками. Например, термореле для бытового холодильника было собрано на плате размерами 60×45 мм. На плате уместились симистор TC106-10-5 без радиатора, компаратор на ОУ КР140УД608, исполнительное реле РЭС-49 с сопротивлением обмотки 1,8 кОм, выпрямительный мост КД906А, гасящий и фильтрующий конденсаторы. Диодный датчик температуры и потенциометр для ее регулирования размещены вне платы.

Для мощных симисторов требуется управляющий ток амплитудой сотни мА. Как правило, для узла автоматики при чувствительных реле такой ток избыточен, и его излишки вынужден поглощать стабилитрон VD2. Этот излишек может превысить допустимый для маломощных стабилитронов ток 20...40 мА. Поэтому пропускать весь

ток через узел автоматики не имеет смысла. В таких случаях большую часть управляющего тока направляют через конденсатор C2, а через конденсатор C1 — только часть, необходимую для питания этого узла.

При необходимости синхронного управления несколькими мощными симисторами (например, в трехфазной сети), все же лучше иметь независимый узел питания автоматики.

Из-за цепей питания автоматики и резисторов R1, R2 ток управляющего электрода перестает быть чисто реактивным. Присутствие активной составляющей несколько сдвигает его максимум относительно начала полупериода сетевого напряжения, что можно увидеть на рис. 2. Однако благодаря малой скорости изменения гармонического сигнала в районе максимума на процессах коммутации это практически никак не сказывается, а при маломощной нагрузке может быть даже полезно.

Для снижения мощности, расходуемой в управляющей цепи, применяют импульсное управление симисторами. И здесь речь идет, конечно же, в первую очередь, не об экономии электроэнергии, а о том, что указанную мощность цепь автоматики должна пропускать через себя. В [1] приведена целая подборка вариантов импульсного управления. Однако для надежного управления маломощной или содержащей индуктивную составляющую нагрузкой, особенно при пониженной температуре, рекомендуется увеличивать длительность и амплитуду импульсов, что снижает экономичность и предъявляет повышенные требования как к источнику, питающему цепь автоматики, так и к используемым комплектующим.

В конденсаторной схеме управляющий ток симистора напрямую с проходящей через схему автоматики мощностью не связан. В стационарном режиме большая часть мощности идет на удержание реле. Для маломощных реле это максимум сотни милливатт. Нет проблем для обеспечения такой мощности простейшими источниками питания (рис. 4).

Благодаря свойству симистора управляться током обеих полярностей промежуток времени, когда симистор неуправляем, в конденсаторной схеме достаточно мал. Действительно, примерно в середине полупериода управляющий ток при смене знака имеет малое абсолютное значение. Но именно в этот момент чувстви-

тельность симистора максимальна из-за наибольшего напряжения на его электродах. На рис. 2 «разрешенные» интервалы управления обозначены римскими цифрами I и II, а «запрещенные» затенены. Поэтому в течение периода через управляющий переход симистора проходят два разнополярных импульса с эквивалентными длительностями порядка 5 и 7,5 мс и амплитудой, достигающей сотен мА. Эффективность такого управления близка к эффективности управления постоянным током.

Тем не менее, несмотря на столь большую эквивалентную длительность управляющего импульса, возможны проблемы при работе на индуктивную нагрузку. На рис. 2 штриховой линией показан ток I_L через симистор при наличии в нагрузке значительной индуктивной составляющей, например, трансформатора в режиме холостого хода. В районе 5 мс управляющий I_y и нагрузочный I_L токи при переходе через нуль малы и недостаточны для удержания симистора в открытом состоянии. Устройство тяготеет к переходу в однополупериодный режим и работает нестабильно.

Вообще, работа симисторного ключа на индуктивную нагрузку представляет собой определенную проблему и при других схемах управления. Для достижения положительных результатов используют различные ухищрения, например, [4].

Эффективным в практике автора оказалось подключение параллельно индуктивной нагрузке конденсатора. Именно так обеспечена устойчивая работа упомянутого выше термореле с асинхронным двигателем в компрессионном холодильнике (рис. 5). В исходном состоянии конденсатор C1 разряжен через статорную обмотку двигателя. При включении термореле зарядный ток конденсатора, ограниченный R1, совпадая по фазе с управляющим током симистора и по величине превосходя необходимый ток удержания, гарантировано включает симистор. В установившемся режиме электродвигатель и конденсатор обмениваются реактивной энергией, а симистор работает на нагрузку, близкую к активной. Кратковременная токовая

перегрузка, которую испытывает симистор в момент включения в течение долей миллисекунды, для него безопасна. Паспортное значение «ударного тока короткого замыкания» для большинства симисторов в 50...100 раз превышает их рабочий ток.

Необходимо отметить, что совершенно не обязательно конденсатором полностью компенсировать индуктивную составляющую тока нагрузки, достаточно уменьшить ее до приемлемого значения. Емкость конденсатора подбирают экспериментально, контролируя остаточное напряжение на симисторе во включенном состоянии.

В заключение два практических совета для тех, кто занимается симисторной (тиристорной) техникой.

Не боюсь показаться банальным и подчеркну, что налаживаемые устройства необходимо подключать к питающей сети хотя бы через простейший предохранитель. На рис. 6 приведена схема такого проверенного устройства на ток до 20 А.

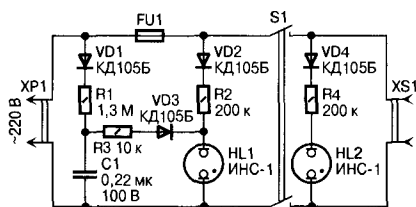


Рис. 6

Основа его — обычный предохранитель FU1 обязательно закрытой конструкции с плавкой вставкой на нужный ток в зависимости от мощности налаживаемого устройства. Сразу хочу предостеречь от соблазна заменить плавкий предохранитель FU1 и выключатель S1 повсеместно распространенными выключателями с автоматическим отключением. Ввиду особенностей работы таких автоматов результат при экспериментах непредсказуем. Предохранитель лучше взять старого типа, крупногабаритный и запастись набором плавких вставок на различные токи. В крупных вставках легче менять сгоревшие перемычки. Кроме того, в них расчетное значение тока плавления хорошо совпадает с экспериментом из-за меньших тепловых потерь через держатель.

Индикатор наличия напряжения питающей сети HL1 светит непрерывно при исправном предохранителе FU1 и переходит в мигающий режим при его перегорании. Полное отсутствие свечения HL1 может свидетельствовать об отсутствии сетевого напряжения. HL2 отображает положение выключателя S1, через который подается

напряжение на налаживаемый узел. Устройство собрано в виде переходной колодки-удлинителя и располагается на рабочем столе так, чтобы до выключателя S1 был легко доступен.

Индикаторы HL1, HL2 питаются выпрямленным напряжением. Для более эффектного свечения их лучше подключить с соблюдением полярности. У неоновой лампы ИНС-1 катод — видимый через стеклянную колбу внешний цилиндр.

Качество использования симистора как ключа оценивается по остаточному напряжению. При проблемах с управлением возможен переход симистора в однополупериодный или несимметричный режим из-за различной чувствительности к управляющему сигналу разной полярности. В этом режиме в цепи появляется нежелательная (или даже опасная) постоянная составляющая тока. Простейший индикатор по схеме на рис. 7 позволяет оперативно определить несимметричный режим.

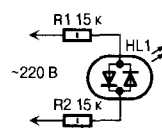


Рис. 7

Попеременно подключая индикатор в разной полярности к симистору и (или) к нагрузке по изменению цвета свечения диагностируют несимметричный режим работы. Двухцветный светодиод можно заменить двумя одноцветными разного цвета свечения, включив их встречно-параллельно.

ЛИТЕРАТУРА:

1. С. Христофоров. Управление тристорами и симисторами. — Схемотехника, 2001, № 12, с. 21—25.
2. С. Бирюков. ПДУ телевизора управляет люстрой. — Радио, 1999, № 12, с. 32, 33.
3. С. Бирюков. Симисторный термостабилизатор — Радио, 1998, № 4, с. 50, 51.
4. В. Володин. Экономичное управление симистором. — Радио, 2003, № 6 с. 27, 28.

Александр Латайко,
г. Днепропетровск,
Украина

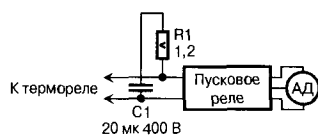


Рис. 5

Схемотехника радиоприемников с цифровой шкалой

В статье рассматривается схемотехника радиоприемников УКВ/КВ/СВ диапазонов с цифровой шкалой и приводится анализ схемотехнических решений, применяемых в различных моделях.

Малогабаритные радиоприемники можно условно разделить на аналоговые, цифровые и аналоговые с цифровой шкалой. Аналоговые модели отличаются низкой стоимостью, экономичностью, удовлетворительными для бытовых целей параметрами по диапазону частот, чувствительности и выходной мощности. К недостаткам таких моделей следует отнести трудность настройки на требуемую рабочую частоту, особенно в диапазоне КВ. Кроме того, в них, как правило, отсутствуют часы и будильник.

Цифровые модели строятся на основе цифрового синтезатора частоты и обладают высокой стабильностью гетеродина, имеют, как правило, функции часов, будильника, предварительной настройки на несколько частот с их записью в электронную память. К недостаткам таких моделей относится высокая стоимость и повышенное энергопотребление.

Использование в аналоговых радиоприемниках цифровой шкалы для индикации рабочей частоты существенно улучшает удобство их эксплуатации. Применение цифровой шкалы приводит к незначительному повышению стоимости радиоприемника и потребляемой мощности. Эти аппараты являются наиболее перспективными для применения в бытовых условиях. Несомненными лидерами в поставках на российский рынок радиоприемников с цифровой шкалой являются азиатские фирмы. Такие аппараты содержат радиоприемную часть и цифровую шкалу. Радиоприемная часть строится, как правило, на основе интегральной микросхемы KA22425D фирмы Samsung, которая выполняет функции усиления РЧ, УПЧ, АПЧ в диапазоне УКВ, АРУ в диапазонах КВ и СВ, детектирования сигналов АМ и ЧМ, бесшумной настройки, электронной регулировки мощности, усиления мощности низкой частоты.

Структурная схема микросхемы приведена на рис. 1, назначение выводов — в табл. 1.

Типовая схема включения микросхемы для диапазонов УКВ и СВ показана на рис. 2.

Для повышения чувствительности в диапазоне КВ в некоторых моделях (High sensitivity) применяется входной однокаскадный усилитель на

пинолярном транзисторе. На рис. 3 приведена схема такого усилителя и полосового фильтра диапазона УКВ, установленных в радиоприемниках модели R353L.

Частотнозависимая цепь L1C2C3C4 выделяет из сигнала, полученного от телескопической антенны, напряжение диапазона УКВ и подает его на вход УРЧ этого диапазона (вывод 12 микросхемы). Напряжение входного сигнала в диапазоне частот КВ через цепочку L2C1 поступает на вход усилителя на транзисторе VT1, с выхода которого сигнал через конденсатор C5 поступает на вход УРЧ диапазонов СВ и КВ (вывод 10 микросхемы). В диапазоне СВ напряжение с ферритовой антенны через переключатель SB поступает на тот же вывод.

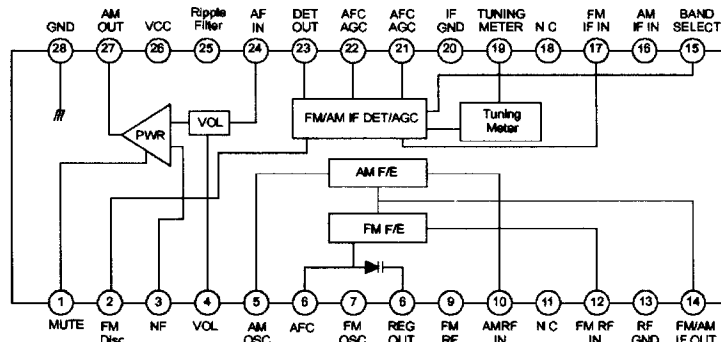


Рис. 1

Таблица 1

Номер вывода	Обозначение	Назначение
1	MUTE	Вывод цепи бесшумной настройки
2	FM DISC	Вывод детектора ЧМ
3	NF	Выход обратной связи и коррекция усилителя мощности
4	VOL	Управляющий вход электронного регулятора мощности
5	AM OSC	Выход гетеродина диапазонов СВ, КВ
6	AFC	Вход АПЧ
7	FM OSC	Выход гетеродина УКВ
8	REG OUT	Выход АПЧ
9	FM RF	Вывод усилителя радиочастоты диапазона УКВ
10	AM RF IN	Вход усилителя радиочастоты диапазонов СВ, КВ
11	N.C.	Не используется
12	FM RF IN	Вход усилителя радиочастоты диапазона УКВ
13	RF GND	Общий провод цепей радиочастоты
14	FM/AM IF OUT	Выход промежуточной частоты
15	BAND SELECT	Вывод переключения диапазонов
16	AM IF IN	Вход усилителя промежуточной частоты диапазонов СВ, КВ
17	FM IF IN	Вход усилителя промежуточной частоты диапазона УКВ
18	N.C.	Не используется
19	TUNNING METER	Вывод АПЧ
20	IF GND	Общий провод цепей промежуточной частоты
21	AFC AGC	Вывод детектора АМ, АРУ/АПЧ
22	AFC AGC	Вывод детектора АМ, АРУ/АПЧ
23	DET OUT	Вывод детектора
24	AF IN	Вход усилителя мощности
25	RF	Вывод фильтра
26	VCC	Напряжение питания
27	PWR OUT	Вывод усилителя мощности
28	GND	Общий

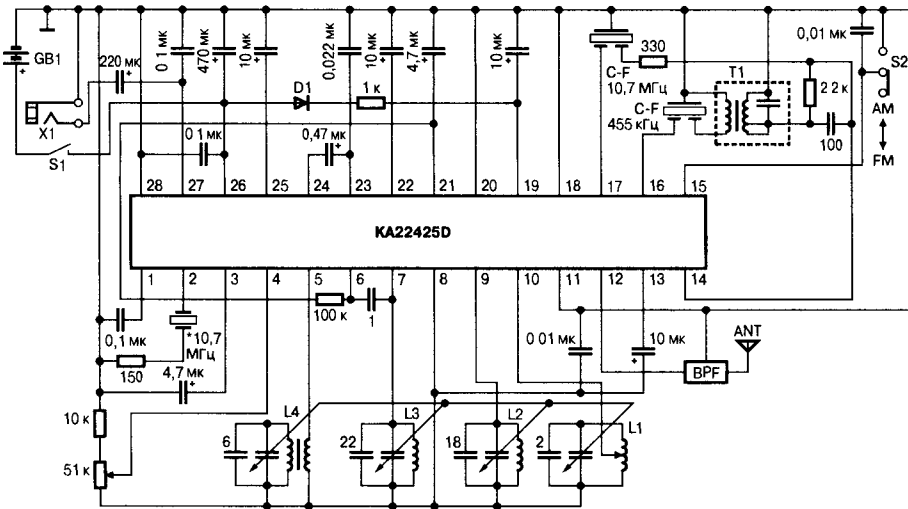


Рис. 2

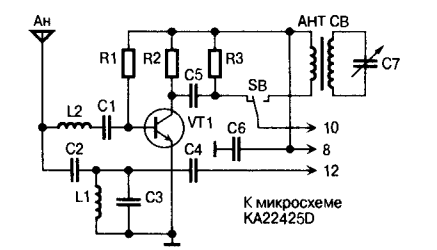


Рис. 3

Напряжение питания на усилитель поступает с вывода 8 микросхемы.

На рис. 4 приведена схема электронного выключателя, применяемого в ряде моделей.

Выключатель выполнен на триггере на транзисторах VT1 и VT2. Конденсатор C1 обеспечивает режим OFF (выключено) при первоначальной подаче напряжения питания $E_{п}$. При кратковременном нажатии на кнопку SB1 (ON) триггер переходит в режим включено, при этом транзистор VT1 закрывается, а VT2 открывается. Ток через резистор R5 открывает выходной ключ на транзисторе VT3, который подает напряжение питания на остальные элементы радиоприемника. При кратковременном нажатии на кнопку SB2 триггер переходит в режим OFF. Светодиод HL1 индицирует режим ON. Достоинством такого решения является высокая надежность, кроме того, достаточно просто реализуется включение приемника будильником через элементы VD1 и R6. Недостатком является постоянное потребление энергии в режиме OFF, в котором через резистор R1 продолжает протекать ток от источника питания. Аналогичное схемотехническое решение применяется при переключении режимов AM и FM. Следует отметить, что такое решение позволяет реализовать режим будильника только для диапазона УКВ (режим FM).

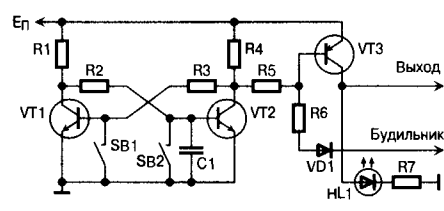


Рис. 4

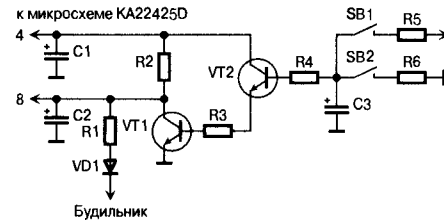


Рис. 5

Другим примером электронного устройства является регулятор громкости, схема которого приведена на рис. 5.

Для управления электронным регулятором громкости микросхемы KA22425D используется напряжение на конденсаторе C3. Это напряжение через усилитель постоянного тока на транзисторах VT1 и VT2 подается на вывод 4 микросхемы. Для увеличе-

ния громкости необходимо нажать на кнопку SB1 (MAX) и удерживать ее до тех пор, пока не будет достигнут требуемый ее уровень. Для уменьшения громкости необходимо нажать и удерживать кнопку SB2 (MIN).

В режиме MAX конденсатор C3 заряжается через резистор R5 и напряжение на нем возрастает, в режиме MIN конденсатор разряжается через резистор R6 и напряжение на нем уменьшается. При отжатых кнопках напряжение на конденсаторе C3 не изменяется, что обеспечивает поддержание выбранной громкости. В режиме будильника через цепочку R1VD1 устанавливается максимальная громкость. Достоинством такого решения является высокая надежность. К недостаткам следует отнести необходимость установки требуемой громкости при каждом включении радиоприемника, поскольку после выключения радиоприемника конденсатор C3 быстро разряжается. Кроме того, в режиме будильника реализуется только максимальная громкость, что не всегда приемлемо. В некоторых моделях, например, DR-6803, реализуется традиционный вариант (рис. 2) регулировки громкости с помощью переменного резистора, лишенный указанных выше недостатков.

Цифровая шкала представляет собой, как правило, функционально законченный узел на микросхеме SC3610D (Silan Semiconductors). Структурная схема микросхемы представлена на рис. 6.

Микросхема содержит частотомер диапазонов AM и FM, часы с будильником, драйвер ЖКИ. Кварцевый генератор микросхемы стабилизирован внешним резонатором на частоту 32768 Гц. Поскольку частотомер измеряет не частоту сигнала принимаемой

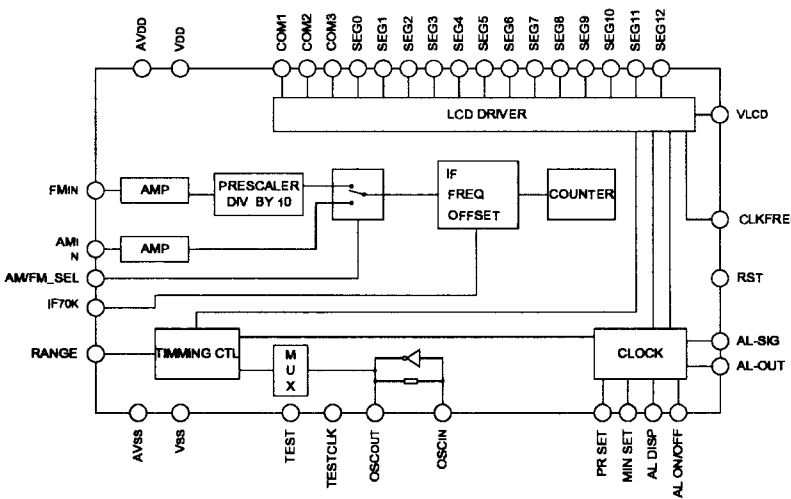


Рис. 6

радиостанции, а частоту гетеродина, в нем предусмотрена коррекция показаний с учетом промежуточной частоты приемника. Основные характеристики микросхемы представлены в табл. 2.

Таблица 2

Параметр	Режим	Мин.	Тип.	Макс.
Напряжение питания, В	—	1,8	—	3,3
Потребляемый ток, мА	Частота	—	1,8	3,6
Частота входного сигнала, МГц	FM	11,0	—	150
	AM	0,5	—	30

В микросхеме предусмотрена возможность изменения дискретности отсчета в зависимости от сигнала на выводе Range микросхемы. Выбор соответствующего режима осуществляется в соответствии с табл. 3.

Таблица 3

Режим	Диап.	Показания индикатора	Шаг, кГц
FM	H	11,00...99,99 МГц	10
	L	11,00...149,9 МГц	100
AM	H	500...9999 кГц	1
	L	0,5...29,99 МГц	10

В зависимости от логического сигнала на выводах IF70K и AMFMSEL предусмотрена возможность установки различных значений промежуточной частоты приемника. Выбор режима осуществляется в соответствии с табл. 4.

Таблица 4

IF70K	AMFMSEL	Промежуточная частота
0	0	+10,7 МГц
0	1	+455 кГц
1	0	-70 кГц
1	1	+455 кГц

Режим с промежуточной частотой 70 кГц используется в простейших УКВ радиоприемниках.

В режиме «часы» имеется возможность установки и индикации времени в 12-часовом режиме (индикация PM и AM). Кроме того, предусмотрен режим будильника с установкой времени включения. Имеется возможность отключения этого режима. Воздействие режима на цепи радиоприемника рассмотрено выше.

Один из вариантов сопряжения цифровой шкалы с радиоприемной частью показан на рис. 7.

Напряжение питания микросхемы SC3610D формируется с помощью стабилизатора на цепочке R1VD2. При поступлении напряжения питания с помощью цепочки R2C6 микросхема

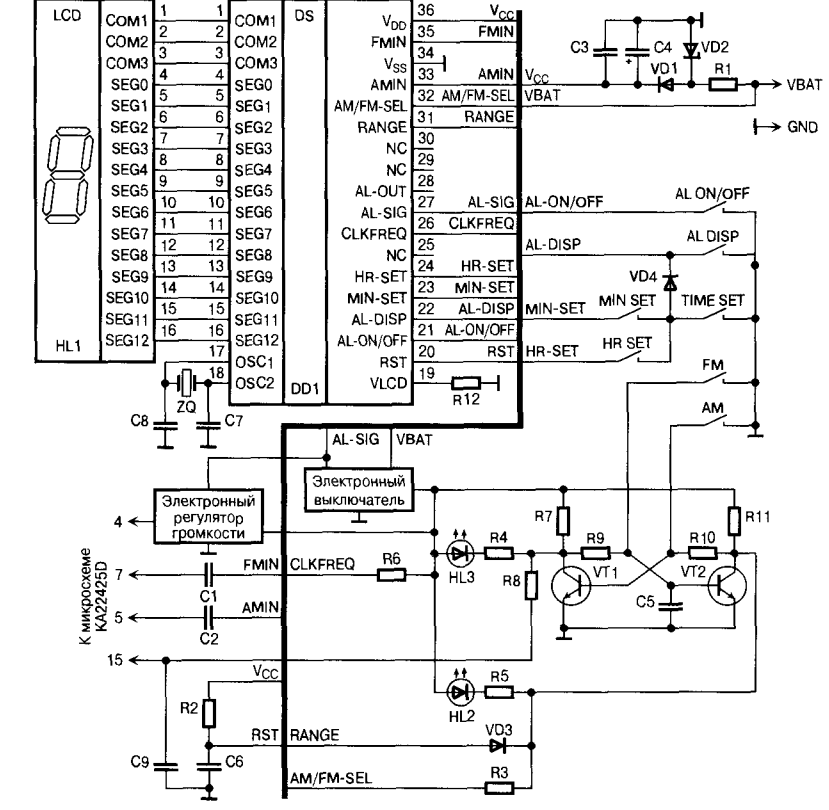


Рис. 7

устанавливается в исходное состояние. Резистор R2 переводит микросхему из тестового режима в рабочий. С помощью кнопок AL ON/OFF, AL DISP, TIME SET, MIN SET, HR SET устанавливается режим «часы» (часы и будильник) и выставляется требуемое время. При нажатии на кнопку ON срабатывает электронный выключатель, который переводит микросхему SC3610D в режим измерения частоты сигнала, поступающего с вывода 5 (AM), либо с вывода 7 (FM). Выбор режимов AM и FM осуществляется с помощью соответствующих кнопок.

Различные модели радиоприемников с цифровой шкалой отличаются диапазоном частот, чувствительностью, габаритами, напряжением питания, выходной мощностью. Все модели имеют диапазоны СВ, УКВ, однако число растянутых поддиапазонов КВ различно и может достигать девяти. Диапазон УКВ может быть расширенным (64...108 МГц) или нормальным (87...108 МГц).

Радиоприемники с большими габаритами имеют, как правило, большую выходную мощность. Напряжение питания в таких приемниках обычно составляет 4,5 В, что требует применения трех элементов питания. В рассмотренном на рис. 7 примере применяется стабилизатор напряжения питания цифровой шкалы на 3,3 В,

который от источника 4,5 В потребляет ток 10...15 мА, что приводит к быстрому разряду элементов питания даже в режиме часов. В этом случае можно рекомендовать применение в качестве источников питания аккумуляторных батарей, которые обеспечивают напряжение 3,6 В. При этом, правда, несколько снижается чувствительность приемника и его выходная мощность. В приемниках зачастую предусматривается встроенный блок питания, обеспечивающий работу их от сети. В малогабаритных приемниках питание осуществляется от двух элементов.

Радиоприемники с цифровой шкалой можно использовать не только для приема сигналов радиостанций, но и для достаточно точного измерения частоты различных генераторов и передающих устройств. Индикатор настройки, который имеется в некоторых моделях, облегчает процесс измерения.

ЛИТЕРАТУРА:

1. www.chipinfo.ru

Дмитрий Онышко,
г. Новочеркасск
Ростовской обл.

Топология и надежность электрических схем и систем

Рассмотрены некоторые вопросы надежности, связанные с топологией электрических схем и систем (ЭСиС). Предложен алгоритм расчета топологической целостности ЭСиС. Приведены примеры расчета критерия топологической надежности и повышения топологической надежности с применением резервирования.

Развитие теории надежности и ее математического аппарата в настоящее время позволяет оценить надежность электрических схем и систем (ЭСиС) еще на стадии проектирования.

Однако основная масса работ, посвященных оценке надежности, направлена на расчет количественных показателей надежности, связанных с режимами работы элементов ЭСиС.

Как показано в [1], надежность ЭСиС зависит не только от выбранных режимов работы, но и от варианта их схемного решения, т. е. топологии.

На практике часто встречаются ЭСиС, выполняющие одну и ту же задачу, но при этом обладающие различной топологией (рис. 1). В этом случае возникает вопрос — какая из них обладает большей надежностью?

В работе [2] сделана попытка оценить надежность топологии ЭСиС. Были введены понятия «вес элемента», «значимость элемента», «вклад элемента» и «удельный вклад элемента», а также приведены аналитические соотношения для расчета, что, однако, не позволяет оценить надежность топологии ЭСиС.

Для оценки надежности топологии, или топологической надежности авторами предложен критерий, который является численной величиной топологической надежности.

Под топологической надежностью понимается свойство ЭСиС сохранять топологическую целостность при отказе одного или нескольких элементов ЭСиС.

Под топологической целостностью ЭСиС понимается такое соединение

элементов ЭСиС, при котором существует путь между двумя произвольно взятыми узлами соединения этих компонентов.

Для вычисления критерия топологической надежности используется соотношение (1).

$$K_{\text{тн}} = \frac{m}{2^k}, \quad (1)$$

где m — число подграфов, сохраняющих топологическую целостность ЭСиС; k — число ребер графа, равное числу элементов схемы (компонентов системы).

Число подграфов, сохраняющих топологическую целостность, можно получить, воспользовавшись алгоритмом, представленным на рис. 2.

В данном алгоритме используются следующие переменные: n — максимальное число удаляемых ребер; u — число ребер графа; v — число вершин графа; m — число подграфов, сохраняющих топологическую целостность; k — число удаляемых ребер в графе; i — счетчик удаляемых комбинаций; j — номер текущей вершины; h — число вершин, смежных с текущей; L — счетчик вершин, смежных с текущей вершиной.

Оператор 0 предназначен для нумерации вершин графа, оператор 1 — для вычисления значения максимального числа удаляемых ребер. Полученное значение присваивается переменной n . Логический оператор 2 проверяет условие — «максимальное число удаляемых ребер больше нуля». Если значение логического выражения — «истина», управление передается оператору 4, в противном случае управление передается оператору 3. Оператор 3 устанавливает значение переменной m в единицу, после чего алгоритм завершает работу. Группа операторов 4, 5 определяет начальные значения переменных m , k , i . Оператор 6 очищает ячейки памяти, хранящие вес каждой вершины. Опе-

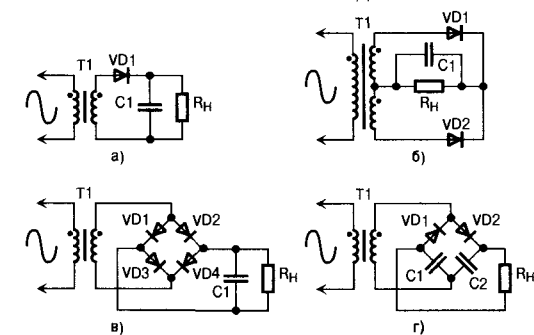


Рис. 1

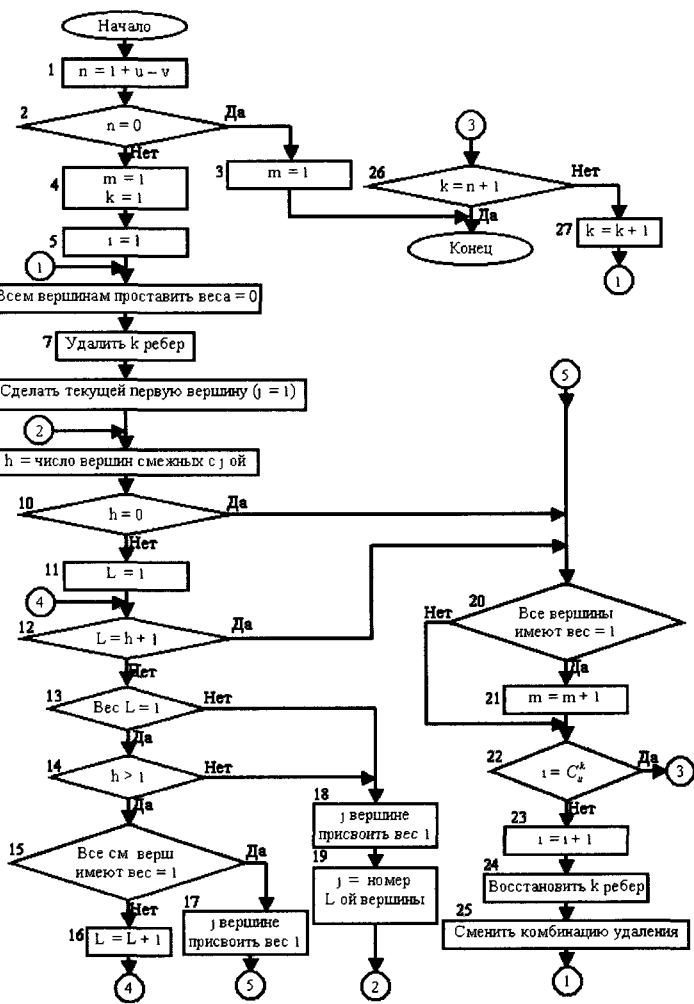


Рис. 2

латор 7 производит удаление k ребер из графа схемы. Оператор 8 устанавливает текущей вершиной вершину графа с номером 1. Оператор 9 вычисляет число смежных вершин с текущей вершиной и заносится в переменную h . Логический оператор 10 проверяет условие «равно ли число смежных вершин 0». Если логическое выражение имеет значение «истина», то управление передается оператору 20, в противном случае (если число смежных вершин больше 0) — оператору 11. Оператор 11 устанавливает значение счетчика вершин L , смежных с текущей вершиной, в единицу. Иными словами, выбирается первая смежная вершина. Логическое выражение оператора 12 равно «истине» тогда и только тогда, когда все смежные вершины были просмотрены, т. е. $L = h + 1$. В этом случае управление передается логическому оператору 20, иначе — логическому оператору 13.

Логический оператор 13 проверяет условие «равен ли вес L -ой вершины единице». Если значение логического выражения «истина», управление передается логическому оператору 14, в противном случае — оператору 18. Логический оператор 14 проверяет условие «число вершин, смежных с текущей, больше единицы». Если значение логического выражения «истина», то управление передается логическому оператору 18, в противном случае — оператору 15. Логический оператор 15 проверяет условие «все ли смежные вершины с текущей вершиной, имеют вес, равный единице». Если значение логического выражение «истина», управление передается оператору 16, иначе — логическому оператору 17. Оператор 16 увеличивает значение счетчика смежных вершин, осуществляя тем самым переход от первой смежной вершины ко второй, от второй к третьей и т. д.

Операторы 17 и 18 устанавливают значение переменной j в единицу. Оператор 19 выполняет замену текущей вершины путем присваивания переменной j номера L -ой смежной вершины. Логический оператор 20 проверяет условие «все ли вершины имеют вес, равный единице». Если значение логического выражения «истина», то управление передается оператору 21, в противном случае — логическому оператору 22. Оператор 21 увеличивает значение переменной m на единицу. Логический оператор 22 проверяет условие «все ли комбинации удаления были перебраны». Если значение логического выражения «истина», то управ-

ление передается оператору 26, в противном случае управление передается оператору 23. Оператор 23 увеличивает значение счетчика удаляемых комбинаций на единицу. Группа операторов 24, 25 восстанавливает удаленные ребра и меняет комбинацию удаления соответственно. Логический оператор 26 проверяется условие «равно ли значение счетчика удаляемых ребер и значение переменной, хранящей максимальное число удаляемых ребер». Если значение логического выражения «истина», то управление передается оператору 27, в противном случае — оператору 6. Оператор 27 увеличивает значение счетчика числа удаляемых ребер на единицу, после чего управление передается оператору 6, в противном случае алгоритм завершает свою работу.

Работу данного алгоритма можно рассмотреть на примере мостовой схемы соединения резисторов (рис. 3).

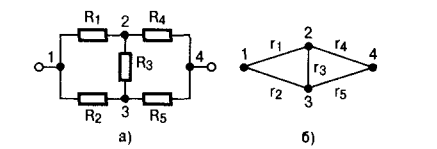


Рис. 3

Оператор 0 нумерует вершины графа в произвольном порядке (рис. 3, б). Оператор 1 вычисляет максимальное число удаляемых ребер $n = 1 + 5 - 4 = 2$. Иными словами, чтобы сохранить топологическую целостность, из данного графа можно удалить не более двух ребер. Так как $n = 2$ (значение логического выражения логического оператора 2 — «истина»), управление передается оператору 4. После выполнения операторов 4 и 5 значение переменных m , k и i равно единице.

При выполнении оператора 6 значение веса всех вершин графа устанавливается равным нулю (рис. 4, а). После выполнения оператора 7 из графа будет удалено одно ребро, так как переменная k имеет значение 1, (на рис. 4, б удаленное ребро отмечено символом «X»).

После выполнения оператора 8 текущей вершиной станет вершина с номером 1, так как $j = 1$. После выполнения оператора 9 значение переменной h будет равно единице, так как с вершиной под номером 1 смежная лишь одна вершина под номером 3. Условие

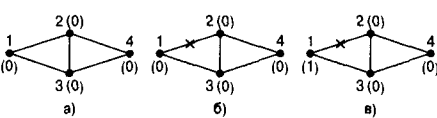


Рис. 4

логического оператора 10 — «ложно» ($h \neq 0$), поэтому управление переходит к оператору 11. После выполнения оператора 11 значение счетчика смежных вершин устанавливается в единицу ($L = 1$). Логическое выражение операторов 12 и 13 «ложно», так как $L \neq h + 1$ и вес L -ой вершины $\neq 1$, поэтому управление передается оператору 18. После выполнения оператора 18 вес вершины с номером 1 ($j = 1$) равен единице. После выполнения оператора 19 значение переменной j равно 3, а управление переходит к оператору 9. Оператор 9 вычисляет число вершин смежных с текущей (на этой итерации текущая вершина имеет номер 3) и переменной h присваивается значение 3, так как с вершиной 3 смежные вершины с номерами 1, 2 и 4. Логическое выражение логического оператора 10 — «ложь», так как переменная $h = 3$. После выполнения оператора 11 значение счетчика числа смежных вершин равно единице. Логическое выражение логического оператора 12 имеет значение «ложь» ($L \neq h + 1$) поэтому управление переходит к логическому оператору 13. Значение логического выражения логического оператора 13 — «истина», так как первая смежная вершина с номером 1 уже имеет вес = 1 (рис. 4, в), поэтому управление передается логическому оператору 14. Его логическое выражение также имеет значение «истина», так как выражения логических операторов 13, 14 и 15 «истина», число смежных вершин больше единицы ($h > 1$). Логическое выражение логического оператора 15 — «истина» так как не все вершины, смежные с текущей вершиной, имеют вес равный единице, поэтому управление переходит к оператору 16. После выполнения оператора 16 значение счетчика смежных вершин L увеличивается на единицу. Логические выражения логических операторов 12 и 13 — «ложь», поэтому управление переходит к оператору 18, в котором вершина с номером 3 получает вес = 1 (рис. 5, а) и текущей вершиной становится вторая смежная вершина ($L = 2$), имеющая номер 2.

После выполнения оператора 9 значение переменной h равно 2 (вершина с номером 2, смежная с вершинами 3 и 4). Так как логическое выражение оператора 10 — «ложь», управление переходит к оператору 11, после выполнения которого, значение счетчика вершин смежных с текущей, равно 1. Логическое выражение оператора 12 — «ложь», поэтому управление переходит

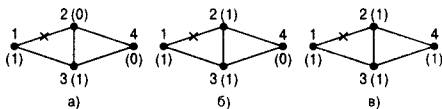


Рис. 5

к оператору 13. Так как первая смежная вершина уже имеет вес равный 1 (рис. 5, а), то выполняется оператор 14. Логические выражения операторов 14 и 15 — «ложь», поэтому управление передается оператору 16, который увеличивает значение переменной L на 1. Так как значение логического оператора 12 — «ложь» (вес вершины с номером 4 равен 0), управление передается оператору 18. После выполнения операторов 18 и 19 управление передается оператору 9, а вершина с номером 2 получает вес, равный 1, и текущей становится вершина с номером 4 (рис. 5, б). Число смежных вершин с текущей (четвертой) равно 2 ($h = 2$). Логическое выражение оператора 10 — «ложь», управление передается оператору 11. После выполнения оператора 11 значение счетчика смежных вершин равно 1. Логическое выражение оператора 12 имеет значение «ложь», так как $L \neq h+1$, поэтому управление передается логическому оператору 13. Логические выражения логических операторов 13 и 14 имеют значения «истина», так как вес первой смежной вершины равен 1 и $h > 0$, поэтому управление переходит к логическому оператору 15. Значение логического выражения логического оператора 15 — «истина», поскольку все смежные вершины имеют вес, равный 1 (рис. 5, б), и управление переходит к оператору 17. После выполнения оператора 17 вершина с номером 4 также получает вес, равный 1, и управление переходит к логическому оператору 20. Так как значение логического выражения логического оператора 20 — «истина» (все вершины графа имеют веса равные 1), управление переходит к оператору 21. После выполнения оператора 21 значение переменной m увеличивается на 1 и управление переходит к логическому оператору 22. Так как значение логического выражения логического оператора 22 — «ложь» (счетчик удаляемых комбинаций не равен числу возможных комбинаций удаления), управление передается оператору 23. После его выполнения значение переменной i увеличивается на единицу. После выполнения группы операторов 24 и 25 восстанавливается удаленное ребро, изменяется комбинация удаления, и работа алгоритма продолжается с оператора 6. Алгоритм продолжает циклически выполняться до тех пор,

пока счетчик удаляемых комбинаций не станет равным числу возможных комбинаций удаления (оператор 26). В этом случае проверяется равенство числа удаленных ребер k и максимального числа удаляемых ребер n . Если равенство выполняется, то алгоритм завершает работу, в противном случае управление передается оператору 6, и алгоритм продолжает работать (оператор 6) с числом удаляемых ребер, увеличенным на 1 (оператор 27).

Таким образом, по завершению работы алгоритма переменная m будет содержать общее число различных подграфов, сохраняющих топологическую целостность ЭСиС.

Пример. Рассчитаем топологическую надежность однофазных выпрямителей переменного тока, представленных на рис. 1.

Схема, представленная на рис. 1, а, имеет три элемента, т. е. $k = 4$, число подграфов, сохраняющих топологическую целостность, $m = 3$. Тогда критерий топологической надежности схемы равен:

$$K_{\text{тн}} = \frac{m}{2^k} = \frac{3}{2^4} = \frac{3}{16} = 0,1875.$$

Для схемы, представленной на рис. 1, б, число элементов равно 6 ($k = 6$), число подграфов равно 21 ($m = 21$). Подставляя значения k и m в соотношение 1, получаем значение критерия топологической надежности:

$$K_{\text{тн}} = \frac{m}{2^k} = \frac{21}{2^6} = \frac{21}{64} = 0,328125.$$

Для схем на рис. 1, в, г критерий топологической надежности одинаков и равен:

$$K_{\text{тн}} = \frac{m}{2^k} = \frac{21}{2^7} = \frac{21}{128} = 0,1640625.$$

Из проведенных расчетов видно, что схемы обладают различными значениями критерия топологической надежности. Это означает, что надежность ЭСиС зависит от варианта соединения элементов ЭСиС, т. е. топологии.

Самым распространенным способом повышения надежности ЭСиС является резервирование. Рассмотрим на примере эффективность этого способа, оценив топологическую надежность одной из схем.

Пример. Требуется увеличить надежность схемы однофазного выпрямителя переменного тока, представленного на рис. 1, а. Значение критерия топологической надежности исходной схемы равно 0,1875.

Так, если параллельно диоду VD1 включить диод VD2 (рис. 6), число элементов равно 5 ($k = 5$), число подграфов будет равно 9 ($m = 9$).

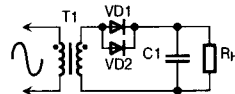


Рис. 6

Подставляя значения k и m в соотношение (1), получаем значение критерия топологической надежности:

$$K_{\text{тн}} = \frac{m}{2^k} = \frac{9}{2^5} = \frac{9}{32} = 0,28125.$$

Таким образом, включение параллельно диода VD2 увеличило значение критерия топологической надежности относительно исходной схемы на 0,0625. На первый взгляд прирост топологической надежности мал. Однако если найти отношение критериев топологической надежности, то получим увеличение в 1,5 раза.

Выводы

- Надежность ЭСиС прямым образом зависит от топологической структуры, т. е. варианта соединения элементов ЭСиС.
- Предложенный алгоритм позволяет вычислить число подграфов, сохраняющих топологическую целостность.
- Предложенное соотношение позволяет произвести количественную оценку топологической надежности ЭСиС.

Знание численного значения топологической надежности ЭСиС позволяет:

- сформулировать требования, предъявляемые к вновь разрабатываемым ЭСиС;
- сравнивать топологическую надежность различных ЭСиС, выполняющих одну и ту же задачу;
- наметить пути повышения топологической надежности.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Н. П. Редькин *Надежность и диагностика схем: Учебное пособие*. — М.: Изд-во Моск. ун-та 1992. — 192 с.
2. *Надежность и эффективность в технике: Справочник: в 10 т. Ред. совет: В. С. Авдеевский (пред.) и др. Том 5. Проектный анализ надежности. Под ред. В. И. Патрушева и А. И. Рембезы*. — М.: Машиностроение, 1987.

Вячеслав Дмитриев,
Михаил Андреев,
Андрей Чурсин,
г. Томск

Borland C++ Builder 6

для начинающих

ИНСТРУМЕНТЫ ОТЛАДЧИКА

Основными инструментами отладки любой программы являются команды выполнения программы по шагам и установки точек останова. Естественно, что такие команды имеются и в среде разработки Borland C++ Builder 6. Команды пошагового выполнения программы вызываются из главного меню в группе Run или с помощью «горячих» клавиш. Список этих команд с соответствием «горячим» клавишам и описанием назначения приведен в табл. 1.

Таблица 1

Команда	«Горячие» клавиши	Назначение
Step Over	F8	Пошаговое выполнение программы без захода в вызываемые функции и подпрограммы
Trace Into	F7	Пошаговое выполнение программы с заходом в вызываемые функции и подпрограммы
Trace to Next Source Line	Shift+F7	Перейти к следующей исполняемой строке команды
Run to Cursor	F4	Выполнить команды до места установки курсора
Run Until Return	Shift+F8	Выполнить команды до выхода из выполняемой функции и остановиться на операторе, следующем за этой функцией
Show Execution Point	—	Переместить курсор на следующую исполняемую строку команды

Команды установки точек останова и некоторые другие вызываются из контекстного меню инспектора кода через раскрывающийся список команды Debug (рис. 7), а также с помощью «горячих» клавиш.

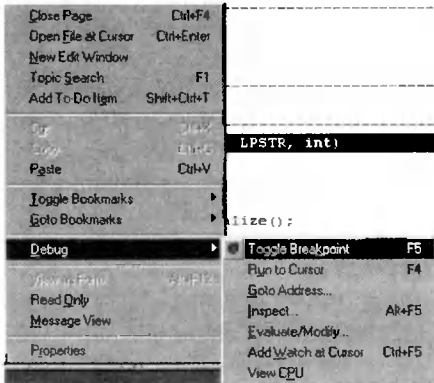


Рис. 7

Попробуйте применить эти команды на практике, используя нашу программу. Поместите курсор в инспекторе объектов на строку Label1>Caption=«Кнопка 1 нажата» + IntToStr(++i) + «раз», и нажмите клавишу F5. При этом строка окрасится в красный цвет, что свидетельствует

о том, что на ней установили точку останова. Теперь при выполнении программы произойдет автоматический останов на этой строке. Проверьте это, выполнив команду Run с помощью клавиши F9. Программа запустится, и на экране появится ее форма. Но стоит щелкнуть левой кнопкой мыши по кнопке с названием Кнопка 1, программа остановится и откроется окно (рис. 8) инспектора кода с зеленой стрелкой напротив нашей строки.

Теперь, нажимая клавишу F8 на клавиатуре, можно продолжить вы-

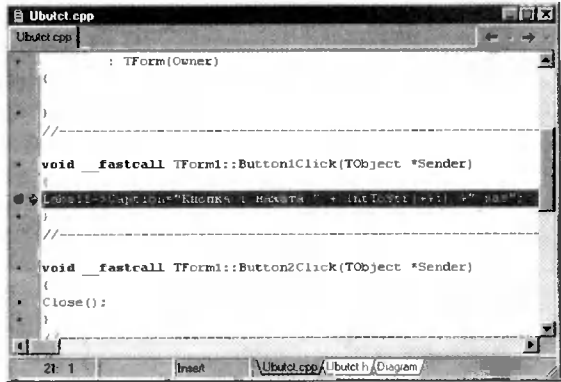


Рис. 8



Рис. 10

полнение программы по шагам. Для прерывания программы необходимо нажать комбинацию клавиш Ctrl+F2. Можно продолжить выполнение программы с помощью клавиши F9, а затем щелкнуть по кнопке Выход в окне программы для ее завершения. Попробуйте на практике выполнить и другие команды отладчика для того, что бы понять их назначение.

Помимо команд отладки среда разработки позволяет просмотреть переменные, используемые в программе, состояние регистров процессора, процессы, происходящие в программе и т. п. Для этих целей используются окна отладчика.

ОКНА ОТЛАДЧИКА

Доступ к окнам отладчика производится через пункт главного меню View→Debug Windows. Откроется окно (рис. 9), в котором расположены команды открытия окон отладчика.

Команда Break Points открывает окно (рис. 10), в котором отображаются и редактируются точки останова.

Из этого окна через контекстное меню, вызываемое щелчком правой кнопки мыши, можно осуществлять добавление, удаление и редактирование точек останова (рис. 11).

Для вызова данной команды отладчика можно использовать «горячие» клавиши Ctrl+Alt+B. Остальные команды можно вызывать аналогично. Комбинация «горячих» клавиш для каждой из команд изображена правее самой команды (рис. 9).

Команда Call Stack вызывает окно просмотра стека программы (рис. 12). Данное окно позволяет увидеть вызовы функций в программе в момент ее отладки.



Рис. 9

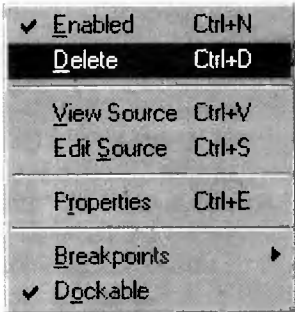


Рис. 11

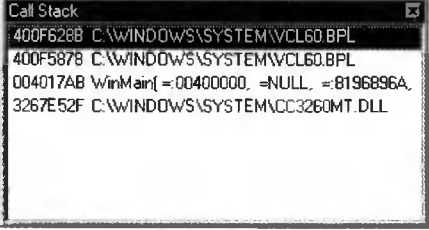


Рис. 12

Команда Watches открывает окно переменных (рис. 13), в котором можно просматривать переменные, используемые в программе во время ее работы



Рис. 13

Из этого окна можно вызвать контекстное меню (рис. 14) щелчком

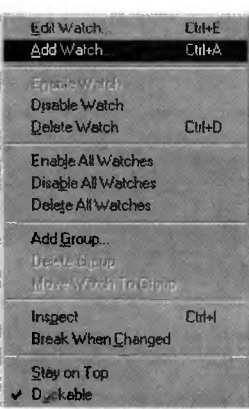


Рис. 14

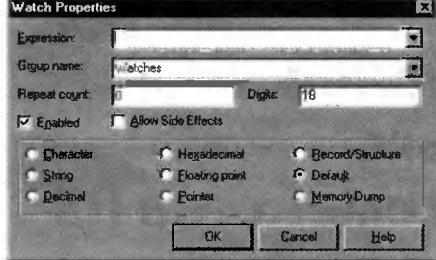


Рис. 15

правой кнопки мыши. При этом появляется возможность редактировать, добавлять, активизировать, делать невидимыми и удалять переменные из окна отображения переменных.

Окно редактирования свойств переменных Watch Properties (рис. 15) вызывается из контекстного меню командой Edit Watch или с помощью клавиш Ctrl+E. Оно позволяет выбрать (Expression) отображаемые переменные, разбить переменные на группы (Group name), задать число элементов массива



Рис. 16

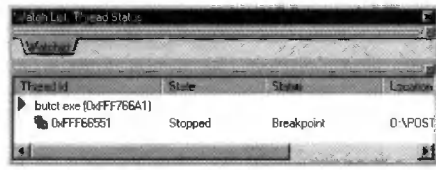


Рис. 17

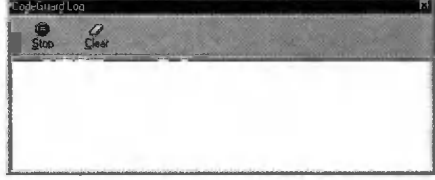


Рис. 20

(Repeat count) для отображения, ограничить разрядность (Digits) отображаемых значений, разрешить (Enabled) отображение переменной, разрешить (Allow Side Effects) отображение выражений и выбрать один из девяти форматов отображения переменных.

Команда Local Variables показывает текущие локальные переменные в отладочном режиме работы (рис. 16).

Команда Threads отображает окно процессов, происходящих в режиме отладки программы (рис. 17). В частности, в нем можно увидеть имя исполняемой программы, состояние процесса отладки и адрес точки останова.

Команда Modules вызывает окно (рис. 18), в котором можно просмотреть все программные модули, их адреса и точки входа.

Команда Event Log отображает окно регистрации событий программы (рис. 19).

Команда Code Guard Log вызывает окно сообщений (рис. 20), сгенерированных специальной утилитой отладки CodeGuard.

Продолжение статьи см. на стр. 44

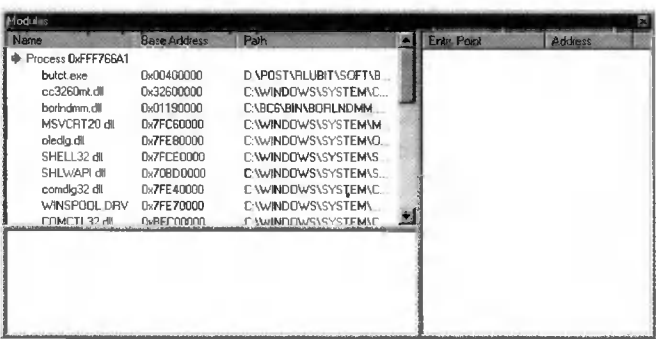


Рис. 18

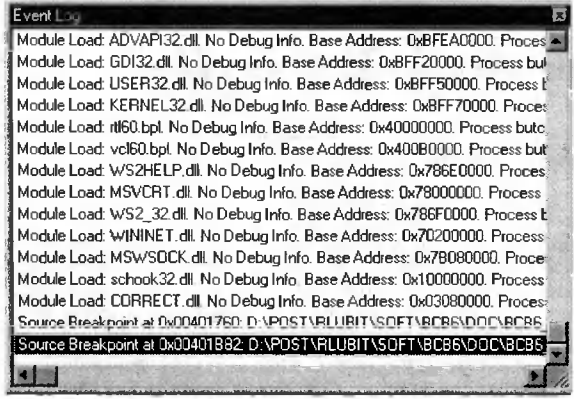


Рис. 19

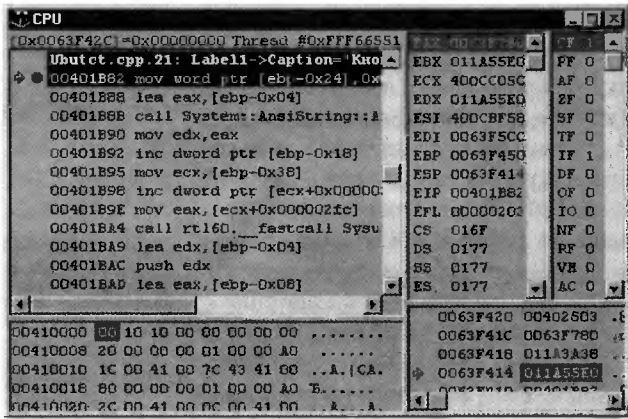


Рис. 21

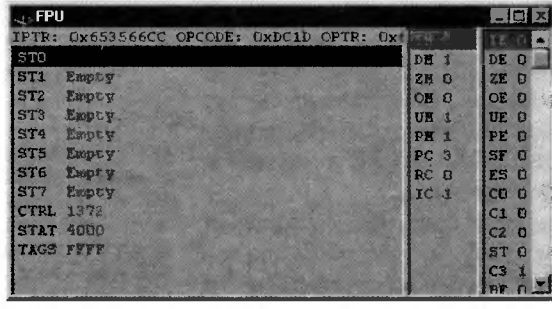


Рис. 22

Особенности управления потоками данных в интерфейсах семейства RS

БАЙТСТАФФИГ КАК СРЕДСТВО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПРОЗРАЧНОСТИ ПОТОКА ДАННЫХ

Как же решить задачу распознавания «истинных» служебных символов на фоне их случайных копий в потоке пользовательских данных? Запретить пользователю применять коды, совпадающие со служебными символами? Такое решение в общем случае неприемлемо, так как ограничивает «свободу кодирования» пользовательских данных. Просто уничтожать эти символы в массиве пользовательских данных? Тоже нельзя, ведь они несут полезную информацию. «Прятать» эти символы при передаче, а на противоположной стороне, при приеме, отыскивать их? Именно в этом и состоит рассмотренная далее идея [2] решения задачи (рис. 5).

Как показано на рис. 5, а, компьютер и модем по мере необходимости вставляют в выходные потоки данных символы XON и XOFF для приостановки-возобновления входных потоков. Схема симметрична, поэтому для определенности рассмотрим передачу данных по линии TxD от компьютера к модему.

Предположим, что в памяти компьютера содержится предназначенная для передачи в модем последовательность байтов, каждый из которых соответствует одному из символов ASCII (рис. 5, б). Байты (символы) обозначены на рисунке кружками, причем зачерненные кружки соответствуют символам, случайно совпадающим с символами XON, XOFF или DLE (Data Link Escape), $DLE = 10_{16} = 0001.0000_2$ в ASCII. Если переслать такую последовательность символов в модем, то он воспримет символы XON и XOFF как команды управления, хотя они таковыми не являются, что приведет к неправильной работе системы передачи данных. Поэтому далее решается задача маскировки «особых» символов XON, XOFF и DLE в исходной последовательности.

Как показано на рис. 5, в, перед каждым особым символом в разрывы исходной последовательности вставляются символы DLE, выпол-

няющие роль своеобразных флагов. Далее все особые символы исходной последовательности поразрядно суммируются по модулю два с кодом $21_{16} = 0010.0001_2$ (это операция «Исключающее ИЛИ», обычно обозначаемая аббревиатурой XOR). При этом коды 10, 11 и 13 особых символов преобразуются в коды 31, 30 и 32. В результате выполнения этих действий (называемых байтстаффингом — вставкой флагов и преобразованием байтов, следующих за ними) в памяти компьютера формируется последовательность символов, показанная на рис. 5, г.

Эта последовательность примечательна тем, что она не содержит сим-

волов XON, XOFF и исходных символов DLE — эти символы «спрятаны» и помечены предупреждающими флагами — вновь введенными символами DLE. При описании процедуры байтстаффинга такую последовательность обычно называют прозрачной, в том смысле, что в ней нет первоначально присутствовавших «загрязняющих примесей», которые могли бы помешать правильному управлению потоком данных.

На следующем этапе (рис. 5, д) поток символов передается в модем, причем в этот поток по мере необходимости в произвольных местах вводятся управляющие символы XON и XOFF. Эти символы теперь явно выделяются в «прозрачном» потоке и однозначно воспринимаются модемом как команды управления, после чего исключаются из потока и передаются на исполнение. Задача пересылки управляющих символов, таким образом, решена, и теперь остается восстановить в модеме исходную последовательность символов, совпадающую с показанной на рис. 5, б.

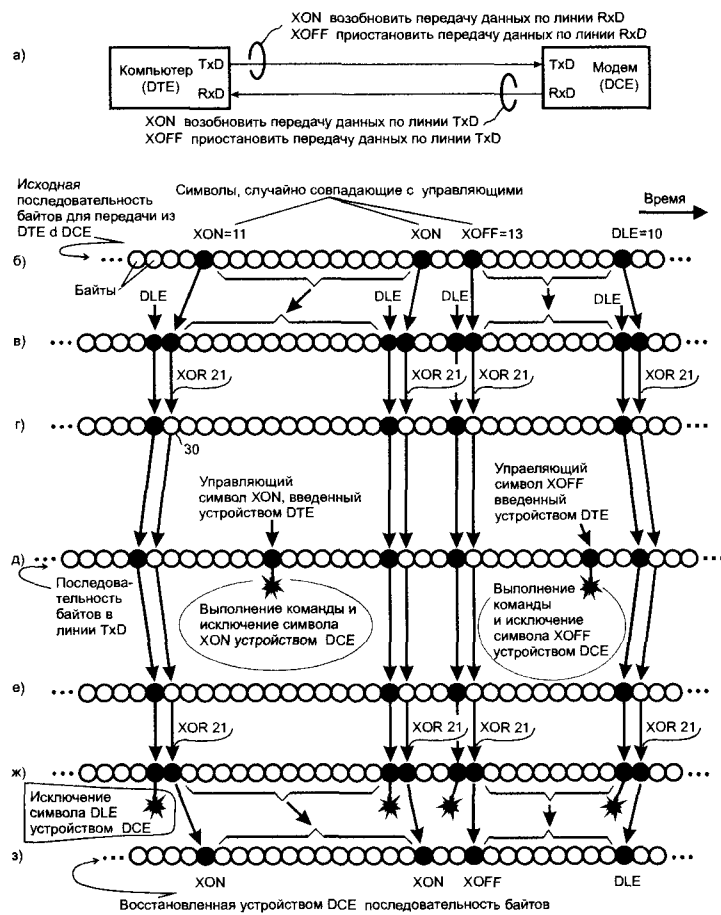


Рис. 5. Программное управление потоком данных: а — структурная схема системы передачи данных; б — исходная последовательность байтов; в, г — формирование последовательности байтов, не содержащей управляющих символов XON и XOFF; д — включение в последовательность управляющих символов XON и XOFF устройством DTE; е, ж — выполнение команд и исключение символов XON и XOFF из полученной последовательности устройством DCE; з — восстановление исходной последовательности байтов, содержащая символы, случайно совпадающие с управляющими символами XON и XOFF.

Для восстановления исходной последовательности модем отыскивает в потоке символы-флаги DLE и уничтожает их, а каждый сопряженный с флагом символ (соседний справа) поразрядно суммирует по модулю два с кодом 21_{16} (рис. 5, е, ж). В результате выполнения такой процедуры скрытые особые коды вновь приобретают первоначальный вид. Например, код 11_{16} (рис. 5, б) после первого поразрядного суммирования по модулю два с кодом 21_{16} преобразуется в код 30_{16} (рис. 5, з), а после второго — восстанавливает исходное значение 11_{16} (рис. 5, ж, з). Иными словами, в процессе преобразования особые коды дважды суммируются по модулю два с одной и той же константой (21_{16}). Это эквивалентно тому, что особые коды остаются неизменными, так как суммирование по модулю два двух одинаковых констант дает нулевой результат.

Таким образом, байтстаффинг позволяет правильно управлять потоками, несмотря на возможное наличие в исходных данных «ложных» управляющих кодов. В худшем случае, когда исходные (пользовательские) данные представлены последовательностью, состоящей только из особых символов (XON, XOFF и DLE), каждый из

них должен «упрятьваться» и преобразовываться флаговым кодом DLE. Поэтому фактическая скорость передачи данных в плотном (без пауз) потоке символов по линии TxD уменьшится в два раза по сравнению с максимально возможной.

МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ АСИНХРОННЫХ ДАННЫХ В ПРОЗРАЧНОМ ПОТОКЕ

Попробуем применить байтстаффинг для построения асинхронного мультиплексированного канала связи для объединения/разделения нескольких асинхронных потоков данных. Предположим, что в нашем распоряжении имеются два компьютера, каждый из которых содержит пять СОМ-портов (рис. 6, а). Четыре из них имеют относительно невысокие скорости передачи данных, например, не превышающие 64 кбит/с; к этим портам подключены «компонентные» каналы А, В, С и D. Порты, объединенные мультиплексированным каналом связи, работают со скоростью, превышающей суммарную скорость всех компонентных каналов. При работе этой системы данные передаются между удаленными друг от друга каналами (А—А, В—В, С—С, D—D) так, как будто эти каналы просто со-

единены соответствующими проводками.

По мультиплексированному каналу связи с разделением во времени передаются данные от всех компонентных каналов. Каждый канал содержит линии передачи TxD и приема RxD асинхронных данных. Данные передаются по этим линиям одновременно в обоих направлениях. Задача заключается в том, чтобы «разметить» мультиплексированный поток таким образом, чтобы в нем можно было распознать принадлежность данных тому или иному компонентному каналу. Схема симметрична, поэтому далее рассмотрена передача данных только в одном направлении — от компьютера DTE к компьютеру DCE.

Применим в этой системе передачи рассмотренную ранее идею байтстаффинга. Конечная цель — получить прозрачный поток, в котором символы А—D (выбраны произвольно) обозначают начала блоков данных от соответствующих каналов (рис. 6, б). А для получения прозрачного потока, как мы знаем, следует временно «упрятьвать» подобные символы, случайно содержащиеся в исходном массиве данных.

Исходная последовательность байтов (символов) для передачи по мульти-

плексированному каналу связи хранится в памяти компьютера — передатчика (DTE). Перед выдачей в мультиплексированный канал эта последовательность несколько видоизменяется (рис. 6, в). В ней преобразуются символами Е коды, случайно совпадающие с кодами символов А—D. После этого существует гарантия того, что последовательность не содержит «прежних» символов А—D и Е (если они были). Далее в последовательность вводятся «новые» символы А—D для разграничения блоков данных, относящихся к разным каналам.

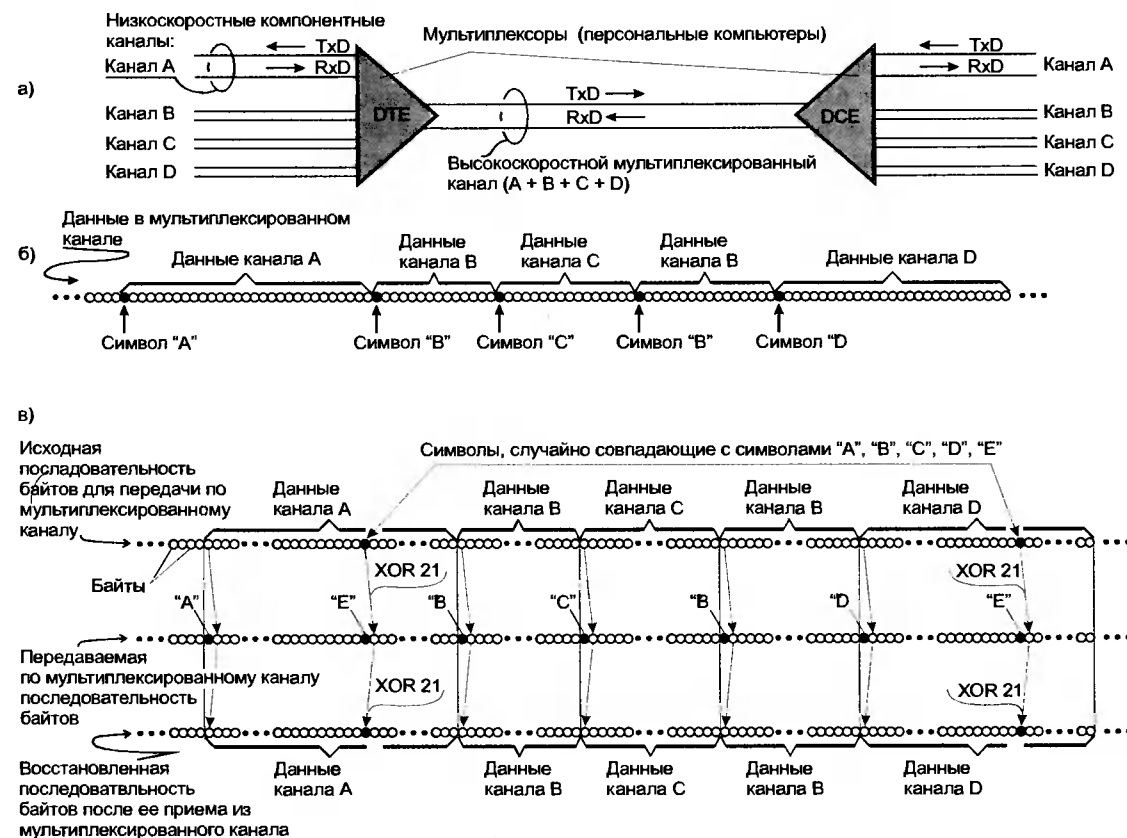


Рис. 6. Применение байтстаффинга для построения асинхронного мультиплексированного канала связи: а — система передачи данных; б — передаваемая по мультиплексированному каналу последовательность байтов; в — процессы разметки фрагментов мультиплексированной последовательности, исключения передатчиком и последующего восстановления приемником символов, случайно совпадающих с символами А—D и Е.

Запись XOR 21, как и ранее, обозначает операцию поразрядного суммирования по модулю два, соответствующего началу стрелки, с кодом $21_{16} = 0010.0001_2$. Например, символ А, код которого равен $41_{16} = 0100.0001_2$, после поразрядного суммирования по модулю два с кодом 21_{16} преобразуется в код $60_{16} = 0110.0000_2$. Напомним, что повторное применение операции XOR 21 по отношению к любому коду восстанавливает его первоначальное значение.

Вместо символов А—Е целесообразно использовать иные, редко употребляемые в текстовых документах символы. Это уменьшает вероятность совпадения пользовательских кодов с кодами особых символов, т. е. способствует уменьшению избыточности при подготовке прозрачной последовательности байтов для выдачи в мультиплексированный канал.

Таким образом, идея байтстаффинга упрощает построение достаточно сложных систем передачи данных — в нашем примере мультиплексированный канал связи выполнен на основе обычных персональных компьютеров с несколькими асинхронными СОМ-портами. Мультиплексирование и демультиплексирование данных выполняются только программными средствами.

УЛУЧШЕНИЕ СТРУКТУРЫ СТАРТ-СТОПОВОЙ ПОСЫЛКИ ДЛЯ БЫСТРОГО РАСПОЗНАВАНИЯ УПРАВЛЯЮЩИХ СИМВОЛОВ

Как было показано, для передачи пользовательских данных и управляющих кодов в едином асинхронном потоке можно применить байтстаффинг. Однако такое решение связано с большим объемом вычислительных операций при обработке исходного массива пользовательских данных, предназначенных для передачи в удаленное устройство. Напомним, что обработка выполняется с целью «маскировки» кодов, случайно совпадающих с управляющими. В обработанный массив пользовательских данных затем вводятся «истинные» управляющие коды, адресованные удаленному устройству, которое выделяет их, выполняет предписанные ими команды и восстанавливает исходный массив пользовательских данных. В результате применения таких преобразований возрастает задержка передачи данных между устройствами и снижается факти-

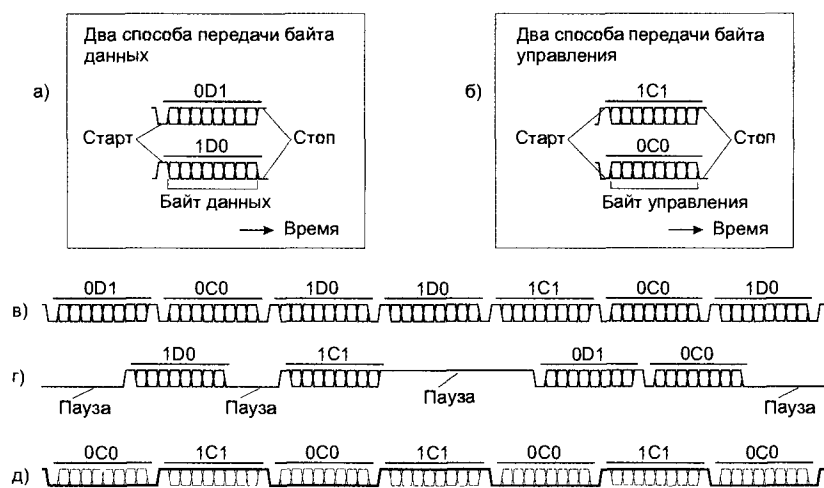


Рис. 7. Передача пользовательских данных и управляющих кодов в едином асинхронном потоке: а — способы передачи байта данных; б — способы передачи байта управления; в — пример «плотного» потока асинхронных старт-стоповых посылок; г — поток посылок с паузами; д — поток управляющих кодов, предназначенный для быстрого установления синхронизации приемника с передатчиком.

ческая скорость передачи данных по линии.

Рассмотренное далее решение [3] позволяет быстро формировать и распознавать старт-стоповые посылки, содержащие байты данных или байты управления.

Как показано на рис. 7, а, передаваемый байт данных D в асинхронной посылке предваряется стартовым и завершается стоповым битами. Эти биты противоположны по логическому значению — если стартовый бит равен 0, то стоповый равен 1, и наоборот. Для компактного отображения байтов данных с нулевым и единичным стартовыми битами использованы, соответственно, обозначения 0D1 и 1D0 (эти записи завершаются значениями стоповых битов).

Байт C управления в асинхронной посылке (рис. 7, б) предваряется и завершается одинаковыми по логическому значению стартовым и стоповым битами, что соответствует обозначениям 1C1 и 0C0. При формировании смешанного потока байтов данных и байтов управления передатчик гарантирует перепад уровня сигнала в линии в момент начала передачи очередного стартового бита (рис. 7, в). Иными словами, вслед за посылкой, сопровождаемой единичным стоповым битом, передается посылка с нулевым стартовым битом, и наоборот. Байты данных и байты управления передаются в любой последовательности.

Как и в интерфейсе RS-232, посылки могут следовать непрерывно, вплотную друг к другу (рис. 7, в), либо разделяться паузами произвольной длины (рис. 7, г).

Для установления синхронизации приемника с передатчиком удобно использовать стоп-биты нестандартной длительности (1,5 битовых интервала), тогда они отчетливо выделяются на фоне остальных битов. Можно использовать паузы минимальной длительностью в одну посылку, тогда в явном виде прослеживается стартовый бит очередной посылки (такое решение рассмотрено в [1]). Можно также воспользоваться последовательностью ...0C0, 1C1, 0C0, 1C1,... (рис. 7, д), которая позволяет приемнику быстро распознать положение границ между посылками и войти в синхронизм с передатчиком.

Таким образом, данное решение позволяет вводить управляющие символы непосредственно в поток передаваемых пользовательских данных (без предварительного обеспечения его прозрачности) и легко распознавать эти символы на приемной стороне линии связи, выявляя равенство логических уровней стартового и стопового битов.

ЛИТЕРАТУРА:

1. С. М. Сухман, А. В. Бернов, Б. В. Шевкопляс. Синхронизация в телекоммуникационных системах. Анализ инженерных решений. — М.: Эко-Трендз, 2003.
2. Transparent XON/XOFF Local Flow Control in Hayes V series Modems. <http://vk.pp.ru/docs/hayes/00000536.htm>.
3. Патент США № 4 606 056.

Борис Шевкопляс,
г. Москва

Дополнительный COM-порт

Перед первым включением адаптера необходимо убедиться в правильности монтажа всех элементов и отсутствии замыканий. Отладку в статическом режиме можно выполнить на эмуляторе шины ISA [2]. После подачи питания необходимо запрограммировать микросхему D1. Файл прошивки для ее программирования под названием isa-com.jed можно найти на сайте журнала по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> в архиве 2004_08_Valpa_com. Перед подключением адаптера к компьютеру необходимо убедиться, что адресное пространство, используемое адаптером, не занято никаким другим устройством в компьютере во избежание конфликтной ситуации, способной привести к зависанию компьютера. Если необходимые адреса все же заняты, требуется перепрограммировать адаптер на новый адрес, либо освободить эти адреса в самом компьютере переносом на свободные. Для изменения базового адреса в адаптере необходимо лишь перепрограммировать микросхему D1, изменив предварительно схему дешифратора адресов. Эти изменения очень просты и сводятся лишь к удалению или установке инверторов в адресные линии дешифратора. Для облегчения этой задачи необходимо воспользоваться табл. 7, в которой показано, какие именно адресные линии должны содержать инвертор для соответствующего базового адреса адаптера. В соответствии с приведенной выше схемой D1 в адаптере будет запрограммирован базовый адрес 3E8h.

После выполнения перечисленных выше операций можно подключить адаптер к отключенному компьютеру и включить компьютер. Через несколько

секунд после включения компьютера на экране монитора появится таблица устройств, обнаруженных BIOS. Для остановки компьютера в этом месте необходимо нажать клавишу Pause. Обратите внимание на строку с описанием последовательных портов. Эта строка обычно содержит лишь один или два адреса порта. При подключенном к компьютеру адаптере эта строка должна иметь запись примерно следующего вида: Serial Port(s): 3F8, 2F8, 3E8. Это будет означать, что адаптер обнаружен программой BIOS и компьютер имеет теперь три COM-порта. После нажатия любой клавиши компьютер продолжит загрузку операционной системы.

В операционной системе DOS убедиться в наличии нового COM-порта можно с помощью стандартной утилиты диагностики msd.exe. После запуска этой утилиты на экране монитора должно появиться изображение, подобное тому, что приведено на рис. 8.

После щелчка в этой программе мышкой по кнопке COM Ports или просто нажатия на клавишу C на экране должно появиться окно, изображенное на рис. 9. В нем дается подробная информация о числе

обнаруженных в компьютере COM-портов и их настройках.

При работе в операционной системе Windows98 и в более поздних ее версиях адаптер COM-порта обнаруживается, как правило, автоматически. Если этого не произошло, необходимо один раз выполнить процедуру поиска и установки COM-порта. Для этого необходимо выполнить действия Пуск→Настройка→Панель управления→Установка оборудования, после чего разрешить Windows автоматически произвести поиск новых устройств, обнаружить новый адаптер COM-порта и установить для него драйверы. Поскольку наш адаптер COM-порта будет обнаружен как стандартное устройство, драйверы для него будут установлены из инсталляционного пакета Windows. В дальнейшем операционная система Windows будет осуществлять поддержку нового COM-порта в полном объеме. В списке оборудования компьютера теперь будет присутствовать еще один COM-порт. Для того чтобы убедиться в этом, необходимо посмотреть свойства компьютера. На рис. 10 показана копия экрана компьютера с операционной системой Windows98 и установленным адаптером COM-порта.

Для настройки параметров COM-порта в операционной системе Windows необходимо выполнить

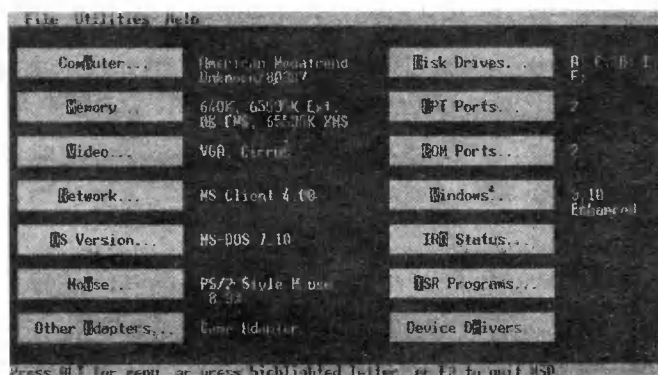


Рис. 8

COM Ports				
	COM1:	COM2:	COM3:	COM4:
Port Address	03F8h	02F8h	03E8h	N/A
Baud Rate	1	1	2400	
Parity	Space	Space	None	
Data Bits	8	8	8	
Stop Bits	2	2	1	
Carrier Detect (CD)	Yes	Yes	No	
Ring Indicator (RI)	Yes	Yes	No	
Data Set Ready (DSR)	Yes	Yes	No	
Clear to Send (CTS)	Yes	Yes	No	
UART Chip Used	16550AF	16550AF	16550AF	
OK				

Рис. 9

Таблица 7

Адресные линии адаптера										Базовый адрес адаптера
A9	A8	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	
1	1	1	1	1	0	1	X	X	X	3E8h*
1	0	1	1	1	0	1	X	X	X	2E8h
1	1	1	1	1	0	0	X	X	X	3E0h
1	1	0	0	1	1	1	X	X	X	338h
1	0	1	1	1	0	0	X	X	X	2E0h
1	0	0	0	1	1	1	X	X	X	238h

Примечания:

0 — инвертор необходим;

1, X — инвертор не требуется;

* — адрес, запрограммированный в устройстве.

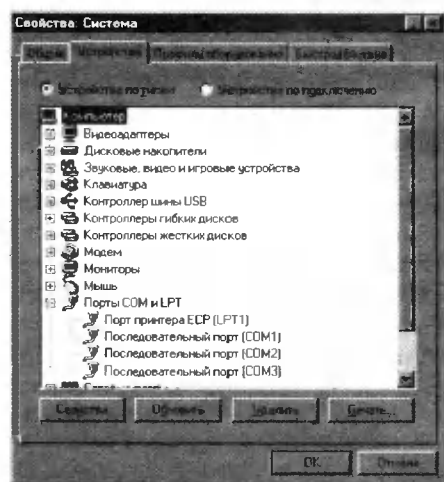


Рис. 10

действия Пуск→Настройка→Панель управления→Система→Устройства→Порты COM и LPT→Последовательный порт COM3→Настройка порта. При этом на экране мониторе появится изображение, подобное тому, что приведено на рис. 11. С помощью раскрывающихся меню устанавливаются все необходимые параметры работы COM-порта.

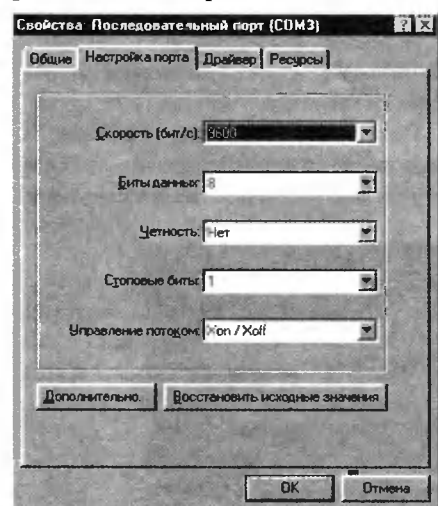


Рис. 11

Тестирование нового адаптера в составе компьютера можно выполнить с помощью тестовой программы Checkit или Norton Diagnostic. Заглушку для COM-порта при использовании этих тестовых программ можно изготовить из розетки DB-9F. Для ее изготовления необходимо соединить соответственно выводы 2-3, 4-6-1-9 и 7-8 этого разъема. Вывод 5 никуда не подключается. Он является общим для приборов, применяемых при измерении напряжений на остальных выводах разъема или при использовании осциллографа для просмотра осциллограмм на этих выводах.

Кроме того, для проверки адаптера COM-порта и отладки устройств, подключаемых к нему, можно воспользоваться универсальной программой test-rs.exe, описанной в [3]. Найти эту программу можно на сайте журнала по тому же адресу в архиве 2003_04_Valpa_testCOM.

Для программной поддержки COM-портов в BIOS компьютера имеется специальное программное прерывание INT14h. Ниже дается описание основных функций этого программного прерывания. Выбор номера функции этого прерывания задается в регистре процессора AH.

Функция: 0 – инициализация порта

Вход: AH = 0

DX = номер порта (0 = COM1, 1 = COM2, 2 = COM3, 3 = COM4)

AL = параметры инициализации порта (битовые разряды):

1,0 – Длина слова: 00 = 5 бит, 01 = 6 бит, 10 = 7 бит, 11 = 8 бит

2 – Длина стоп бита: 0 = 1 бит, 1 = 2 бита

4,3 – Контроль четности: 00 = нет, 01 = нечетность, 11 = четность

7...5 – Скорость (бод): 000 = 110, 001 = 150, 010 = 300, 011 = 600, 100 = 1200, 101 = 2400, 110 = 4800, 111 = 9600

Выход: AL = состояние модема (битовые разряды):

0 – изменение сигнала CTS

1 – изменение сигнала DSR

2 – изменение сигнала RI

3 – изменение сигнала RxD

4 – готовность приемника

5 – данные к передаче готовы

6 – обнаружен вызов

7 – обнаружен сигнал приемной линии

AH = состояние линий (битовые разряды):

0 – готовность данных

1 – ошибка скорости

2 – ошибка четности

3 – ошибка кадрирования

4 – обнаружен перерыв

5 – регистр буфера передатчика пуст

6 – регистр сдвига передатчика пуст

7 – тайм-аут

Функция: 1 – передать слово

Вход: AH = 1

DX = номер порта (0 = COM1, 1 = COM2, 2 = COM3, 3 = COM4)

AL = передаваемое слово

Выход: AH, AL = состояние линий и модема (см. функцию 0)

Функция: 2 – принять слово

Вход: AH = 2

DX = номер порта (0 = COM1, 1 = COM2, 2 = COM3, 3 = COM4)

AL = не используется

Выход: AL = принятое слово

AH = состояние линий (см. функцию 0)

Функция: 3 – чтение состояния порта

Вход: AH = 3

DX = номер порта (0 = COM1, 1 = COM2, 2 = COM3, 3 = COM4)

AL = не используется

Выход: AH, AL = состояние линий и модема (см. функцию 0)

Для примера вызов функции 0 данного прерывания на Ассемблере выглядит следующим образом:

```
MOV     AH,0      ; функция 0
MOV     AL, 1111011B ; 9600 бод,
                     ; четность, 1 стоп бит, длина слова = 8
                     ; бит
MOV     DX,2      ; номер порта 2=COM3
INT     14        ; вызов прерывания 14h
```

Теперь COM-порт будет настроен для работы на скорости 9600 бод с контролем по четности, одним стоповым битом и длиной слова 8 бит, а регистры AH и AL будут хранить коды состояния COM-порта.

Ниже приведены примеры программ для работы с последовательным портом на Ассемблере. В первом примере производится инициализация COM-порта. Сначала в программе определяется базовый адрес порта, затем производится установка параметров COM-порта для работы на скорости 4800 бод с одним стоп-битом, контролем на четность и восемью битами в слове. Затем маскируются прерывания.

; Инициализация COM-порта

```
MOV     AX, 40      ; Запишем адрес порта
                     ; COM1
```

```
MOV     ES, AX      ; в регистр ES =
                     ; 0040h
```

```
MOV     DX, ES:[00] ; Запишем в регистр
                     ; DX = базовый адрес порта COM1
```

```
MOV     COM1_ADR, DX ; Запомним адрес пор-
                     ; та COM1 в переменной
```

```
ADD     DX, 3        ; DX = адресу регис-
                     ; тра управления
```

```
MOV     AL, 80H      ; Установим в 1
                     ; старший бит
```

```
OUT     DX, AL        ; регистра управления
DEC     DX ; Установим скорость = 4800
                     ; бод
```

```
DEC     DX ; DX = адресу старшего байта
                     ; делителя скорости
```

```
MOV     AL, 0        ; Установка старшего
                     ; байта делителя
```

```
OUT     DX, AL
```

```

DEC DX ; DX = адресу младшего байта
делителя скорости
MOV AL, 18H ; Установка младшего
байта делителя
OUT DX, AL
ADD DX, 3 ; DX = адресу регис-
тра управления
MOV AL, 11011011B ; 4800 бод,
четность, 1 стоп бит, длина слова = 8
бит
OUT DX, AL
DEC DX
DEC DX ; DX = адресу регистра разре-
шения прерываний
MOV AL, 00H ; Прерывания запреще-
ны
OUT DX, AL

```

Следующие два примера демонс-
трируют способы чтения и передачи
слова через COM-порт с ожиданием
готовности.

```

; Чтение слова с ожиданием:
MOV DX, COM1_ADR ; DX = базо-
вому адресу COM1
ADD DX, 5 ; DX = адресу регистра
состояния
WAIT:
IN AL, DX ; чтение байта состо-
яния
TEST AL, 01H ; Если бит 1 = 1 слово
принято
JZ WAIT ; Если нет - ждем
SUB DX, 5 ; DX = адресу регистра
приемника
IN AL, DX ; Чтение принятого
байта

```

```

; Передача слова из AH с ожиданием:
MOV DX, COM1_ADR ; DX = базо-
вому адресу COM1
ADD DX, 5 ; DX = адресу регистра
состояния
WAIT:
IN AL, DX ; Чтение байта состо-
яния
TEST AL, 40H ; Бит 6=1 (готов к
передаче очередного байта)
JZ WAIT ; Если нет - ждем
SUB DX, 5 ; DX = адресу регистра
передатчика
MOV AL, AH
OUT DX, AL ; Передача слова

```

Еще один пример программы рас-
крывает способ передачи строки на
принтер по последовательному ин-
терфейсу с использованием програм-
много прерывания INT 14h.

```

; Описываем сегмент данных, в котором
расположим все данные программы
DATA SEGMENT BYTE PUBLIC 'DATA' ;

```

```

Сегмент данных
TEST DB 'Тест принтера.',0 ;
Выводимая строка
STOP DB 'Принтер не готов.$' ;
Сообщение о готовности
DATA ENDS ; Конец сегмента дан-
ных
CODE SEGMENT BYTE PUBLIC 'CODE' ;
; Зададим соответствие регистров для
использования по умолчанию
ASSUME CS:CODE, DS:DATA, ES:DATA
START: ; Начало программы
MOV AX, DATA ; Установим DS на сег-
мент данных
MOV DS, AX
MOV DX, 0 ; Адрес порта COM1
MOV AH, 0 ; Функция 0 для INT 14
(инициализация порта)
MOV AL, 11011111B ; Скорость =
4800, четность, 1 стоп бит, 8 бит в
слове
INT 14 ; Вызов программного
прерывания
TEST AL, 0010000B ; Принтер гов-
тов? (контроль линии DSR)
JZ ERR_EXIT ; Если нет, то выход
с сообщением
MOV BX, OFFSET TEST ; Смещение на
выводимую строку
LOOP1: ; Цикл печати строки
MOV AL, DS:[BX] ; Прочитать
очередной символ строки
CMP AL, 00 ; Конец строки?
JE EXIT ; Да - выходим
CALL OUT_BYTE ; Нет - печатаем сим-
вол
INC BX ; Следующий символ
JMP LOOP1 ; Повторить
ERR_EXIT: ; Выход по ошибке
MOV DX, OFFSET STOP ; Вывод стро-
ки на экран
MOV AH, 9 ; С помощью функции
9
INT 21 ; Программного преры-
вания 21h
MOV AX, 4C01H ; Завершить программу
с кодом возврата 1
INT 21
EXIT: ; Нормальное завершение
MOV AL, 0AH ; Перевод каретки
CALL OUT_BYTE ; Вызов подпрограммы
MOV AX, 4C00H ; Завершить программу
с кодом возврата 0
INT 21
; Подпрограмма вывода символа из AL
на принтер с ожиданием
OUT_BYTE:
PUSH AX ; Сохранить использу-
емые регистры
PUSH DX
LOOP2:
PUSH AX
MOV DX, 0 ; Порт COM1

```

```

MOV AH, 3 ; Функция получения
состояния
INT 14 ; Проверить состояние
TEST AL, 20H ; Порт готов? (линия
DSR)
POP AX
JZ LOOP2 ; Если нет - повторить
опрос
MOV AH, 1 ; Функция вывода сим-
вола
INT 14 ; Выводим символ
POP DX ; Восстановить регис-
тры
POP AX
RET ; Возврат в основную программу
CODE ENDS ; Завершение кодового
сегмента
END START ; Конец программы

```

Как было сказано выше, компьютер
можно дополнить несколькими COM-
портами. Изготовив два адаптера COM-
порта с разными базовыми адресами
и установив их в компьютер, можно
дополнить компьютер двумя новыми
портами. Возможно также перерабо-
тать рассмотренный здесь адаптер,
превратив его сразу в двухпортовый.
Для этого необходимо добавить еще
одну микросхему UART и незначитель-
но изменить схему программируемой
логики. Возможно и применение двух-
портовой микросхемы UART. Разъем
для второго COM-порта свободно раз-
мещается на шторке самого адаптера.

ЛИТЕРАТУРА:

2. О. Вальна. Эмулятор интерфейса ISA. — Схемотехника, 2002, № 1 с. 54, 55.
3. О. Вальна. Тестирование COM-порта. — Схемотехника, 2003, № 4, с. 39, 40.

Олег Вальна,
г. Миасс Челябинской обл.

Вниманию читателей!

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

Контроллер шагового двигателя

В статье приведена схема и краткое описание контроллера для двухфазного шагового двигателя с использованием микросхем L297 и L298.

Шаговые двигатели в основном используются совместно с микропроцессорами в связи с тем, что управление двигателем может быть реализовано логическими уровнями. Такие параметры, как угол поворота вала шагового двигателя, направление вращения, скорость вращения, число оборотов, могут задаваться числовыми значениями. И, кроме того, все эти параметры могут изменяться в процессе работы.

Среди большого разнообразия шаговых двигателей высокие показатели отношения мощности к габаритам имеют биполярные двухфазные двигатели. Правда, они требуют более сложного устройства управления, но современная элементная база позволяет решить эту проблему.

В описываемом контроллере использованы специализированные микросхемы L297, L298, их техническое описание можно найти на сайте компании ST Microelectronics.

Драйвер L298 допускает возможность использования двигателей с током обмотки до 2 А. При управлении двигателями с током более 0,5 А для этой микросхемы может потребоваться радиатор. Неплохие результаты были получены при эксплуатации с контроллером двигателей SM-200-0,2 компании ОАО «Элак» (Зеленоград). Эти двигатели имеют шаг 1,8°, габариты 39×39×39 мм, на-

пряжение питания 12 В, номинальный ток 0,4 А.

Разумеется, микропроцессор — оптимальное устройство для управления контроллером двигателя, но данный контроллер позволяет обойтись без него. Для проверки работы можно воспользоваться обычным генератором импульсов. В этом случае тактовые импульсы подаются на вход CLK, на все остальные входы можно подать высокий уровень TTL через резистор 1 кОм, соединенным с источником +5 В. При изменении частоты повторения импульсов будет изменяться скорость вращения вала двигателя. Вал двигателя SM-200-0.2 делает полный оборот за одну секунду при тактовой частоте 200 Гц.

Следует также помнить, что момент на валу шагового двигателя уменьшается с увеличением частоты тактовых импульсов. Для успешного старта, особенно с нагрузкой, частота должна плавно нарастать до требуемой скорости в начале и плавно снижаться в конце работы.

Принципиальная схема контроллера приведена на рис. 1.

Резисторы R1—R6 и конденсаторы C2—C7 предназначены для подавления помех. Вместо резисторов R10—R17 можно использовать два резистора номиналом 0,5 Ом. Диоды серии КД212 можно заменить на КД510 с любым буквенным индексом. Вместо делителя R7R8 лучше использовать ЦАП с

управлением от микропроцессора. Для микросхемы DA1 может потребоваться небольшой теплоотвод. Биполярный шаговый двигатель подключается к разъему JR2, к выводам 1 и 2 — первая обмотка, к выводам 3 и 4 — вторая.

К разъему JR1 подключаются цепи управления и питания.

Сигнал RST — сброс внутренних регистров микросхемы L297 контроллера в исходное состояние, активный уровень низкий.

Сигнал H/F переключает режим работы — полный шаг или половинный. Чаще всего используется полный шаг, при котором уровень сигнала H/F низкий.

Сигнал CLK — команда «выполнить шаг». Один импульс соответствует одному шагу двигателя. Активный уровень низкий.

Сигналы CON и HOME предназначены для контроля состояния внутренних регистров во время выполнения шага двигателем. Один шаг двигателя выполняется за восемь внутренних тактов микросхемы L297.

Сигнал CW изменяет направление вращения вала двигателя на противоположное.

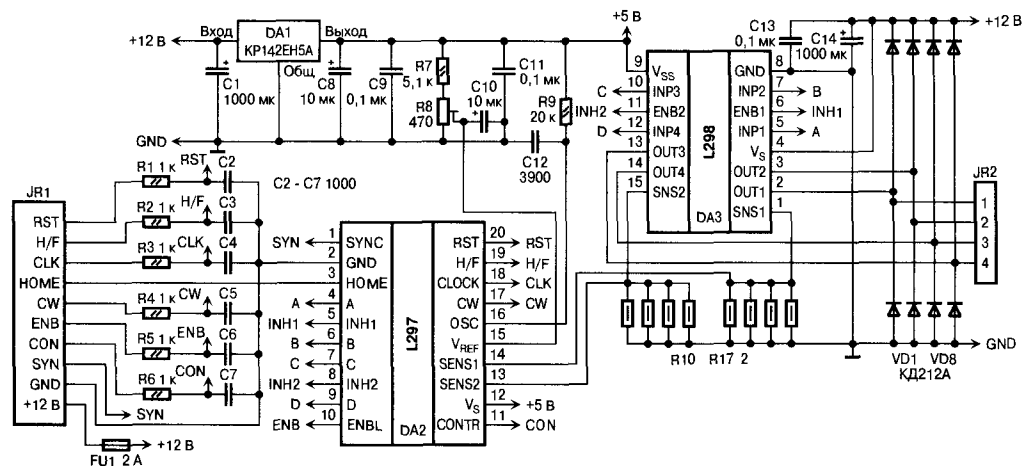
Сигнал ENB разрешает работу контроллера, активный уровень высокий. Используется для выбора активного двигателя при параллельном подключении к микропроцессору нескольких контроллеров.

Сигнал SYN — выход внутреннего генератора, используется для синхронизации работы двух и более микросхем L297 в сложных контроллерах. Частота генератора задается резистором R9 и конденсатором C12. Она должна быть, по меньшей мере, в восемь раз выше

максимальной частоты сигнала CLK. Номиналы для типового включения — 22 кОм и 3300 пФ.

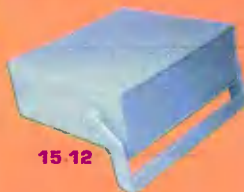
Вход GND — отрицательный вывод источника питания и общий сигнальных проводников.

Вход +12 В — положительный вывод источника питания. Источник должен быть рассчитан на ток, в 2...3 раза превышающий номинальный ток двигателя.

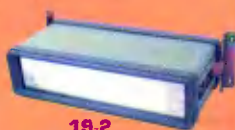


Пластиковые корпуса

- корпуса для кабельных развонок
- корпуса для настольных приборов
- корпуса с боковыми панельными вставками
- промышленные корпуса с клеммными колодками



15-12



19-2



11-36



23-16



Москва, ул. Новая Фракия, д. 40, стр. 2
Тел./факс: (095) 78-78-000

Почта: 121381, Москва, а/я 100
E-mail: platan@aha.ru



Экономичные Σ - Δ АЦП с минимальными шумами



Корпус TSSOP-24

- Шум 40 нВ (среднеквадратичное значение) при потреблении 400 мкА
- Выдача отсчетов с частотой от 4 Гц до 500 Гц
- 6 дифференциальных каналов
- Очень хорошие цены

Хотите
попробовать?
Закажите
бесплатные
образцы у нас:

Москва
Тел.: (095) 217 2467, 217 2519
Факс: (095) 216 6642
E-mail: components@argussoft.ru

Екатеринбург
Тел.: (343) 378 3242
Факс: (343) 376 3241
E-mail: ural@argussoft.ru

Санкт-Петербург
Тел.: (812) 567 1867
Факс: (812) 567 1849
E-mail: spb@argussoft.ru

Новосибирск
Тел.: (3832) 27 1155
Факс: (3832) 22 4031
E-mail: nsk@argussoft.ru



DIGICOM LTD

ООО "ДИДЖИКОМ"



Поставка электронных компонентов для промышленного производства

Тел: +7-095-785-02-74, +7-095-741-59-95
Факс: +7-095-741-59-97, +7-095-782-68-32
www.dgcom.ru
e-mail: info@dgcom.ru

Двухканальный терморегулятор на микроконтроллере PIC16F84A

Устройство предназначено для работы с нагревателями и может быть использовано, например, для регулировки температуры в инкубаторе (выводной и инкубационный), аквариумах (видовой и нерестовый), в овощехранилищах в зимнее время или просто как измеритель температуры окружающей среды.

Устройство отличается от известных измерителей температуры на DS1820 возможностью одновременной регулировки температуры в двух точках с точностью $\pm 0,5^\circ\text{C}$ в интервале температур $-10...+85^\circ\text{C}$ при малом времени реагирования. Микроконтроллерный термометрический датчик DS1820 рассчитан на измерение температуры в диапазоне $-55...+125^\circ\text{C}$, но на границах предела точность измерения ухудшается до $\pm 2^\circ\text{C}$. Управление нагревателями выполняется с помощью цифрового компаратора.

На однорядном ЖК индикаторе можно одновременно наблюдать текущую температуру в двух различных точках и ее установленное значение. Прием данных, их обработка и выдача на индикатор выполняются микроконтроллером PIC16F84A. Алгоритм работы программы микроконтроллера показан на рис. 1.

После пуска и инициализации регистров микроконтроллера выполняется инициализация ЖК-дисплея. Далее проверяется состояние флага установки. Если флаг не установлен, то на индикацию выводится содержимое регистров текущего режима. Если идет установка, то проверяется флаг курсора. Если флаг курсора установлен, то индицируется курсор. При установке индикация курсора и значений регистров индикации выполняется поочередно.

После индикации программа переходит к инициализации и считыванию температуры с первого датчика DS1820. Микроконтроллер принимает девять бит информации с кодом знака температуры в

девятом бите и значением десятых долей градуса в первом бите. Если девятый бит равен единице, то знак измеренной температуры отрицательный. При единичном первом бите десятые доли равны пяти. Измеренная температура сравнивается с установленной. Если она больше необходимой, на выходе RA1 микроконтроллера появляется лог. 0, в противном случае — лог. 1. Двоичное значение температуры пере-

кодируется в двоично-десятичный код для индикации (на рис. 1 не показано).

Далее аналогично первому датчику выполняется считывание температуры из второго датчика и установка уровня на выходе RA2. Поскольку вывод на индикацию занимает довольно много времени (8 мс), то он выполняется после шести циклов считывания температуры через 68 мс. Когда счетчик циклов будет равен нулю, проверяется состояние кнопок управления и по установленному режиму заполняются регистры индикации. После этого цикл индикации и измерения температуры повторяется. Цикл измерения температуры и установка управляющих выходов обоих датчиков выполняется за 11,4 мс. Таким образом, управление каждым нагревателем будет выполняться минимум один раз за период сетевого напряжения.

Схема терморегулятора показана на рис. 2. Все блоки устройства соединены стандартно и в пояснении не нуждаются. Резистором R8 устанавливают необходимую контрастность изображения индикатора.

Датчики температуры DS1820 можно заменить любыми из серии DS18x20x (DS18x21x) за исключением DS18B20x, имеющего другую программу инициализации.

При регулировании температуры воздуха, например, в инкубаторе, выводы датчика изолируют силиконовым герметиком, а при регулировании температуры жидкости герметиком изолируют и провода. Если регулируют высокую температуру, то изоляцию выполняют эпоксидной смолой. В любом случае корпус датчика должен быть свободен от изоляции. Это увеличит скорость реагирования устройства на изменение температуры, и, следовательно, точность поддержания заданной температуры.

Во время испытаний датчик температуры при положительных температурах работал на расстоянии до 20 м от микроконтроллера, а при отрицательных — до 6 м. При измерении температуры около 100°C датчики давали абсолютную погрешность, равную $1,5^\circ\text{C}$, сохраняя при этом монотонность характеристики и разрешающую способность $0,5^\circ\text{C}$.

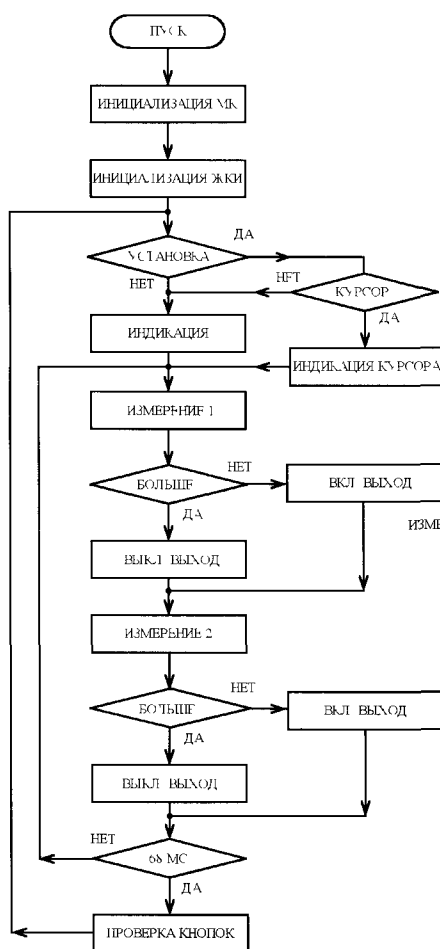


Рис. 1

E·X·P·O ELECTRONICA



8-я МЕЖДУНАРОДНАЯ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ
ВЫСТАВКА ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ
И ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

8th INTERNATIONAL EXHIBITION FOR ELECTRONIC
COMPONENTS AND TECHNOLOGICAL EQUIPMENT

5-8 АПРЕЛЯ / APRIL 2005

РОССИЯ, МОСКВА, СК "ОЛИМПИЙСКИЙ"

OLIMPIYSKIY COMPLEX, MOSCOW, RUSSIA

Совместно с / Incorporating:

Electrontech **expo**

Организаторы / Organisers:

Тел./Tel.: +7(812)380-6007

380-6003, 380-6000

Факс/Fax: +7(812)380-6001

e-mail: electron@primexpo.ru



Соорганизатор /
Co-organiser:



При официальной поддержке / The official support:



Министерство промышленности и энергетики Российской Федерации
Ministry of Industry and Energy of the Russian Federation
Министерство экономического развития и торговли Российской Федерации
Ministry of Economic Development and Trade of the Russian Federation
Министерство информационных технологий и связи Российской Федерации
Ministry of Information Technologies and Communications of the Russian Federation
Правительство Москвы
Moscow government

Информационные спонсоры / Information sponsors:



www.expoelectronica.ru

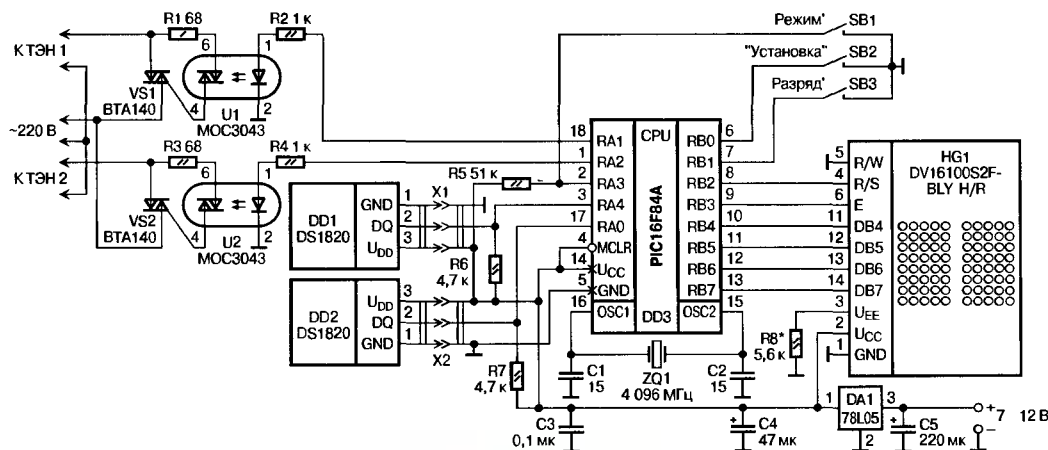


Рис. 2

Поэтому, если необходима точная регулировка температуры за границами предела $-10...+85\text{ }^{\circ}\text{C}$, потребуются введение поправки при установке значения температуры выключения нагревателя.

Работа с терморегулятором сводится к установке температуры для обоих датчиков. При включении устройства на дисплее появятся значения температуры первого и второго датчика с указанием после символа ">" номера датчика (рис. 3). При нажатии кнопки «Режим» на дисплее последовательно будут появляться изображения, аналогичные показанным на рис. 4—7.

На рис. 4, 5 левые цифры показывают текущую температуру соответствующих датчиков, а правые — установленные значения температуры.

При включении режимов работы, показанных на рис. 6, 7, микроконтроллер переходит в режим установки. В этом режиме под устанавливаемым разрядом появляется мигающий курсор (на рис. 6 и 7 под знаком плюс). Кнопкой «Разряд» перемещают курсор по разрядам, а кнопкой «Установка» устанавливают необходимое значение температуры.

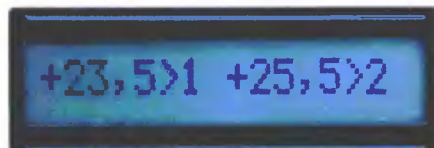


Рис. 3

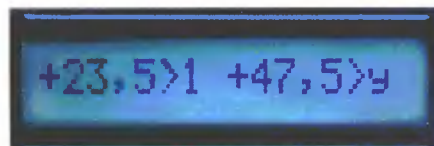


Рис. 4

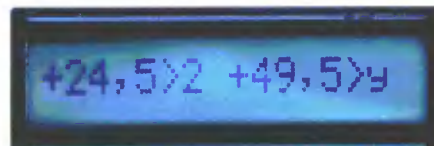


Рис. 5

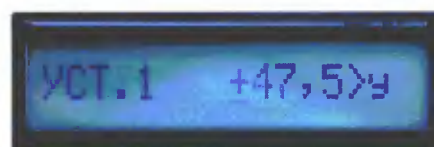


Рис. 6



Рис. 7

При установке нет ограничений по максимуму и минимуму, поэтому необходимо быть внимательным. Можно установить знак “-”, в результате нагреватель не будет включаться, и наоборот, установить температуру регулирования более $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$, нагреватель будет постоянно включен. Во время установки сравнение температур не прекращается, поэтому нагреватели в это время желательно отключить. Поскольку установленные значения запоминаются в энергонезависимой памяти, то нагреватели можно подключить при выключенном напряжении сети.

При индикации (в т. ч. и во время установки) температуры $100...109,5\text{ }^{\circ}\text{C}$ в разряде десятков будет двоеточие, для $110...119,5\text{ }^{\circ}\text{C}$ — точка с запятой, для $120...125\text{ }^{\circ}\text{C}$ — обратная стрелка “<”.

Файл прошивки микроконтроллера представлен на сайте журнала по адресу: <http://www.dian.ru/programs/index.html> в архиве 2004_10_Zaes.

Николай Заец,
п. Вейделевка
Белгородской обл.

Borland C++ Builder 6 для начинающих

Начало статьи см. на стр. 32

С помощью команды CPU вызывается окно (рис. 21), в котором отображается работа программы в машинных кодах и содержимое регистров процессора. Если программа не запущена, данная и следующая команда недоступны.

Наконец, команда FPU вызывает окно (рис. 22) для просмотра состояния математического сопроцессора компьютера.

Рекомендую читателям для тренировки поочередно открыть эти окна во время пошагового выполнения

программы с помощью «горячих» клавиш.

Продолжение следует

Олег Вальпа,
г. Миасс, Челябинской обл.

Часы и регулятор мощности на микроконтроллере фирмы Atmel

Программа микроконтроллера обеспечивает работу электронных часов и фазоимпульсное управление в симисторном регуляторе мощности. Основная задача «часовой части» программы — формирование точных временных интервалов длительностью 1 с — решена с помощью прерываний от таймера TF0. В подпрограмме обработки прерывания таймера TF0 через каждые 80 мкс микроконтроллер опрашивает состояние вывода 7. Счетчики на регистрах R4, R6 подсчитывают число прерываний. Когда число прерываний станет равным определенному значению, текущее время увеличивается на секунду. Прерывания от таймера TF0 обеспечивают и динамическую индикацию.

Назовем условно байты, которые микроконтроллер периодически записывает с периодом 3 мс в порт P1 и в регистр DD2, соответственно байтами индикации и состояния. Младшая тетрада байта индикации поступает на вход дешифратора D7 и определяет значение разряда. Биты старшей тетрады через транзисторы VT2—VT5 управляют индикаторами HG2, HG3, HG5, HG6 при динамической индикации. Транзистор VT1 и индикатор HG1 включаются сигналом с вывода 12 регистра DD2. В режимах «регулятор 1» и «регулятор 2» индикаторы HG2 и HG3 гасятся, для гашения индикатора необходимо, чтобы в младшей тетраде байта индикации присутствовал код F.

Лог. 0 на выводе 16 микроконтроллера открывает транзистор VT2 и включает индикатор HG2 и т. д. Младшая тетрада представляет собой двоично-десятичное число и через дешифратор DD3 управляет сегментами индикаторов HG1—HG3, HG5, HG6. С включением индикаторов HG2, HG3, HG5, HG6 микроконтроллер опрашивает состояние своего входа INTO (вывод 6 микроконтроллера DD1). При любой нажатой кнопке S1—S4 на входе INTO в моменты включения этих индикаторов появляется лог. 0. Таким образом, каждая кнопка клавиатуры «привязана» к «своему» биту в старшей тетраде байта индикации.

Алгоритм работы программы фазоимпульсного регулятора рассмотрим на примере канала 1. Осциллограммы, поясняющие работу регулятора, приведены на рис. 2.

В каждом полупериоде сетевого напряжения (рис. 2, а) микроконтроллер запускающим импульсом с вывода 8 длительностью 80 мкс (рис. 2, в) включает симистор VS1 через оптрон DA1. Мощность в нагрузке, подключенной к соединителю X2, зависит от того, как долго симистор будет включен в течение каждого полупериода сетевого напряжения.

Для того, чтобы мощность в нагрузке увеличивалась с увеличением значения, задаваемого на индикаторе устройства, необходимо, чтобы импульс включения симистора, смещался с шагом 100 мкс с момента прохождения сетевого напряжения через нуль справа налево по рис. 2, б.

Запускающий импульс подается с некоторой задержкой относительно момента прохождения сетевого напряжения через «нуль». Моменту перехода соответствует лог. 0 на выводе 7 микроконтроллера (рис. 2, б). Время задержки определяется числом на индикаторе устройства в режиме «регулятор 1», которое может принимать значение от 0 до 99. Подпрограмма преобразует данное двухразрядное двоично-десятичное число в однобайтовое двоичное. Это число загружается в счетчик (регистр R7), который реализует временную задержку. Как уже упоминалось выше, микроконтроллер опрашивает каждые 80 мкс выход датчика сети. В момент прохождения сетевого напряжения через нуль и происходит запуск счетчика. При изменении кнопки индицируемого на индикаторе числа в режиме «регулятор 1» изменяется время задержки включения управляющего импульса на включение симистора VS1. Меняется момент включения симистора в каждом полупериоде сетевого напряжения и эффективное напряжение на нагрузке, подключенной к соединителю X2. Аналогичным образом работает канал регулирования мощности 2, регулирующий

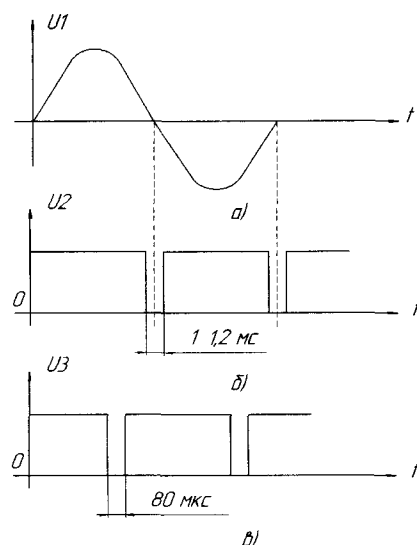


Рис. 2

мощность в нагрузке, подключенной к соединителю X3 устройства.

Коротко о программе. В памяти данных микроконтроллера в адресах с 2ВН по 48Н организован буфер отображения для динамической индикации. Младшая тетрада каждого байта в буфере отображения представляет собой двоично-кодированное десятичное число, которое определяет значение разряда, а старшая тетрада определяет номер разряда в динамической индикации. Таким образом, в каждом байте буфера определено значение числа и его место при выводе на индикацию. По своему функциональному назначению в зависимости от режима работы устройства адресное пространство буфера разбито на шесть функциональных групп:

- 2ВН—2ФН — адреса, где хранится текущее время в минутах и секундах. Эти адреса выводятся на индикацию в режиме «часы 1»;
- 30Н—34Н — адреса, где хранится текущее время в часах и минутах. Эти адреса выводятся на индикацию в режиме «часы 2»;
- 35Н—39Н — адреса, где хранится заданное значение мощности, канала 1. Эти адреса выводятся на индикацию в режиме «регулятор 1»;
- 3АН—3ЕН — адреса, где хранится заданное значение мощности, канала 2. Эти адреса выводятся на индикацию в режиме «регулятор 2»;
- 3ФН—43Н — адреса, где хранится время включения будильника 1. Эти адреса выводятся на индикацию в режиме «будильник 1»;
- 44Н—48Н — адреса, где хранится время включения будильника 2. Эти адреса выводятся на индикацию в режиме «будильник 2».

Каждый байт из функциональной группы в цикле в подпрограмме обработки прерывания таймера TF0 выводится в порт P1 микроконтроллера DD1. Старшая тетрада байта индикации представляет собой код «бегущий ноль». Таким образом, записывая поочередно в цикле в порт P1 байты из функциональной группы буфера, мы получаем режим динамической индикации. После записи байта индикации в порт P1 начинается опрос клавиатуры. При нажатии кнопки S1 единица в регистре R2 сдвигается влево и тем самым задается один из вышеуказанных пяти режимов работ. В регистр R0 записывается первый адрес функциональных групп. Через каждые 3 мс в подпрограмме обработки прерывания регистр R0 инкрементируется.

В основной программе происходит счет текущего времени, коррекция текущего времени, установка времени включения будильников, сравнение текущего времени с временем будильника, включение световых и звуковых сигналов, перевод двухразрядного двоично-десятичного числа (значение уровня задаваемой мощности на индикаторе устройства) в режимах «регулятор 1» и «регулятор 2» в одинбайтовое двоичное.

Коды прошивки микроконтроллера в формате Intel HEX можно найти на сайте журнала по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> в архиве 2004_09_Shish.

Разработанная на ассемблере программа занимает примерно 3,7 кбайт памяти микроконтроллера.

Устройство смонтировано на макетной плате размерами 120×80 мм. При монтаже необходимо отделить цифровую часть устройства от силовой.

В устройстве использованы резисторы C2-33H-0,125, подойдут любые другие с такой же мощностью рассеивания и допуском 5 %. Конденсаторы C1—C3 — K50-35, C2 — K10-17. У микроконтроллера DD1 и регистра DD2 между цепью +5 В и общим проводником полезно установить керамические блокировочные конденсаторы емкостью 0,1 мкФ.

В индикаторе целесообразно выделить разряд, индицирующий текущий режим работы устройства (индикатор HG1), поэтому для данного разряда выбран семисегментный индикатор красного цвета HDSP-F001 (можно HDSP-F151), индикаторы HG2—HG6 — зеленого цвета HDSP-F501. Подойдут любые другие индикаторы с общим анодом и приемлемой ярко-

стью свечения. В индикаторе HG4 для формирования знака «-» используется только сегмент г. Подойдет специализированный индикатор, например, HDSP-F507 или HDSP-F157. Ток через сегмент индикатора зависит от нагрузочной способности дешифратора D7. Для KP514ИД2 максимально допустимый ток каждого выхода 22 мА. Световые полосы HL1, HL2 KB-2300EW красного цвета. Цепочка R9C1 при подаче напряжения питания +5 В осуществляет сброс микроконтроллера DD1.

Ток через каждый канал регулирования мощности ограничен предельно допустимым током сетевого фильтра ФС-220 — 5 А. Более подробную информацию о данном фильтре можно найти в [4]. При небольших нагрузках, а также если требования по уровню помех не очень высоки, сетевые фильтры можно исключить. Нагрузки подключают к устройству через соединительные (вилки) X2—X5 типа MPW-2 (ответная часть — розетки МНУ-2). Если номинальная мощность нагрузки в канале регулирования превышает 100 Вт, симистор следует установить на соответствующий теплоотвод. Симистор TIC236M с допустимым током 12 А позволяет управлять нагрузкой до 1,5 кВт. Вместо данного симистора можно применить отечественный КУ208Г, однако для его надежного срабатывания ток через управляющий электрод симистора КУ208Г должен быть не менее 250 мА, потому сопротивление резисторов R4 и R5 необходимо уменьшить до 100 Ом. Для нагрузок мощностью менее 2 кВт можно использовать симисторы с допустимым током до 16 А, например, TIC246N. Целесообразно измерить реальные значения тока управления и удержания применяемых симисторов, чтобы оценить их пригодность для конкретной, особенно маломощной нагрузки.

Примененные в устройстве твердотельные реле SHARP S202SE2 U4, U5 могут коммутировать ток до 8 А. Их включение происходит вблизи момента перехода сетевого напряжения через ноль. Данные реле можно заменить на S202S02, а если коммутируемый ток в нагрузке не превышает 2 А — на S202T01.

Пьезоэлектрический излучатель BA1 HPM14AX можно заменить на HPA17AX или HPA14AX.

Напряжение питания поступает на плату устройства через соединитель X6. Потребление по каналу 5 В не превышает 80 мА.

Устройство не требует настройки и регулировки. Если монтаж выполнен правильно, оно начинает работать сразу после подачи на него напряжения питания. При проверке каналов регулирования мощности первое включение лучше сделать при небольшой нагрузке в каждом канале регулирования мощности, например, с лампой накаливания мощностью 20...30 Вт. Целесообразно сначала проверить канал 1, а затем 2. Для этого необходимо войти в режим «регулятор 1» и изменяя с клавиатуры уровень мощности проконтролировать изменение яркости излучения лампы. Если лампа вообще не включилась, то нужно проконтролировать сигнал с датчика сети (вывод 7 микроконтроллера DD1) — импульсы уровня лог. 0 длительностью 1...1,2 мс периодом 10 мс (рис. 2, б).

В аппаратной части микроконтроллера DD1 не использованы выводы 2, 3 — выводы универсального асинхронного последовательного приемопередатчика (УАПП). Он может значительно расширить диапазон применения устройства. Данный последовательный порт решает задачу сопряжения с компьютером (по интерфейсу RS-232 или RS-485) или с аналогичным устройством. Порт позволяет организовать локальную сеть распределенной системы управления некоторого числа объектов. Одним из них может быть представленное в статье устройство. Эти выводы также можно использовать еще для двух дополнительных каналов регулирования мощности или организовать два таймера с прямым или обратным отсчетом времени, доработав только программное обеспечение. В рамках данного алгоритма работы электронных часов можно предусмотреть гашение незначительного нуля в разряде десятков часов и выключение подключаемых нагрузок при срабатывании будильников и многое другое.

ЛИТЕРАТУРА:

1. В. Б. Бродин, И. И. Шагурин. *Микроконтроллеры. Архитектура, программирование, интерфейс.* — М.: Эком, 1999.
2. С. Малахов. *Цифровой таймер на микроконтроллере.* — *Схемотехника*, 2004, № 2, с. 32—34.
3. С. Шишкин. *Часы-термометр.* — *Схемотехника*, 2002, № 9, с. 40—43.
4. <http://www.contravt.nnov.ru>

Сергей Шишкин,
г. Саров
Нижегородской обл.

Телефонный блокиратор для спаренных линий

После почти повсеместной телефонизации населения еще совсем недавно казалось, что проблема нехватки проводных соединительных линий ушла навсегда. Но ни развитие беспроводной связи, ни свободные мощности АТС и зарезервированные в многожильных магистральных кабелях телефонные пары не смогли противостоять течению времени. Число работоспособных абонентских проводных пар постоянно снижается и их становится недостаточно для обеспечения всех подключенных абонентов качественной проводной связью. Если же необходимо установить или восстановить связь для нескольких абонентов, удаленных от АТС всего лишь на несколько сотен метров, прокладка вспомогательных телефонных кабелей в помощь частично поврежденным существующим становится экономически нецелесообразной, особенно если их необходимо проложить не воздушной, а подземной трассой, а при необходимости все же это сделать иногда необходимо дожидаться наступления теплого сезона. Как и в былые годы, описанная выше проблема решается применением блокираторов для работы на спаренных телефонных линиях.

В настоящее время промышленный выпуск ненадежных и громоздких релейных электромеханических блокираторов, например, типа АТСК-100/2000 на электромагнитных реле серии РПН прекращен, на смену им пришли электронные аналоги. В руки автора попал блокиратор, принципиальная схема которого показана на рис. 1. Этот блокиратор предназначен для работы совместно с установленным на АТС САК — спаренным абонентским комплектом 2-470-209-021 и аналогичными. Для работы на спаренной двухпроводной телефонной линии абоненты подключаются по так называемой трехточечной схеме. Первые две точки подключения — это оба провода самой телефонной линии, третья — возвратная «земля».

При таком подключении вся система работает следующим образом. Когда телефонная линия не занята ни одним из абонентов, напряжение на обоих проводах одинаково и относительно «земли» составляет +60 В.

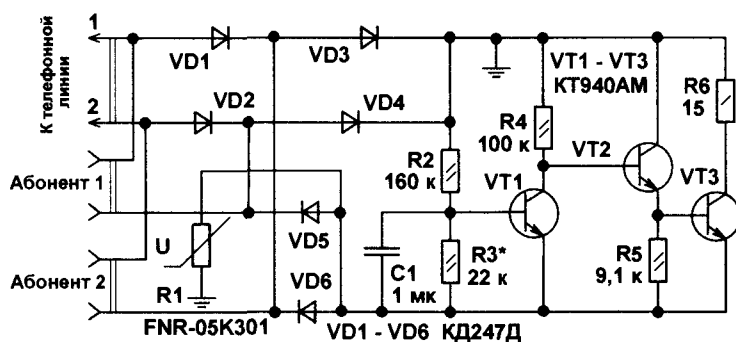
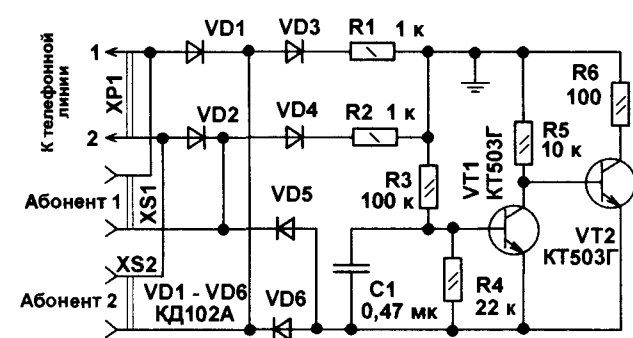
При поступлении вызывного сигнала одному из абонентов, например № 1, сигнал индуктора подается по первому проводу телефонной линии. Диоды VD1—VD4, резисторы R1, R2 обеспечивают работу звонковых узлов телефонных аппаратов первого абонента и должны предотвращать прохождение вызывного сигнала второму. В случае, когда абонент № 1 снимает трубку, вступает в работу узел идентификации занятости линии, выполненный на транзисторах VT1, VT2, так как через развязывающий диод VD5 на него поступает напряжение питания. Транзистор VT1 в момент подачи питания закрыт, так как конденсатор C1 разряжен, кратковременно открывается транзистор VT2, который подключает первого абонента к «земле». Это дает возможность оборудованию АТС идентифицировать, кем из абонентов занята линия и в соответствии с этим подать напряжение нужной полярности в телефонную линию. Если трубку снял первый абонент, то во время разговора на первом про-

воде линии будет минус, на втором плюс. Второй абонент будет отключен, так как диоды VD1, VD3 закрыты обратным напряжением, поэтому при поднятии трубки вторым абонентом во время разговора первого телефонный аппарат второго будет обесточен и не прервет беседы первого. Развязывающий узел на диодах VD1—VD6 полностью симметричен для обоих абонентов.

Как оказалось на практике, блокиратор, собранный по рассмотренной выше схеме, имеет следующие недостатки — прослушивание сигнала вызова у обоих абонентов, прослушивание импульсов набора номера у отключенного абонента, прослушивание разговора при поднятии трубки отключенным абонентом. Степень проявления этих негативных эффектов зависит как от типа используемых абонентами телефонных аппаратов, так и от конкретного смонтированного экземпляра блокиратора. Например, прослушивание сигнала вызова другим абонентом не наблюдается, если у обоих абонентов используются телефонные аппараты с электронными звонковыми узлами. Кроме того, блокиратор обладает очень низкой грозоустойчивостью.

На рис. 2 приводится принципиальная схема доработанного варианта блокиратора, в котором устранены все перечисленные недостатки. В отличие от первого варианта здесь диоды VD3, VD4 подключены к «земле» без добавочных резисторов. Переработан транзисторный узел идентификатора занятости — изменены номиналы резисторов и второй каскад построен на аналоге составного транзистора. Установлен защитный варистор R1. Используются более высоковольтные и мощные диоды и транзисторы.

Когда для сохранения конфиденциальности необходимо исключить прослушивание разговоров одного абонента другим, желательно одного



из абонентов, который не является активным, полностью отключать от телефонной линии во время ее занятия другим абонентом. Схема усовершенствованного в соответствии с этим требованием блокиратора приводится на рис. 3. При занятии линии одним из абонентов на обмотку соответствующего герконового реле поступает напряжение питания, контакты герконов размыкаются и линия другого абонента оказывается полностью обесточенной, что серьезно осложняет несанкционированное прослушивание чужой линии. В этом варианте блокиратора узел на транзисторах дополнен светодиодом, который будет слабо светиться при занятии спаренной линии любым из двух абонентов.

Высоковольтные транзисторы можно использовать КТ940А, КТ940Б, КТ969А, КТ9179А, КТ9179Б, КТ6135А, КТ6135Б, 2SC2330, MPSA-42, MPSA-43, MJE340. Транзисторы VT1 во всех устройствах — любые маломощные кремниевые структуры п-р-п. Диоды можно заменить на КД243 с индексами Д, Е, Ж, КД221Г, КД209Г, КД247Г, 1N4005 — 1N4007. Светодиод HL1 — любого типа, например, КИПД21П-К.

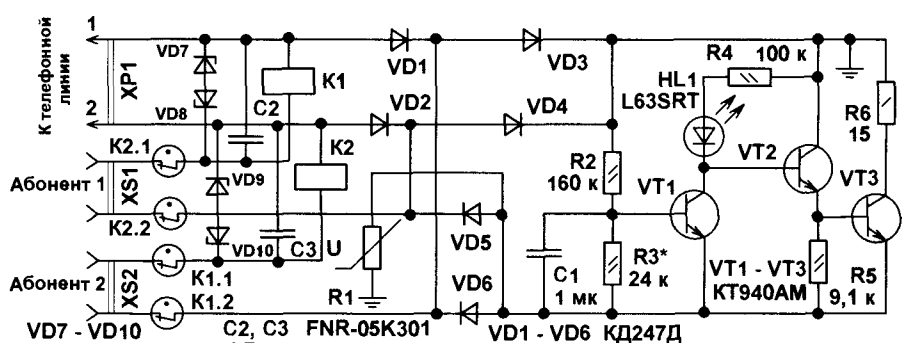


Рис. 3

Стабилитроны — BZX/BZV55C-2V4. Конденсаторы — типа К73-17, К73-24. Варистор — любого типа на напряжение 200...300 В. Если предлагаемые варианты усовершенствованного блокиратора будут реализовываться сотрудниками АТС, то для защиты блокиратора и абонентских телефонных аппаратов от перенапряжений можно будет использовать применяемые в оборудовании АТС защитные модули разрядников LPA08K1/ВТ. Герконовые реле самодельные. Можно применить малогабаритные герконы с переключаемыми или нормально замкнутыми контактами, например, типов КЭМ-3, КЭМ-2 (применяются в телефонных

аппаратах ВЕФ ТА-32). На плотной бумажной гильзе наматывают виток к витку 1000...1800 витков провода ПЭВ-2 диаметром 0,18 мм. Контакты должны размыкаться при токе через обмотку не более 25 мА. Для увеличения чувствительности самодельных реле между герконами укладывают два железных стержня, например, отрезки гвоздей диаметром 2 мм.

Автор выражает благодарность за помощь в подготовке статьи сотруднику ФОО «Яртелеком» ЯрЭТУС АТС «Курба» О. В. Краснощеккову.

Андрей Бутов,
с. Курба Ярославской обл.

Уважаемые читатели журнала «Схемотехника»!

Издательский дом «Скимен» выпустил первые три тома книги Александра Фрунзе «Микроконтроллеры? Это же просто!». Данное издание, в первую очередь, ориентировано на тех, кто только начинает знакомство с микроконтроллерной техникой, тех, кому еще предстоит стать потребителем чипов, КИТов, программаторов и иных средств поддержки разработки. Для них — первый том, в котором последовательно и доступно для начинающих рассказано о внутреннем устройстве микроконтроллера, принципиальных схемах сопряжения его с внешними микросхемами, АЦП, ЦАП, с устройствами индикации и кнопками управления, о системе команд и о технике программирования на ассемблере.

Во втором томе приводится большое количество обзорной информации по абсолютному большинству x51-совместимых микроконтроллеров, о модернизации систем на их основе, о том, как связать микроконтроллерные системы друг с другом и с компьютером, о тех-

нике использования программных симуляторов и внутрисхемных эмуляторов, а также о некоторых практических аспектах использования новейших микроконтроллеров семейств AduC, Cygnal и др. Дополнительно приведена подробная информация о таких сложных для программиста контроллерно-ориентированных микросхемах, как сигма-дельта АЦП семейства AD77xx от Analog Devices.

Третий том посвящен арифметическим операциям со знаковыми и беззнаковыми целыми числами длиной от 2 до 32 байт, а также некоторым простым приемам оптимизации программ по скорости действия.

Четвертый том (его выпуск только намечается) посвящен работе с плавающей запятой, специальным быстрым алгоритмам расчета и общим методам аппроксимации с заданной точностью любых разумных функциональных зависимостей, что позволяет вести быстрые расчеты даже на микроконтроллерах с производительностью в единицы MIPS.

Отдельно отметим, что приведенные в книге практические примеры используют, помимо микроконтроллеров, большое число аналоговых и цифровых микросхем таких известных производителей, как Analog Devices (AD77xx, AD7894, AD855x, REF19x и ряд других), Maxim (MAX202/232, MAX680, MAX619, MAX187/189/1241, 1243 и им подобные), Burr-Brown (ADS7816 и им подобные, DDC112 и т. д.).

У вас есть возможность подписаться на книгу А. Фрунзе «Микроконтроллеры? Это же просто!». Стоимость первых трех томов книги, включая доставку по России, составляет 277 руб. 20 коп. (в т. ч. НДС). Доставка книг осуществляется через почтовые отделения.

Вы можете подписаться на каждый том книги А. Фрунзе «Микроконтроллеры? Это же просто!» отдельно. В этом случае стоимость одного тома, включая НДС и доставку, составит 99 рублей. Схема оплаты та же, что и за весь комплект книги.

НАШИ РЕКВИЗИТЫ:

ООО «ИД СКИМЕН»
ИНН: 7731195492 КПП 773101001
Р/с 40702810200000005646
в ОАО КБ «Национальный космический банк» в г. Москва
К/с 30101810900000000278
БИК 044579278
ОКОНХ 84500, ОКПО 52744508

Для того, чтобы подписаться через редакцию, необходимо:

- перевести указанную сумму на наш расчетный счет через Сбербанк России;
- или позвонить нам по телефону (095) 777-1215 для выставления счета;
- копию платежного поручения с вашим почтовым адресом или квитанцию выслать по факсу

(095) 777-1215, по электронной почте podpiska@dian.ru или по почтовому адресу: 127015, г. Москва, ул. Бутырская, д. 41/47, ООО «ИД Скимен».

Вы можете приобрести книгу и подписаться на журнал «Схемотехника» непосредственно в редакции по адресу: г. Москва, ул. Бутырская, д. 41/47 (метро Савеловская) и на специализированных выставках.

ЗОЛОТОЙ ШАР®

электронные компоненты

ПРОГРАММА ПОСТАВОК

Микроконтроллеры
Микропроцессоры
Память
Транзисторы
Индуктивности
Тиристоры
Оптоэлектроника
Микроусилители
Силовые приборы
Конденсаторы
Источники питания
Трансформаторы
Резисторы
Фильтры
Материалы
Разъемы

"Золотой шар" представляет
своих лучших поставщиков –
"Samtec"



ШИРОКИЙ ВЫБОР
СОЕДИНИТЕЛЕЙ
ОТ

samtec

ВЫСОКОСКОРОСТНЫЕ

шаг (0.5, 0.8, 0.635) мм, до 300 контактов, до 10 ГГц

ВЫСОКОЙ ПЛОТНОСТИ

шаг (1, 1.27) мм, до 500 контактов

МИКРО

шаг (0.5, 1) мм, до 240 контактов

МОЩНЫЕ

ток до 23 а, комбинированные питание+сигнал

Условия поставки

- со склада
- под заказ (до четырех недель)

Условия оплаты

- предоплата
- товарный кредит

Получение продукции

- в центральном офисе
- в офисах представительства
- почтой, экспресс-курьером.

Головной офис

Москва, Тверская, д. 10. стр.3
для писем - 125319,
Москва, а/я 594
тел.: (095) 2340110 (8 линий)
факс: (095) 9563346
<http://www.zolshar.ru>
E-mail: sales@zolshar.ru

Представительства:

город	телефон факс
Киев	(044) 229 7740, 228 3269
Минск	(375-172) 78 0914
Санкт-Петербург	(812) 325 7544, 117 6862, 110 43 66
Новосибирск	(3832) 46 2473, 27 6380
Екатеринбург	(343) 212 2314, 212 1810, 212 1331
Ижевск	(3412) 42 52 41, 42 54 72

Автомобильный усилитель звуковой частоты 2×22 Вт на микросхеме TA8210AH/AL

Предлагаемый набор «Мастер Кит» NM2044 позволит собрать автомобильный усилитель ЗЧ, обладающий минимальным коэффициентом нелинейных искажений и низким уровнем собственных шумов. Основное его назначение — установка в автомагнитоле вместо штатного усилителя ЗЧ для повышения выходной мощности или проведения мероприятий на открытом воздухе с использованием аккумуляторной батареи автомобиля в качестве основного источника питания. Благодаря использованию мостовой схемы включения усилитель развивает мощность до 22 Вт на нагрузке 4 Ом в каждом из двух каналов. Устройство обладает малыми габаритами, широким диапазоном питающих напряжений и сопротивлений нагрузки.

Внешний вид печатной платы со смонтированным усилителем показан на рис. 1, принципиальная схема — на рис. 2, перечень элементов приведен в табл. 1.



Рис. 1

Таблица 1

Позиция	Наименование	Кол.
C1, C2	4,7 мкФ/25 В	2
C3, C7	47 мкФ/25 В	2
C4	220 мкФ/25 В	1
C5, C6	1000 пФ	2
C8, C10—C12	0,1 мкФ	4
C9	2200 мкФ/25 В	1
DA1	TA8210AH/AL	1
HL1	светодиод Ø3 мм	1
R1	2 кОм	1
R2—R5	2,2 Ом	4
—	разъем ED500V-2×5	5
—	разъем PLD-80	1

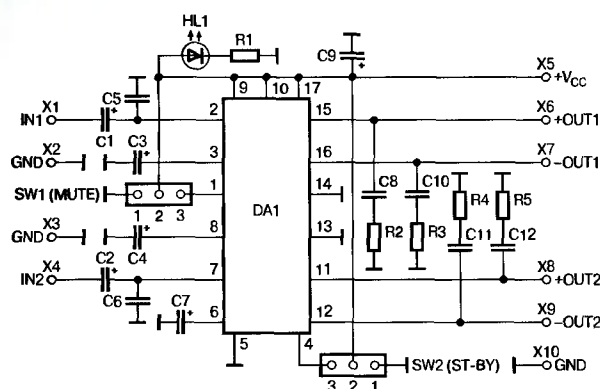


Рис. 2

УЗЧ класса Hi-Fi выполнен на микросхеме TA8210AH/AL (DA1). Этот УЗЧ работает в режиме класса В и устанавливается в автомобильных аудиоустройствах для получения высококачественного музыкального сигнала средней мощности. Микросхема содержит два идентичных мостовых усилителя мощностью до 22 Вт на канал при нагрузке 4 Ом.

Технические характеристики усилителя

Напряжение питания, В 6...18
типичное 14,4
Пиковое значение выходного тока, А 9
Ток в режиме покоя, мА 120
Долговременная выходная мощность (Uп = 14,4 В, Rн = 4 Ом, K_Г = 10 %, F = 1 кГц), Вт 22



Коэффициент гармоник (Uп = 13,2 В, Rн = 4 Ом, Rвых = 1 Вт, F = 1 кГц), % 0,04
Коэффициент усиления по напряжению, дБ 50
Входное сопротивление, кОм 30
Диапазон воспроизводимых частот, Гц 20...20000
Размеры печатной платы, мм 65×27

Переключатель SW1 предназначен для управления режимом MUTE (2-3→ON; 1-2→OFF), а SW2 — режимом STAND-BY (2-3→ON; 1-2→OFF).

Особое внимание следует обратить на подключение микросхемы к источнику питания, поскольку она выходит из строя при превышении напряжением уровня 18 В. Переполюсовка источника напряжения питания также приводит к выходу ИМС из строя (U_{обр} = 6 В макс.).

Конструктивно усилитель выполнен на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита с размерами 65×27 мм (рис. 3 и 4). Конструкция предполагает установку платы в корпус, для этого в ней по краям выполнены монтажные отверстия под винты 2,5 мм.

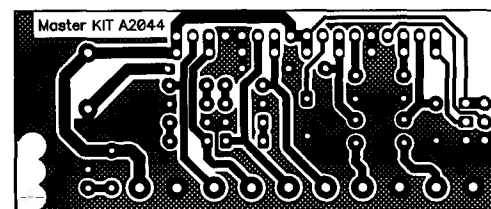


Рис. 3

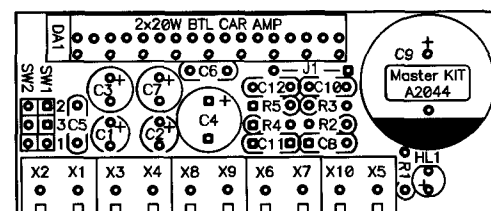


Рис. 4

Honeywell



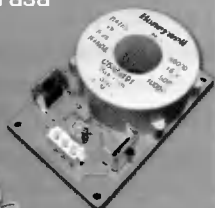
www.platan.ru

ПЛАТАН

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

ДАТЧИКИ ДЛЯ ИНДУСТРИАЛЬНЫХ ПРИМЕНЕНИЙ

- Датчики давления
- Датчики температуры
- Датчики перемещения
- Датчики влажности
- Датчики уровня жидкости
- Датчики тока
- Датчики магнитного поля
- Датчики расхода газа
- Датчики усилия



ЛУЧШИЕ ЦЕНЫ!

MAXIM DALLAS

EPCOS

TEC

MITSUBISHI ELECTRIC

BOURNS

PHILIPS

ANALOG DEVICES

muRata

VISHAY

CRYDOM

AMP

DATA VISION

Kingbright

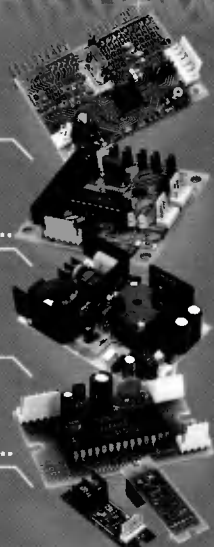


Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2 Почта: 121351, Москва, в/я 100
Тел./факс: (095) 73-75-999 E-mail: platan@ehs.ru

АВЕРОН®

ЭЛЕКТРОННЫЕ МОДУЛИ ДЛЯ РАЗРАБОТКИ И ПРОИЗВОДСТВА

- МИКРОКОНТРОЛЛЕРЫ И ПРОГРАММАТОРЫ
 - модули MICROCHIP (DIP, SOIC, TQFP)
 - программаторы-отладчики MICROCHIP ...
- ИНТЕРФЕЙСЫ ОБМЕНА ДАННЫМИ
 - интерфейсы CAN/LIN/USB
 - радиointерфейс AMn, 433 МГц ...
- ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ
 - одноканальные AC/DC до 50/100 Вт
 - сетевые фильтры ...
- ДРАЙВЕРЫ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ
 - электронные ключи AC
 - драйвер вентиляционного двигателя ...
- ДАТЧИКИ И ИЗМЕРИТЕЛИ
 - ускорения и положения
 - температуры и влажности ...



620102, ЕКАТЕРИНБУРГ
ул. ЧКАЛОВА, 3
ТЕЛ./ФАКС: (343) 223-70-38
HTTP://WWW.AVERON.RU
E-MAIL: ICAVERON.RU

ARGUSSOFT

ЗАО «АГУССОФТ Компани»
ДЕПАРТАМЕНТ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

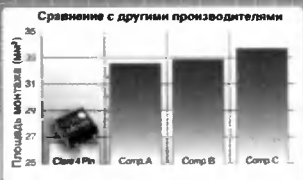
http://components.argussoft.ru



Твердотельные оптореле

- Минимальные размеры
- Бездребезговое переключение
- Малое энергопотребление
- Устойчивость к магнитным излучениям
- Низкая стоимость

Наименование	Корпус	Типовая габ.	Напряж. комм. V(гнп.)	Ток комм. (мА)	Сопр. откр. дин.дл. (Ом/мс)	Время вкл./выкл. (мс)
Одинарные нормально-разомкнутые						
CPC1008N	4PIN SOP	1HP (только 1х1)	100	300	4	3/1
CPC1008N	4PIN SOP	1HP	100	150	8	2/0,5
CPC1016N	4PIN SOP	1HP	100	100	16	2/0,5
CPC1017N	4PIN SOP	1HP	60	150	16	10/10
CPC1018N New	4PIN SOP	1HP	60	600	0,8	2/1
CPC1025N New	4PIN SOP	1HP	400	120	30	2/1
CPC1035N	4PIN SOP	1HP	350	100	35	2/1
Одинарные нормально-замкнутые						
CPC1130N	4PIN SOP	1H3	350	120	30	2/2
CPC1135N	4PIN SOP	1H3	350	120	35	2/2
CPC1150N	4PIN SOP	1H3	350	100	50	1/2
CPC1231N	4PIN SOP	1H3	350	120	30	2/2



Москва
Тел: (095) 217 2487, 217 2519
Факс: (095) 216 6642
components@argussoft.ru

Санкт-Петербург
Тел.: (812) 567 1867
Факс: (812) 567 1849
spb@argussoft.ru

Екатеринбург
Тел.: (343) 378 3242
Факс: (343) 378 3241
ural@argussoft.ru

Новосибирск
Тел.: (3832) 27 1155
Факс: (3832) 22 4031
nsk@argussoft.ru

CLARE
An IXYS Company



125315 г. Москва
ул.Балтийская д.15
офис 536

ПОСТАВКИ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

KEYSTONE

точные электронные соединительные компоненты и оборудование, установочные элементы.

керамические, встроенные полимерные датчики давления и др.

metallux AG

GÜNTHER

твердотельные реле, высоковольтные реле, датчики движения, герконы и др.

герметичные свинцово-кислотные аккумуляторы серии CYCLON

EnerSys

EGE®

точные электронные соединительные компоненты и оборудование, установочные элементы.

все типы светодиодов, световые, цифровые и графические индикаторы, фотосенсоры, панели подсветки и др.



тел./факс (095) 974-2013
a-mail:sales@frs-c.ru www.frs-c.ru

Для удобства подключения питающего напряжения, источника сигнала и нагрузки на плате предусмотрены посадочные места под штыревые контакты или клеммные винтовые зажимы.

Микросхему усилителя необходимо установить на теплоотвод площадью не менее 600 см² (в набор не входит). Вместо него можно использовать металлический корпус или шасси устройства, в которое производится установка УЗЧ. В этом случае микросхему на корпус необходимо установить через электроизоляционную прокладку. При монтаже рекомендуется использовать теплопроводную пасту КТП-8 для повышения надежности работы ИМС.

Юрий Садиков,
г. Москва

Чтобы сэкономить время и избавить вас от рутинной работы по поиску необходимых компонентов и изготовлению печатных плат, "Мастер КИТ" предлагает набор NM2044. Набор состоит из печатной платы, всех необходимых компонентов и инструкции по сборке и эксплуатации.

Более подробно ознакомиться с ассортиментом нашей продукции можно с помощью каталога "Мастер КИТ" и на сайте www.masterkit.ru, где представлено много полезной информации по электронным наборам и модулям «Мастер КИТ», приведены адреса магазинов, где их можно купить.

На сайте работает конференция и электронная подписка на рассылку новостей. В разделе "КИТы в журналах" предложены радиотехнические статьи для специалистов и радиолюбителей.

Наш ассортимент постоянно расширяется и дополняется новинками, созданными с использованием новейших достижений современной электроники.

Наборы "Мастер КИТ" и журналы "Схемотехника" можно купить в магазинах радиодеталей вашего города.

АДРЕСА НЕКОТОРЫХ МАГАЗИНОВ, В КОТОРЫХ МОЖНО ПРИОБРЕСТИ ПРОДУКЦИЮ МАСТЕР КИТ И ЖУРНАЛЫ "СХЕМОТЕХНИКА"

РОССИЯ

Москва

«МиТраКон», e-mail mtk@mitracon.ru, www.mitracon.ru
3-й Павловский пер, д 14/18, стр 1 Тел (095) 237-10-95, 237-11-29
Факс 959-96-32
Проезд до ст м «Серпуховская», «Павловская», далее 10 мин пешком
«Чип и Дип», e-mail sales@chipindustry.ru, <http://www.chipindustry.ru>
ул Беговая, д 2,
ул Гиляровского, д 39,
ул Земляной Вал, д 34,
ул Космонавта Волкова, д 10 (гарантийная мастерская), тел 159-50-66
Тел единой справочной розн 780-95-09, опт 780-95-00, факс 671-31-45
«Царицыно», радиорынок, место 126
Проезд до ст метро «Царицыно», далее пешком 5 мин. Время работы 9 00—16 00 без выходных
«На Можайке», радиорынок, пав 14/22
Проезд до ст м «Киевская» или «Молодежная», далее бесплатным экспрессом до магазина «Три кита» Время работы 9 00—18 00 Выходной день понедельник
«Посылторг», наборы по почте наложенным платежом,
e-mail post@solon.ru, <http://www.solon.ru>
111401, г Москва, а/я 1 Тел (095) 304-72-31
«Радиолюбитель», ул 2-я Владимирская, д 3, в помещении 123 о/с
Тел (095) 305-69-11, e-mail radiohobby@dessey.ru Вторник—пятница 10 00—18 00, суббота 10 00—17 00 Выходные воскресенье и понедельник
Как добраться 10 12 мин от ст метро «Перово» (выход из последнего вагона от центра), или автобусом 612 в сторону шоссе Энтузиастов (вторая остановка)
С-Петербург. «Мега-Электроника», e-mail info@megachip.ru,
www.icshop.ru — магазин электронных компонентов on-line
ул Большая Пушкарская, д 41 Тел (812) 327-32-71,
факс (812) 325-44-09
Барнаул. «Поток», e-mail escor_radio@mail.ru
ул Титова, д 18, 2-ой этаж Тел (3852) 33-48-96, 36-09-61
Владивосток. «Электромаркет», e-mail elektr@eastnet.fedras.ru, www.elektr.fedras.ru
Партизанский проспект, д 20, к 314 Тел (4232) 40-60-03,
факс 26-17-27
Волгоград. «ChipSet», e-mail chipset@interdacom.ru
ул Петроградская, д 3 Тел (8442) 43-13-30
Екатеринбург. «Мегатрон», e-mail 3271@mail.ur.ru
ул Малышева, д 90 Тел (3432) 56-48-36
Мурманск. «Радиоклуб», e-mail rclub137@aspol.ru
ул Папанина, д 5 Тел (8152) 45-62-91
Набережные Челны. «Радиоплавка», «Радиотехника», «Электроника» сеть магазинов,
e-mail nafikof@radel.kazan.ru
Тел единой справочной (8552) 42-75-04, 42-02-95
Новокузнецк. «Дельта», e-mail vic@nvkz.kuzbass.net, <http://www.delta-n.ru>
ул Воровского, д 13 Тел (3843) 74-59-49

Новосибирск. «Радиотехника», e-mail wolna@online.sinor.ru

ул Ленина д 48 Тел/факс (3832) 54-10-23

Новосибирск. «Радиодетали», e-mail wolna@online.sinor.ru

ул Геодзическая, д 17 Тел/факс (3832) 54-10-23

Норильск. «Радиомаркет», e-mail alex.minus@norcom.ru

ул Мира, д 1 Тел/факс (3919) 48-12-04

Ставрополь. «Радиотовары» e-mail stavtvt@mail.ru

ул Доваторцев, д 4а Тел (8652) 35-68-24

Ставрополь. «Телезапчасти», e-mail koketka@koketka.stavropol.net
пер Чернышевского, д 3 Тел (8652) 24-13-12, факс (8652) 24-23-15

Тольятти. «Радиодетали», e-mail alexasa1@infopac.ru

ул Революционная, д 52 Тел (8482) 37-49-18

Тольятти. «Электронные компоненты», e-mail impulse@infopac.ru

ул Дзержинского, д 70 Тел (8482) 32-91-19

Тула. «Радиомаркет», e-mail radiom@tula.net

Красноармейский проспект, д 7, офис 112 Тел (0872) 20-01-93

Тюмень. «Саша», e-mail vissa@sisbel.ru

ул Тульская, д 11 Тел/факс (3452) 32-20-04

Уфа. «Электроника», e-mail bas@diaspro.com

пр Октября, д 108 Тел (3472) 33-10-29, 33-11-39

Хабаровск. «ТВ Сервис», e-mail tvservice@pop.redcom.ru

ул Шаронова, д 75, оф 13 Тел (4212) 30-43-89

БЕЛАРУСЬ

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

Брест ОДО «Лебедь»

ул Гоголя, д 82 Тел 26-31-06

Гомель. «DAEWOO»

ул Интернациональная, д 10, Тел 8-(029)-651-39-17

Мозырь. УП «Гала»

ул Я Коласа, д 21 Тел 8-(023-51)-2-64-74

УКРАИНА

Киев. «Инициатива», e-mail ic@mgk-yaroslav.com.ua Тел (044) 234-02-50, 235-21-58, факс (044) 235-04-91, ул Ярослав Вал, 28, помещение сервисного центра «SAMSUNG», рынок «Радиолюбитель» (ул Ушинского, 4), торговые места № 43, 44

«Имрад», e-mail masterkit@tex.kiev.ua

ул Дегтяревская, д 62, 5-й этаж, офис 67 Тел/факс (044) 495-21-09, 495-21-10

рынок «Радиолюбитель» (ул Ушинского, 4), торговые места № 45, 46, 47

«НикС», e-mail chip@nics.kiev.ua, <http://www.nics.kiev.ua>

ул Флоранции, 1/11, 1 этаж, 24 Тел (044) 516-47-71, 290-46-51,

рынок «Радиолюбитель» (ул Ушинского, 4), торговые места № 108, 109

Одесса. «Радиодетали и наборы Мастер КИТ»

Радиорынок, место № 10, по воскресеньям с 8 00 до 14 00

Датчик излучения СВЧ в охранной сигнализации

Возможности сотовой телефонии оценил и преступный мир, потому в охранной системе не будет лишним датчик, способный зарегистрировать работу сотового телефона.

Принципиальная схема датчика приведена на рис. 1.

Основа датчика — широкополосный усилитель СВЧ, собранный на транзисторах VT1, VT2. На вход усилителя сигнал подается с антенны СВЧ, усиленный сигнал поступает на амплитудный детектор VD1R7C4. Если амплитуда выходного сигнала превысит некоторое пороговое значение, нормально закрытый транзистор VT3 откроется и сигнал лог. 1 поступит на вход одновибратора на элементах DD1.1, DD1.2. Даже очень короткий импульс одновибратор преобразует в импульс длительностью $\Delta T \approx 0,7R11C7 = 15...20$ мс, пригодный для передачи по любой линии

связи (DD1.3 имеет малое выходное сопротивление).

Элементы DD1.4—DD1.6, VT5, BA1 составляют блок звукового контроля. Он предназначен для оценки чувствительности датчика и особенностей фоновой излучения СВЧ на месте проведения работ. На элементах VD4, R15, VT4 выполнен стабилизатор напряжения.

Печатную плату изготавливают из двусторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. На одной ее стороне (рис. 2, а) формируют фрагмент антенны и располагают входной каскад усилителя СВЧ, на другой (рис. 2, б) — выходной его каскад. Такое расположение оказалось вполне достаточным для

устойчивой работы усилителя без каких-либо дополнительных экранировок.

Постоянные резисторы — МЛТ-0,125, подстроечный резистор R6 — СПЗ-386. Конденсатор C1 — керамический КД-1, C2—C4 — керамические для поверхностного монтажа, C5—C8 — малогабаритные КМ-6 или подобные, C9 — любой оксидный подходящих размеров.

Антенной датчика может служить любая антенна СВЧ, имеющая один активный вибратор. Например, на рис. 3, а приведен чертеж антенны четвертьволновой квадрат, на рис. 3, б — чертеж полуволнового вибратора на частоту 900 МГц.

Чувствительность датчика приблизится к максимальной, если падение напряжения на резисторе R3 компенсирует напряжение смещения на р-п-переходах диода VD1 и транзистора VT3. Это нетрудно сделать, изменяя режим транзистора VT2 по постоянному току.

В устройство могут быть внесены изменения. Динамическую головку

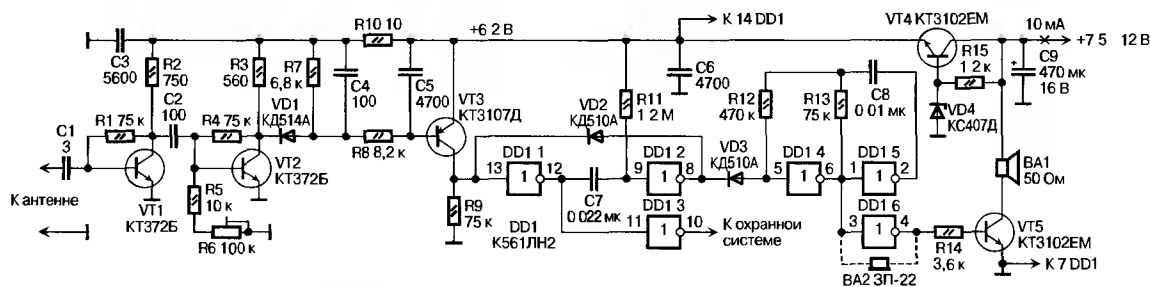
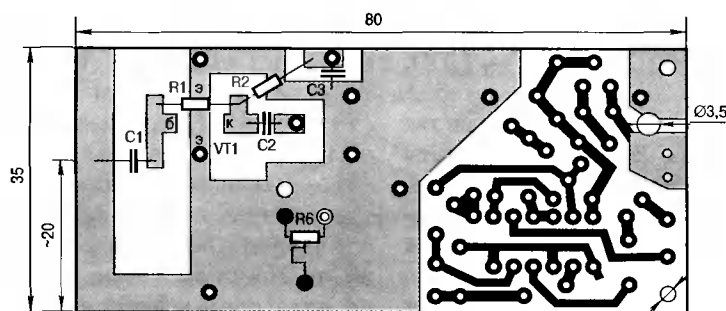
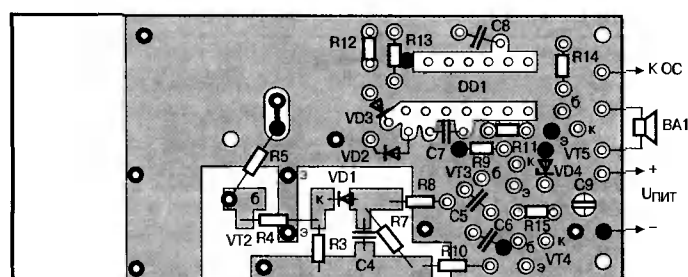


Рис. 1



а)



б)

Рис. 2

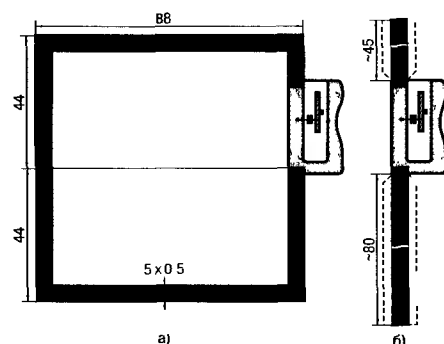


Рис. 3

с ее довольно громкими щелчками (чтобы были слышны на периферии контролируемой зоны) можно заменить менее громким, но экономичным пьезоизлучателем, который включают как BA2 (рис. 1). Другим может быть и стабилизатор напряжения. При необходимости усиление высокочастотного тракта можно повысить, включив последовательно с резистором R3 дроссель индуктивностью 0,1...0,2 мкГн.

Датчик устанавливают в режим нужной чувствительности резистором R6, контролируя напряжение на выходе DD1.3 вольтметром или светодиодным индикатором. Это напряжение должно быть близким к нулю.

Реальную чувствительность датчика выясняют экспериментально, включая и выключая сотовый телефон в разных точках охраняемого помещения (включение и выключение сопровождается выдачей в эфир нескольких СВЧ импульсов, которые и озвучиваются датчиком).

Датчик с антенной, изображенной на рис. 3, а, обнаруживал работу сотового телефона, работающего на частоте 800 МГц на расстоянии 6...7 м и более, практически в любой точке квартиры. О его широкополосности можно судить по тому, что с не меньшим успехом он фиксировал выход в эфир портативной радиостанции мощностью 100 мВт, работающей

на частоте 430 МГц, и реагировал на излучение СВЧ печи (2450 МГц) на расстоянии 0,5...1 м.

Настроив датчик, рекомендуется понаблюдать за СВЧ фоном. Время от времени возникающие одиночные СВЧ импульсы или короткие их последовательности (СВЧ излучение искрящего контакта, импульсы радиолокатора и т. п.) охранная система должна игнорировать. Сигнал «Работает мобильник» формируется ею лишь при появлении на выходе DD1.3 плотных пачек импульсов (десятки в секунду). На работу СВЧ радиостанции реакция будет другой — на выходе элемента микросхемы DD1.3 возникнет напряжение около +6,2 В.

Если наводки СВЧ окажутся очень интенсивными, выделить на их фоне работу сотового телефона простыми средствами, возможно, не удастся. Но высокая фоновая СВЧ активность достойна внимания и сама по себе.

Обнаружив ее, следует обратиться в ближайшую санитарную станцию для проверки помещения. Может быть, это помещение окажется непригодным для жилья.

Настроив датчик, звуковой контроль, конечно, отключают. Но и тогда его энергопотребление (до 0,12 Вт) остается достаточно большим. Такую аппаратуру относят, как правило, к охранной технике второй очереди, которая автоматически включается по показаниям микромощных датчиков непрерывного контроля.

Конечно, датчик может использоваться и в качестве самостоятельного прибора — индикатора фоновых СВЧ полей, обнаружителя подслушивающих и подглядывающих «жучков», имеющих СВЧ канал связи и т. п.

Юрий Виноградов,
г. Москва

Зарядное устройство для аккумуляторных батарей малой емкости

В этой статье пойдет рассказ о том, как при помощи компьютера и его источника питания заряжать малогабаритные аккумуляторы.

Если в вашем компьютере установлено универсальное съемное устройство для накопителей (Mobile rack), то вы получаете возможность не вскрывая корпус компьютера не только оперативно подключать и отключать к нему различные устройства записи/чтения, но также сможете использовать его во время работы в качестве источника питания для зарядки аккумуляторов.

Блоки питания современных компьютеров по шине +12 В способны непрерывно отдавать ток в нагрузку 8...12 А и более. При обычной работе домашнего или офисного компьютера ток потребления по цепи +12 В не превышает 4...6 А (вентиляторы, жесткие диски и приводы для чтения/записи компакт-дисков и т. п.). Принимая во внимание этот факт, было решено изготовить несложное зарядное устройство, которое в любой момент можно было бы подключить к мощному импульсному источнику питания компьютера, используя для этого имеющийся съемный контейнер для накопителей, который

обычно большую часть времени не используется.

Универсальные съемные устройства серий VP-7010LS3F, VP-7020LS3F поддерживают большинство накопителей размером 2,5" и 3,5" — HDD, ZIP, MO, LS120, стримеры с кассетами TR-4 Tape и другие устройства чтения/записи. Внутри переносного контейнера имеется стандартный четырехконтактный разъем, к которому подведены напряжения питания +5 В и +12 В. Это дает возможность использовать такой контейнер как удобный адаптер для подключения к компьютеру различных маломощных

устройств. На рис. 1 приведена схема несложного блока для зарядки аккумуляторных батарей на номинальное напряжение 4,8 В (четыре элемента по 1,2 В) емкостью 0,45...1,2 А·ч.

Устройство адаптировано для установки в контейнер Mobile rack, но может эксплуатироваться совместно не только с компьютерным блоком питания, но и с любым другим стабилизированным, имеющим на выходе напряжение постоянного тока 11...13 В при токе нагрузки 1 А.

Устройство состоит из двух функционально законченных узлов — зарядного узла (VT1, VT2) и узла сигнализации окончания зарядки (VT3—VT7). Напряжение питания на узлы зарядного блока поступает через самовосстанавливающийся предохранитель FU1. Зарядка аккумулятора производится не постоянным током, а подачей на него стабильного напряжения через ограничительное сопротивление, при этом ток в первом при-

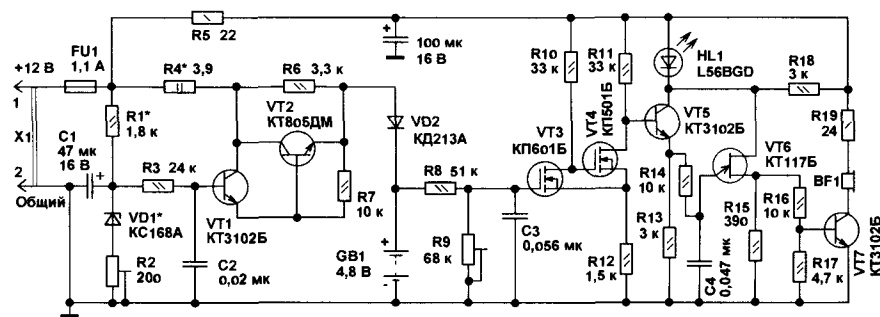


Рис. 1

ближении уменьшается во времени по экспоненте. В начале зарядки ток максимален, а по мере зарядки аккумуляторов и роста напряжения на контактах батареи зарядный ток уменьшается. Максимальный ток, который будет в начале процесса зарядки, зависит от выходного напряжения параметрического стабилизатора, выполненного на элементах R1—R4, R6, R7, VD1, VD2, VT1, VT2 и остаточного напряжения разряженной батареи (около 4 В).

Его максимальная величина ограничивается сопротивлением резистора R4 и внутренним сопротивлением заряжаемой батареи. Для настройки этого узла вместо батареи GB1 подключают резистор сопротивлением 2 кОм. Нужное выходное напряжение устанавливается подбором стабилитрона VD1 (грубо) и регулировкой резистора R2 (точно). Если устройство предназначено для зарядки батареи, состоящей из четырех никель-кадмиевых аккумуляторов, то напряжение надо установить в диапазоне 5,4...5,6 В (1,35...1,4 В на элемент). Таким образом, исключается перезарядка аккумуляторов, так как рост напряжения на заряжаемой батарее ограничен выходным напряжением стабилизатора. Если устройство будет использоваться для зарядки батарей аккумуляторов разных типов, или меньшей, чем 0,45 А·ч емкости, то последовательно с резистором R4 необходимо включить переменный проволочный резистор сопротивлением 47...100 Ом мощностью 5 Вт, с помощью которого можно будет оперативно задать максимально допустимый начальный зарядный ток для конкретного типа аккумулятора.

Резистор R6 предназначен для того, чтобы продолжить зарядку батареи небольшим током (около 2 мА) после того, как напряжения на выходе стабилизатора и заряжаемой батареи сравняются. Это позволит избежать возможной недозарядки батареи, например, из-за ее старения и/или температурной нестабильности параметров элементов стабилизатора. Диод VD2 предотвращает разрядку батареи при выключении компьютера в случае, если зарядный блок с установленной аккумуляторной батареей своевременно не будет отключен от источника энергии.

Узел сигнализации окончания зарядки работает следующим образом. Когда напряжение на батарее

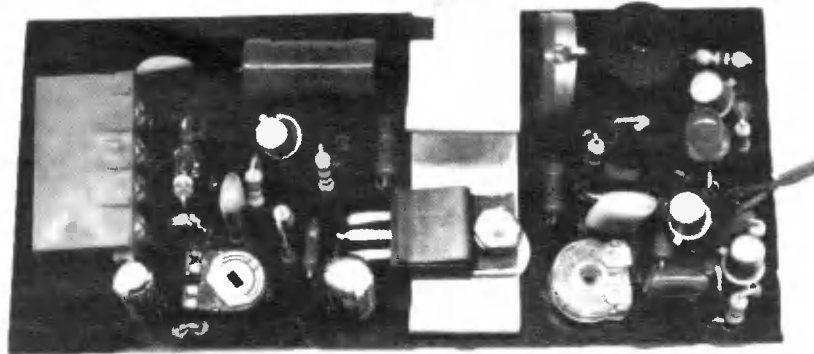


Рис. 2

GB1 достигнет заданного уровня, на выходе триггера Шмитта, выполненного на полевых транзисторах VT3, VT4, низкий уровень напряжения сменится на высокий, транзистор VT5 откроется, светодиод HL1 начнет вспыхивать. В такт его вспышкам будет изменяться звуковой сигнал генератора, выполненного на однопереходном транзисторе VT6. На транзисторе VT7 выполнен ключевой усилитель звукового сигнала. Если будет использован звукоизлучатель BF1 с относительно большой индуктивностью, например, малогабаритная динамическая головка или капсюль от телефонного аппарата, то его необходимо будет зашунтировать диодом. Если, вы сочтете необходимым отказаться от звукового сигнала окончания зарядки, то элементы R14—R19, C4, VT6, VT7, BF1 исключите, а сопротивление резистора R13 уменьшите до 470 Ом. В таком случае, чтобы своевременно узнать об окончании зарядки аккумуляторов, светодиод HL1 потребует вынести на переднюю панель съемного контейнера. Поскольку на последнем этапе зарядки аккумуляторов они заряжаются током, значительно меньшим 10 % от емкости батарей, то даже если вы забудете о ней на несколько дней, она не будет испорчена.

На рис. 2 приведена фотография монтажа зарядного блока, а на рис. 3 показано, как в съемном переносном контейнере размещаются зарядный блок и пластмассовый футляр на четыре аккумулятора типоразмера AA. Наличие в использованном автором съемном устройстве типа VP-7010LS3F-66/100 трех вентиляторов позволяет поддерживать в контейнере температуру, близкую к комнатной, что делает необязательным применение термокомпенсирующих узлов.

Транзистор KT805ДМ можно заменить на любой в пластмассовом

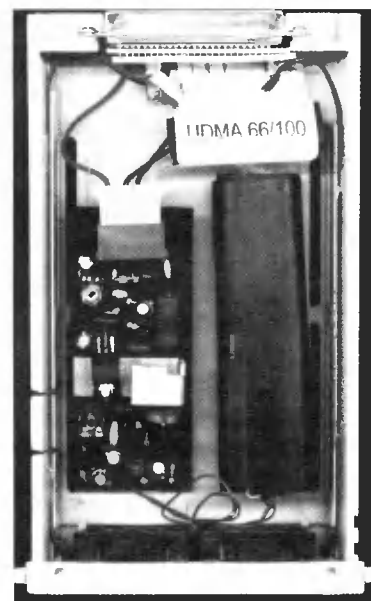


Рис. 3

корпусе из серий KT805, KT819, KT817, его необходимо установить на дюралюминиевую теплоотводящую пластину размерами 70×14×2 мм. Транзисторы KT3102Б можно заменить на любые из серий KT3102, KT645, SS8050. Транзистор KT117 с любым буквенным индексом из этой серии. Вместо полевых транзисторов КП501Б можно применить КП501А, КП501В, ZVN2120. Вместо диода КД213А подойдет любой из серий КД213, КД226. Установив стабилитрон VD1 на другое напряжение стабилизации, можно настроить блок на зарядку аккумуляторных батарей с номинальным напряжением 2,4...7,2 В. Для сигнализации окончания зарядки батарей, состоящих из двух или трех элементов, нужно уменьшить сопротивление резистора R8 или исключить его, а R9 подключить параллельно заряжаемой батарее, его подвижный контакт подключить к выводу затвора VT3.

Андрей Бутов,
с. Курба Ярославской обл.

ПОДПИСКА — 2005

Журнал «СХЕМОТЕХНИКА»

www.dian.ru

Через каталог Агентства «Роспечать» (красный) — индекс 80724 (для РФ), 82177 (стран Балтии и СНГ).

Через Объединенный каталог «Пресса России» (зеленый) — индекс 41733.

Жители Украины могут подписаться через каталог агентства KSS (044-212-0050, 464-0220) — индекс 10540.

Жители Латвии могут подписаться через каталог агентства PKS (371-7320148).

Журнал «КОМПОНЕНТЫ и ТЕХНОЛОГИИ»

www.compitech.ru

Через каталог Агентства «Роспечать» (красный) — индекс 80743.

Через Объединенный каталог «Пресса России» (зеленый) — индекс 41734.

Жители Украины могут подписаться через каталог агентства KSS (044-212-0050, 464-0220) — индекс 10358.

Жители Латвии могут подписаться через каталог агентства PKS (371-7320148).

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

Условия подписки через редакцию:

Комплект журнала «Схемотехника» № 1—12 за 2005 г. (стоимость доставки включена) — 528 руб. (РФ)	Комплект журнала «Компоненты и Технологии» № 1—9 за 2005 г. (стоимость доставки включена) — 1080 руб.
Комплект журнала «Схемотехника» № 1—12 за 2004 г. (стоимость доставки включена) — 504 руб. (РФ)	Комплект журнала «Компоненты и Технологии» № 1—9 за 2004 г. (стоимость доставки включена) — 900 руб. (РФ)
Комплект журнала «Схемотехника» № 4—7, 10—12 за 2003 г. (стоимость доставки включена) — 475 руб. 20 коп. (РФ)	Вы можете выписать отдельные номера журнала «Компоненты и Технологии» за 2000—2004 г. (стоимость доставки включена) — 100 руб. О наличии номеров узнавайте в редакции по тел. (095) 777-1215, e-mail: podpiska@dian.ru
Вы можете выписать отдельные номера журнала «Схемотехника» за 2001—2004 г. (стоимость доставки включена) — 42 руб. О наличии номеров узнавайте в редакции по тел. (095) 777-1215, e-mail: podpiska@dian.ru	

- перечислите деньги на наш расчетный счет через Сбербанк по квитанции, либо через почтовое отделение почтовым переводом;
- отправьте квитанцию об оплате (или копию) и свой точный почтовый адрес (индекс обязательно) в редакцию по почтовому адресу: 127015, Москва, ул. Бутырская, д. 41/47, ООО «ИД Скимен», отдел подписки или по факсу (095) 777-1215, e-mail: podpiska@dian.ru.
- вы можете также подписаться на журнал непосредственно в редакции по адресу: г. Москва, ул. Бутырская, д. 41/47 (метро «Савеловская», во дворе д. 17, вход с торца здания) и на специализированных выставках.

НАШИ РЕКВИЗИТЫ:

ООО «ИД СКИМЕН» ИНН 7731195492 КПП 773101001

Р/с 40702810200000005646 в ОАО КБ «Национальный космический банк» г. Москва

К/с 30101810900000000278 БИК 044579278 ОКОНХ 84500, ОКПО 52744508

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

Информация о подписчике:

Название организации _____ Ф.И.О. _____

ИНН _____ КПП _____ (для организаций)

Почтовый адрес, индекс _____

Телефон/Факс _____ E-mail _____

Подписка на журнал _____ № _____ за 200 _____ год