

Схемотехника

№ 12 декабрь 2001

И. О. Главного редактора
Павел Асташкевич

Редакционная коллегия

Александр Фрунзе
Виктор Йовчик
Юлия Асташкевич
Павел Правосудов

Верстка и дизайн

Алина Венкова
Дарья Дуброва
Виктория Листова
Владимир Шкредов (обложка)

Отдел распространения

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

Адрес редакции

121351, Москва, ул. Ивана
Франко, д. 40, к. 1, стр. 2
Т./ф. (095) 737-9279,
768-9456

E-mail: editor@dian.ru
www.dian.ru

Издатель, учредитель
ООО «ИД Скимен»

Отпечатано с оригинал-макета
в типографии «СЗПД»
Тираж 4000 экз.
Заказ № 01.759

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

Редакция не несет
ответственности за информацию,
приведенную в рекламных
материалах

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

Цена свободная

Содержание

Автоматика

Контроллеры технологических клавиатур 2

Измерительная техника

Программируемый генератор высокочастотных колебаний 7

Простой термометр на основе резистивного термодатчика 12

Источники питания

Блок питания для наладки аналого-цифровых устройств 14

Устойчивость импульсных стабилизаторов напряжения 16

Основы схемотехники

Управление тринисторами и симисторами 21

Микроконтроллеры? Это же просто! 26

Просто и доступно

Имитаторы работы охранных устройств 31

Частотомер из... китайского приемника 32

Простой металлодетектор 33

Новости науки и техники

Магическая сила серебряной воды 34

Системы безопасности

Электронный замок с ключами iButton 35

Связь и сетевые технологии

Синхронизация передачи данных: способы кодирования 40

Схемотехника универсальных технологических контроллеров:
таймеры реального времени и память 44

Софт

Создание аналоговых PSPICE-моделей радиоэлементов.
Создание компонентов на основе макромоделей 50

Цифровая техника

Встроенный логический анализатор —
инструмент разработчика встроенных систем 53
Универсальный кабель
для внутрисхемного программирования 56

Электроника в быту

Сенсорный регулятор освещения 59

Справочный листок

Операционные усилители серий КР1446 И КФ1446 61

Контроллеры технологических клавиатур

Настоящая статья знакомит читателей с принципами построения контроллеров технологических клавиатур, применяемых в системах малой автоматизации и промышленных установках. Рассматриваются особенности проектирования технологической клавиатуры, приведены две принципиальные схемы и фрагменты программ контроллеров.

Особенности технологических клавиатур

Технологические клавиатуры, используемые в системах малой автоматизации и промышленном оборудовании, являются устройствами ввода информации в различные микроконтроллерные или

микропроцессорные системы (МКС). Как правило, они обеспечивают выдачу информации в виде параллельного кода для увеличения скорости обмена и снижения аппаратных затрат в МКС, где имеющиеся последовательные интерфейсы резервируются для связи с другим оборудованием

(например, с командно-информационными сетями). В тоже время, некоторые технологические клавиатуры могут иметь еще один или несколько дополнительных последовательных интерфейсов (RS-232C, RS-485, SPI), а также элементы расширенной индикации (например, интерфейс жидкокристаллического индикатора — LCD). Достаточно часто технологические клавиатуры оснащаются звуковой сигнализацией нажатия клавиш и переключения режимов.

По сравнению с клавиатурами персональных компьютеров (ПК), технологические имеют, как правило, меньшее количество клавиш, причем расположение их вовсе не обязательно совпадает со стандартным (как у клавиатуры ПК).

Кроме того, технологические клавиатуры обычно имеют специфическое конструктивное исполнение: более прочный (часто герметизированный) металлический корпус, более надежные контактные группы с большим и жестким ходом для исключения случайных нажатий, нестандартный размер клавиш, защитная пленка над клавишами и т. п.

Простой контроллер технологической клавиатуры

Принципиальная схема простого контроллера технологической клавиатуры приведена на рис.1. Она позволяет сканировать клавиатурную матрицу с форматом 8×9 (8×10) клавиш, то есть до 72 (80) клавиш. Клавиатура имеет звуковую индикацию нажатий, светодиодную индикацию нажатий «PRESS» и регистров «CAP» и «RUS», схему начальной инициализации микроконтроллера и защиты от зависаний, параллельный интерфейс выдачи кодов с квитированием обмена.

Приведенная принципиальная схема простого контроллера технологической клавиатуры содержит следующие элементы: собственно микроконтроллер D2 (AT89C2051), дешифратор кода опроса D4 (CD4028A, возможна замена на K561ИД1), мультиплексор D1 (74HC251, возможна замена на K1555КП15), регистр выходных данных D5 (74HC573, возможна замена на KP580ИР82 или K555ИР22 с соответствующим подключением выводов) и супервизор питания D3 (TL7705).

Принцип работы контроллера достаточно прост. При включении пи-

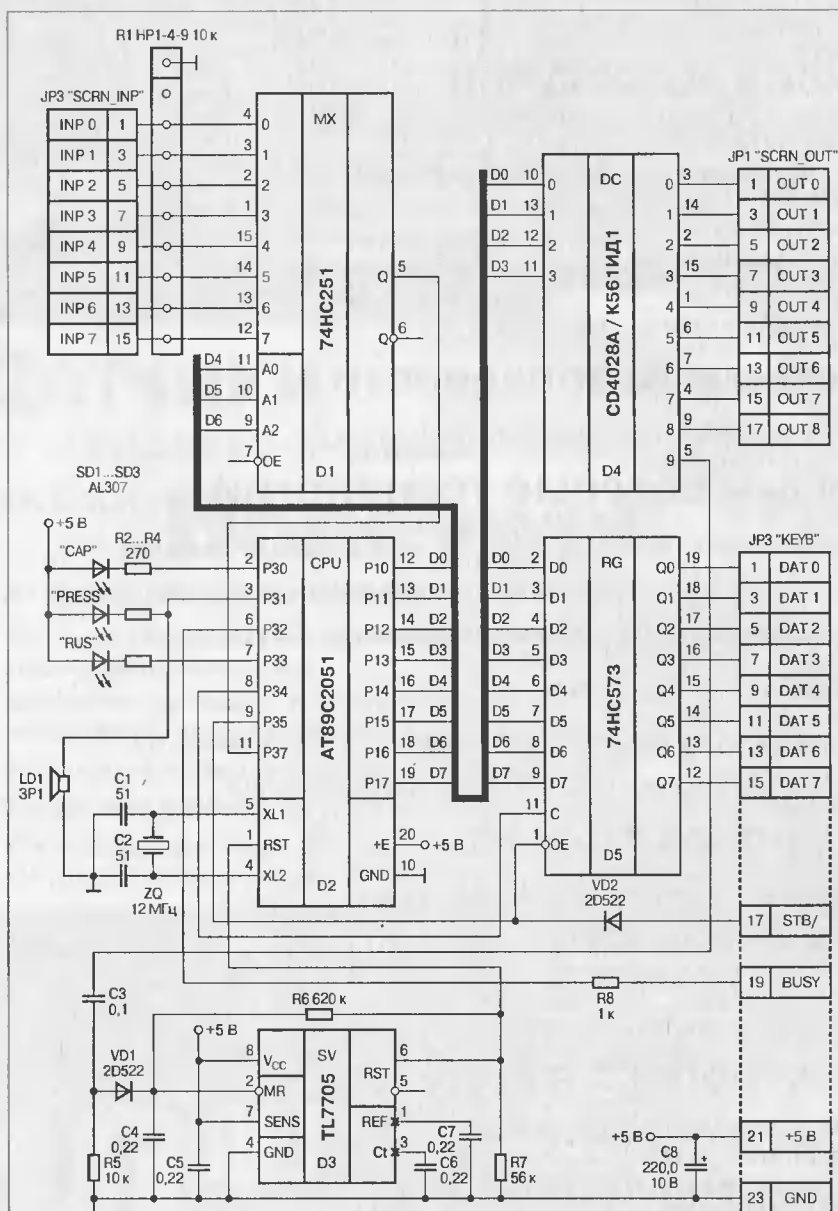


Рис.1. Принципиальная схема простого контроллера технологической клавиатуры

тания супервизор D3 формирует сигнал сброса микроконтроллера RST (положительный импульс). В результате микроконтроллер D2 проходит этап начальной инициализации, после чего начинает выставлять на своих выходных линиях P10 — P13 коды опроса для дешифратора D4. Последний преобразует входной код в единичный потенциал на соответствующем выходе, который поступает на клавиатурную матрицу кнопок. Далее микроконтроллер D2 выставляет соответствующие коды на линиях P14 — P16 и опрашивает свою входную линию P37. Если на пересечении линии кода опроса, находящейся под единичным потенциалом, и входной линии мультиплексора D1 была нажата кнопка, то она замыкает выходную единичную линию дешифратора D4 на соответствующую входную линию мультиплексора D1. В результате на выходе мультиплексора D1 также появится единичный потенциал, который поступит на вход P37 микроконтроллера D2. Получив сигнал о нажатии соответствующей кнопки (единичный потенциал на линии P37), микроконтроллер анализирует состояние переменных CAP и RUS, и в зависимости от их значений выставляет в порт P0 соответствующий выходной код, записывая его в выходной регистр D5 подачей короткого положительного импульса на линию P34. После этого он формирует звуковой сигнал, подаваемый на излучатель LD1 (ЗП1-3), и световой (в виде серии импульсов на линии P31), подаваемый на светодиод «PRESS». Переменные CAP и RUS изменяют свое состояние после нажатия соответствующих клавиш. Их состояние индицируется одноименными светодиодами, подключенными к линиям P30 и P33. Как и в стандартных клавиатурах переменная, CAP соответствует набору маленьких или больших символов, переменная RUS — набору русских или латинских.

После каждого цикла опроса всех клавиш микроконтроллер выдает соответствующий код на линии P10 — P13 для формирования на выходе 9 (вывод 05) дешифратора D4 положительного импульса перезапуска схемы защиты от зависаний. Импульс проходит через RC-цепочку (C3 и R5) и диод VD1, подзаряжая конденсатор C4. В случае зависания контроллера импульсы на эту цепочку не поступают, в результате чего конденсатор C4 разряжается, что приводит к формированию супервизором D3 сигнала сброса RST и восстановлению работы микроконтроллера.

После записи в регистр D5 кода, соответствующего нажатой клавише, микроконтроллер периодически опрашивает линию P32 занятости BUSY. Когда на этой линии появляется нулевой потенциал, соответствующий готовности МКС к приему кода, микроконтроллер выставляет нуль на линии P35, открывая регистр D5, и через диод VD2 стробирует входные цепи МКС. Последняя после завершения чтения кода устанавливает сигнал занятости BUSY (P34) в единичное состояние. Со своей стороны, клавиатурный контроллер, завершив обмен, продолжает сканирование клавиатурной матрицы кнопок, ожидая очередного нажатия.

Рабочая программа простого технологического контроллера клавиатуры

Ниже приводится полный текст рабочей программы для простого технологического контроллера. Необходимые пояснения даны в комментариях к тексту программы.

```

/*****
/* KEYB01.C ver. 1.04 */
/* Keyboard Controller AT89C2051 */
*****/

#include <.\include\io51.h>
#define FALSE 0
#define TRUE 1
#define byte unsigned char

/**** Определения битов ****/
/* Управление светодиодом CAP */
#define CAPS P3.0
/* Управление светодиодом PRESS
и звукоизлучающей головкой */
#define PRESS P3.1
/* Входная линия сигнала
занятости от МКС */
#define BUSY P3.2
/* Управление светодиодом RUS */
#define RUS P3.3
/* Строб записи в регистр D5 */
#define C P3.4
/* Строб вывода информации в МКС */
#define OE P3.5
/* Выходной сигнал мультиплексора */
#define DB P3.7

/* Определения переменных */

/* Регистр состояния CAP */
byte RC;
/* Регистр состояния RUS */
byte RR;
/* Предыдущий выданный символ */
byte LAST;

/* Подпрограмма перезапуска цепочки
WDT супервизора питания D3 */
void WDI (void)
{
    P1=0xA0;
    P1=0xFF;
}

/* Подпрограмма временной задержки */
/* ~ (10+7*Delay) mKS */
void Time (char Delay)
{
    while (Delay)
    {
        WDI ();
        Delay=Delay-1;
    }
}

/* Подпрограмма временной задержки */
/* ~ 22 mS */
void MS22 (void)
{
    Time (760);
}

/* Подпрограмма временной задержки */
/* ~ 250 mKS */
void MS025 (void)
{
    Time (70);
}

/* Подпрограмма временной задержки */

```

```

/* ~ Step*100 mS */
void Delay (char Step)
{
    byte i,j;

    for (i=0; i<Step; i++)
    {
        j=101;
        while (j-->0) /* 100 mS */
            Time (160);
    }
}

/* Подпрограмма записи кода символа
в регистр D5, звуковой и светодиодной
индикации PRESS */

void WriteByte (void)
{
    byte j=200;

    C=1;
    MS025 ();
    C=0;
    while (j-->0)
    {
        PRESS=0;
        MS025 ();
        PRESS=1;
        MS025 ();
    }
}

/* Подпрограмма сканирования матрицы клавиатуры.
Младший полубайт P1 поступает на дешифратор D4
и управляет строками матрицы.
Старший полубайт P1 поступает на мультиплексор D1
и снимает информацию со столбцов. */
byte ScanKeys (void)
{
    WDI ();

    P1=0x75; if (DB!=0) {RC=1; CAPS=0;} /* CAP */
    P1=0x76; if (DB!=0) {RC=0; CAPS=1;} /* SMALL */
    P1=0x66; if (DB!=0) {RR=1; RUS=0;} /* RUS */
    P1=0x68; if (DB!=0) {RR=0; RUS=1;} /* LAT */

    /* Control Keys */
    P1=0x70; if (DB!=0) return 0x12; /* ESC */
    P1=0x60; if (DB!=0) return 0x18; /* F1 */
    P1=0x50; if (DB!=0) return 0x19; /* F2 */
    P1=0x40; if (DB!=0) return 0x1A; /* F3 */
    P1=0x30; if (DB!=0) return 0x1B; /* F4 */
    P1=0x00; if (DB!=0) return 0x1C; /* F5 */
    P1=0x10; if (DB!=0) return 0x17; /* START */
    P1=0x20; if (DB!=0) return 0x1F; /* BS */
    P1=0x24; if (DB!=0) return 0x1D; /* |||| */
    P1=0x28; if (DB!=0) return 0x0D; /* ENTER */
    P1=0x72; if (DB!=0) return 0x1E; /* TAB */
    P1=0x73; if (DB!=0) return 0x01; /* MOD */
    P1=0x65; if (DB!=0) return 0x0B; /* DEL */
    P1=0x56; if (DB!=0) return 0x0C; /* INS */
    P1=0x38; if (DB!=0) return 0x15; /* UP */
    P1=0x58; if (DB!=0) return 0x16; /* DN */
    P1=0x48; if (DB!=0) return 0x13; /* LEFT */
    P1=0x78; if (DB!=0) return 0x14; /* RIGHT */
    P1=0x67; if (DB!=0) return 0x20; /* SPACE */

    WDI ();

    /* Numeric keys */
    P1=0x71; if (DB!=0)

```

```

    {if (RC) return 0x5C; else return 0x2A;} /* \ */
    P1=0x61; if (DB!=0)
    {if (RC) return 0x28; else return 0x31;} /* / */
    P1=0x52; if (DB!=0)
    {if (RC) return 0x29; else return 0x32;} /* 2 */
    P1=0x51; if (DB!=0)
    {if (RC) return 0x2D; else return 0x33;} /* -/3 */
    P1=0x42; if (DB!=0)
    {if (RC) return 0x2F; else return 0x34;} /* 4 */
    P1=0x41; if (DB!=0)
    {if (RC) return 0x22; else return 0x35;} /* 5 */
    P1=0x32; if (DB!=0)
    {if (RC) return 0x3A; else return 0x36;} /* :/6 */
    P1=0x31; if (DB!=0)
    {if (RC) return 0x2C; else return 0x37;} /* 7 */
    P1=0x02; if (DB!=0)
    {if (RC) return 0x2E; else return 0x38;} /* 8 */
    P1=0x01; if (DB!=0)
    {if (RC) return 0x2D; else return 0x39;} /* 9 */
    P1=0x12; if (DB!=0)
    {if (RC) return 0x3F; else return 0x30;} /* 0 */
    P1=0x11; if (DB!=0)
    {if (RC) return 0x25; else return 0x2B;} /* %/+ */
    P1=0x22; if (DB!=0)
    {if (RC) return 0x21; else return 0x3D;} /* != */
    P1=0x21; if (DB!=0)
    {if (RC) return 0x3B; else return 0x23;} /* :/# */

    /* Alpha Row 1 */
    P1=0x62; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x6A; else return 0x51;} /* Q/Й */
    P1=0x63; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x63; else return 0x57;} /* W/Ц */
    P1=0x53; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x75; else return 0x45;} /* E/У */
    P1=0x43; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x6B; else return 0x52;} /* R/К */
    P1=0x44; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x65; else return 0x54;} /* T/Е */
    P1=0x33; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x6E; else return 0x59;} /* Y/Н */
    P1=0x34; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x67; else return 0x55;} /* U/Г */
    P1=0x03; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x7B; else return 0x49;} /* I/Ш */
    P1=0x04; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x7D; else return 0x4F;} /* O/Щ */
    P1=0x13; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x7A; else return 0x50;} /* P/З */
    P1=0x14; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x68; else return 0x5B;} /* [X */
    P1=0x23; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x5F; else return 0x5D;} /* ]/Ь */

    WDI ();

    /* Alpha Row 2 */
    P1=0x74; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x66; else return 0x41;} /* A/Ф */
    P1=0x64; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x79; else return 0x53;} /* S/Ы */
    P1=0x55; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x77; else return 0x44;} /* D/В */
    P1=0x45; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x61; else return 0x46;} /* F/A */
    P1=0x35; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x70; else return 0x47;} /* G/П */
    P1=0x05; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x72; else return 0x48;} /* H/P */
    P1=0x06; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x6F; else return 0x4A;} /* J/O */
    P1=0x15; if (DB!=0)
    {if (RR) return 0x6C; else return 0x4B;} /* K/Л */

```

```

P1=0x16; if (DB!=0)
{if (RR) return 0x64; else return 0x4C;} /* L/D */
P1=0x25; if (DB!=0)
{if (RR) return 0x76; else return 0x26;} /* &/Ж */
P1=0x26; if (DB!=0)
{if (RR) return 0x7C; else return 0x27;} /* 'Э */

/* Alpha Row 3 */
P1=0x57; if (DB!=0)
{if (RR) return 0x71; else return 0x5A;} /* Z/Я */
P1=0x47; if (DB!=0)
{if (RR) return 0x7E; else return 0x58;} /* X/Ч */
P1=0x46; if (DB!=0)
{if (RR) return 0x73; else return 0x43;} /* C/C */
P1=0x37; if (DB!=0)
{if (RR) return 0x6D; else return 0x56;} /* V/M */
P1=0x36; if (DB!=0)
{if (RR) return 0x69; else return 0x42;} /* B/И */
P1=0x07; if (DB!=0)
{if (RR) return 0x74; else return 0x4E;} /* N/T */
P1=0x08; if (DB!=0)
{if (RR) return 0x78; else return 0x4D;} /* M/Б */
P1=0x17; if (DB!=0)
{if (RR) return 0x62; else return 0x3E;} /* >/Б */
P1=0x18; if (DB!=0)
{if (RR) return 0x60; else return 0x3C;} /* </Ю */
P1=0x27; if (DB!=0)
{if (RR) return 0x40; else return 0x40;} /* |/N*/
return 0;
}

/* Основная функция программы */
void main (void)
{
byte i, j, ch;

C=0;
i=10;
/* Мигание PRESS и звук при
инициализации микроконтроллера */
while (i)
{
WriteByte (i);
MS22 (i);
i=i-1;
}
RC=0;

/* Начальное состояние */
CAPS=1; /* SMALL */
RR=1;
RUS=0; /* RUS */

/* Главный рабочий цикл */
while (1)
{
/* Сканировать матрицу */
ch = ScanKeys ();

/* Если было нажатие клавиши */
if (ch!=0)
{
/* Записать символ в регистр D5 */
P1=ch;

WriteByte (i);
/* Проверять готовность МКС
до 256 раз,
если МКС готов — код символа передать,
иначе проигнорировать */
for (j=0; j<256; j++)
{
if (BUSY==0)

```

```

OE=0;
MS22(i);
OE=1;
break;
}
WDI ();
}
/* Если повтор кода, задержать
время выдачи */
if (LAST==ch)
Time (120);
else
Delay (3);
LAST=ch;
)
}
/* Конец программы */

```

Приведенная программа достаточно проста. Она легко модифицируется под любую матрицу клавиатуры, поэтому в данной статье клавиатурная матрица не приводится. Для этого достаточно расположить клавиши в клавиатуре требуемым образом, соединить их выходными линиями дешифратора D4 (т. е. строками) так, чтобы на каждой выходной линии было не более восьми клавиш. Затем клавиши различных строк объединить в группы не более чем по восемь. Каждую группу соединить с отдельным входом мультиплексора D1. Зная номер строки и столбца, легко получить код клавиши и модифицировать функцию ScanKeys приведенной выше программы. Если девяти строк, используемых в приведенных схеме и программе, не хватает для организации требуемой клавиатурной матрицы, можно использовать вывод десятого кода (05) дешифратора D4 для организации еще одной строки. Если и это не поможет, необходимо дешифратор D4 (4 в 10) заменить на дешифратор 4 в 16.

Сложный контроллер технологической клавиатуры

В некоторых случаях в системах малой автоматизации требуется применение более сложных контроллеров технологических клавиатур. В них помимо функций, реализованных в приведенной выше схеме простого контроллера, добавляются один или несколько последовательных интерфейсов, а также «интеллектуальный» (со встроенным контроллером) символьный жидкокристаллический индикатор. Естественно, у такого контроллера и более сложная программа, которая, кроме выполнения функции сканирования, осуществляет накопление введенных символов во внутреннем ОЗУ микроконтроллера, их индикацию в виде одной или нескольких строк, развитое редактирование с помощью функциональных клавиш и передачу после нажатия определенных клавиш на параллельный или последовательный интерфейс. На рис. 2 приведен один из вариантов принципиальной схемы подобного сложного контроллера.

Схема содержит собственно микроконтроллер D1 (AT89C51/52), супервизор питания D2 (TL7705), выходной регистр данных D3 (74HC573), интерфейс RS-232C D4 (MAX202/232). Порт P0 микроконтроллера используется как порт данных для записи в выходной регистр, выходы которого и сигналы управления обменом выведены на штырьковый разъем JP4, в жидкокристаллический ин-

дикатор, подключенный к JP5, а также на строки клавиатурной матрицы (разъем JP3). Выходы столбцов матрицы поступают на порт P1 микроконтроллера. Принцип сканирования клавиатурной матрицы в данном случае аналогичен вышеописанно-

му. В параллельный интерфейс введен дополнительный сигнал ACKNLG, который сообщает МКС, что в буфере обмена клавиатуры есть данные.

Приведенные принципиальные схемы и программа к одной из них

являются хорошей основой для самостоятельной разработки самых разнообразных контроллеров для технологических клавиатур.

Олег Николаичук,
onic@ch.moldpac.md

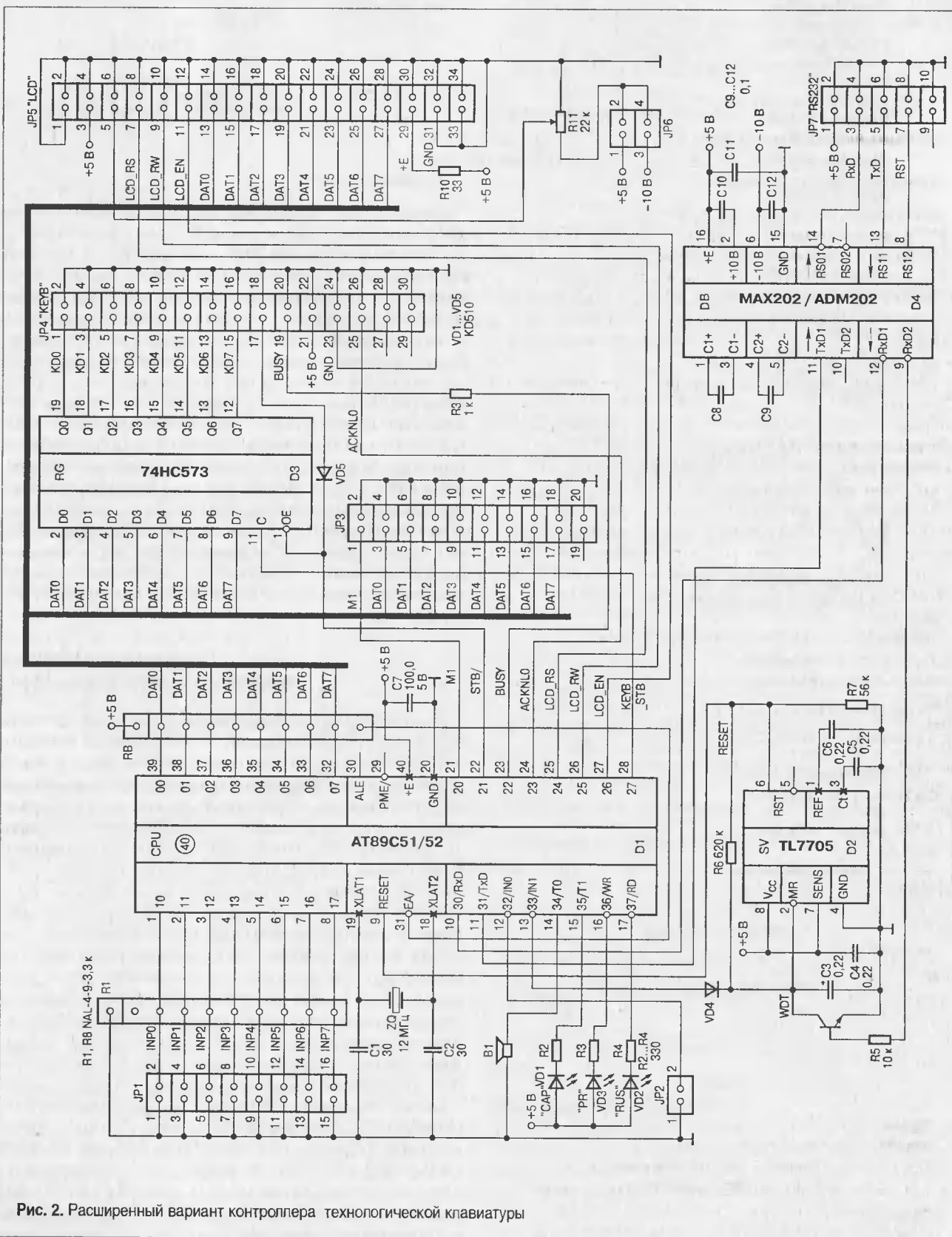


Рис. 2. Расширенный вариант контроллера технологической клавиатуры

Программируемый генератор высокочастотных колебаний

При разработке и наладке радиоэлектронных устройств зачастую бывает необходимо применение перестраиваемого ВЧ-генератора. Современная элементная база позволяет создавать генераторы с программируемой частотой с небольшим объемом аппаратных затрат. В таких генераторах целесообразно использовать синтезаторы частоты, которые обеспечивают выработку ВЧ-сигнала в широком диапазоне частот на основе системы автоматического регулирования. Настоящая статья знакомит читателя с одним из таких синтезаторов частоты и рассматривает вариант реализации программируемого генератора на его основе.

Принципиальная схема рассматриваемого программируемого генератора ВЧ колебаний представлена на рис. 1.

Схема содержит следующие элементы:

- синтезатор частоты TSA6060;
- генератор, управляемый напряжением (ГУН);
- фильтр нижних частот (ФНЧ);
- микроконтроллер AT90S2313;
- супервизор питания MCP100-450;
- блок оптической развязки.

Микросхема TSA6060 [1] фирмы Philips Semiconductors предназначена для построения цифровых синтезаторов с системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ),

работающих в АМ-FM-диапазонах. Она имеет в своем составе все элементы, необходимые для построения синтезатора частоты с ФАПЧ, за исключением ГУН и ФНЧ. В состав микросхемы входят: генератор и делитель образцовой частоты, делитель входной частоты с программируемым коэффициентом деления (17 бит), цифровой фазовый детектор, двухуровневый усилитель тока и контроллер обмена информацией с внешним устройством по протоколу I²C. Структурная схема и маркировка прибора показаны на рис. 2.

Запись информации в микросхему осуществляется по двум линиям SDA

и SCL — шина I²C (подробное описание протокола I²C можно найти в литературе [2, 3]). Для программирования используется один адресный и четыре конфигурационных байта. Адресный байт содержит адрес устройства и бит AS (рис. 3). При совпадении этого бита с логическим уровнем на соответствующем выводе микросхемы обеспечивается запись в нее конфигурационной информации. На схеме (рис. 1) вывод AS подключен к земле. К одной I²C-шине могут быть подключены два синтезатора, независимых друг от друга. В этом случае второй синтезатор подключается к той же I²C-шине, а на его вывод AS необходимо подать логическую единицу.

Микросхема TSA6060 может быть запрограммирована частично при необходимости обновления только части информации (например, АВ+DB0+DB1). В любом случае передача должна быть закончена «стоповым условием».

В синтезаторе частоты осуществляется сравнение фаз с помощью фазового детектора образцовой частоты с частотой на выходе программируемого делителя, полученной в результате деления частоты ГУН.

Когда петля ФАПЧ находится в режиме захвата, то есть когда разность фаз на входе фазового детектора меньше предельно допустимого значения, выход усилителя тока находится в высокоимпедансном состоянии, а на выходе детектора захвата петли (INLCK) присутствует уровень лог. 1. Когда петля находится вне режима захвата, то есть когда фазовым детектором замечена разность фаз между входными сигналами, усилитель тока посылает импульсы коррекции петлевому фильтру (ФНЧ). Для FM-диапазона фильтр выполнен на элементах C8C13R10, для АМ — на элементах C9C12R9. Длительность импульсов пропорциональна разности фаз. В зависимости от того, какой из поступающих на фазовый детектор сигналов является опережающим, выход усилителя тока переключается либо в режим поглощения, либо в режим источника тока, заряжая или разряжая тем самым конденсаторы в петлевом фильтре до напряжения, необходимого для перевода петли ФАПЧ в режим захвата. Вне режима фазового синхронизма на выходе INLCK присутствует уровень лог. 0 (рис. 4).

Таблица 1. Основные технические характеристики

Номинальное напряжение питания V_{CC1} , В	4,5–5,5
Номинальное напряжение питания V_{CC2} , В	$ V_{CC1}+1 -12$
Потребляемый ток I_{CC1} , мА, не более	15
Потребляемый ток I_{CC2} , мА, не более	1,5
Входная частота A_M , МГц	0,5–30
Входная частота F_M , МГц	30–200
Шаг сетки $f_{\text{сдв}}$, кГц	1; 10; 25; 50
Входное напряжение A_M , мВ	30–500
Входное напряжение F_M , мВ	20–300

Таблица 2. Определение входной частоты синтезатора

Бит X	Входная частота fI	Вход
0	$[S2 \times 20 + S3 \times 21 + \dots + S15 \times 213 + S16 \times 214] \times f_{\text{сдв}}$	АМ
1	$[S0 \times 20 + S1 \times 21 + \dots + S15 \times 215 + S16 \times 216] \times f_{\text{сдв}}$	FM

Примечание. Для АМ минимальный коэффициент деления составляет $2^6=64$, для FM — $2^8=256$.

При Z = 0 микросхема должна работать с кварцевым резонатором на 4 МГц, при Z = 1 — на 8 МГц. Бит BS управляет режимом одноименного выхода микросхемы (данный выход с открытым коллектором), при BS = 0 выход переводится в третье состояние, а при BS = 1 — в режим поглощения тока.

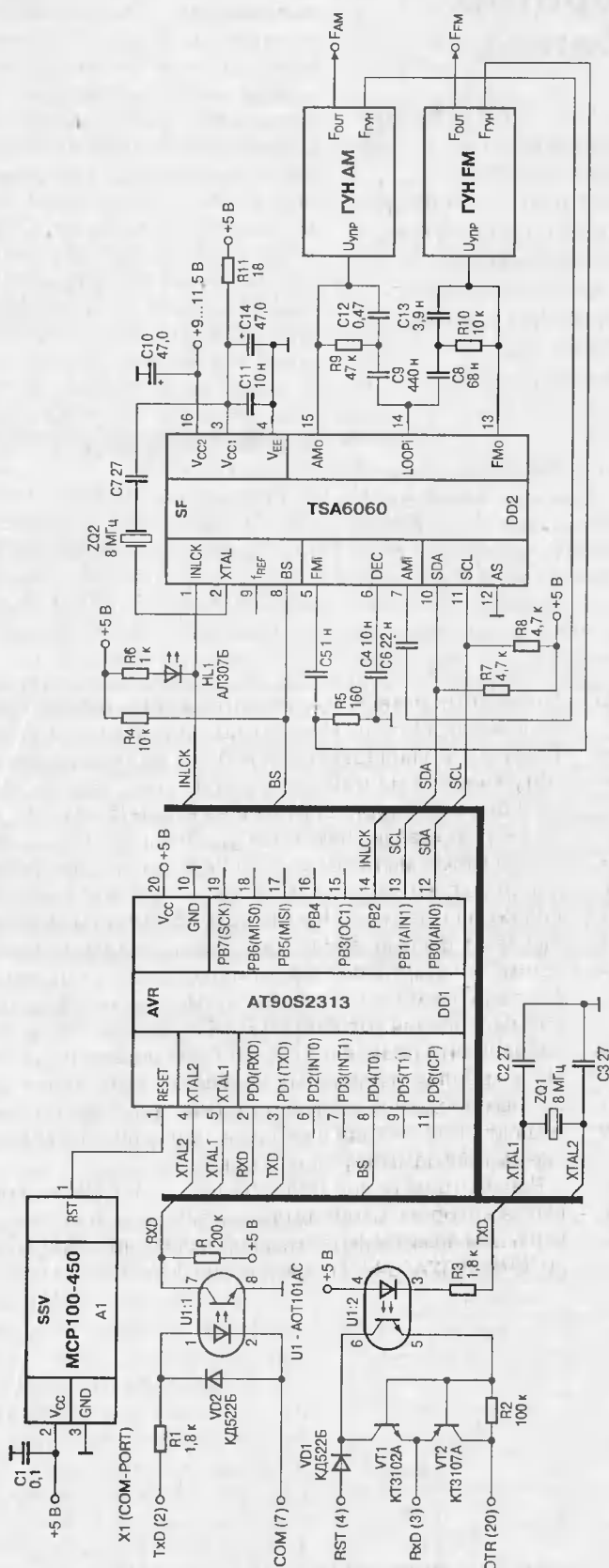


Рис. 1. Принципиальная схема программируемого генератора ВЧ колебаний

Если бит CP (бит управления усилителем тока) установлен в 1, то на выходе усилителя формиру-

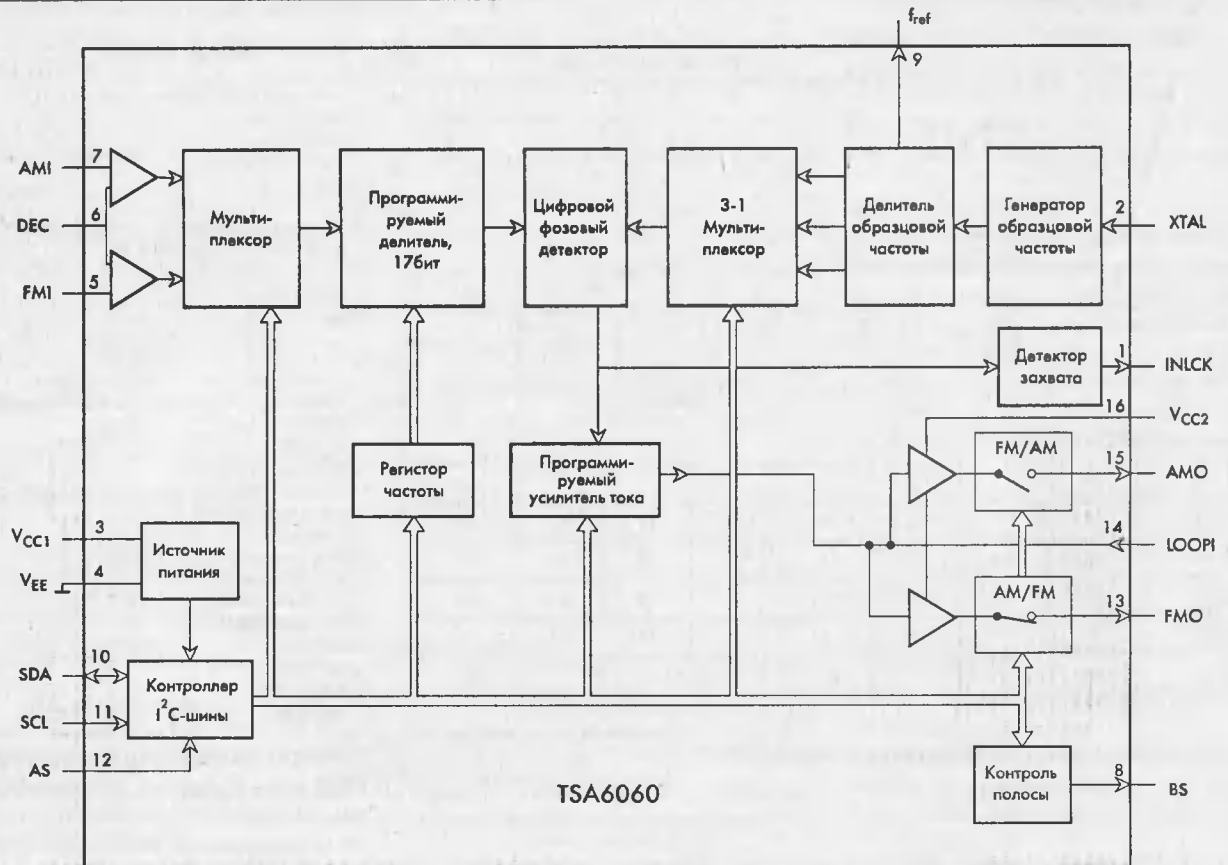
ется ток около 500 мкА, который обеспечивает высокую скорость настройки. В противном случае

(при CP=0), ток составляет 25 мкА, при этом обеспечивается более высокая точность настройки.

На рис. 5 показана схема одного из вариантов ГУН, который представляет собой составную часть генератора качающейся частоты, перекрывающего диапазон частот 0,5–45 МГц. Диод, соединенный с затвором полевого транзистора, служит для регулировки амплитуды. Катушка L1 диаметром 10 мм содержит пять витков провода диаметром 1 мм. Отвод делается от полутора витков, считая от массы. При регулировке катушки сердечником можно получить частоты от 50 до 100 МГц. Питание и управляющее напряжение подводятся с использованием блокировочных конденсаторов емкостью 10 нФ.

В описываемом генераторе используется микроконтроллер AT90S2313 [4], который реализует функции связи с персональным компьютером (ПК) по интерфейсу RS-232 и записи конфигурационной информации в синтезатор по I²C-шине. При помощи ПК пользователь на основе описанных выше данных формирует конфигурационные байты, которые передаются в микроконтроллер, а затем — в синтезатор. Интерфейс программы для ПК приведен на рис. 6. Программа проста в использовании и в описании не нуждается. Необходимо только отметить, что связь с микроконтроллером осуществляется на стандартной скорости 9600 бит/с. Программу можно найти в Интернете по адресу: http://www.dian.ru/sh_soft.html

Связь генератора с компьютером обеспечивается через оптопары U1 (рис.1), обеспечивающие гальваническую развязку цепей компьютера и генератора, что позволяет повысить помехоустойчивость и надежность системы. Прием данных производится с коллектора оптрона U1.1. Для передачи информации используется оптрон U1.2, при этом на выводах последовательного порта компьютера RTS и DTR программно выставляются соответственно положительный и отрицательный уровни, которые являются питающими напряжениями для транзисторов VT1 и VT2. Вместо оптронов и транзисторов можно использовать, например, преобразователи уровней для интерфейса RS-232C — микросхемы ADM232A, MAX232A и др. При



Назначение выводов микросхемы:

- INCLK (1) — выход детектора захвата петли ФАПЧ;
 XTAL (2) — вход для подключения кварцевого резонатора (4 или 8 МГц);
 VCC1 (3) — вход для подключения первого источника питания (для питания цифровой части синтезатора);
 VEE (4) — земля;
 FMI (5) — частотный вход для подключения ГУН FM-диапазона;
 DEC (6) — развязка предварительного делителя;
 AMI (7) — частотный вход для подключения ГУН AM-диапазона;
 BS (8) — выход контроля переключения диапазона;
 f_{ref} (9) — выход частоты 40 кГц;
 SDA (10) — вход последовательных данных I²C-шины;
 SCL (11) — вход синхронизации I²C-шины;
 AS (12) — вход выбора микросхемы;
 FMO (13) — FM-выход для подключения внешнего фильтра;
 LOOP (14) — вход для настройки выходного усилителя напряжения;
 AMO (15) — AM-выход для подключения внешнего фильтра;
 VCC2 (16) — вход для подключения второго источника питания (для питания аналоговой части синтезатора).

Рис. 2. Структурная схема TSA6060

этом гальваническая развязка не обеспечивается.

Применение супервизора в данном устройстве исключает неверное декодирование и выборку команд в микроконтроллере при плавном понижении напряжения питания, путем остановки работы процессора подачей сигнала сброса. Для супервизора MCP100-450 фирмы Microchip пороговым значением переключения является 4,25 В.

Ниже приведена программа для микроконтроллера, которая написана на языке Basic для AVR микро-

контроллеров (BASCOM-AVR
 Version 1.11a фирмы MCS
 Electronics, адрес в интернете:
<http://www.mcselec.com>).

```

'-----
'Синтезатор — Tsa 6060
'-----

$crystal = 8000000
'частота кварца ZQ1
$baud = 9600
'скорость обмена

Declare Sub Write_TSA

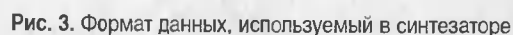
```

Dim Ab As Byte
 'адресный байт

Dim Db(4) As Byte
 'байты данных
 Dim S As Byte
 Print «Tsa 6060 ver 1, 1»
 'начальное сообщение

Loop:
 S = «1»
 Inputbin S
 'получить команду от ПК

'отослать ПК текущие значения AB и DB()
 If S = «f» Then
 Printbin Ab
 Printbin Db()
 End If



Описанный выше генератор можно легко модифицировать таким образом, что необходимость в использовании ПК отпадет. В этом случае, вместо ПК и блока оптронной развязки можно использовать клавиатурную матрицу (например, 4x4) и модуль ЖКИ. При применении модуля ЖКИ с последовательным вводом информации замена микроконтроллера на другой, с большим числом линий ввода/вывода, не понадобится.

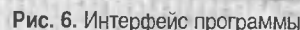


Таблица 3. Выбор шага частотной сетки

Бит R1	Бит R2	Образцовая частота, кГц
0	0	1
0	1	10
1	0	25
1	1	50

Таблица 4. Управление выходным ключом

Бит Y	Ключ	
	FM/AM	AM/FM
1	закрыт	открыт
0	открыт	закрыт

Таблица 5. Тестовый режим

Бит			Функция
T3	T2	T1	
0	X	0	Нормальный режим работы
1	0	1	Усилитель тока в режиме источника тока
0	1	1	Усилитель тока в режиме поглощения тока
1	1	1	Выход усилителя тока в третьем состоянии
0	0	1	Усилитель тока в режиме поглощения и источника тока
1	1	X	На выходе BS – частота с делителя
1	0	X	На выходе BS – образцовая частота

Устройство можно использовать не только для генерирования ВЧ-сигналов, но и в качестве предварительного делителя для измерения частот. Для этого, вместо сигнала с ГУНа на вход синтезатора подается измеряемая частота. Синтезатор переводится в тестовый режим, при котором на выходе BS присутствует частота, поделенная на установленный микроконтроллером коэффициент деления. Эту частоту можно измерить микроконтроллером, либо простейшим мультиметром с НЧ-частотомером, а затем полученное значение частоты умножить на этот коэффициент.

Дмитрий Онышко,
Александр Журченко,
oda78@pisem.net

Литература

1. <http://www.omsk.edu/~dm/sprav/pdf/t/tsa6060.pdf>
2. <http://www.us.semiconductors.philip.com/i2c/support>
3. doc0951.pdf, <http://www.atmel.com> (I2C)
4. doc0839.pdf, <http://www.atmel.com> (AVR2313)
5. Д. Онышко. Супервизоры питания фирмы Microchip — Chip-News, 2001, № 5.

ARGUSSOFT

Департамент Микроэлектроники

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибутор фирм:

ANALOG DEVICES

Новые серии аналого-цифровых преобразователей

ANALOG DEVICES

AMEL

TRACO POWER

BOURNS

CLARE

REMTECH

JE-AN

HANTRONIX

Honeywell

SII

muRata

Микросхема	Число входов	Разрешимость, бит	Входной диапазон, В	Частота дискретизации	Формат вых. данных	Источник опорного напряжения
AD9280	1	8	1 p-p, 2 p-p	32 MS/PS	паралл.	внутр./внешн.
AD9288	2	8	0.512 p-p	40/80/100 MS/PS	паралл.	внутр./внешн.
AD7476/7/8	1	12/10/8	+VDD	1 MS/PS	послед.	внешн.
AD7470/2	1	10/12	+VREF	1.75/1.5 MS/PS	паралл.	внешн.
AD7492	1	12	+2.5	1 MS/PS	паралл.	внутр.
AD7475/95	1	12	+VREF	1 MS/PS	послед.	внутр./внешн.
AD7687/8	2/8	12	+VDD, +VREF	200/125 kSPS	послед.	внутр./внешн.
AD7898	1	12	±2.5; ±10	220 kSPS	послед.	внешн.
AD7899	1	14	+2.5	400 kSPS	паралл.	внутр./внешн.
AD7660/4	1	16	+2.5	100/570 kSPS	послед./паралл.	внешн.
AD7663/5	1	16	±2.5; ±5; ±10	250/570 kSPS	послед./паралл.	внешн.
AD1555/6	1	24	±2.25	256 kSPS	послед./паралл.	внешн.

Офис в Москве:
Адрес: 123085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел: (095) 217-2467, 217-2519, 217-2505
Факс: (095) 216-66-42
E-mail: components@argusssoft.ru

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

Интернет: WWW.ARGUSSOFT.RU

ПЛАТАН

www.platan.ru

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ВАШЕГО УСПЕХА

BOURNS

Эффективный выбор для систем защиты и источников питания

www.bourns.ru

AMP

MITSUBISHI ELECTRIC

MOTOROLA

intersil

Infineon

EPCOS

muRata

Honeywell

CRYDOM

Data Vision

Kingbright

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

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

Серия	Диапазон номинал. токов, А	Макс. рабочее напр., В	Сопр. в отк. сост., Ом	Область применения
MF-R	0.10-9.00	60	0.005-2.50	Общего назначения, автомобильная электроника.
MF-S, MF-LS, MF-LR	0.70-4.20	30	0.006-0.065	
MF-SM	0.30-2.60	60	0.025-0.90	Защита аккумуляторных батарей от короткого замыкания, перегрева. Имеющиеся выводы для точечной сварки непосредственно на элемент батареи.
MF-MSM	0.14-1.50	60	0.03-1.50	Для поверхностного монтажа, тикоразмер 1812. Применяются в устройствах с высокой плотностью монтажа: жесткие диски, ROM/CD-карты и др.

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

В ПРОГРАММЕ ПОСТАВОК:

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

121351, Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел/факс: (095) 73-75-898

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

Простой термометр на основе резистивного термодатчика

В журнале «Схемотехника» № 2 за 2000 г. в статье «Датчики температуры», являющейся переводом одной из глав учебника «Practical Design Techniques For Sensor Signal Conditioning», подробно рассказано о резистивных температурных датчиках (RTD), их устройстве и особенностях использования. Однако приведенные в статье схемы не являются законченными разработками, а лишь демонстрируют идеи, как можно использовать их в той или иной системе. Настоящая статья призвана заполнить этот пробел и показать один из простых способов практического использования RTD.

ежного резистора R2, включенного параллельно прецизионному источнику опорного напряжения VD5 типа LM336Z-2.5.

Для того чтобы скомпенсировать падение напряжения на проводах, соединяющих RTD с ОУ, а также учесть, что при нулевой температуре падение напряжения на RTD не равно нулю, на втором ОУ выполнен еще один генератор тока. Поскольку резисторы R7 и R10 равны между собой (это прецизионные резисторы типа C2-14-0,25 % с одинаковыми номиналами), а на неинвертирующие входы обоих ОУ подается одно и то же напряжение с движка подстроечного резистора R2, то токи, формируемые обоими ОУ, равны друг другу с высокой степенью точности. Компенсация сопротивления RTD (равного в данном случае 50 Ом) при нулевой температуре, осуществляется при помощи двух включенных параллельно 100-омных прецизионных резисторов R8 и R9. Компенсация сопротивления соединительных проводов достигается тем, что между резисторами R7, R8 и инвертирующим входом DA3.1 включен провод того же диаметра и той же длины, что и провода, соединяющие RTD с ОУ DA3.2. В предлагаемой конструкции использован провод МГТФ-0,12, длина проводов от каждого из концов RTD до печатной платы равна 100 ± 1 см, а длина провода между резисторами R7, R8 и инвертирующим входом DA3.1 равна 200 ± 1 см.

Как было отмечено в упомянутой статье, резистивные термодатчики выпускаются на основе особо чистой медной или платиновой проволоки, намотанной на керамическую катушку. Они характеризуются прекрасной повторяемостью, высокой точностью и отсутствием необходимости компенсировать температуру свободных концов. К недостаткам же их обычно относят низкую чувствительность ($0,38-0,43\%/^{\circ}\text{C}$) и необходимость учитывать падение напряжения на соединительных проводах.

В описываемой конструкции использован медный 50-омный RTD, производимый Омским заводом «Эталон». В качестве устройства

индикации применен вольтметр типа Ц300, установленный в диапазон 100 мВ. Однако, если требования к точности не очень высоки, можно использовать один из цифровых тестеров китайского производства, в изобилии встречающихся на радиорынках, в магазине «Чип и Дип» и т. д.

Схема устройства приведена на рис. 1. Основу его составляет генератор стабильного тока на ОУ DA3.2, формирующий ток через RTD R11. Величина этого тока определяется отношением напряжения на неинвертирующем входе ОУ к сопротивлению резистора R10. При этом напряжение на неинвертирующий вход ОУ подается с движка многооборотного подстро-

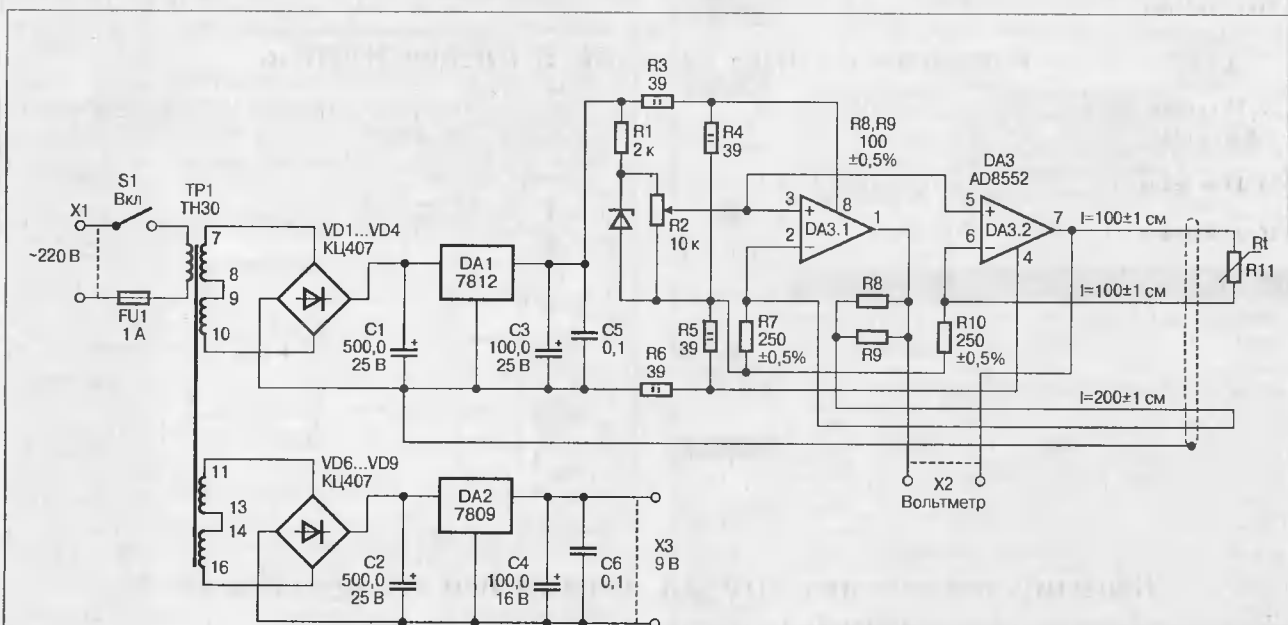


Рис. 1

Измерение температуры осуществляется по разности падений напряжений между выходами первого и второго ОУ, выведенными на разъем X2.

В качестве ОУ использован одновходный высокоточный ОУ AD8552, производимый фирмой Analog Devices. Он характеризуется сверхнизким значением приведенного ко входу напряжения смещения, не превышающим обычно 1 мкВ (!). Но этот ОУ имеет один недостаток — питающее напряжение, подаваемое на него, не должно превышать ± 3 В. Учитывая крайне малое его потребление (чуть более 1 мА на оба ОУ), автор счел возможным сформировать требуемые напряжения при помощи простейшей резистивной цепочки из четырех двухваттных резисторов R3 — R6. На вход этой цепочки подается стабилизированное напряжение +12 В, формируемое трехвыводным стабилизатором DA1. На стабилизаторе DA2 собран 9-вольтовый источник, гальванически развязанный от DA1. При использовании в качестве индикато-

ра упомянутого тестера питание на него нужно подать с этого источника, чтобы исключить погрешности, возникающие при разряде батарейки, питающей тестер.

Номиналы резисторов R7 и R10 выбраны таким образом, чтобы вращением движка подстроечного резистора R2 можно было бы установить коэффициент преобразования температуры в напряжение, равный 1 мВ/°С. Следовательно, температуре 25 °С будет при этом соответствовать напряжение 25 мВ на разъеме X2, 100 °С — 100 мВ, -5 °С — минус 5 мВ, и т. д.

Следует отметить, что ток, пропускаемый через RTD, составляет примерно 3 мА. Однако даже такое малое его значение может разогреть RTD, если последний находится в воздухе, а не вмонтирован в относительно массивную стенку объекта, температуру которого нам необходимо измерить. Поэтому не стоит при помощи описанного устройства и свободно висящего в воздухе RTD пытаться измерять температуру воздуха в помещении — самопрогрев датчи-

ка трехмиллиамперным током исказит реальную картину. Для минимизации влияния самопрогрева датчик при измерении температуры воздуха всегда должен быть вмонтирован в металлическую болванку объемом не менее 2–3 см³.

Правильно собранное из исправных деталей устройство не требует какой-либо настройки, кроме подбора коэффициента преобразования температуры в напряжение. Последнее осуществляется следующим образом. RTD на 70–80 % своей длины погружается в кипящую воду (при этом надо следить за тем, чтобы вода не омывала его выводов, и они оставались сухими). Температура кипящей воды при нормальном атмосферном давлении равна 100 °С. Вращением движка резистора R2 добейтесь того, чтобы подключенный к X2 вольтметр показывал бы 100 мВ. На этом регулировка может считаться завершенной.

Александр Фрунзе
alex.fru@mtu-net.ru

Календарь выставок выставочного предприятия «ЭРГ» на II полугодие 2001 г.

3–7 ноября	«ПРАЗДНИЧНАЯ ЯРМАРКА»	Универсальная выставка-ярмарка
13–15 ноября	«СВЯЗЬ-2001»	5-я специализированная выставка систем и средств связи
4–6 декабря	«ПРОМЫШЛЕННЫЕ И БЫТОВЫЕ ОТХОДЫ»	Специализированная выставка по утилизации, переработке отходов и экологически чистым технологиям.
21–25 декабря	«НОВОГОДНЯЯ ЯРМАРКА»	Универсальная выставка-ярмарка

Календарь выставок на первое полугодие 2002года

23–25 января	«РЕКЛАМНАЯ ИНДУСТРИЯ»	5-я специализированная выставка рекламной продукции и услуг
5–8 февраля	«БУДЬТЕ ЗДОРОВЫ!»	7-я выставка-ярмарка традиционной, нетрадиционной медицины и лекарственных средств.
12–14 февраля	«МАЛАЯ МЕХАНИЗАЦИЯ», «АВТОСЕРВИС»	Специализированная выставка средств малой механизации и оборудования для автосервиса
20–24 февраля	«ПОДАРОК»	Универсальная выставка-ярмарка
2–7 марта	«ДЛЯ МИЛЫХ ДАМ»	Универсальная выставка-ярмарка
12–14 марта	«НАПИТКИ И ПОСУДА»	5-я специализированная выставка напитков
26–28 марта	«СТРОЙКОМФОРТ»	2-я специализированная выставка строительных отделочных материалов
9–11 апреля	«ЭНЕРГО-2002»	7-я специализированная выставка электротехнического оборудования, оборудования для котельных и тепловых сетей, газовое хозяйство, контрольно-измерительные приборы
16–20 апреля	«ДАМСКИЙ КАПРИЗ»	Выставка-ярмарка дамского белья
23–25 апреля	«ИНСТРУМЕНТЫ. МЕТИЗЫ. СВАРКА»	2-я специализированная выставка инструментов и метизов
21–25 мая	«ПОСЛЕДНИЙ ЗВОНОК»	Универсальная выставка-ярмарка
28–30 мая	«ПРОМБЫТХИМ»	3-я специализированная выставка промышленной и бытовой химии

Надеемся, что участие в выставке принесет Вам коммерческий успех

420032, Татарстан, г. Казань, а/я 648

телефон/факс (8432) 55-21-12, 57-94-23, 18-05-03, 18-05-04

E-mail: erg@bancorp.ru

Блок питания для наладки аналого-цифровых устройств

К сожалению, подавляющее большинство серийно выпускаемых блоков питания, будь то отечественные или импортные, имеют один существенный недостаток — они одноканальные, то есть вырабатывают только одно питающее напряжение.

Если вам необходимо настраивать аналого-цифровую систему, содержащую процессор, на который нужно подать +5 В, и операционные усилители, требующие $\pm(10...18)$ В, то вам потребуется целых три таких блока, что часто является непозволительной роскошью. Выходом из создавшейся ситуации может являться создание самодельного блока питания, формирующего все требуемые напряжения. С учетом доступности и дешевизны 50-герцовых унифицированных трансформаторов и трехвыводных стабилизаторов, таких как LM317 (КР142ЕН12), LM337 (КР142ЕН18), LT1084 и им подобных, проблема создания такого блока упрощается и становится вполне посильной даже для начинающего радиолюбителя. Да и случайный выход из строя одной из этих микросхем (иногда это происходит, несмотря на имеющуюся внутри них защиту от КЗ) оказывается не столь драматичным для вашего кошелька, т. к. LT1084 на митинском рынке стоит 20–25 руб, остальные микросхемы — втрое-вчетверо дешевле.

При разработке упомянутого блока ставилось несколько задач.

Во-первых, на его изготовление должно было уйти один-два дня. Во-вторых, он должен был создавать минимальное количество ВЧ-помех, а лучше вообще не создавать их. В-третьих, иметь относительно небольшие габариты, дабы легко разместиться на заставленном приборами и компьютером столе. В-четвертых, он должен был быть недорогим. В-пятых (а скорее, во-первых) — вырабатывать напряжения, которыми можно было бы питать и операционные усилители (обычно малопотребляющие), и цифровую обвязку к ним. И в-шестых, — измерять величины вырабатываемых напряжений и токов потребления. Как видите, требования разноречивые, и в полной мере удовлетворить всем им довольно сложно.

В основу конструкции был положен блок питания, описанный в журнале «Схемотехника», № 2, 2000. Он удовлетворял практически всем вышеперечисленным требованиям, за исключением пятого. Кроме того, очень хотелось бы сделать блок как можно более простым, дабы выполнить первое условие. Достичь же упрощения можно было при использовании его совместно с вольт-

метром типа Щ1516 или ему аналогичным, с автоматическим выбором полярности и диапазона измерений. Поскольку такой вольтметр уже имелся в составе оборудования на рабочем столе автора, разработка была ориентирована именно под него. Благодаря этому оказалось возможным достичь желаемого упрощения схемы создаваемого блока.

Принципиальная схема блока питания приведена на рис. 1. Основу его составляют 50-герцовый унифицированный силовой трансформатор Т1, два выпрямителя VD1–VD4 и VD5–VD8 со сглаживающими конденсаторами и два стабилизатора DA1, DA2 на микросхемах LT1084 в стандартной схеме включения. Резисторы R1 и R2 регулируют выходное напряжение в диапазоне 1,2–20 В, по падению напряжения на прецизионных резисторах R5 и R6 измеряется ток потребления каждого канала.

Переключатель S2 (2 положения, 5 направлений) обеспечивает подключение розетки X3 последовательно к выходу первого канала, резистору R5, розетке X4, резистору R6 и к выходу второго канала. Это позволяет подключаемому к X3 вольтметру Щ1516 измерять соответственно выходное напряжение и ток потребления первого канала, напряжение на розетке X4, а также выходное напряжение и ток потребления второго канала. Ток потребления определяется путем деления величины падения напряжения на R5 (R6) на сопротивление этих резисторов (0,1 Ом). Подоб-

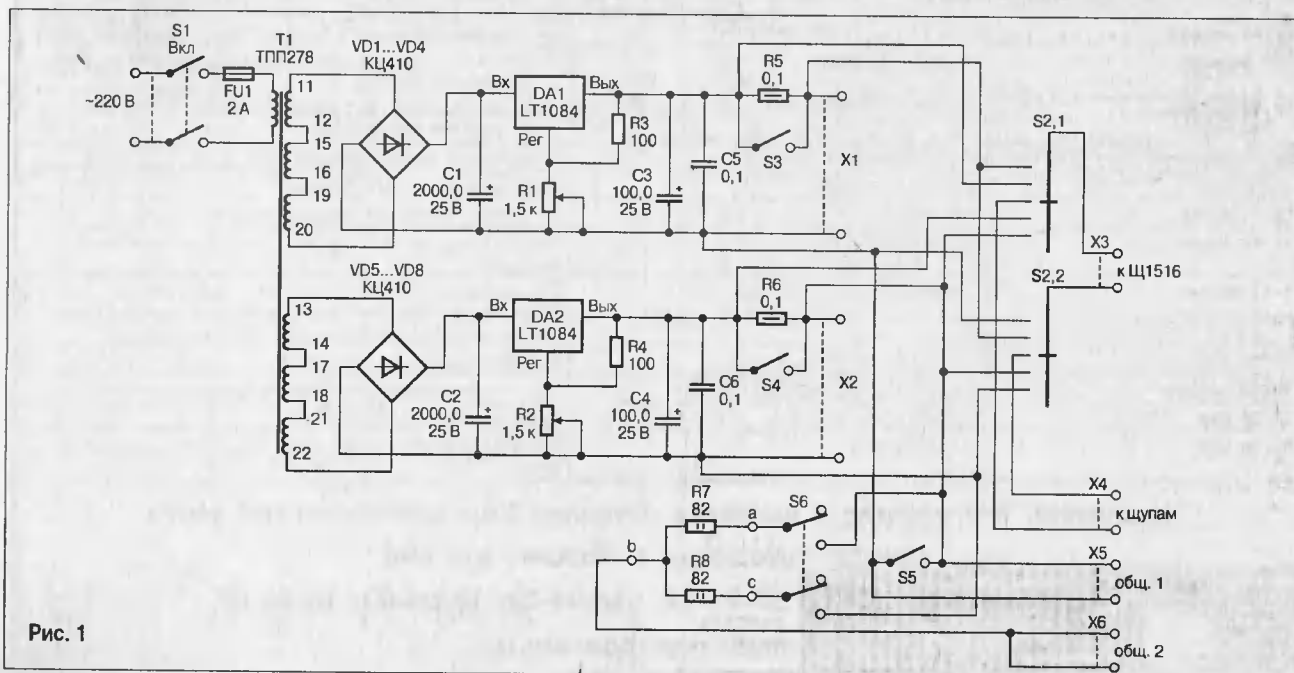


Рис. 1

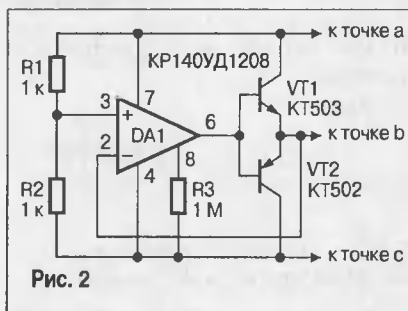


Рис. 2

ным образом можно довольно уверенно измерять токи потребления вплоть до уровня до 1 мА.

Розетка X4 предназначена для подключения щупов, с помощью которых при установке S2 в среднее положение можно измерять при помощи Ц1516 напряжение в любой точке отлаживаемой схемы.

Тумблер S5 при установке в верхнее (по схеме) положение объединяет отрицательный вывод первого канала с положительным выводом второго, преобразуя источник в двуполярный относительно общего провода с независимо регулируемые плечами. Это позволяет использовать его при наладке схем с операционными усилителями при стандартном (± 15 В) и повышенном (вплоть до ± 20 В) напряжении питания.

Дальнейшее расширение возможностей источника обеспечивается путем подключения к выходу первого канала при помощи тумблера S6 двух 82-омных двухваттных резисторов R7 и R8 (тумблер S5 в этот момент должен быть в нижнем по схеме положении). При этом вы получаете на выходе канала симметричное двуполярное выходное напряжение величиной $\pm 0,6-10$ В относительно точки соединения резисторов R7 и R8. Второй канал оказывается в этот момент незадействованным, и вы можете формировать с его помощью пяти-вольтовое напряжение для питания логических микросхем, не забыв соединить при этом его «минусовой» вывод с точкой соединения R7 и R8.

Приведенный способ получения двуполярного напряжения в первом канале источника, как нетрудно заметить, имеет два недостатка. Во-первых, максимальное значение выходного напряжения не превышает ± 10 В, а во-вторых, ток потребления подключенной к этому каналу нагрузки не должен превышать 10–20 мА. Во многих случаях эти ограничения не являются существенными, и подобный простейший способ формирования двуполярного напряжения вполне оправдан. Если

же вам необходимо иметь на выходе напряжение до ± 15 В и ток нагрузки до сотни и более мА, используйте вместо простейшей цепи из двух резисторов схему формирования «средней точки» на ОУ с выходными транзисторами (рис. 2). Отмечу, правда, что минимальное значение выходного напряжения составит при этом примерно ± 3 В. Естественно, что для получения ± 15 В также необходимо, чтобы напряжение, формируемое первым каналом, достигало значения 30 В. Это потребует использования трансформатора с более высоковольтной вторичной обмоткой и 50-вольтовых конденсаторов.

Габаритные размеры блока в основном определяются размерами трансформатора. Поскольку токи потребления настраиваемых с помощью описываемого блока приборов у автора обычно не превышали 100–200 мА, радиаторы, к которым привинчены трехвыводные стабилизаторы DA1 и DA2, выбраны небольшими (50 см²). При больших токах нужно использовать более мощные радиаторы.

Александр Фрунзе,
alex.fru@mtu-net.ru

ARGUSSOFT

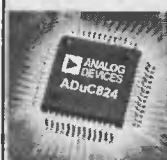
Департамент Микроэлектроники

ЭЛЕКТРОННЫЕ
КОМПОНЕНТЫ
ОФИЦИАЛЬНЫЙ
дистрибутор фирм:

ANALOG
DEVICES

ADuC824

Законченная система сбора данных
на одном кристалле



ANALOG DEVICES освоил серийный выпуск уникальной микросхемы, совмещающей на одном кристалле 24 и 16-разрядный сигма-дельта АЦП, 12-разрядный ЦАП, источник опорного напряжения, датчик температуры окружающей среды, микроконтроллер 8051, FLASH-память и схемы мониторинга питания.

Основные характеристики :

- питание - 3В или 5В
- возможность питания от токовой петли 4-20 мА
- микроконтроллер - стандартный 8x51
- память программ - 8кбайт (FLASH)
- память данных - 640 байт (FLASH), ОЗУ - 256 байт
- 2 последовательных порта (UART+SPI)
- температурный диапазон : от -40°C до +85°C
- стоимость - 15 USD (с НДС)*

EVAL-ADuC824 - Starter-Kit : плата, подключаемая к компьютеру; блок питания; программное обеспечение (ассемблер, симулятор, загрузчик, отладчик, C-компилятор); полная документация; микросхемы ADuC824.

* при заказе от 1000 шт.

Офис в Москве :
Адрес : 129085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел : (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505,
Факс : (095) 216-86-42
E-mail : components@argusssoft.ru

Новый офис в Санкт-Петербурге :
Адрес : 191023, Санкт-Петербург, наб.
лейн Гривобоилов, 36
Тел : (812) 314-3808, тел./факс : (812) 310-8234
E-mail : spb@argusssoft.ru

Интернет : WWW.ARGUSSOFT.RU

ANALOG
DEVICES

AMEL

TRACO
POWER

BOURNS

CLARE

REMTECH

JE-AN

HANTRONIX

Honeywell

SII
Seko Instruments Inc.

muRata

www.platan.ru
ПЛАТАН

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ВАШЕГО УСПЕХА

FIGARO

ДАТЧИКИ ГАЗА (Япония)

- Обнаружение утечки токсичных и взрывоопасных газов
- Определение концентрации газов
- Полупроводниковые датчики серий TGS 2, 6, 2000
- Чувствительный элемент (ЧЭ) изготовлен на основе оксида олова с использованием поверхностных эффектов мелкозернистой структуры
- TGS4160 (углекислый газ)
- ЧЭ - ячейка с твердым электролитом
- Серия KE (кислород)
- ЧЭ - гальваническая ячейка с жидким электролитом
- Диапазон технических характеристик для разных моделей датчиков:
- Напряжение питания цепи - 5 В или 15 В (серия TGS 2000), 12 В или 24 В (серия TGS 2, 6)
- Потребляемая мощность элемента - 210 - 830 мВт (серия TGS 2000), 660 - 1000 мВт (серия TGS 2, 6)

Газ	Содержание газа в окружающей среде, (ppm)	Тип датчика (серия 2, 6)	Тип датчика (серия 2000)
Горючие газы			
Пропан	500 - 10000 ppm	TGS813	TGS2610
Природный газ (метан)	500 - 10000 ppm	TGS842	TGS2611
Горючая смесь природных газов	500 - 10000 ppm	TGS813	TGS2610
Водород	50 - 1000 ppm	TGS821	TGS2620
Токсичные газы			
CO - угарный газ	50 - 1000 ppm	TGS203	TGS2442
NH ₃ - аммиак	30 - 300 ppm	TGS826	
H ₂ S - сероводород	5 - 100 ppm	TGS825	
Органические растворители			
Алкоголь	50 - 5000 ppm	TGS822	TGS2620
Другие летучие органические пары		TGS822	TGS2620
Фреоны			
R-22, R-113	100 - 3000 ppm	TGS830	
R-21, R-22	100 - 3000 ppm	TGS831	
R-134a, R-22	100 - 3000 ppm	TGS832	
Загрязнители воздуха внутри помещений			
CO ₂ - диоксид углерода		TGS4160	
Другие загрязнители воздуха	<10 ppm	TGS800	TGS2100
Пищевые испарения			
Летучие пищевые испарения (алкоголь)		TGS880	TGS2181
Водяной пар		TGS8831	TGS2180
Летучие пары			
Кислород			
0-100% - задержка 12 с, отклик 90% , срок службы 5 лет		KE-25	
0-100% - задержка 60 с, отклик 90% , срок службы 10 лет		KE-50	

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

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

Устойчивость импульсных стабилизаторов напряжения

Так же, как и линейные стабилизаторы, импульсные стабилизаторы напряжения (ИСН) имеют отрицательные обратные связи по напряжению с высоким контурным коэффициентом усиления. Поэтому необходимо принимать меры для обеспечения их устойчивости.

Проблема устойчивости импульсных стабилизаторов является более острой, чем устойчивость линейных, по крайней мере, по трем причинам:

- дискретный во времени характер управления ИСН, вносящий определенную специфику (в частности, дополнительное фазовое запаздывание) в процессы управления;
- наличие в составе ИСН многозвенных выходных и входных LC-фильтров, необходимых для подавления помех, обусловленных импульсным характером регулирования;
- существенно нелинейный характер широтно- и частотно-импульсной модуляции, затрудняющий исследование динамики ИСН, в особенности в режимах глубоких возмущений. У повышающего и инвертирующего ИСН нелинейны даже статические характеристики.

По этим причинам исследование устойчивости импульсных стабилизаторов представляет собой сложную задачу [1], которая в этой статье, рассчитанной на широкий круг читателей, будет решаться только в линейном приближении, или, как говорят специалисты по теории автоматического управления, «в малом».

Устойчивость импульсных стабилизаторов с обратной связью по напряжению

Анализ устойчивости импульсных стабилизаторов напряжения может быть существенно упрощен, если воспользоваться методом средних значений. Этот метод базируется на гипотезе, что частота единичного усиления контура регулирования напряжения ИСН (частота среза) существенно (по крайней мере, в десятки раз) меньше частоты коммутации силовых ключей. В этом случае быстро меняющиеся мгновенные значения напряжений и то-

ков заменяются их средними значениями за период коммутации T . Например, среднее напряжение

$$\bar{u}(t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} u(t) dt \quad (1)$$

Ниже приведены результаты, опубликованные в литературе [2], которая в настоящее время может считаться классической, судя по количеству ссылок на нее.

Для понижающего (рис. 1, а), повышающего (рис. 1, б) и инвертирующего (рис. 1, в) преобразователей разомкнутый контур регулирования напряжения в режиме непрерывного тока индуктивной катушки может быть представлен в виде упрощенной структурной схемы, приведенной на рис. 2. На этой схеме обозначены:

$W_p(s)$ — передаточная функция регулятора;

$$K_p(s) = K_{p0} \cdot \left(1 - \frac{s}{\omega_a} \right);$$

$K_p(s)$ — эквивалентная передаточная функция силовой схемы ИСН;

$$W_{\text{ФНЧ}}(s) = K \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{1}{Q} \cdot \frac{s}{\omega_c} + \left(\frac{s}{\omega_c} \right)^2};$$

$W_{\text{ФНЧ}}(s)$ — передаточная функция функционально необходимой части (ФНЧ) ИСН.

В табл. 1 представлены формулы для вычисления параметров передаточных функций $K_p(s)$ и $W_{\text{ФНЧ}}(s)$ основных схем простейших однотактных ИСН, приведенных на рис. 1. Здесь, помимо уже поясненных параметров, введены специальные обозначения: RC — эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора; RL — активное сопротивление обмотки катушки; R — сопротивление нагрузки.

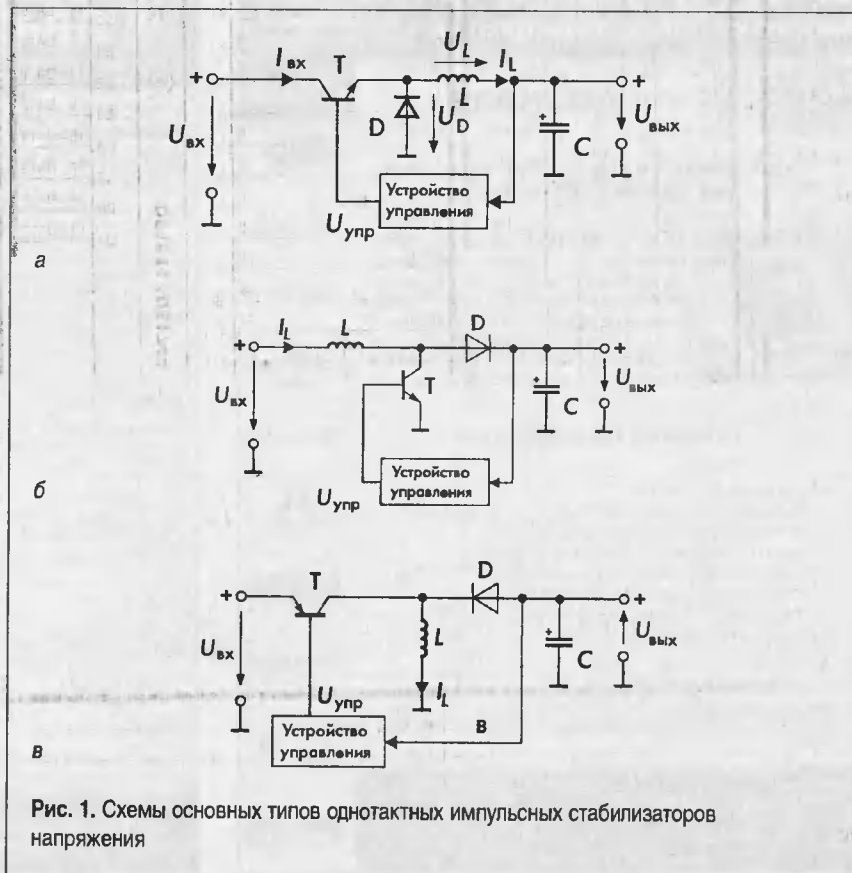


Рис. 1. Схемы основных типов однотактных импульсных стабилизаторов напряжения

Таблица 1

Тип ИСН Параметр	Понижающий	Повышающий	Инвертирующий
$K_{ПО}$	$U_{вх}$	$\frac{U_{вх}}{(1-\gamma)^2} \cdot \frac{(1-\gamma)^2 R - R_L}{(1-\gamma)^2 R + R_L}$	$\frac{U_{вх}}{(1-\gamma)^2} \cdot \frac{(1-\gamma)^2 R + (1-2\gamma)R_L}{(1-\gamma)^2 R + R_L}$
K	$\frac{R}{R + R_L}$	$\frac{R}{R + \frac{R_L}{(1-\gamma)^2}}$	$\frac{R}{R + \frac{R_L}{(1-\gamma)^2}}$
ω_c	$\frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{R + R_L}{R + R_C}}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{R(1-\gamma)^2 + R_L}{R + R_C}}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{R(1-\gamma)^2 + R_L}{R + R_C}}$
Q	$\frac{1}{\omega_c} \left[CR_C + \frac{CRR_L + L}{R + R_L} \right]^{-1}$	$\frac{1}{\omega_c} \left[CR_C + \frac{CRR_L + L}{(1-\gamma)^2 R + R_L} \right]^{-1}$	$\frac{1}{\omega_c} \left[CR_C + \frac{CRR_L + L}{(1-\gamma)^2 R + R_L} \right]^{-1}$
ω_z	$1/CR_C$	$1/CR_C$	$1/CR_C$
ω_a	∞	$\frac{R(1-\gamma)^2 - R_L}{L}$	$\frac{R(1-\gamma)^2 + (1-2\gamma)R_L}{\gamma L}$

Как видно из табл. 1, математические модели ИСН получаются непростыми. Особенно неприятно то, что характерный для повышающего и инвертирующего ИСН нуль $1/\omega_a$ находится в правой комплексной полуплоскости. Это обстоятельство серьезно усложняет задачу обеспечения устойчивости. Система оквзывается неминимально-фазовой, т. е. для ее устойчивости недостаточно, чтобы ЛАЧХ пересекала ось частот с наклоном по абсолютной величине менее 40 дБ/дек. Кроме того, этот нуль зависит от относительной

длительности импульсов γ , т. е. от регулирующего параметра стабилизатора. Для примера на рис. 3 приведены теоретические логарифмические частотные характеристики (ЛЧХ) разомкнутого контура регулирования повышающего ИСН, выполненного по схеме, представленной на рис. 1, б [2], для различных значений w . Этот ИСН имеет следующие параметры: $T = 0,1$ мс; $R = 60$ Ом; $L = 6$ мГн; $C = 41,7$ мкФ; $R_L = 3$ Ом; $R_C = 1$ Ом; $U_{вх} = 60$ В. Из ЛЧХ видно, что при $\omega > 0,5$ даже при единичном усилении контура обратной связи на

нулевой частоте запасы устойчивости по фазе совершенно недостаточны, либо замкнутая система неустойчива.

Отсюда можно сделать вывод, что устойчивость понижающего ИСН с обратной связью по напряжению может быть обеспечена с помощью традиционных последовательных корректирующих устройств. Целесообразно для повышения точности стабилизации использовать пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор. В области высоких частот (в окрестностях частоты среза) для повышения запасов устойчивости можно ввести фазоопережение. На рис. 4 приведена схема усилителя с обратными связями, реализующая упомянутые улучшения. Цепочка $R_F C_F$ обеспечивает фазоопереже-

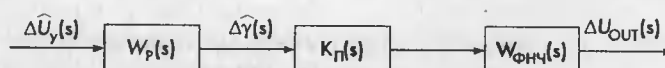


Рис. 2. Упрощенная структурная схем разомкнутого контура регулирования ИСН

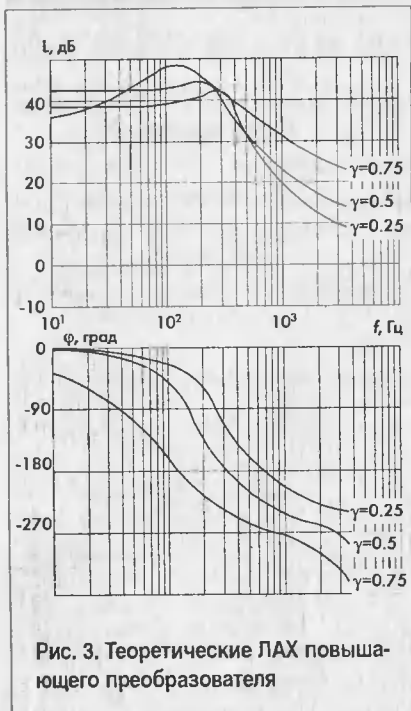


Рис. 3. Теоретические ЛАХ повышающего преобразователя

ние, а $R_{\text{и}}C_{\text{и}}$ — пропорционально-интегральное регулирование. Методику расчета подобных последовательных корректирующих цепей можно найти в любом учебнике по теории автоматического управления, например в [3]. Подобное корректирующее устройство может быть реализовано

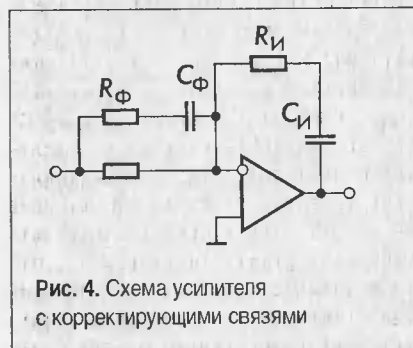


Рис. 4. Схема усилителя с корректирующими связями

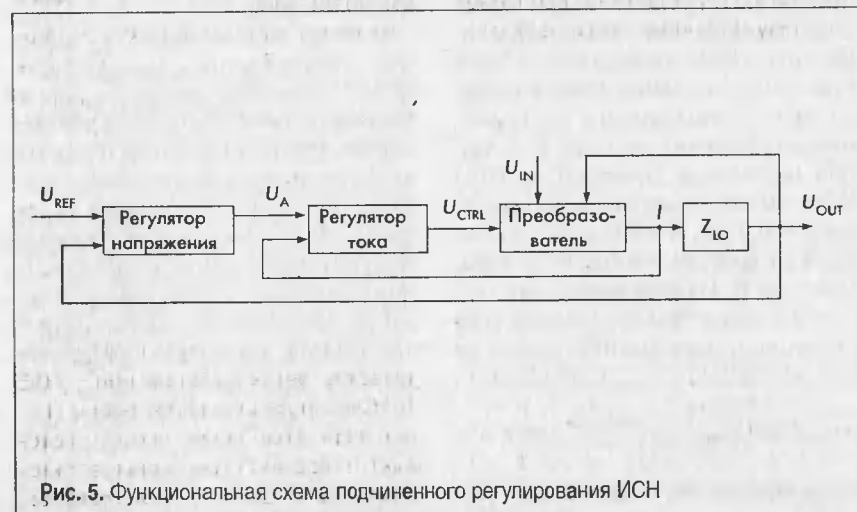


Рис. 5. Функциональная схема подчиненного регулирования ИСН

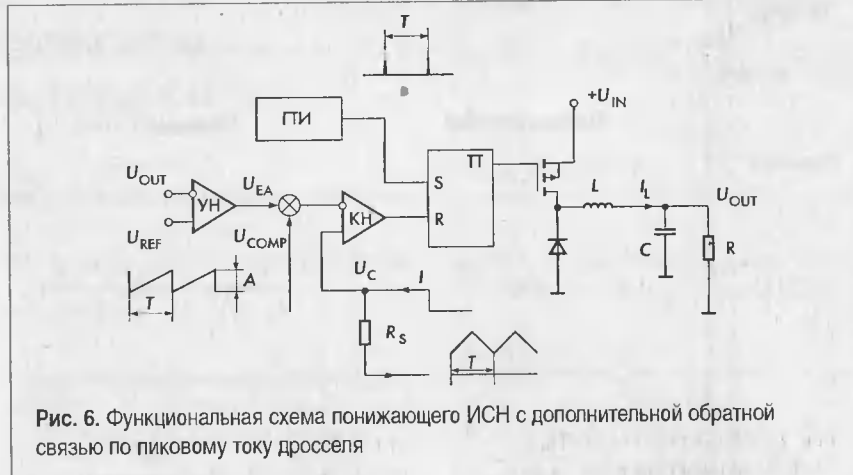


Рис. 6. Функциональная схема понижающего ИСН с дополнительной обратной связью по пиковому току дросселя

на усилителе сигнала ошибки, входящего в состав большинства ИМС контроллеров с регулированием по напряжению, таких как TL494, LT1576, 1114ЕУ1 и др. В частности, аналогичные цепи используются в типовой схеме включения контроллера для управления понижающим ИСН TL5001.

Повышать устойчивость повышающего и инвертирующего ИСН путем последовательной коррекции вряд ли целесообразно, т. к. фазовое запаздывание контура регулирования этих преобразователей очень велико. К тому же вид как амплитудно-частотных, так и фазо-частотных характеристик этих преобразователей сильно зависит от величины регулирующего параметра ω . Тем не менее, в некоторых простейших моделях ИСН, например MC33466, используются форсирующие цепи для компенсации фазового запаздывания. Другой путь обеспечения приемлемых характеристик ИСН повышающего типа — использование релейного способа регулирования. В этом случае вместо усилителя сигнала ошибки применяется компаратор.

Известно, что релейные системы с обратной связью, имеющие переходную характеристику без зоны нечувствительности, всегда работают в режиме автоколебаний [2]. При этом среднее значение выходного напряжения будет стабилизироваться, но частота колебаний может быть относительно низкой (особенно в условиях, когда входное напряжение или нагрузка ИСН меняется), а пульсации, соответственно, большими. Чтобы повысить частоту переключения силового транзистора в автоколебательном режиме, используют внутренний синхрогенератор. Таким образом построен регулятор, например, в ИМС повышающего ИСН MC33463. Это обеспечивает стабильность выходного напряжения в пределах 2,5 % от номинального значения. Значительно лучшие характеристики дает применение наряду с обратной связью по напряжению, еще и дополнительной обратной связи по току дросселя [4].

Устойчивость импульсных стабилизаторов с дополнительной обратной связью по току дросселя

По сути дела, любой ИСН с индуктивными элементами можно представить в виде сочетания импульсного источника тока, состоящего из силового ключа и дросселя, и питаемого этим источником выходного конденсатора большой емкости, включаемого параллельно нагрузке. В импульсных источниках, снабженных только обратной связью по выходному напряжению, эти дроссель и конденсатор образуют колебательный контур с неплохой добротностью, в результате чего полюса передаточной функции ФНЧ оказываются комплексно-сопряженными и запаздывание по фазе в

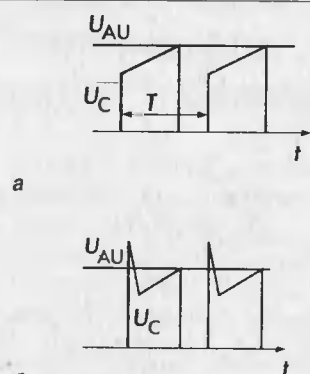


Рис. 7. Диаграммы, поясняющие пиковый метод управления током

контуре регулирования в области частот свободных колебаний этого контура нарастает с частотой очень быстро. Идея состоит в том, чтобы за счет местной обратной связи разъединить конденсатор с

дросселем по динамике и существенно повысить быстродействие источника тока, т. е. перенести один из полюсов передаточной функции в область высоких частот за частоту среза разомкнутого контура регулирования напряжения.

Подобный подход давно уже используется в электроприводе — это так называемые системы подчиненного регулирования. Система управления ИСН, построенная в соответствии с принципом подчиненного регулирования, включает в себя два контура управления: внутренний — токовый и внешний — контур регулирования напряжения (в электроприводе — скорости). При этом контур регулирования напряжения выступает по отношению к токовому контуру как задающий ток, который отдается в нагрузку. Для управления ИСН принцип подчиненного регулирования начали использо-

вать значительно позже, в конце семидесятых годов прошлого века, одновременно с бурным развитием интегральной схемотехники ИСН. На рис. 5 представлена функциональная схема подчиненного регулирования ИСН. Здесь ZLO — нагрузка источника тока преобразователя, представляющая собой включенные параллельно выходной сглаживающий конденсатор и собственно сопротивление нагрузки. В зависимости от того, какое значение тока используется при определении момента формирования регулируемого фронта импульса ИСН (определении текущего значения γ), различают два типа регуляторов тока: регуляторы с управлением по пиковому значению тока и регуляторы с управлением по среднему току. Оба этих типа регуляторов применяются в системах с ШИМ, работающих на фиксированной частоте.

Регулирование по пиковому значению тока начало использоваться некоторое время назад и в настоящее время применяется в большинстве моделей контроллеров ИСН: LM2630, UCC3813, семейства UC84х, LT107х и др. Пиковый метод управления током дросселя путем сравнения

нарастающего тока дросселя (или силового ключа) с заданным уровнем, устанавливаемым внешним контуром управления, иллюстрирует рис. 6 на примере понижающего ИСН. Компаратор напряжения КН выключает силовой ключ, когда напряжение U_C , пропорциональное мгновенному значению тока, достигает заданного уровня U_{AV} , устанавливаемого усилителем напряжения УН (рис. 7, а). Включение силового ключа осуществляется подачей на S-вход RS-триггера импульса от генератора тактовых импульсов ГТИ.

Пиковому методу управления током присущи недостатки. Во-первых, амплитуда колебаний тока дросселя довольно мала, в результате чего этот метод чувствителен к помехам. Если, например, считывается ток не дросселя, а силового ключа, что очень удобно в повышающих, прямоходовых и обратных ИСН, то в момент включения ключа за счет рассасывания зарядов в силовом диоде и заряда межвитковой емкости трансформатора формируется короткий импульс тока, передаваемый на вход компаратора (рис. 7, б). Этот импульс нарушает работу регулятора, так как он заставляет силовой ключ выключиться немедленно, поэтому в цепь измерения тока включают интегрирующую RC-цепочку с небольшой постоянной времени. В микросхеме ШИМ-контроллера UCCx813 имеется встроенный узел маскирования переднего фронта токового импульса, т. е. ей такая RC-цепочка не нужна. Для снижения чувствительности регулятора пикового тока к помехам важна правильная трассировка печатной платы и применение блокирующих конденсаторов по питанию.

Второй недостаток пикового метода состоит в том, что меньшая точность регулирования тока, чем при использовании метода среднего тока. Все же выходным параметром источника тока является именно средний ток, но при больших пульсациях тока пиковое его значение при изменении γ непропорционально среднему значению.

Для метода управления пиковым током также характерны субгармонические автоколебания при $\gamma > 0,5$ [5]. Субгармонические колебания — это такие колебания, частота которых в целое число раз меньше тактовой частоты. В замкнутых системах, описываемых разностными уравне-

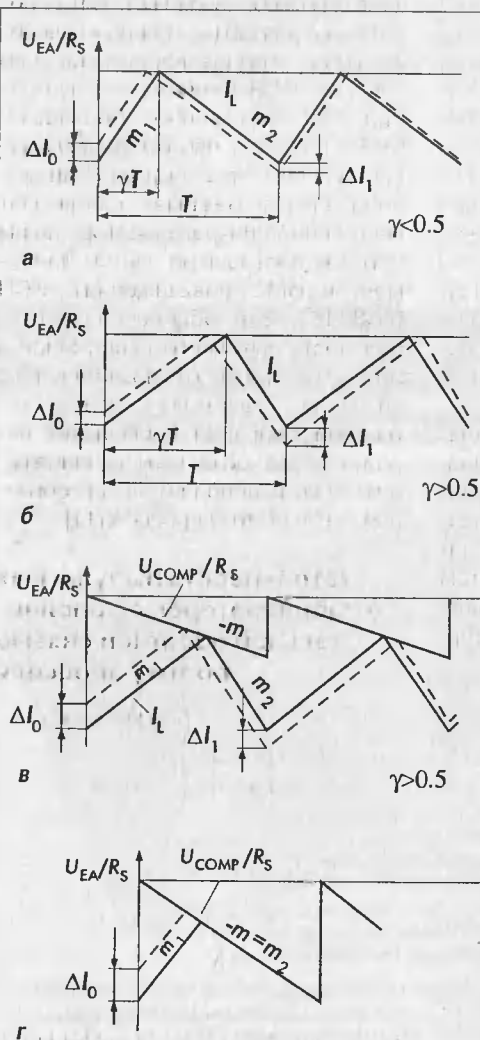


Рис. 8. Диаграммы, поясняющие возникновение субгармонических колебаний в токовом контуре ИСН

ниями первого порядка, к которым относится контур регулирования тока дросселя в ИСН, возможны колебания только на основной субгармонике, т. е. на частоте $f_s/2$, где f_s — частота коммутации силового ключа.

Рассмотрим вопрос о субгармонической неустойчивости контура тока подробнее применительно к схеме на рис. 6. На рис. 8, а представлена форма тока дросселя I_L преобразователя с токовым управлением. Величина тока задается сигналом усилителя напряжения U_{EA} . При изменении тока на величину ΔI , можно видеть, что ΔI со временем уменьшится при $\omega < 0,5$ и увеличится при $\omega > 0,5$ (рис. 8, б). Математически это может быть выражено так:

$$\Delta I_1 = -\Delta I_0 \frac{m_2}{m_1} \quad (2)$$

Для сохранения устойчивости при $\omega > 0,5$ можно вычесть из задающего сигнала пилообразное напряжение с наклоном m (рис. 8, в).

$$\Delta I_1 = -\Delta I_0 \frac{m_2 - m}{m_1 + m} \quad (3)$$

при $\gamma = 1$, $m_1 = 0$, а $|\Delta I_1| = |\Delta I_0|$. Тогда из (3) следует, что для того, чтобы $|\Delta I_1| < |\Delta I_0|$ при любых значениях γ , необходимо выполнение условия

$$m > \frac{m_2}{2} \quad (4)$$

Поэтому для того чтобы гарантировать устойчивость токового контура при всех значениях γ , наклон пилообразного корректирующего сигнала должен быть больше, чем половина наклона токового сигнала. Для понижающего ИСН

$$m_2 = \frac{U_{OUT}}{L} \quad (5)$$

Поэтому амплитуда напряжения пилообразного корректирующего сигнала A должна быть

$$A > \frac{U_{OUT} R_T}{2L f_s} \quad (6)$$

Если выбрать $m = m_2$, то как видно из рис. 8, г, при отклонении тока дросселя от установившегося процесса, переходный процесс будет заканчиваться за один такт, т. е. будет обеспечено оптимальное быстрое действие контура тока. К сожалению, при постоянной настройке параметров это возможно только для узкого интервала значений γ .

В ранних моделях ИМС-преобразователей и контроллеров с управлением по пиковому значению тока введение корректирующего пилообразного напряжения осуществляется путем внешнего подключения входа токовой обратной связи к одному из

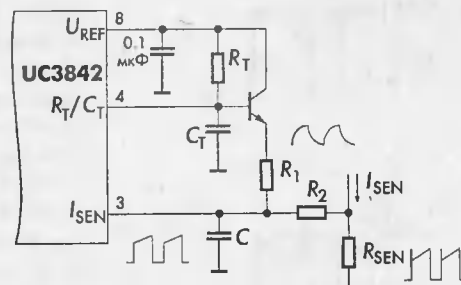


Рис. 9. Введение корректирующего пилообразного напряжения

выводов генератора тактовых сигналов либо через резистор, либо, как рекомендует изготовитель для UC3842, через эмиттерный повторитель (рис. 9). Более современные ИМС, например, такие как однокристальный преобразователь LM2587 или контроллер LM2630, содержат на кристалле узел суммирования сигнала, пропорционального току дросселя, с корректирующим пилообразным сигналом, причем у LM2630 амплитуда пилы устанавливается внешним резистором. У LM2630 имеется также дифференциальный усилитель сигнала, снимаемого с датчика тока, что упрощает измерение тока дросселя понижающего ИСН.

Георгий Волович,
g_volovich@mail.ru

Продолжение следует

Программаторы "Стерх"

☑ Универсальный программатор ST-011

- программирование более 500 типов BPPROM, E²PROM, FLASH, SerialE²PROM, MPU/MCU, PAL, PLD производства Россия, Altera, AMD, Intel, Microchip, National, Philips, Siemens, SST, SGS-Thomson, TI, Winbond, Zilog и др.
- одна универсальная DIP40 или DIP42 ZIF-панель
- определение правильности установки микросхем
- идентификация производителя и типа микросхемы
- быстросрабатывающая защита от перегрузок
- встроенный источник питания
- RS-232 со скоростью обмена до 115 кбод
- программное обеспечение с русскоязычным интерфейсом и поддержкой «мыши»
- программное обновление версий через Internet
- дополнительно: адаптеры для микросхем в корпусах PLCC, SOP и др.

☑ УФ-излучатель UV-01

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

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

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

Москва: «Точка Опоры» ☎ (095) 956-39-42/43

Санкт-Петербург: «ЭФО» ☎ (812) 247-89-00

Екатеринбург: «Институт радиотехники» ☎ (3432) 74-58-61

Управление тринисторами и симисторами

В различных электронных устройствах в цепях переменного тока в качестве силовых ключей широко применяют тринисторы и симисторы. Данная статья призвана помочь в выборе схемы управления подобными приборами.

Самый простой способ управления тиристорами — это подача на управляющий электрод прибора постоянного тока с величиной, необходимой для его включения (рис. 1). Ключ SA1 на рис. 1 и на последующих рисунках — это любой элемент, обеспечивающий замыкание цепи: транзистор, выходной каскад микросхемы, оптоин и др. Этот способ прост и удобен, но обладает существенным недостатком — требуется довольно большая мощность управляющего сигнала. В табл. 1 приведены наиболее важные параметры для обеспечения надежного управления некоторыми самыми распространенными тиристорами (три первых позиции занимают тринисторы, остальные — симисторы). При комнатной температуре для гарантированного включения перечисленных тиристоров требуется ток управляющего электрода $I_{у\text{вкл}}$ равный 70–160 мА. Следовательно, при напряжении питания, типовом для собранных на микросхемах узлов управления (10–15 В), требуется постоянная мощность 0,7–2,4 Вт.

Отметим, что полярность управляющего напряжения для тринис-

торов положительная относительно катода, а для симисторов — или отрицательная для обоих полупериодов, или совпадающая с полярностью напряжения на аноде. Также можно добавить, что часто в соответствии с указаниями по применению требуется шунтирование управляющего перехода тринисторов сопротивлением 51 Ом (R_2 на рис. 1) и не требуется никакого шунтирования для симисторов.

Реальные величины тока управляющего электрода, достаточного для включения тиристора, обычно меньше цифр, приведенных в табл. 1, поэтому нередко идут на его снижение относительно гарантированных значений: для тринисторов — до 7–40 мА, для симисторов — до 50–60 мА. Такое снижение часто приводит к ненадежной работе устройств, и необходимости предварительной проверки или же подбора тиристоров. Уменьшение управляющего тока также может приводить к возникновению помех радиоприему, поскольку включение тиристоров при малых токах управляющего электрода происходит при относительно большом напряжении на аноде — несколько десятков вольт, что приводит к броскам тока через нагрузку и, следовательно, к мощным помехам.

Недостатком управления тиристорами постоянным током является гальваническая связь источника управляющего сигнала и сети. Если в схеме с симистором (рис. 1, б) при соответствующем включении сетевых проводов источник управляющего сигнала можно соединить с нулевым проводом, то при использовании тринистора (рис. 1, а) такая возможность возникает лишь при исключении выпрямительного моста VD1–VD4. Последнее приводит к однополупериодной подаче напряжения на нагрузку и двукратному уменьшению поступающей в нее мощности.

В настоящее время в связи с большой потребляемой мощностью запуск тиристоров постоянным током при бестрансформаторном

питании пусковых узлов (с гасящим резистором или конденсатором) практически не используется.

Одним из вариантов снижения потребляемой узлом управления мощности является использование вместо постоянного тока непрерывной последовательности импульсов с относительно большой скважностью. Поскольку время включения типовых тринисторов составляет 10 мкс и менее, можно подавать на их управляющий электрод импульсы такой же длительности со скважностью, например, 5–10–20, что соответствует частоте 20–10–5 кГц. В этом случае потребляемая мощность также уменьшается в 5–10–20 раз соответственно. Однако при таком способе управления выявляются некоторые новые недостатки. Во-первых, теперь тиристор включается не в самом начале полупериода сетевого напряжения, а в произвольные моменты времени, отстоящие от начала полупериода на время, не превышающее периода запускающих импульсов, т. е. 50–100–200 мкс. За это время напряжение сети может возрасти примерно до 5–10–20 В. Это приводит к возникновению помех радиоприему и к некоторому уменьшению выходного напряжения, впрочем, малозаметному.

Существует еще одна проблема. Если при включении в начале полупериода во время действия запускающего импульса ток через тиристор не достигнет тока удержания ($I_{уд}$, табл. 1), тиристор после окончания импульса выключится. Следующий импульс вновь включит тиристор, и он не выключится лишь в том случае, если к моменту окончания импульса ток через него будет больше тока удержания. Таким образом, ток через нагрузку сначала будет иметь вид нескольких коротких импульсов и лишь потом — синусоидальную форму.

Если же нагрузка имеет активно-индуктивный характер (например, электродвигатель), ток через нее за время действия короткого включающего импульса может не успеть достичь величины тока удержания, даже когда мгновенное напряжение в сети максимально. Тиристор после окончания каждого импульса будет выключаться. Этот недостаток ограничивает снизу длительность запускающих импульсов и может свести на нет уменьшение потребляемой мощности.

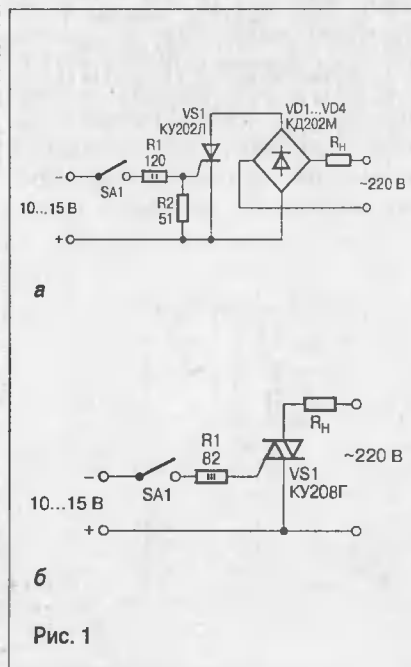


Рис. 1

Таблица 1

Тиристор	$I_{\text{вкл}}$	$I_{\text{вкл}}^{\text{макс.}}$	$I_{\text{вкл}}^{\text{макс. имп.}}$	$I_{\text{уд}}$	$t_{\text{вкл}}$
KY201	70	200	350	100	10
KY202	100	300	500	200	
KY221		150	2000	100	2
KY208	160	—	1000	150	10
ТС106-10	100	400	—	45	—
ТС112-10		—	4000		12
ТС112-16					

Таблица 2

Оптрон	U _{пол}	I _{вкл}	I _{уд}	I _{пол}	I _{пол} , ИМП.	t _{вкл}	
АОУ103Б	200	20	10	100	500	15	
АОУ103В							
ЗОУ103Г	400						
АОУ115Г							
АОУ115Д							
АОУ160А	10	20	2000		10		
АОУ160Б	15						
АОУ160В	20						

Применение импульсного запуска облегчает гальваническую развязку между узлом управления и сетью, ибо ее может обеспечить даже небольшой трансформатор с коэффициентом трансформации, близким к 1:1. Его обычно наматывают на ферритовом кольце диаметром 16–20 мм с тщательно выполненной изоляцией между обмотками. Следует предостеречь от применения малогабаритных импульсных трансформаторов промышленного изготовления. Как правило, они имеют низкое напряжение изоляции (около 50–100 В) и могут служить причиной поражения электрическим током, если при использовании прибора будет считаться, что цепь управления изолирована от сети.

Снижение требуемой при импульсном управлении мощности и

возможность введения гальванической развязки позволяют применить в узлах управления тиристорами бестрансформаторное питание.

Третий широко распространенный способ управления тиристорами — подача на управляющий электрод сигнала с его анода через ключ и ограничительный резистор (рис. 2). В таком узле ток через ключ протекает в течение нескольких микросекунд, пока включается тиристор, если напряжение на аноде достаточно велико. В качестве ключей используют малошумящие электромагнитные реле, высоковольтные биполярные транзисторы, фотодинистры или фотосимисторы (схемы на рис. 2 соответственно). Способ прост и удобен, не критичен к наличию у нагрузки индуктивной со-

ставляющей, но имеет недостаток, на который нередко не обращают внимания.

Недостаток связан с противоречивостью требований к ограничителному резистору R1. С одной стороны, его сопротивление должно быть как можно меньше, чтобы включение тиристора происходило как можно ближе к началу полупериода сетевого напряжения. С другой стороны, при первом открывании ключа, если оно не синхронизировано с моментом прохождения сетевого напряжения через нуль, напряжение на резисторе R1 может достигать амплитудного напряжения сети, т. е. составлять 310–350 В. Импульс тока через этот резистор не должен превышать допустимых значений для ключа и управляющего перехода тиристора. В табл. 2 приведены некоторые параметры наиболее часто применяемых отечественных фототиристоров (приборы серий АОУ103/ЗОУ103 и АОУ115 — фотодинистры, АОУ — фотосимисторы). Исходя из значений максимально допустимого импульсного тока управления (табл. 1) и максимального импульсного тока через ключ (табл. 2), можно для каждой конкретной пары приборов определить минимально допустимое сопротивление ограничительного резистора. Например, для пары КУ208Г ($I_{\text{вкл макс}} = 1$ А) и АОУ160А ($I_{\text{макс имп}} = 2$ А) можно выбрать $R1 = 330$ Ом. Если ток управляющего электрода, при котором происходит включение симистора, соответствует его максимальному значению 160 мА, симистор будет включаться при напряжении на аноде равном $0,16 \times 330 = 53$ В. Как и в случае с подачей управляющих импульсов относительно большой скажности, это приводит к возникновению помех и к некоторому уменьшению выходного напря-

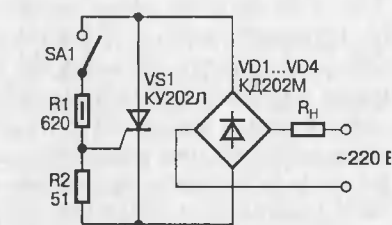
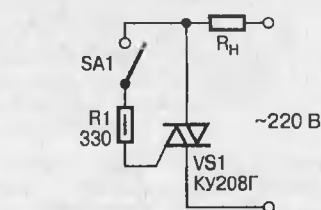
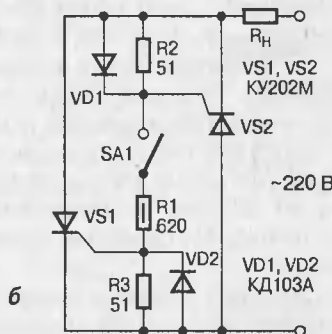


Рис. 2



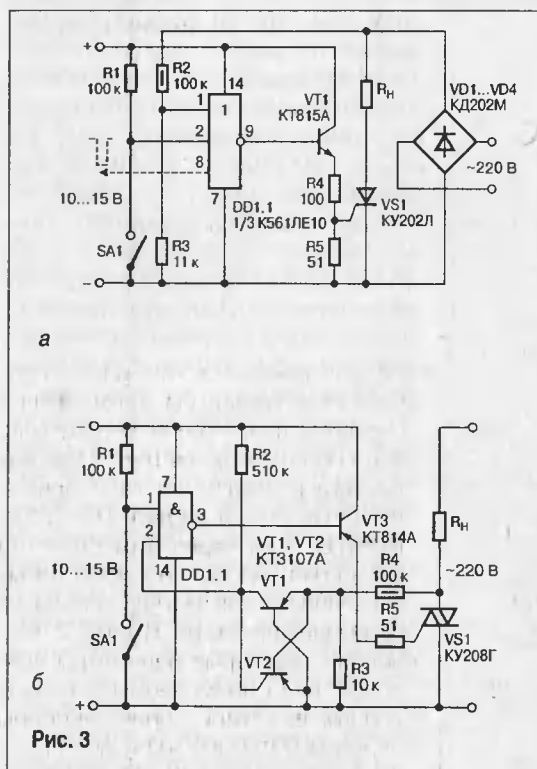


Рис. 3

жения. Поскольку реальная чувствительность тиристоров по управляющему электроду обычно лучше, задержка открывания тиристора относительно начала полупериода меньше рассчитанной выше предельной величины.

Сопротивление ограничивающего резистора R1 может быть уменьшено на величину сопротивления

нагрузки, поскольку в момент включения они включены последовательно. Более того, если нагрузка имеет гарантированно индуктивно-резистивный характер, можно еще более уменьшить сопротивление указанного резистора.

Однако если нагрузкой являются лампы накаливания, надо помнить, что их холодное сопротивление примерно в десять раз меньше рабочего.

Следует также иметь в виду, что включающий ток симисторов имеет разную величину для положительной и отрицательной полуволн сетевого напряжения. Поэтому в выходном напряжении может появиться небольшая постоянная составляющая.

Из фотодиодов серии АОУ103/ЗОУ103 для управления тиристорами в сети 220 В по максимально допустимому напряжению подходят только ЗОУ103Г, однако неоднократно проверено, что и АОУ103Б и АОУ103В годятся для работы в этом режиме. Различие между приборами с индексами Б и В заключается в том, что подача напря-

жения обратной полярности на АОУ103Б не допускается. Аналогично и различие между АОУ115Г и АОУ115Д: приборы с индексом Д допускают подачу обратного напряжения с индексом Г — нет.

Существенного сокращения потребляемой цепями управления мощности можно добиться, если включать ток управляющего электрода в момент включения тиристора. Два варианта схем узлов управления, обеспечивающих такой режим, приведены на рис. 3.

Включение тринистора в схеме на рис. 3, а происходит в момент замыкания контактов ключа SA1. После включения тринистора элемент DD1.1 выключается, и ток управляющего электрода прекращается, что существенно экономит потребление по цепи управления. Если напряжение на тринисторе в момент включения SA1 будет меньше порога переключения DD1.1, тринистор не включится, пока напряжение на нем не достигнет этого порога, т. е. не станет несколько более половины напряжения питания микросхемы. Регулировать пороговое напряжение можно подбором сопротивления нижнего плеча делителя резистора R6. Резистор R2 обеспечивает низкий логический уровень на входе 1 элемента DD1.1 при закрывании тринистора VS1 и диодного моста VD2.

Для аналогичного включения симистора необходим узел двупольного управления элементом совпадения DD1.1 (рис. 3, б). Этот узел собран на транзисторах VT1, VT2 и резисторах R2—R4. Транзистор VT1 включен по схеме с общей базой, и напряжение на его коллекторе становится по модулю меньше порога переключения элемента DD1.1, когда напряжение на аноде симистора VS1 положительно относительно катода и превышает его примерно на 7 В. Аналогично транзистор VT2 входит в насыщение, когда отрицательное напряжение на аноде становится по модулю больше -6 В. Такой узел выделения момента

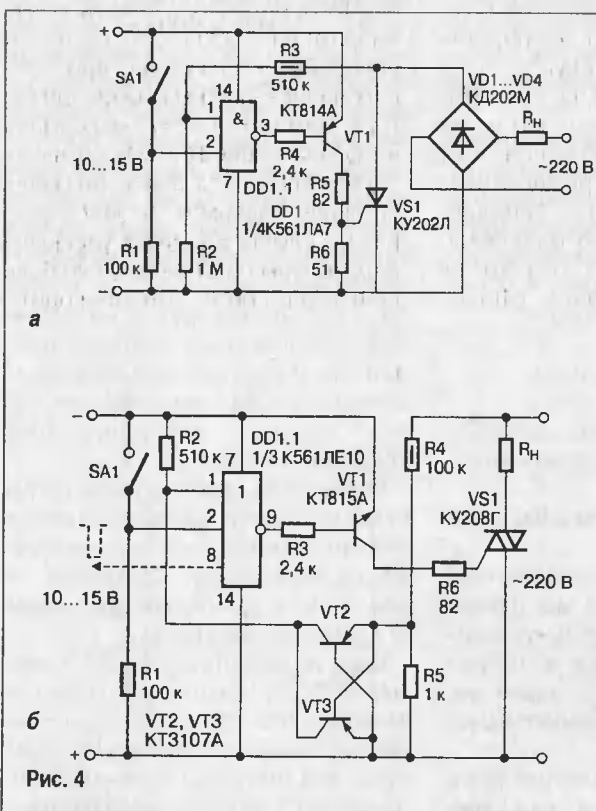


Рис. 4

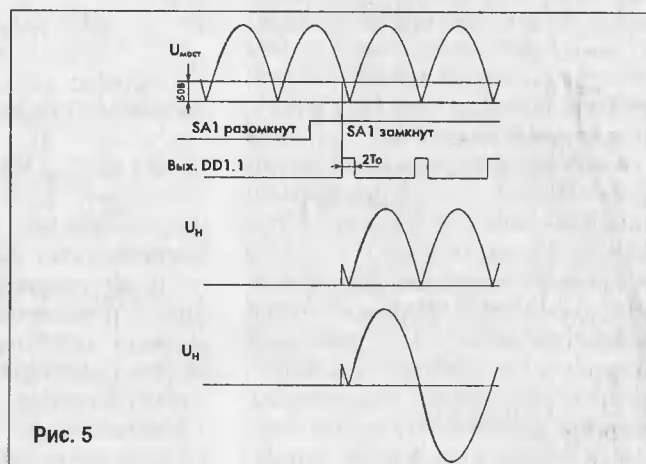


Рис. 5

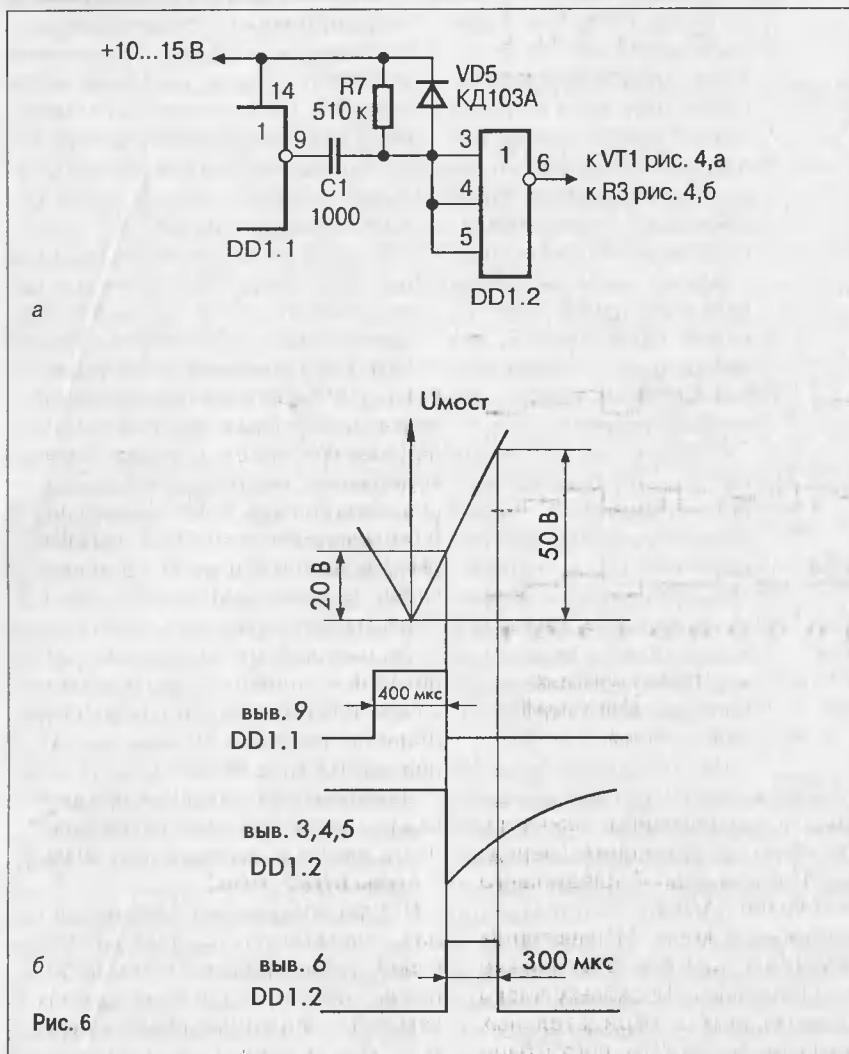


Рис. 6

прохождения напряжения через нуль широко применяется в различных разработках.

При всей кажущейся привлекательности узлы, выполненные по схемам, приведенным на рис. 3, и им аналогичные, обладают существенным недостатком: если по какой-либо причине тиристор не включится, ток через его управляющий электрод будет идти неопределенно долго. Поэтому необходимо предпринимать специальные меры по ограничению длительности импульса или рассчитывать источник питания на полный ток, т. е. на такую же мощность, как и для узлов по схеме на рис. 1.

Наиболее экономичные схемы управления используют формирование одиночного включающего импульса вблизи перехода сетевого напряжения через нуль. Две несложные схемы таких формирователей приведены на рис. 4, а временные диаграммы их работы — на рис. 5 (а и б соответственно). Недостатком, впрочем совершенно несущественным в большинстве случаев, является

то, что первое включение происходит не в самом начале полупериода сетевого напряжения, а в самом конце того, во время которого был замкнут ключ SA1.

Двойная длительность включающего импульса $2T_0$ определяется порогом переключения элемента ИЛИ НЕ с учетом делителя R2R3 (рис. 4, а) или порогом формирователя на VT1, VT2 (рис. 4, б), и рассчитывается по формуле

$$2T_0 = 2U_{\text{пор}} / (dU/dt).$$

Скорость изменения сетевого напряжения при переходе через нуль

$$dU/dt = \omega U_{\text{ампл}} = 311 \cdot 314 \approx 100 \text{ В/мс},$$

и при $U_{\text{пор}} = 50 \text{ В}$ двойная длительность составит $2T_0 = 1 \text{ мс}$. Скважность импульсов равна 10, и средний потребляемый ток в 10 раз меньше амплитудного значения, необходимого для надежного включения тиристора.

Минимальная длительность включающего импульса определя-

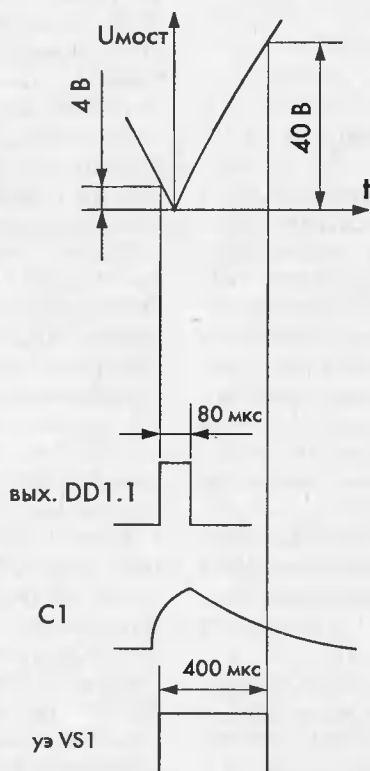
ется тем, что он должен оканчиваться не ранее, чем ток через нагрузку достигнет тока удержания тиристора. Например, если нагрузка имеет мощность 200 Вт ($R_H = 220^2 / 200 = 242 \text{ Ом}$), а ток удержания симистора КУ208 — 150 мА, то этот ток достигается при мгновенном напряжении в сети $242 \times 0,15 = 36 \text{ В}$, т. е. при скорости нарастания 100 В/мс окончание импульса запуска должно быть не ранее, чем через 360 мкс от момента перехода напряжения через нуль.

Снизить потребляемую мощность еще примерно в десять раз можно за счет подачи на третий вход элементов ИЛИ — НЕ схем на рис. 4 непрерывной последовательности импульсов (показано штриховыми линиями), как это было упомянуто в начале статьи применительно к узлам по схемам на рис. 1. При этом проявляются те же недостатки, что и при непрерывной подаче импульсов на управляющий электрод.

Для уменьшения потерь мощности можно сформированный в узлах по схемам на рис. 4 импульс, продифференцировать его, и продифференцированный задний фронт использовать как запускающий для тиристора (рис. 6). Параметры этого запускающего импульса $T_{\text{и}}$ следует выбирать так. Он должен начинаться как можно раньше после прохождения сетевого напряжения через нуль, чтобы бросок тока через нагрузку в момент включения в начале каждого полупериода был бы минимальным и минимальными были бы помехи и потери мощности. Здесь ширина импульса, формируемого в момент прохождения напряжения сети через нуль, ограничена снизу только временем перезаряда дифференцирующей цепи C1R7 и может быть достаточно малой, но конечной. Оканчиваться импульс должен, как и для предыдущего варианта, не ранее, чем когда ток через нагрузку достигнет тока удержания тиристора.

Схема узла, формирующего импульс включения тиристора точно в момент перехода сетевого напряжения через нуль, приведена на рис. 7, а, а временная диаграмма его работы — на рис. 7, б.

Цепь из резисторов R1-R3 и элемента DD1.1 формирует короткие импульсы (60–100 мкс) в момент перехода сетевого напряжения через нуль. Эти импульсы заряжают конденсатор C1 до напряжения питания.



а

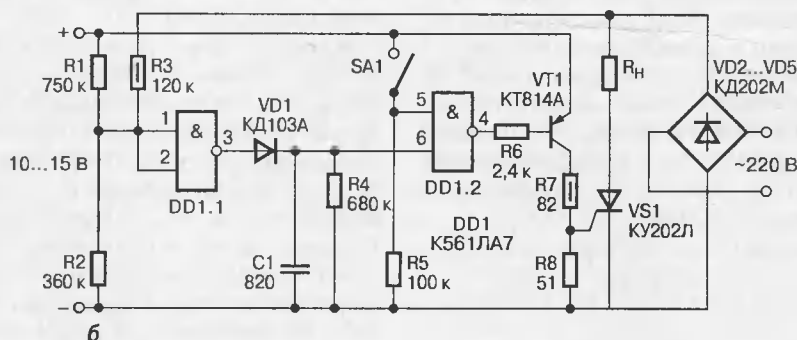


Рис. 7

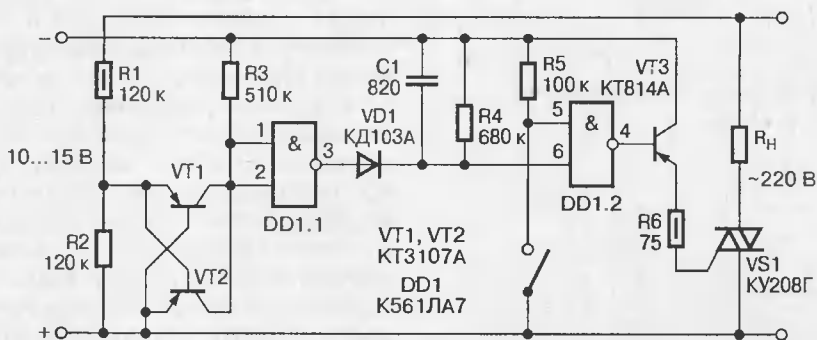


Рис. 8

Конденсатор относительно медленно разряжается через резистор R4, и на выходе DD1.2 формируется импульс отрицательной полярности с длительностью, определяемой постоянной времени цепочки R4C1. При указанных на схеме номиналах длительность импульса составляет примерно 400 мкс. Схема узла управления симистором с близкими параметрами приведена на рис. 8.

При работе узлов по схемам на рис. 7 и 8 подача на управляющий электрод импульса включения спрямляет выходную характеристику тиристора в момент прохождения сетевого напряжения через нуль и при правильно выбранной длительности импульса удерживает тиристор во включенном состоянии до момента достижения тока удержания даже при наличии небольшой индуктивной составляющей нагрузки. Источник питания таких узлов может быть собран по бестрансформаторной схеме с гасящим резистором или, что еще лучше, конденсатором. Помех радиоприему такое включение тиристоров не создает и может быть рекомендовано для всех случаев управления нагрузками с малой индуктивной составляющей.

Если же нагрузка имеет выраженный индуктивный характер, можно рекомендовать схемы управления, приведенные на рис. 2. Для уменьшения помех радиоприему необходимо включение в сетевые провода помехоподавляющих фильтров, а если провода от регулятора до нагрузки имеют заметную длину, то и в эти провода тоже.

Выше были рассмотрены варианты управления тиристорами при их использовании в качестве ключей. При фазоимпульсном управлении мощностью нагрузок можно использовать описанные выше схемотехнические решения по формированию импульсов в моменты перехода сетевого напряжения через нуль для запуска времязадающего узла запуска тиристора. Отметим, что такой узел должен давать стабильную задержку включения тиристора, не зависящую от напряжения сети и температуры, а длительность формируемого импульса должна обеспечить достижение тока удержания независимо от момента включения нагрузки в пределах полупериода или необходимой его части.

Микроконтроллеры? Это же просто!

АЛС318 — наиболее удобный для рассмотрения многоэлектродный 7-сегментный светодиодный индикатор. Разобравшись с тем, как его использовать, вы без особых усилий адаптируете описываемые в статье аппаратные и программные средства под любой 7-сегментный индикатор, будь-то панель, набранная из десятка одиночных индикаторов с большими цифрами, или малогабаритный 5-разрядный АЛС328 в 14-выводном DIP-корпусе.

Схема сопряжения нашего МК с индикатором АЛС318 приведена на рис. 32. Она включает в себя два

Итак, рассмотрим схему на рис. 24. Для работы с индикатором используется порт P1. Четыре его младшие линии (P1.0-P1.3) выводят на дешифратор DD3 код отображаемой цифры: 0000В – 0; 0001В – 1;

Будем считать, что перед нами стоит та же задача, что и в предыдущем случае — отобразить подпрограммой IZOBR на индикаторе два 4-разрядных числа, хранящихся в двоично-десятичном представлении во внутреннем ОЗУ МК в ячейках памяти с адресами от AD00+3 (старший разряд первого числа) до AD00 (младший разряд). В данном примере, как и ранее, символическому адресу AD00 я присвоил численное значение 30H, AD00+1 — 31H, ... AD00+4 — это 34H, AD00+7 — 37H. Первое число я вывожу в четыре правых разряда индикатора, второе — в четыре левых, а в средний (индикатор-то 9-разрядный) вывожу пробел.

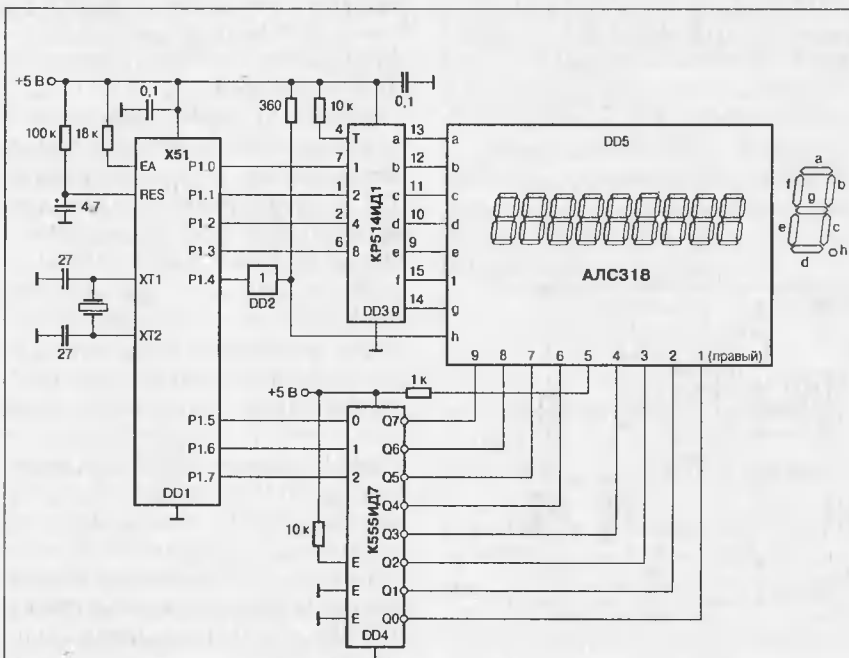


Рис. 24. Схема сопряжения МК с АПС318

Таким образом, если ячейка с адресом 30Н содержит число 07Н, 31Н — число 02Н, 32Н — число 05Н, 33Н — число 04Н, а в следующих четырех ячейках с адреса 34Н по 37Н хранятся, соответственно, числа 08Н, 00Н, 01Н и 02Н, то при запуске подпрограммы IZOBR на индикаторе АЛС318 вы увидите (слева направо) числа 2108 и 4527, разделенные пробелом.

А как быть, если нам нужно отобразить не 2108 и 4527, а 2,108 и 45,27? Очень просто. Вспомним, что отображаемые цифры, хранящиеся в адресах с AD00+0 по AD00+7, — 4-битные (от 0000В до 1111В), а старшие четыре бита каждой из этих цифр хранят незначащие нули. Давайте договоримся, что пятый бит в каждой из ячеек памяти AD00+0-AD00+7 отвечает за десятичную запятую, идущую непосредственно за соответствующей отображаемой цифрой. В нашем примере в числе 2,108 запятая должна отображаться вместе с двойкой, то есть в ячейке с адресом 37Н должно храниться не 02Н, а 12Н. Соответственно, в числе 45,27 десятичная запятая идет после пятерки, то есть она хранится в виде единицы в пятом по счету разряде числа в ячейке 32Н — там вместо 05Н должно находиться 15Н. В остальных же ячейках, хранящих цифры 1, 0 и 8 числа 2,108, и 4, 2, 7 числа 45,27, все четыре старших бита по-прежнему должны хранить незначащие нули.

Соответственно, при отображении на индикаторе той или иной цифры мы в соответствующей подпрограмме должны не только перенести ее из четырех младших битов ячейки AD00+n в четыре младших разряда порта P1 (P1.0-P1.3), но перенести также и пятый бит ячейки AD00+n в пятый разряд P1, т. е. в P1.4. Вот тогда мы сможем на индикаторе увидеть не только 2108 и 4527, но и 2,108 и 45,27.

И еще один момент, на который я хочу обратить ваше внимание. Как мы договорились, дешифратор DD4 может управлять восемью разрядами индикатора. В то же время АЛС318 — 9-разрядный, и мы хотим, чтобы средний (пятый с любого края) разряд был всегда погашен. Как погасить разряд, на управление которым у нас уже нет свободного выхода дешифратора? Правильно, подать на его катод единичный уровень. А если бы мы захотели погасить самый старший

(левый) разряд индикатора, а в младших 8 разрядах отображать число от 00000000 до 99999999? Естественно, нужно было бы подать единицу на катод старшего разряда, а с выходами дешифратора соединить оставшиеся восемь катодов и при этом не забыть сделать соответствующие изменения в приводимой ниже программе.

Ну а теперь перейдем непосредственно к программе IZOBR:

```

;
AD00 EQU EQU
30H
CNSKIND EQU EQU
40H ;счетчик 0-255
;
;ПОДПРОГРАММА IZOBR ОБЕСПЕЧИВАЕТ
ВЫВОД ИНФОРМАЦИИ
;НА ЭКРАН 8-РАЗРЯДНОГО ДИСПЛЕЯ
АЛС318
;
IZOBR:
MOV CNSKIND,#0
IZOBR1:
MOV A,CNSKIND
INC A
JZ GASH
MOV CNSKIND,A
ANL
A,#00000111B
MOV R0,A
LCALL DISPLAY
SJMP IZOBR1
GASH: MOV P1,#11101111B
RET
;
;ПРИ ВХОДЕ В ЭТУ П/П R0=0...7 (СКАНИ-
;РОВАНИЕ). НАДО ПОСЧИТАТЬ AD00+R0,
;ПРОЧИТАТЬ ПО ЭТОМУ АДРЕСУ ЧИС-
ЛО,ПОМЕС-
;ТИТЬ ЕГО В МЛ. 5 БИТ P1, А СОДЕРЖИМОЕ
;R0 — В СТАРШИЕ 3 БИТА
DISPLAY:
MOV A,#AD00
ADD A,R0
MOV R1,A
;R1=AD00+R0
MOV A,@R1
ANL
A,#00011111B
MOV R1,A
MOV A,R0
RR A
RR A
RR A
RR A
ADD A,R1
MOV P1,A
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP

```

NOP
NOP
NOP
NOP

RET

Она реализует отображение методом динамической индикации. Напомню, что при этом одноименные (в нашем случае анодные) сегменты разных разрядов индикатора объединены между собой, и, вследствие этого, код отображаемого символа одновременно подается на аноды всех разрядов. Отображается же этот символ в том разряде, катоды которого находятся под нулевым потенциалом, при этом все остальные разряды индикатора оказываются погашены. Следовательно, если мы на дешифратор DD3 подадим код символа, который должен быть отображен в первом разряде, то для того, чтобы он высветился в нужном месте, на входы второго дешифратора (DD4) нужно подать код, при котором бы на его выходе, соединенном с катодом первого разряда, появился лог. 0. Далее, дав небольшую задержку, на DD3 подадим код символа, который должен отобразиться во втором разряде, а на входы DD4 — такой код, чтобы лог. 0 появился на его выходе, соединенном с катодом второго разряда. Процедуру будем повторять до тех пор, пока не переберем все разряды индикатора и не высветим в каждом из них соответствующую цифру, затем еще раз, еще, еще и т. д.

Обратимся снова к схеме на рис. 24. Заметьте, что крайний правый разряд я соединил с выходом 0 дешифратора DD4, второй справа — с выходом 1, третий — с выходом 2 и т. д. Это означает, что при отображении цифры, стоящей в самом правом разряде, на входах DD4 должен присутствовать код 000В, при отображении цифры во втором справа разряде — код 001В, в третьем справа — код 010В, в четвертом — 011В, в шестом (пятый отключен подачей на его катоды единицы) — 100В, в седьмом — 101В, в восьмом — 110В, и в девятом, крайнем слева — 111В. Вспомним также, что цифра, которая должна отобразиться в крайнем справа разряде, хранится в ячейке с адресом AD00+0, следующая — с адресом AD00+1, и т. д. Таким образом, для реализации отображения методом динамической индикации мы, во-первых, должны где-то в микро-

контроллере иметь счетчик, последовательно перебирающий значения 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 0, 1... Во-вторых, когда значение этого счетчика (назовем его счетчиком сканирования) равно 0, то нужно отображать цифру из ячейки AD00+0, когда 1 — из ячейки AD00+1, и т. д. Иными словами, если значение счетчика равно n , то отображаемая цифра должна быть извлечена из ячейки AD00+n. И в-третьих, вместе с отображаемой цифрой мы должны на входы дешифратора DD4 (т. е. на линии P1.5-P1.7) вывести текущее значение упомянутого счетчика. Вот, собственно, и все, что должна сделать наша программа.

Как это реализовано в IZOBR? В ячейке памяти CNSKIND организован счетчик, значение которого в начальный момент устанавливается в 0 командой `MOV CNSKIND, #0`. В ходе выполнения программы оно непрерывно увеличивается — команда `MOV A, CNSKIND` переносит его содержимое в аккумулятор, затем команда `INC A` увеличивает его на 1, а команда `MOV CNSKIND, A` возвращает инкрементированное значение обратно в ячейку CNSKIND. Идущая затем команда `ANL A, #00000111B` зануляет пять старших битов этого счетчика, точнее оставшейся в аккумуляторе его копии. Зачем? Если вы еще не догадались, поясню. После выполнения этой команды в аккумуляторе остается либо 0, либо 1, либо 2, либо 3, либо 4, либо 5, либо 6, либо 7. Никакой другой цифры там остаться не может. Чтобы осознать это, представьте, что до выполнения команды `ANL A, #00000111B` в нем была восьмерка. Вспомним, что 8 — это 00001000B. Занулите ее 5 старших бит, и получите 0. От девятки (00001001B) после зануления 5 старших бит останется 1, от десяти (00001010B) — двойка, и т. д., до 15 (00001111B), которые при этом оставят семерку. А вот от идущего после 15 числа 16 (00010000B) — (обратите на это внимание) — зануление 5 старших бит оставит снова 0. От 17 останется единица, от 18 — двойка, и т. д.

Таким образом, в результате выполнения вышеупомянутых команд в аккумуляторе последовательно, друг за другом, оказываются 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7. Затем эти цифры снова повторяются в той же последовательности, затем еще и еще, пока не завершится выполнение про-

граммы. А ведь именно это нам и нужно! Далее мы должны это хранящееся в аккумуляторе число перенести в три старших разряда порта P1 и помимо этого прибавить его к AD00; найденную сумму мы возьмем в качестве адреса ячейки, откуда извлечем отображаемую цифру (она находится в младших четырех битах этой ячейки) и выведем ее в четыре младших разряда P1. Вспомним еще, что в пятом бите упомянутой ячейки, как мы договаривались, хранится разряд десятичной запятой. Его нужно вывести на ту линию порта, которая управляет сегментом h индикатора, то есть в P1.4 (см. программу).

Полученное после выполнение команды `ANL A, #00000111B` значение реализованного программным путем счетчика мы сохраняем в регистре R0 (команда `MOV R0, A`) и затем вызываем подпрограмму DISPLAY. Последняя загружает в аккумулятор число #AD00 и командой `ADD A, R0` суммирует его со значением счетчика, хранимого в R0. Полученная сумма сохраняется в регистре R1 (`MOV R1, A`).

Далее идет пока еще не очень нам знакомая команда `MOV A, @R1`. Что она делает? Напомню, что в предыдущей главе, рассматривая регистр DPTR, мы узнали, что команда `MOVX A, @DPTR` предписывает микроконтроллеру прочитать в аккумулятор данные из ячейки внешней памяти, адрес которой хранится в DPTR. Вспомнив это, вы догадаетесь, что `MOV A, @R1` заставит наш МК прочитать в аккумулятор данные из ячейки памяти, адрес которой хранится ... где? Правильно, в R1. Вспомните также, что при рассмотрении команды `MOVX A, @DPTR` я отметил, что X на конце команды `MOVX` говорит о том, что чтение должно осуществляться из внешней памяти данных. В команде же `MOV A, @R1` этого X нет, что говорит о том, что чтение должно быть

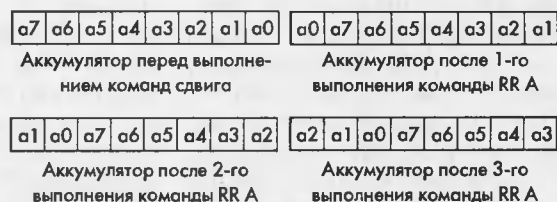


Рис. 25. Последовательность выполнения трех команд RR A

осуществлено из внутренней памяти данных. Следовательно, `MOV A, @R1` предписывает МК найти, какой адрес хранится в регистре R1, после чего перенести в аккумулятор данные из той ячейки внутреннего ОЗУ, адрес которой найден в R1. Попутно отмечу, что команда `MOV @R1, A` вынуждает МК совершить обратное действие — перенести данные из аккумулятора в ячейку внутренней памяти, адрес которой хранится все в том же R1. Кстати, подобный метод адресации, когда адрес ячейки памяти, участвующей в обмене данными, находится в каком-либо регистре, носит название косвенной адресации (адрес мы находим косвенно, при помощи R1 или DPTR), в отличие от прямой адресации (например, `MOV A, R1`), где адрес (регистр R1) в явном виде указан в команде.

Теперь вернемся к нашей программе, от которой мы слегка отвлеклись. Чуть раньше мы нашли адрес ячейки памяти, где хранится цифра, соответствующая значению счетчика сканирования (счетчика, последовательно перебирающего значения 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 0, 1...). Этот адрес, равный AD00+n, мы сохранили в R1. Затем мы вызвали команду `MOV A, @R1`. Думаю, что всем, читающим эти строки, очевидно, что после выполнения последней в аккумуляторе будет находиться та самая цифра, которую нам надо отобразить. Но цифра эта хранится в четырех младших битах аккумулятора, а в пятом хранятся 1 или 0, зажигающие или гасящие десятичную запятую после отображаемой цифры. Три старших бита пока не несут полезной информа-

Аккумулятор	a2	a1	a0	0	0	0	0	0
Регистр R1	0	0	0	b4	b3	b2	b1	b0
Аккумулятор	a2	a1	a0	b4	b3	b2	b1	b0

Рис. 26. Сложение аккумулятора и регистра R1

тодами используем дешифратор 155ИД3 (4 в 16). Как говорилось выше, для управления последним дешифратором используем линии P1.4-P1.7 порта P1, а для десятичной запятой — линию P3.0. В остальном же схема остается без изменений.

Программа, управляющая этим 16-разрядным табло, приведена ниже. Она аналогична той, что рассмотрена нами чуть выше, но учитывает отличия в аппаратной части — использование 16-разрядного индикатора и управление десятичной запятой по другой линии порта. Комментировать эту программу я не буду — вам должно быть вполне по силам самостоятельно найти отличия в программах и разобраться, чем вызваны эти отличия.

```
AD00      .EQU
30H
CNSKIND   .EQU
40H      ;счетчик 0-255
;
;ПОДПРОГРАММА IZOBV ОБЕСПЕЧИВАЕТ
ВЫВОД 16 ЦИФР ИЗ AD00+0...
```

AD00+15 НА ЭКРАН 16-РАЗРЯДНОГО
ДИСПЛЕЯ

```
IZOBV:
MOV      CNSKIND,#0
IZOBV1:
MOV      A,CNSKIND
INC      A
JZ       GASH
MOV      CNSKIND,A
ANL      A,#00001111B
MOV      R0,A
LCALL    DISPLAY
SJMP     IZOBV1
GASH: MOV P1,#11111111B
CLR      P3.0
RET
```

;ПРИ ВХОДЕ В ЭТУ П/П R0=0...15 (СКАНИ-
РОВАНИЕ).НАДО ПОСЧИТАТЬ AD00+R0,
ПРОЧИТАТЬ ПО ЭТОМУ АДРЕСУ
ЧИСЛО,ПОМЕС-
ТИТЬ ЕГО В МЛ. 4 БИТА P1, A
СОДЕРЖИМОЕ
R0 — В СТАРШИЕ 4 БИТА. ЗАПЯТУЮ В P3.0

```
DISPLAY:
MOV      A,#AD00
ADD      A,R0
```

```
;R1=AD00+R0
MOV      R1,A
MOV      A,@R1
MOV      C,ACC.4
MOV      P3.0,C
ANL      A,#00001111B
MOV      R1,A
MOV      A,R0
RR        A
RR        A
RR        A
ADD      A,R1
MOV      P1,A
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
NOP
RET
```

Александр Фрунзе,
alex.fru@dian.ru

Продолжение следует



Мы предлагаем лучшее...




Электролитические конденсаторы
Танталовые конденсаторы
Керамические многослойные конденсаторы
Резисторы
Выпрямительные диоды и мосты
Кварцевые резонаторы
SMD компоненты

New!
Впервые на российском рынке!
Стопятиградусные электролитические конденсаторы высочайшего качества
по цене стандартных!

Компания «ПОЛИСЭТ»
Оптовые поставки пассивных и активных электронных компонентов
тел./факс: (095) 967 0591, 967 0592
http://www.poliset.ru
e-mail: sales@poliset.ru
Москва, Краснопресненская наб., 12
ПРИГЛАШАЕМ ДИСТРИБЬЮТОРОВ

Имитаторы работы охранных устройств

Большинство электронных охранных устройств имеет световую индикацию, предупреждающую о нахождении объекта под охраной. Световой индикатор, как правило, устанавливают на видном месте, для того чтобы любой мог видеть, что объект находится под охраной. Таким образом, наглядная индикация режима охраны часто является отрезвляющим фактором для злоумышленников. Например, подростки-хулиганы, решившие угнать автомобиль для того, чтобы покататься, выберут тот, у которого в салоне нет мигающего светодиода. Также можно предположить, что воры, забравшиеся в квартиру или гараж, увидев мигающий светодиод, изменят свои планы и поспешат убраться до приезда милиции или хозяев.

Учитывая, что стоимость современных электронных устройств охраны довольно высока, а имитировать их работу совсем несложно и недорого, можно сделать вывод о том, что присутствие индикатора-имитато-

ра работы охранного устройства может принести не меньшую пользу, чем само охранное устройство. Кроме того, имитатор может отвлечь внимание от места установки действующей сигнализации или использоваться временно до тех пор, пока не будет установлена нормальная сигнализация. В любом случае работа имитатора при отсутствии охранного устройства или дополнительно к имеющемуся может оказаться полезной.

В подавляющем большинстве случаев индикатором служит светодиод красного света, работающий в прерывистом режиме. В статье предлагается несколько схем простых и недорогих прерывателей для работы светодиода в подобном режиме.

Достаточно хорошие результаты получаются при использовании схем, показанных на рис. 1 и 2. В них тумблер SB1 применяется для включения/выключения имитатора, а подстроечным резистором можно изменять частоту мигания светодиода. Если вы хотите, чтобы имитатор включался автоматически после включения зажигания, то питание к этим схемам необходимо подклю-

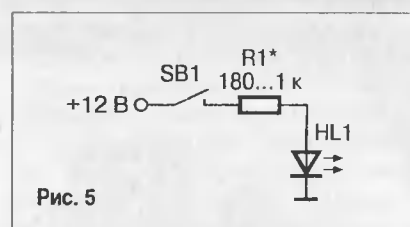


Рис. 5

чить через дополнительное реле, как показано на рис. 3. Кроме этого можно использовать любое другое малогабаритное реле с рабочим напряжением 12 В. Светодиод также можно заменить любым другим, подобрав яркость свечения резистором R4 (R3).

При установке имитатора в квартире его можно запитать от сети переменного напряжения 220 В. В этом случае прерыватель можно подключить по схеме, показанной на рис. 4. Аналогично можно подключить и прерыватель, показанный на рис. 2. Вместо диода VD1 и стабилитрона VD2 можно использовать любые другие, ана-

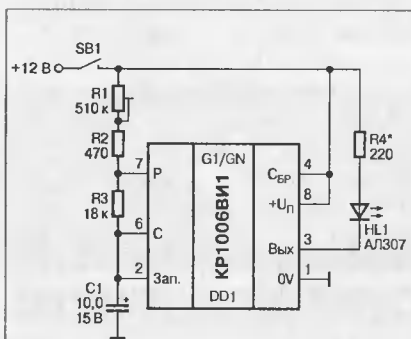


Рис. 1

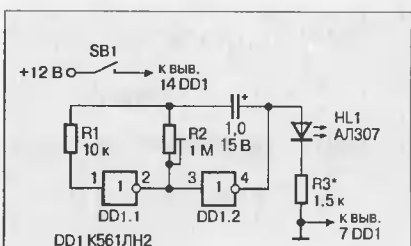


Рис. 2

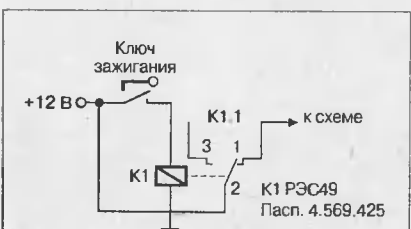


Рис. 3

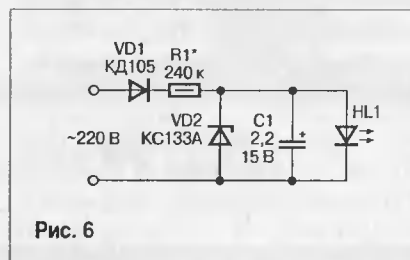


Рис. 6

логичные указанным на схемах. Хочется напомнить, что при работе с сетью переменного напряжения 220 В необходимо соблюдать правила техники безопасности.

Задачу изготовления имитатора можно значительно упростить, если есть возможность приобрести импортный светодиод со встроенным прерывателем. Такие светодиоды по внешнему виду и по размерам ничем не отличаются от обычных. К их недостаткам можно отнести лишь невозможность регулировки частоты мигания и высокую

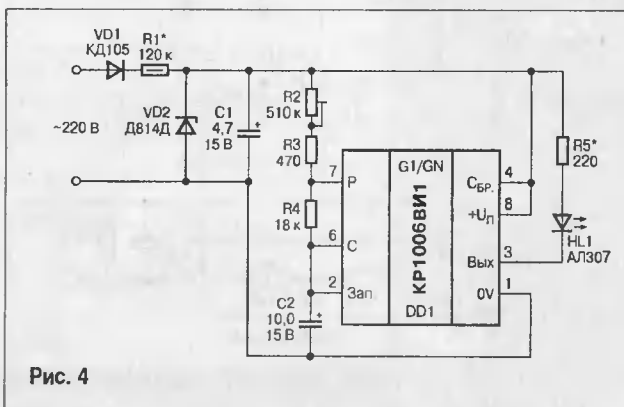


Рис. 4

стоимость. Мигающие светодиоды различных типов имеют разные рабочие напряжения. Для некоторых светодиодов минимальное напряжение, при котором начинает работать встроенный прерыватель, равно 1,5 В. Од-

нако встречаются светодиоды, которые начинают мигать при напряжении 8–9 В. Так или иначе, мигающий светодиод можно установить в автомобиль, подключив его по схеме, показанной на рис. 5. Номинал гасящего резистора устанавливается подбором, начиная

с больших значений. Подключить мигающий светодиод к сети 220 В можно по схеме, представленной на рис. 6. В ней нужно использовать стабилитрон VD2 с напряжением стабилизации, примерно соответствующем рабочему напряжению мигающего светодиода.

Все вышеописанные схемы имеют малые габариты, не критичны к выбору элементов и просты в изготовлении.

Петр Загорелов,
lazz@rambler.ru

Частотомер из... китайского приемника

Китайские приемники *Palito*, информация о которых уже появилась в некоторых технических изданиях, очень дешевы и просты в использовании. Эти устройства собраны на микросхеме TA1080 фирмы Philips, которая предназначена для построения миниатюрных монофонических УКВ-приемников.

Для прослушивания приемника через наушники или динамик выходное напряжение подается на простой усилитель ЗЧ. Кроме того, некоторые модели таких приемников содержат встроенный цифровой частотомер, который благодаря наличию системы автоматической настройки и удержания частоты гетеродина заметно улучшает работу приемника. К тому же низкая промежуточная частота приемника (70 кГц) существенно упрощает его сопряжение с частотомером, поскольку есть возможность подключить последний непосредственно к гетеродину с использованием лишь буферных усилителей. Обычно они представляют собой два транзистора, включенных по схеме с ОЭ.

Эти усилители обеспечивают достаточную чувствительность частотомера, чтобы использовать его в качестве самостоятельного устройства. Он позволяет измерять частоту от 1 до 150 МГц с точностью до десятых долей Гц, а при достаточно высоком уровне сигнала — вплоть до 300 МГц. Правда, как видно, точность его относительно невысока, но приемники настолько дешевы, что можно смириться и с невысокой точностью, и с не очень широким диапазоном частот, измеряемых подобным частотомером. К тому же стоит учесть, что в радилюбительской практике часто бывает необходимо именно этот диапазон.

Самый простой способ использования цифровой шкалы приемника в качестве самостоятельного частотомера — это отключение его от гете-

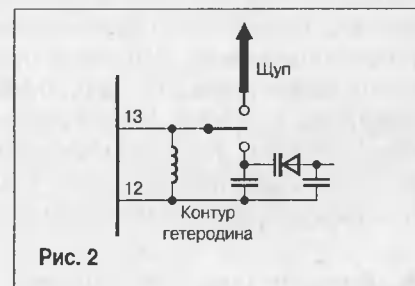


Рис. 2

родина и подключение к измеряемому сигналу. Но на достаточно высоких частотах (примерно от 20 МГц) и достаточно большом сигнале можно использовать и другой способ. Достаточно отключить от контура гетеродина конденсатор, а к катушке гетеродина приблизить контур прибора, частоту которого необходимо измерить.

Кстати, если на корпусе приемника установить тумблер, включающий/выключающий конденсатор, и к нему припаять щуп в виде иглы, как показано на рис. 1, то впоследствии приемник можно будет не разбирая использовать как по прямому назначению, так и в качестве частотомера.

Илья Ефремов,
editor@dian.ru

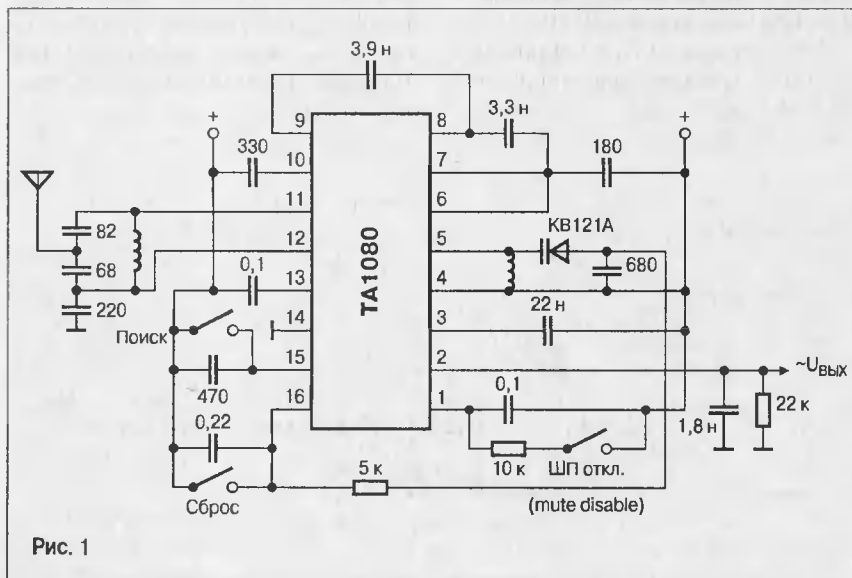


Рис. 1

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

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

Гонорары
выплачиваются авторам,
проживающим на
территории СНГ

Простой металлодетектор

Предлагаемое устройство представляет собой прибор, реагирующий на приближение металлических предметов к катушке. Несмотря на чрезвычайную простоту схемы, устройство позволяет обнаружить, например, медную монету диаметром 2,5 см на расстоянии более 10 см, а крупные предметы из цветных металлов, на расстоянии более одного метра.

К достоинствам устройства можно отнести очень малое потребление энергии (5 мА от батарейки «Крона»), простоту настройки и отсутствие проблем с какими-либо наводками.

На рис. 1 представлена принципиальная схема устройства. Его чувствительным элементом является колебательный контур генератора, собранного по классической схеме на транзисторе VT1. При этом с помощью резистора R1, от которого зависит глубина обратной связи, генератор установлен в особый режим, очень чувствительный к добротности колебательного контура. Последняя, в свою очередь, зависит от среды, в которой находится контур. Глубина возбуждения генератора определяет постоянное напряжение в точке «А».

Поскольку это напряжение зависит не от частоты, а лишь от глубины возбуждения генератора, это, к сожалению, не дает возможности дифференцировать обнаруживаемые металлы по их магнитным свойствам. Зато благодаря этому к катушке не предъявляется высоких требований по жесткости и другим параметрам для достижения требуемой чувствительности. И если катушка собрана добросовестно, то чувствительность прибора окажется заметно выше (до 15–20 см для монеты).

Постоянное напряжение, снимаемое с точки «А», через экранированный провод (любой марки) поступает на двухкаскадный усилитель, собранный на двух ОУ, входящих в состав микросхемы DA1. Конденсатор C4 желательно подключить не к общему проводу, а именно так, как показано на схеме, — к плюсу питания для исключения положительной обратной связи. Диоды VD1 и VD2 — кремниевые, с малым обратным током. Они необходимы для быстрого восстановления режимов усилителя при обнаружении больших металлических предметов.

На ОУ DA1.3 собран генератор звуковой частоты, возбуждение которого происходит при уменьшении разности потенциалов на инвертирующем и неинвертирующем входах. С помощью диодов VD3 и VD4 напряжение на входах ограничивается, и достигается эффект управления частотой. Это весьма полезное свойство, т. к. при наличии некоторого навыка изменение частоты помогает не только определить местонахождение предмета, но и оценить его величину. Диоды VD3 и VD4 должны иметь минимальное падение напряжения в прямом включении (например, можно использовать КД419).

На элементе DA1.4 собран инвертор, служащий для увеличения

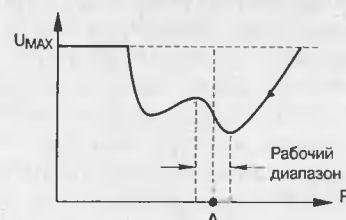


Рис. 2

громкости звучания пьезоизлучателя.

Настройка генератора производится следующим образом. Вместо постоянного резистора R1 устанавливается переменный резистор сопротивлением 10 кОм, и движок его выводится в положение, соответствующее максимальному сопротивлению. При уменьшении его сопротивления напряжение в точке «А» тоже будет уменьшаться, как пока-

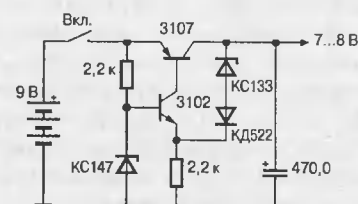


Рис. 3

зано на рис. 2. В какой-то момент оно прекратит уменьшаться и начнет увеличиваться. Необходимо зафиксировать момент, когда напряжение в точке «А» станет минимальным, измерить соответствующее ему сопротивление переменного резистора и обязательно заменить его на постоянный с тем же сопротивлением.

Генератор располагается на отдельной маленькой плате в непосредственной близости с катушкой. Все детали генератора должны быть прецизионными. Транзистор может быть практиче-

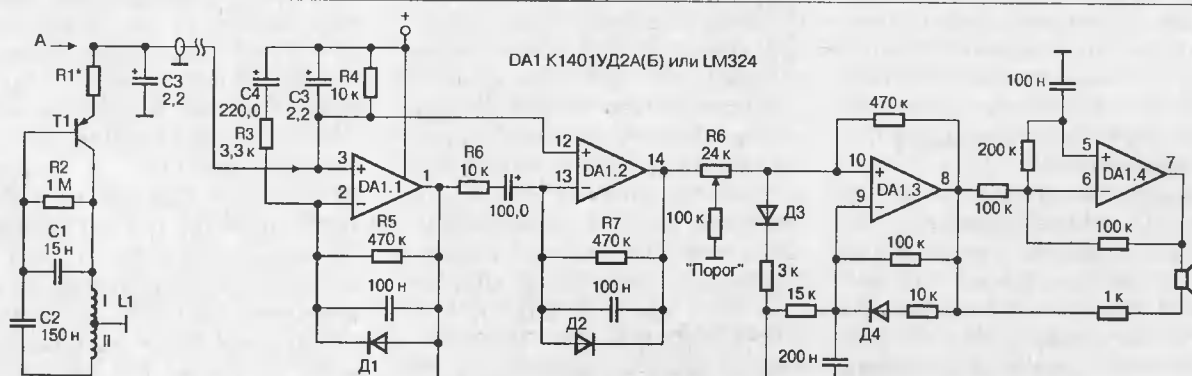


Рис. 1

ски любым структуры p-n-p, даже германиевым с малым усилением. Конденсатор C1 желательно будет подобрать с емкостью в пределах 5–20 нФ по максимальной чувствительности контура. Иногда хороший результат бывает при подключении C1 не к обмотке II, которая является базовой, а к общему проводу. Катушка контура имеет диаметр 14–16 мм, на ней намотано 260 витков провода диаметром 0,2–0,5 мм с отводом от сто шестидесятого витка.

Очень простым и достаточно жестким получается каркас катушки, изготовленный из трех кружков гофрированного картона. Средний кружок должен быть несколько меньшего диаметра, чем крайние. Кроме жесткости, гофрированный картон обладает неплохими теплоизоляционными свойствами, что можно использовать для повышения стабильности работы устройства. Так, если генератор собран на чип-элементах, его можно легко разместить между слоями

картона, что резко снизит воздействие на него перепадов и изменений температуры. Экранировать или теплоизолировать остальную часть устройства не обязательно.

Устройство должно питаться от стабилизированного источника. Вариант стабилизатора, использованный автором, приведен на рис. 3.

Илья Ефремов,
editor@dian.ru

Магическая сила серебряной воды

Серебряная вода используется человеком с глубокой древности. Если верить поистинным машинам, эта фраза встречается в Интернете десятки тысяч раз. Однако история, которой мы хотели бы пополнить эту статистику, началась не свидетельством Геродота о серебряных кувшинах персидского царя Кира.

Испанские и португальские мореплаватели XVI века привозили из дальних походов рассказы о таинственных и манящих золотых и серебряных странах. На слух Сильверрадо, (серебряная страна) куда менее знакома, чем Эльдorado. Можно подумать, что это вызвано меньшей стоимостью серебра по отношению к золоту. Ведь и с платиной было нечто подобное. Конкистадоры после очередных набегов просто высыпали «чертово серебро» за борт кораблей. Со временем все встало на свои места, а вот серебро, на первый взгляд, было незаслуженно забыто. Более правдоподобным объяснением, на наш взгляд, является то, что по мере узнавания свойств этого благородного металла люди начинали испытывать страх перед его божественной силой. Все это мы вспомнили во время очередной экспедиции к Силиконовым холмам.

Наш путь лежал через аэропорт г. Аделаиды. Новая Зеландия и Австралия — одни из самых чистых мест на Земле, и здесь с большой опаской отнеслись к акциям «почтового» терроризма. Не избежали санобработки и мы. Весь багаж прошел камеру, заполненную каким-то туманом, а нашу одежду обрызгали «австралийским дихлофо-

сом» шустрые ребята в форменной одежде. Аэрозоль без запаха привлёк наше внимание броской надписью «Новинка. Патентованная формула». После небольшого раздумья и сопоставления фактов мы пришли к выводу, что патентованная формула — это, скорее всего, раствор ионов серебра высокой концентрации, около 0,05 мг/л. И формула эта известна более 100 лет благодаря опытам Бенъе Креде. Ионы серебра являются мощным антисептиком, в десятки и сотни раз более эффективным, чем большинство известных препаратов окислительного действия (сулема, карболовая кислоты, хлор, хлорная известь, гипохлорид натрия и т. п.). Сейчас хорошо известно, что серебро не только прекрасный природный консервант, но и элемент, жизненно необходимый любому организму. Для обеспечения защиты организма в суточном рационе человека в должно содержаться около 0,1 мг серебра. Серебро также оказывает «омолаживающее» действие на кровь и благотворно влияет на ход физиологических процессов организма. Еще одним замечательным его свойством является способность практически мгновенно убивать одноклеточные структуры и быть совершенно безвредным для многоклеточных организмов. Это может оказать неоценимую услугу всему человечеству в борьбе с различными микробами и вирусам.

Этнолог Элсдон Бест (1856–1931), занимавшийся изучением маори, коренных обитателей Новой Зеландии, зафиксировал у них любопытные представления. Маори считают, что их предки прибыли

с острова в Тихом океане, который называется Гаваки (скорее всего, это один из группы островов близ Таити). Они прибыли на семи длинных каноэ вместе с вождем Тама Те Капуа, именем которого называется теперь Дом собраний в Огайнемуту. В традиционном маорийском эпосе, посвященном этому событию, рассказывается о жизни туземцев на удивительном острове. На родине маори никогда не было болезней, воинам всегда сопутствовала удача в редких конфликтах с соседними племенами по причине отменного здоровья. Солнце светило круглый год. Даже если над всем океаном клубились густые тучи, то там, словно по волшебству, было прорублено окно и яркие лучи солнечного света освещали остров. На фоне серой пелены он похож на сверкающий алмаз. Туземцы каждый день еще до восхода солнца собирались всем племенем на берегу океана, чтобы исполнить ритуальный гимн. Слова дошли до нас практически без изменения. Маори до сих пор поют его, правда не каждый день. Заслуживают внимания и рассказы о «Блестящей реке» и «лунных камнях». Вне всякого сомнения, речь идет о выходе на поверхность залежей самородного серебра. Ручей, насыщенный ионами серебра, впадал в море, образовывал водопад. А серебряный туман подавлял развитие болезнетворных бактерий и вирусов. Обычный для туземцев способ лечения открытых ран заключался в «ингаляциях». Раненого клали на ложе из свежесрезанных ветвей целебных растений и поливали камни очага водой из Блестящей реки. Маори до сих пор готовят пищу на раскаленных в костре камнях. Благодаря множественным кристаллическим образова-

ниям серебра — дендритам, — эта местность носила название Дендропарк. По современным данным доктора Роберта Сейнера (Нобелевский лауреат, специалист по коллоидальным растворам серебра), действие серебра на организм при ежедневном приеме сравнимо с приобретением второй иммунной системы. Загадка климата легко может быть объяснена образованием в морской воде йодида серебра. Микрокристаллы поднимаются вместе с испарениями в воздух и образуют центры конденсации в верхних слоях атмосферы. Постоянное присутствие этого химического реагента в атмосфере подобно осушителю. Это явление широко применяют на практике и сейчас для борьбы с градом и дождем.

Полинезийцы были бесстрашными мореходами. На своих лодках они достигали берегов южной Америки. Вполне вероятно, что и аргонавты были их далекими предками. Ведь слово «серебро» по латыни звучит как «Аргентум». Может быть, вовсе не золотое, а серебряное руно влекло к себе древних греков и римлян. Несомненно, рассказы конкистадоров о серебряной стране указывают на родину маори — остров Гаваки. Бегство маори из земного рая ориентировочно в 1350 г. связано с сильнейшим извержением вулкана, изменившим микроклимат острова. В эпосе «Тама Те Капуа» этому посвящены поэтические строки:

Все очень просто,
сказки — обман!
Солнечный остров
скрылся в туман!

В память об этих давних событиях маори до сих пор после окончания приготовления пищи заливают свои костры святой водой. Когда мы приехали в поселок маори Огайнемуту, они в знак особого почта проделали это, чтобы рассеять тучи над озером Роторуа. Возможно, из-за уникального расположения долины или из-за какой другой причуды розы ветров, эффект не заставил себя долго ждать. В тот день и в последующие над Огайнемуту было безоблачное небо.

Евгений Панаев
panaeff@chat.ru,

Александр Скобичевский
scobichevsky@mail.ru

Электронный замок с ключами iButton

В последнее время широкое распространение получили замки, ключом к которым является электронная таблетка iButton (или touch memory) фирмы Dallas Semiconductor. Такие замки используются во многих учреждениях, а также на дверях подъездов. Кроме того, ключи iButton часто применяются для расчетов на автозаправочных станциях и в других местах. Таким образом, у многих уже есть ключи iButton. Поэтому при проектировании самодельного замка рационально использовать в нем уже имеющиеся у пользователя ключи.

Именно так и сделано в предлагаемом замке: с ним могут работать любые типы ключей, так как используется только записанный в ПЗУ iButton серийный номер, который есть в любом их типе. К тому же, команда чтения этого номера одна и та же для всех типов ключей — 33H. Код семейства, который различается у разных типов, может быть любым. Он воспринимается как еще одна цифра серийного номера. Самым дешевым типом ключей является DS1990A.

Замок проектировался для индивидуального использования и имеет предельно простую конструкцию. На входной двери снаружи располагается только панелька для iButton и светодиод открывания дверей. Открывание дверей изнутри осуществляется с помощью кнопки. В качестве исполнительного механизма используется стандартная защелка с электромаг-

ном, рассчитанным на напряжение 12 В. Коды ключей хранятся в энергонезависимой памяти и могут стираться или добавляться пользователем. Для защиты от несанкционированного перепрограммирования замка используется мастер-ключ. Всего в память можно записать 9 ключей. Это количество продиктовано возможностями одноразрядного индикатора номера программируемого ключа. Если действовать еще и буквы A–F, то можно увеличить суммарное количество ключей до 15. Это делается путем замены значения константы MAXK в программе. Таким же способом можно и уменьшить максимальное количество ключей.

Принципиальная схема замка показана на рис. 1. Основой конструкции является микроконтроллер U1 типа AT89C2051 фирмы Atmel. К порту P1 подключен семисегментный индикатор, который ис-

пользуется при программировании ключей. Для этих же целей предназначена и кнопка SB1, подключенная к порту P3.7. Хранение серийных номеров ключей осуществляется в микросхеме U3 EEPROM типа 24C02, подключенной к портам P3.4 (SDA) и P3.5 (SCL). Внешняя панелька для iButton подключается к порту P3.3 через разъем XP2 и элементы защиты VD4, R3, VD5 и VD6. Подтягивающий резистор R4 выбран согласно спецификации однопроводной шины. Параллельно внешней панельке подключена еще и внутренняя панелька XS1, которая тоже используется для программирования ключей. Кнопка открывания двери подключена к порту P3.2 через разъем XP1 и такие же элементы защиты, как и для ключа iButton. Электромагнит исполнительного устройства замка, подключен через винтовой терминал XT1. Электромагнитом управляет ключ VT3, в качестве которого используется мощный МОП-транзистор типа IRF540. Диод VD7 защищает от выбросов самоиндукции. Ключом VT3 управляет транзистор VT2, который инвертирует сигнал, поступающий с порта P3.0 и обеспечивает управляющие уровни 0/12 В на затворе VT3. Инверсия нужна для того, чтобы исполнительное устройство не срабатывало во время сброса микроконтроллера, когда на порту присутствует уровень логической единицы. Управляющие 12-вольтовые уровни

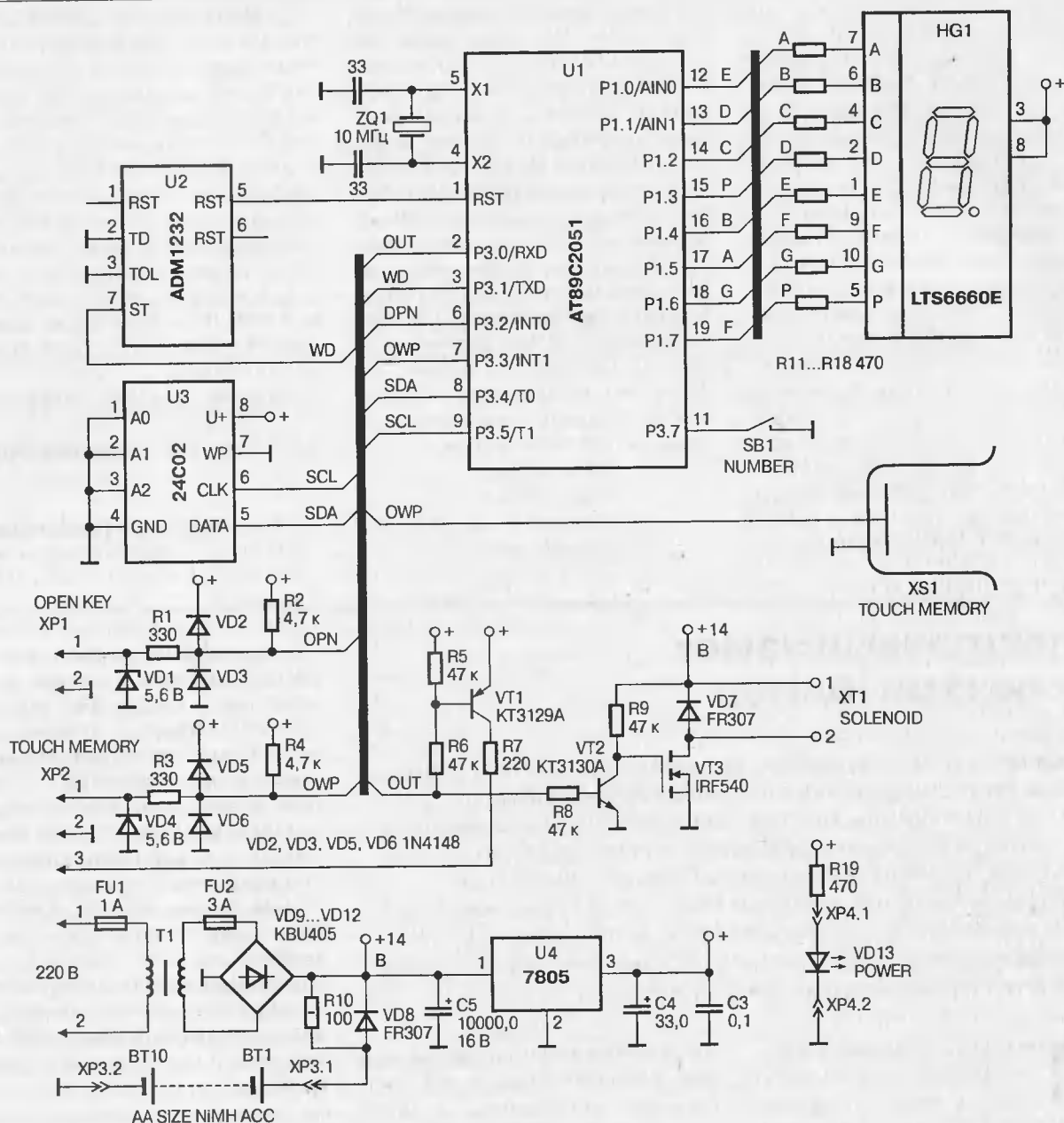


Рис. 1. Принципиальная схема замка

позволили применить обычный МОП-транзистор вместо более дефицитного низковольтного (logick level) транзистора. Для индикации открытия замка используется светодиод, который управляется тем же портом, что и электромагнит, но через транзисторный ключ VT1. Светодиод подключается через тот же разъем, что и iButton. Поскольку устройство должно работать без обслуживания круглосуточно, для повышения надежности установлен супервизор U2 типа ADM1232. Он имеет встроенный сторожевой таймер и монитор питания. Порт P3.1 микроконтроллера формирует периодические импульсы для сброса сторожевого таймера.

Питание устройства осуществляется от встроенного блока питания, содержащего трансформатор T1, выпрямительный мост VD9-VD12 и интегральный стабилизатор U4. В качестве резервного источника питания используется батарея BT1-BT10 из десяти NiMH-аккумуляторов типоразмера AA емкостью 800 мА/ч. При питании устройства от сети батарея аккумуляторов заряжается через резистор R10 током примерно 20 мА, что составляет 0,025 с. Режим зарядки малым током называют капельным (trickle charge). В таком режиме аккумуляторы могут находиться сколь угодно долго, контроля конца процесса зарядки не требуется. Когда аккумуляторы оказываются полностью

заряженными, забираемая ими от источника питания энергия превращается в тепло. Но поскольку ток зарядки очень маленький, выделяемое тепло рассеивается в окружающее пространство без сколько-нибудь заметного увеличения температуры аккумуляторов.

Конструктивно устройство выполнено в корпусе размером 150×100×60 мм. Большинство элементов, включая трансформатор питания, смонтировано на печатной плате. Аккумуляторы размещаются в стандартных пластмассовых держателях, которые закреплены внутри корпуса рядом с платой. В принципе можно ис-

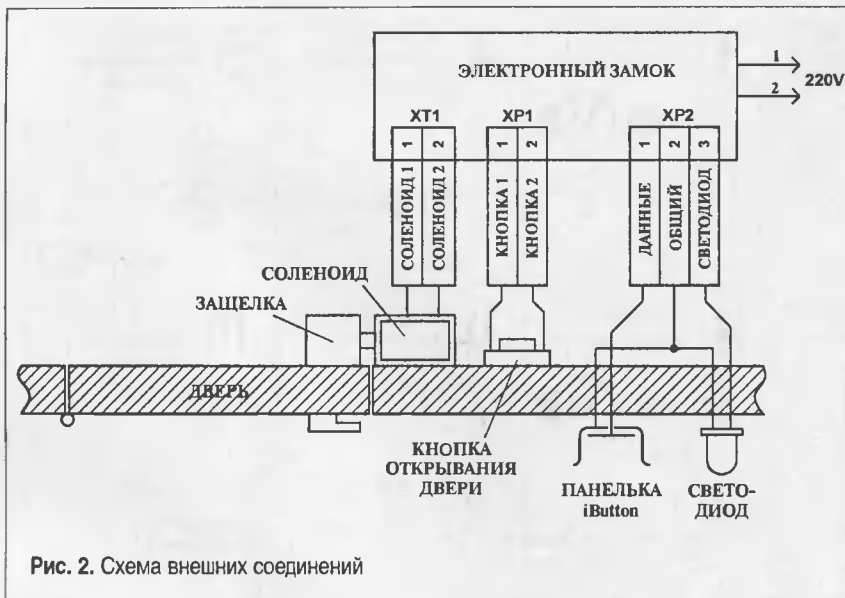


Рис. 2. Схема внешних соединений

пользовать и другие типы аккумуляторов, например 12-вольтовую кислотную необслуживаемую батарею, применяющуюся в охранных системах. Для подключения исполнительного устройства на плате имеются терминалы типа ТВ-2, все остальные внешние цепи подключаются через малогабаритные разъемы с шагом контактов 2,54 мм. Разъемы расположены на печатной плате и снаружи корпуса недоступны. Провода выходят из корпуса через резиновые уплотнители. Поскольку индикатор HG1, кнопка SB1 и панелька для iButton XS1 используются только во время программирования, они размещены на плате внутри устройства. Это упрощает конструкцию корпуса и делает его более защищенным от внешних

воздействий. На боковой панели корпуса размещен только светодиод индикации включения VD13. Схема внешних соединений показана на рис. 2.

При открывании двери на электромагнит подается импульс длительностью 3 секунды. Логика работы устройства такова, что если кнопку открывания двери удерживать, то все это время электромагнит будет под напряжением и, соответственно, дверь будет открытой.

Замок может иметь максимум девять ключей плюс один мастер-ключ. Коды ключей заносятся в энергонезависимую память под номерами от 1 до 9. Код мастер-ключа занесен в ПЗУ микроконтроллера и не может быть изменен. Программирование новых ключей или стирание старых может быть

произведено только при наличии мастер-ключа. Как и другие ключи, мастер-ключ может использоваться для открывания замка.

Для программирования нового ключа нужно проделать приведенную ниже последовательность действий:

1. Сначала надо нажать кнопку программирования. На индикаторе появится буква «Р», что означает вход в режим программирования.
2. После этого следует коснуться мастер-ключом панельки. На индикаторе появится цифра «1», которая обозначает номер программируемого ключа.
3. Далее кнопкой выбирается нужный номер.
4. После этого нужно коснуться любым ключом панельки. Цифра на индикаторе начнет мигать, что говорит о готовности к программированию.
5. Для программирования коснуться панельки тем ключом, код которого требуется занести в память. В случае успешного программирования цифра на индикаторе перестанет мигать и будет гореть постоянно.
6. Для выхода из режима программирования нужно просто подождать 5 секунд, после чего индикатор погаснет.

Схематически процесс программирования нового ключа показан на рис. 3.

Если нужно запрограммировать несколько ключей, то можно сразу перейти от пункта 5 к пункту 3 и повторить пункты 3–5 необходимое число раз.

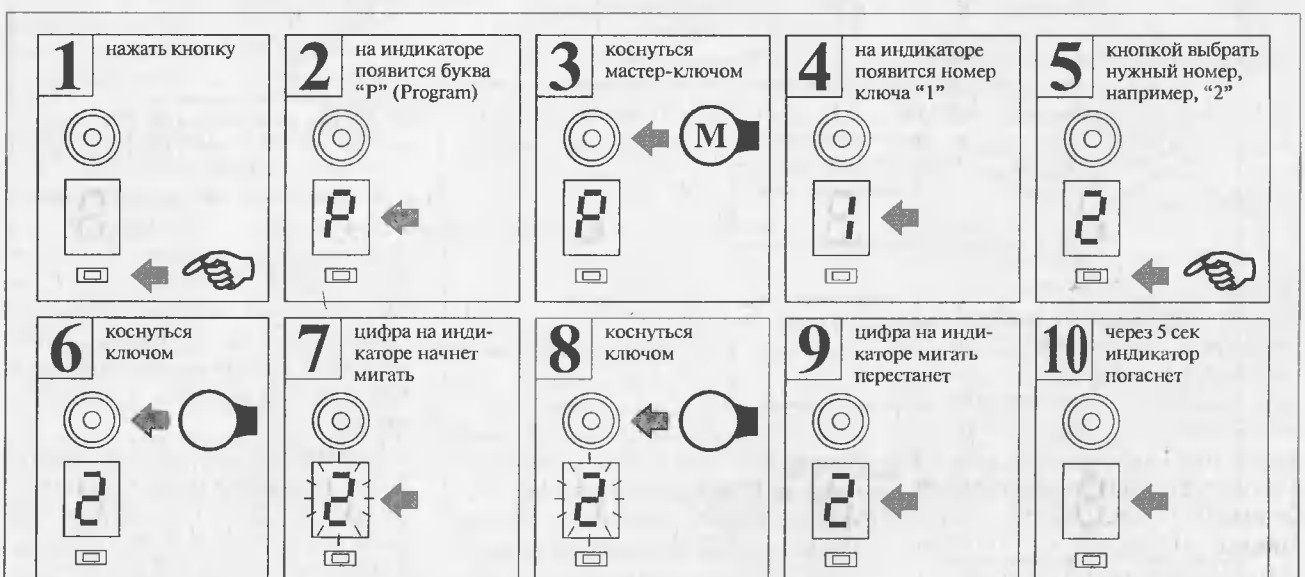


Рис. 3. Программирование нового ключа



Рис. 4. Стирание лишнего ключа

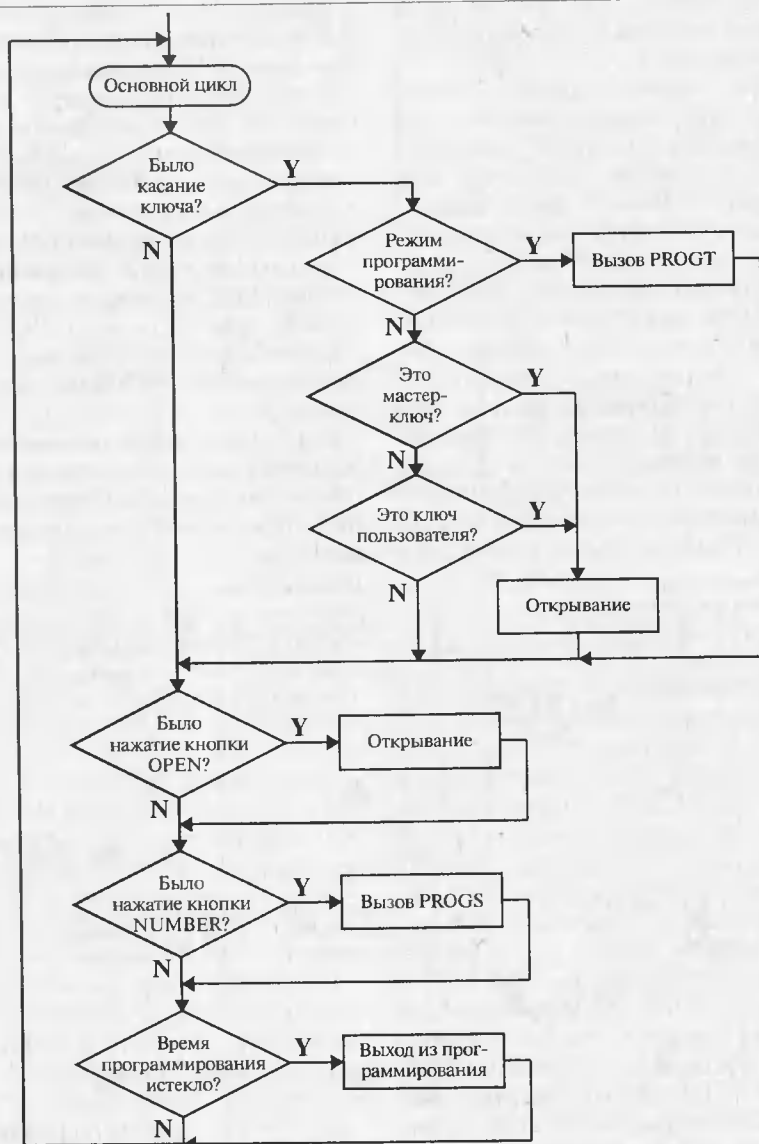


Рис. 5. Блок-схема основного цикла программы

Если после того, как цифра на индикаторе начнет мигать, окажется, что выбран не тот номер, то для исключения потери кода ключа под этим номером можно нажать кнопку или просто подождать 5 секунд. В первом случае текущий номер увеличится на единицу, а содержимое памяти останется без изменений. Во втором случае произойдет полный выход из режима программирования без изменения кодов. Вообще, выход из программирования можно осуществить в любой момент, если сделать паузу более 5 секунд.

Для стирания из памяти лишнего ключа последовательность действий остается такой же, как и при программировании, только все действия производятся мастер-ключом. То есть процесс стирания фактически является записью кода мастер-ключа на неиспользуемые номера.

Схематически процесс стирание лишнего ключа показан на рис. 4.

В процессе программирования открыть дверь кнопкой можно, а вот открытие с помощью iButton заблокировано. Поскольку внутренняя и внешняя панельки соединены параллельно, нужно следить, чтобы во время программирования никакие ключи не касались внешней панельки.

Код мастер-ключа записывается в ПЗУ программ микроконтроллера начиная с адреса 2FDH. Длина кода составляет 8 байт. Последовательность цифр должна быть такая же, как и на корпусе touch-memory, читать нужно слева на-

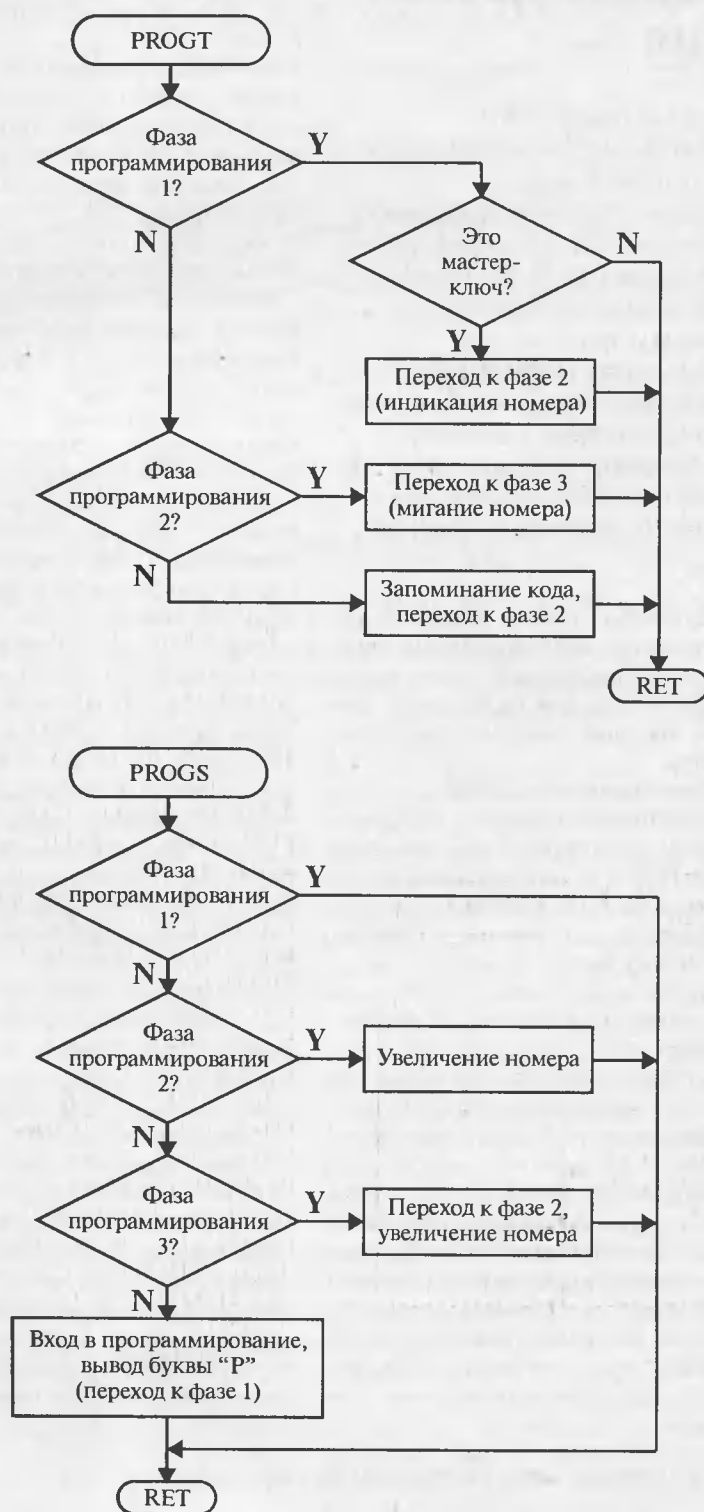


Рис. 6. Блок-схемы подпрограмм программирования номера ключа

зователя), занесенного в память, замок открывается. Так же проверяется состояние кнопки открывания двери, и в случае обнаружения нажатия замок открывается.

Для обработки событий, связанных с программированием, имеются две подпрограммы PROG1 и PROG2, блок-схемы которых приведены на рис. 6. Первая вызывается при считывании кода ключа в режиме программирования, вторая — при нажатии кнопки программирования (NUMBER). Процесс программирования разбит на три фазы. При нажатии кнопки NUMBER осуществляется вход в режим программирования, т. е. переход к фазе 1. При этом на индикатор выводится буква «Р». Считываемые после этого коды ключей проверяются на совпадение с кодом мастер-ключа, так как только он может позволить продолжить программирование. Если такое совпадение произошло, то осуществляется переход к фазе 2. На индикатор выводится номер текущего ключа, который кнопка NUMBER может изменять. Если снова будет зарегистрировано касание ключа, то произойдет переход к фазе 3. Еще одно касание ключа приведет к запоминанию его кода и к возврату к фазе 2. Нажатием кнопки NUMBER тоже можно вернуться к фазе 2, но без изменения содержимого памяти. Любое действие в режиме программирования вызывает перезагрузку таймера возврата, который имеет интервал 5 секунд и проверяется в основном цикле. Если будет обнаружено обнуление этого таймера, то происходит выход из режима программирования. Приведенные блок-схемы являются сильно упрощенными, однако общую логику построения программы они понять позволяют.

Исходный текст программы, оттранслированный код и файл разводки печатной платы можно найти на сайте: <http://www.dian.ru/programs/index.html>.

Описанный замок, конечно, не обладает широким набором возможностей. Однако он очень прост, что делает его доступным для повторения. Открытый исходный текст программы позволяет самостоятельно производить усовершенствование конструкции или адаптацию ее к конкретным требованиям.

Леонид Ридико,
wubblick@yahoo.com
Виктор Лапицкий,
victor_lap@yahoo.com

право. То есть по адресу 2FDH заносится значение контрольной суммы, затем по адресам 2FEN-303H шесть байт серийного номера начиная со старшего байта, и, наконец, по адресу 304H — код семейства. Например, код в целом может выглядеть так: D6 85 26 01.

Программа электронного замка имеет главный цикл, блок-схема которого показана на рис. 5. В основном цикле производится опрос панели, и если там обнаруживается ключ, то считывается его код. Затем этот код проверяется, и если он совпадает с кодом мастер-ключа или любого другого ключа (ключа поль-

Синхронизация передачи данных: способы кодирования

Мы начинаем публикацию избранных глав из новой книги «Компоненты телекоммуникационных систем. Анализ инженерных решений», которую в настоящее время готовит к печати издательство «Эко Трендз». Книга написана известным практически каждому, кто занимается цифровой электроникой, автором Борисом Владимировичем Шевкоплясом в соавторстве с С. М. Сухманом и А. В. Берновым. В ней рассмотрены примеры построения телекоммуникационных систем, отдельных устройств и их составных частей. В ближайших номерах мы планируем опубликовать три главы этой книги, представляющие, на наш взгляд, наибольший интерес для подготовленных читателей. Первая них посвящена рассмотрению способов кодирования сигнала при передаче, вторая — вопросам выделения синхросигнала и данных из канала связи, а третья — рассмотрению практических решений синхронизации передачи данных.

Основные методы кодирования цифровой информации для ее передачи по последовательным каналам связи

Структура последовательного канала связи

Передача информации между достаточно удаленными устройствами требует представления ее в виде последовательного потока битов, характеристики которого зависят от особенностей конкретной системы. Физической основой такой системы является линия связи, которая обычно выполнена в виде витой пары проводов, коаксиального кабеля либо оптического световода.

В зависимости от расстояния данные, передаваемые по линии, могут однократно или многократно подвергаться ретрансляции с целью восстановления амплитуды и временных характеристик (рис. 1) [1].

Алгоритмы работы передатчика, ретранслятора и приемника определяются выбранным кодом, предназначенным для передачи по линии, который называют линейным кодом.

Униполярный код NRZ

Простейшим линейным кодом является униполярный код типа NRZ (Non Return to Zero), который иллюстрирует рис. 2, а. В этом коде нули представлены отсутствием импульса (напряжение, близкое нулю), а единицы — наличием импульса (некоторое положительное напряжение).

Этот код имеет четыре недостатка. Во-первых, средняя мощность, выделяемая на нагрузочном резисторе R (на рисунке не показан), равна $A^2/2R$, где A — амплитуда импульса напряжения. Число 2 в знаменателе дроби соответствует равновероятному появлению лог. 0 и лог. 1 в потоке данных. Результат неутешительный. Резистор R рассеивает тепловую энергию в два раза интенсивнее, чем при

биполярном кодировании, при такой же амплитуде сигнала, равной A (рис. 2, б)!

Во-вторых, униполярные сигналы всегда содержат постоянную составляющую и значительную долю низкочастотных компонентов в спектре при передаче длинных последовательностей единиц. Это препятствует передаче сигналов через трансформаторы или конденсаторы.

В-третьих, ретрансляторы и приемники надежно восстанавливают синхронизирующую временную сетку только тогда, когда паузы между изменениями сигнала не слишком велики. Изменение сигнала после незначительной паузы позволяет всякий раз корректировать «ход часов» ретранслятора или приемника. С увеличением паузы надежность «службы времени» падает. Например, после передачи серии из 10 тыс. нулей приемник, вероятнее всего, не сможет точно определить, находится ли последующая единица на позиции 9999, 10000 или 10001. То же относится и к передаче длинных цепочек из лог. 1. Другими словами, при передаче достаточно большой последовательности нулей или единиц приемник (или ретранслятор) теряет синхронизацию с передатчиком (или ретранслятором).

И последний, четвертый недостаток — отсутствие возможности оперативной регистрации ошибок, таких как пропадание или появление лишнего импульсов из-за помех.

Биполярный код NRZ

Биполярный сигнал NRZ (рис. 2, б) обладает лучшими энергетическими характеристиками. Единица представлена положительным уровнем напряжения, ноль — отрицательным. Нагрузочный резистор R в данном случае постоянно рассеивает тепло, так как на нем, независимо от передаваемого кода, присутствует

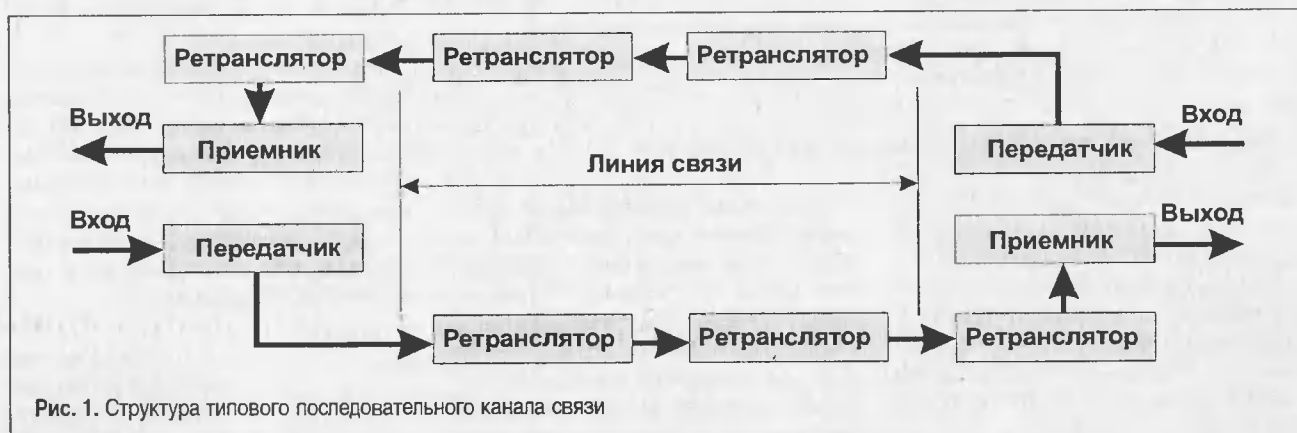


Рис. 1. Структура типового последовательного канала связи

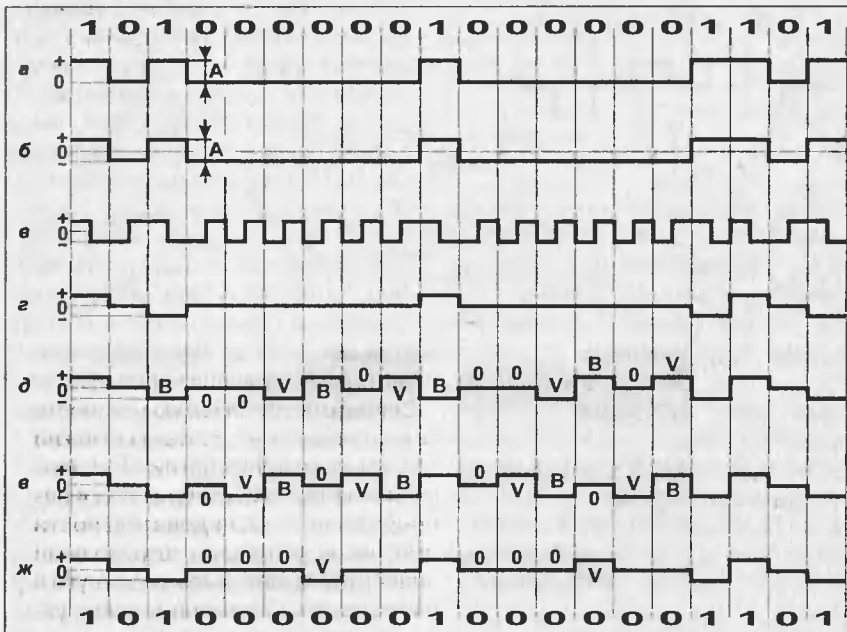


Рис. 2. Передача информации с помощью наиболее распространенных линейных кодов: а — униполярный код NRZ; б — биполярный код NRZ; в — код «Манчестер-II»; г — код AMI; д — код B3ZS; е — код B6ZS; ж — код HDB3; затемненными прямоугольниками выделены «заготовки»

напряжение $A/2$ той или иной полярности. Средняя мощность, выделяемая на нагрузочном резисторе, равна $(A/2)^2/R = A^2/4R$, то есть половине средней мощности униполярного сигнала, хотя перепад уровней тот же самый.

Таким образом, первый из отмеченных ранее недостатков униполярного сигнала NRZ в какой-то мере удалось устранить. Но остальные три недостатка сохраняются. Для их ликвидации необходимо введение избыточности одним из двух способов:

1) скорость передачи сигналов по линии выбирается большей, чем скорость передачи информации без использования дополнительных электрических уровней сигнала;

2) скорость передачи сигналов по линии выбирается равной скорости передачи информации, но вводятся дополнительные электрические уровни сигналов.

Код «Манчестер-II»

Примером кода с избыточностью, введенной согласно только что упомянутому первому способу, является код «Манчестер-II». Форма биполярного сигнала при передаче кода «Манчестер-II» показана на рис. 2, в. Единица кодируется отрицательным перепадом сигнала в середине битового интервала, нуль — положительным перепадом. На границах битовых интервалов сигнал при не-

обходимости изменяет значение, «готовясь» к отображению очередного бита в середине следующего битового интервала.

С помощью кода «Манчестер-II» решаются сразу все отмеченные ранее проблемы. Поскольку число положительных и отрицательных импульсов на любом достаточно большом отрезке времени равно или отличается не более чем на один импульс, что не имеет значения, постоянная составляющая равна нулю.

Подстройка часов приемника или ретранслятора производится при передаче каждого бита, т. е. снимается проблема потери синхронизации при передаче длинных цепочек нулей или единиц.

Спектр сигнала содержит только две логические составляющие: F и $2F$, где F — скорость передачи информационных битов. Наличие только двух (а не трех или более) электрических уровней сигнала позволяет надежно их распознавать (хорошая помехозащищенность).

Критерием ошибки может являться «замораживание» сигнала на одном уровне на время, превышающее время передачи одного информационного бита, поскольку, независимо от передаваемого кода, сигнал всегда «колеблется» и никогда не «замирает». Но за эти чрезвычайно полезные качества

приходится платить удвоением требуемой частотной полосы связной аппаратуры. Поэтому код «Манчестер-II» широко используется там, где частотные ограничения не являются определяющими.

Код AMI

Второй способ введения избыточности связан с добавлением дополнительных электрических уровней, в простейшем случае — третьего, «нулевого» уровня.

На рис. 2, г приведена форма сигнала с попеременной инверсией знака, так называемого AMI-сигнала (Alternative Mark Inversion). Нули кодируются отсутствием импульсов, а единицы — попеременно положительными и отрицательными импульсами. Постоянная составляющая сигнала AMI равна нулю. Поэтому при передаче длинной последовательности единиц синхронизация нарушается при передаче длинной последовательности нулей, как и в коде NRZ.

Обнаруживаются ошибки, нарушающие правильную последовательность знакочередующихся сигналов.

Коды BNZS, HDB3

Потеря синхронизации при передаче длинной последовательности нулей предотвращается таким образом: цепочки нулей передатчик заменяет определенными «заготовками», которые представляют собой «кусочки» стандартных временных диаграмм. Коды AMI, в которых цепочка из N нулей заменяется определенной подстановкой, называются BNZS-кодами (Bipolar with N Zeroes Substitution).

В коде B3ZS (рис. 2, д) каждые три последовательных нуля расположены либо комбинацией 00V, либо 00V. Символ V обозначает импульс, который отвечает правилам кодирования AMI. Символ 0 обозначает импульс, который нарушает правила кодирования AMI (совпадает по полярности с предыдущим).

Выбор одной из этих двух «заготовок» производится так, чтобы, во-первых, число импульсов V между двумя последовательно расположенными импульсами V было нечетным, а во-вторых, чтобы полярность импульсов V чередовалась.

В коде B6ZS (рис. 2, е) каждые шесть последовательных нулей подменяются комбинацией 0V0V0V.

Коды BNZS получили широкое распространение в компьютерных сетях США и Канады: линии T1 —



Рис. 3. Временная диаграмма сигнала в линии

1,544 Мбит/с, T1C — 3,152 Мбит/с, LD-4 — 274,176 Мбит/с, T4 — 274,176 Мбит/с. В странах Западной Европы широко используется код HDB3 для работы на скоростях 2,048 и 8,448 Мбит/с. Этот код очень похож на BNZS, поскольку максимально допустимое число нулей, стоящих в цепочке, равно трем.

Каждые четыре последовательно расположенных нуля подменяются комбинацией 000V либо В00V. Выбор той или иной комбинации производится так, чтобы, во-первых, число импульсов В между двумя последовательными импульсами V было нечетным и, во-вторых, чтобы полярность импульсов V чередовалась (рис. 2, ж).

Существуют также другие распространённые коды, такие как CMI, PST, 4B3T и т. п. Все они являются разновидностями кодов AMI и созданы с целью минимизации требований к полосе пропускания каналов связи и увеличения обнаруживающей способности по отношению к ошибкам при передаче информации.

Трехуровневое кодирование сигнала с гарантированным изменением уровней между соседними битовыми интервалами

Как следует из вышесказанного, для надежного восстановления «синхросетки» приемником желательно так закодировать данные, чтобы сигнал изменялся как можно чаще, в идеальном случае — в каждом битовом интервале. Эта цель, как было показано, достигается при использовании кода «Манчестер-II» (и подобных ему) ценой расширения

спектра сигнала. Напомним, что код «Манчестер-II» имеет ограниченную область применения. Да и его дешифрация сравнительно сложна.

В системе передачи данных применено трехуровневое кодирование сигнала. Как и в других кодах, между двумя проводами линии может присутствовать отрицательное, нулевое или положительное напряжение, сокращенно $U = -1$, $U = 0$, $U = +1$. Но данное решение интересно тем, что созданы «гарантии» изменения уровня сигнала при переходе от одного битового интервала к другому независимо от вида передаваемой последовательности битов, что подтверждается временной диаграммой на рис. 3.

В этой диаграмме встречаются все сочетания соседних битов (00, 01, 10, 11) и их однородные цепочки (1111 и 000). Тем не менее сигнал всегда изменяется при переходе от одного битового интервала к другому. На первый взгляд, неясно, каким образом был достигнут столь примечательный результат. Но вскоре мы убедимся, что правила кодирования и декодирования очень просты.

Как следует из рис. 4, передатчик содержит двухразрядный регистр RG1, логическую схему L1 и формирователь S трехуровневого сигнала. Приемник содержит преобразователь R трехуровневого сигнала в двухуровневые (лог. 0, лог. 1), двухразрядный регистр RG2 и логическую схему L2.

В начале очередного битового интервала по фронту синхросигнала CLK в регистре RG1 фиксируется двухразрядный код, сформирован-

ный логической схемой L1 в предыдущем битовом интервале. С незначительной задержкой, достаточной для надежной фиксации кода в регистре RG1, на вход передатчика подается очередной бит DATA. Далее на протяжении битового интервала на входах логической схемы L1 присутствует результат обработки предыдущего бита (код, отображающий предыдущее состояние передатчика) и очередной бит данных. Логическая схема L1 на основе анализа входной комбинации сигналов формирует двухразрядный код, который определяет новое состояние передатчика. В зависимости от сочетания сигналов на выходе логической схемы L1 формирователь S трехуровневого сигнала выдает в провода линии нулевое, положительное или отрицательное напряжение.

Переходы передатчика между тремя возможными состояниями можно проследить по диаграмме, приведенной на рис. 5.

Передатчик может находиться в трех состояниях, выделенных на рис. 5 кружками. Эти состояния обозначены в соответствии с принятыми ранее сокращениями.

Стрелками обозначены переходы из одного состояния в другое. Цифра 0 или 1 около стрелки соответствует значению очередного бита DATA. Из рис. 5 следует, что при передаче цепочки битов 111...1 траектория переходов по диаграмме соответствует движению по часовой стрелке, а при передаче цепочки 000...0 — движению в обратном направлении. Передача «случайных» данных сопровождается «блужданием» между тремя состояниями. Следовательно, не бывает ситуаций, при которых одно и то же состояние повторяется в соседних тактах.

Преобразователь R трехуровневого сигнала в двухуровневые (рис. 4) формирует двухразрядный

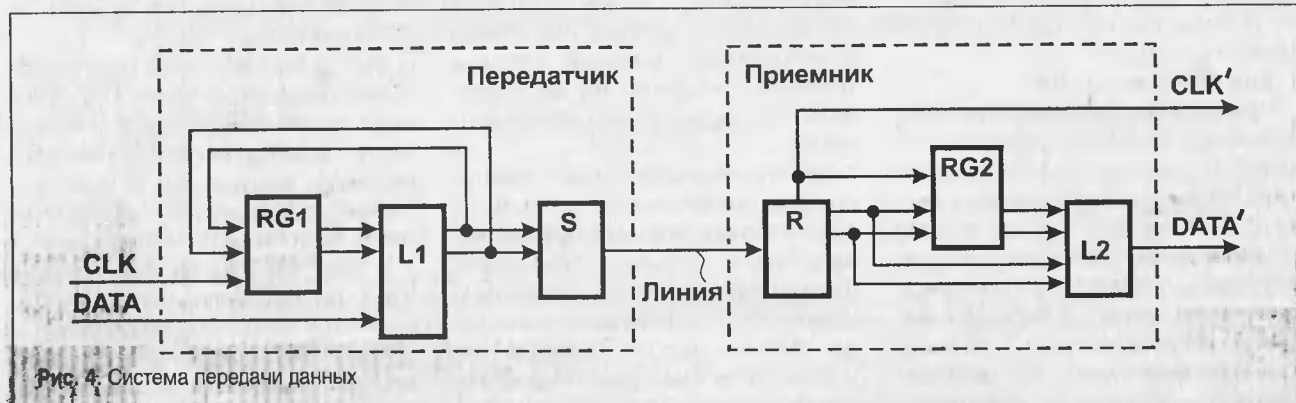
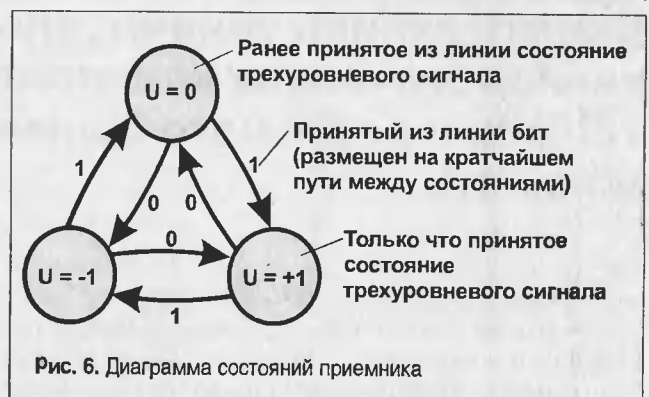
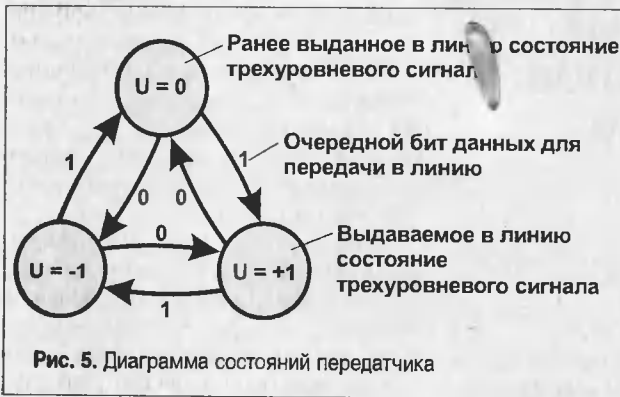


Рис. 4. Система передачи данных



код текущего состояния сигнала в линии и выделяет синхросигнал на основе регистрации фронтов импульсов. В начале очередного битового интервала в регистре RG2 фиксируется предыдущее состояние линии, так что логическая схема L2 оперирует предыдущим и текущим состояниями трехуровневого сигнала. В зависимости от их комбинации можно сделать однозначный вывод о том, какой бит (лог. 0 или лог. 1) поступил на вход приемника.

Декодирование сигналов в приемнике поясняется той же диаграммой, что и предыдущая, но с несколько иной интерпретацией событий (рис. 6).

Предположим, что ранее принятое и текущее состояния трехуровневого сигнала соответствуют показанным на рис. 6. Непосредственный переход между этими состояниями возможен только при приеме единичного бита. Поэтому на выходе логической схемы L2 формируется сигнал DATA' = 1.

Особенность этой схемы кодирования/декодирования состоит в том, что при передаче цепочки битов вида 010101... в зависимости от предыстории может случиться так, что все импульсы будут иметь одинаковую полярность. Это означает, что в сигнале появится постоянная составляющая, что для многих систем

недопустимо. Чтобы избежать этого, можно применить скремблирование данных на входе передатчика и их дескремблирование на выходе приемника. Напомним, что применение этих операций позволяет получить «псевдослучайный» поток битов, в котором устранены нежелательные закономерности их чередования.

Борис Шевкопляс,
Сергей Сухман,
Аркадий Бернов,
boriss@zelm.ru
www.zelax.ru
АО Зелакс

Продолжение следует

ARGUSSOFT

Департамент Микроэлектроники

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибьютор фирм:

8-разрядные микроконтроллеры семейства AVR®

Микросхема	ПЗУ программы	ОЗУ	ЭСПЗУ	Таймеры	АЦП	Рабочая частота
ATtiny12L/V	1 кБ	0	64 Б	2	н/д	0 - 40 - 1 МГц
ATtiny15L	1 кБ	0	64 Б	2	4 вх.	1.6 МГц
ATtiny28L	2 кБ	0	0	1	н/д	0 - 4 МГц
ATmega103/L	128 кБ	4 кБ	4 кБ	3	8 вх.	0 - 60 - 4 МГц
ATmega163	16 кБ	1 кБ	512 Б	3	8 вх.	0 - 8 МГц
AT90S2313	2 кБ	128 Б	128 Б	2	н/д	0 - 10 МГц
AT90S4433	4 кБ	128 Б	256 Б	2	8 вх.	0 - 8 МГц
AT90S6515	8 кБ	512 Б	512 Б	2	н/д	0 - 8 МГц
AT90S6535	8 кБ	512 Б	512 Б	3	8 вх.	0 - 8 МГц

AVR-микроконтроллеры и все средства разработки для них можно приобрести со склада «АРГУССОФТ Компани»

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

Офис в Москве:
Адрес: 129085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505;
Факс: (095) 218-06-42
E-mail: components@argussoft.ru

Новый офис в Санкт-Петербурге:
Адрес: 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 38
Тел.: (812) 314-3808, тел./факс: (812) 310-6234
E-mail: spb@argussoft.ru

Интернет: WWW.ARGUSSOFT.RU

www.platan.ru

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ВАШЕГО УСПЕХА

www.platan.ru

• ВИРТУАЛЬНЫЙ МАГАЗИН РЕАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

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

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

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

• НОВОСТИ, ТЕХНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ, СТАТЬИ, ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

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

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

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

Схемотехника универсальных технологических контроллеров: таймеры реального времени и память

Настоящая статья продолжает цикл, посвященный схемотехнике универсальных технологических контроллеров. В ней рассмотрены критерии выбора схем таймеров реального времени и оперативной памяти, приведен обзор микросхем, выпускаемых наиболее известными производителями мира, отобраны и описаны микросхемы, наиболее удовлетворяющие выработанным критериям.

Функциональные характеристики таймеров реального времени

Таймером реального времени (Real Time Clock — RTC) называется схема, предназначенная для независимого от процессора или контроллера, а также от наличия питания подсчета текущего времени и ведения функций календаря. Таймеры реального времени выпускаются фирмами Dallas Semiconductors [1], Thomson [2], Philips [3], Epson [4], Motorola [5], Unitrode (BenchMarq) [6] и многими другими. Несомненным лидером в этой области является фирма Dallas Semiconductors, которая выпускает наиболее разнообразную номенклатуру микросхем RTC.

Существует по крайней мере по два стандартных формата записи данных времени и календаря в RTC.

Первый основной формат записи данных времени обозначается как STD (Standard Timer Data) и содержит шесть байт (в некоторых 4-битных RTC — шесть младших полу-байт), в которые записываются часы (H), минуты (M) и секунды (S) в виде HH:MM:SS.

Второй расширенный формат записи времени обозначается как STD+hh, где под байтами hh подразумевается значение десятых и сотых долей секунды. Такой формат содержит 8 байт (полубайт) — HH:MM:SS:hh.

Первый стандартный формат записи данных календаря также обозначается STD и содержит значения двух последних цифр года (YY), номер месяца (MM), номер дня (DD). Этот формат содержит шесть байт — YY-MM-DD.

Второй расширенный формат записи данных календаря обозна-

чается Y2K и содержит, в отличие от предыдущего, значения всех четырех цифр года. Формат содержит 8 байт данных календаря — YYYY-MM-DD.

Ниже перечислены основные и возможные функции (свойства) микросхем RTC.

Основная функция — генерация кодов времени и календаря, для чего микросхема имеет встроенный высокостабильный кварцевый генератор, обеспечивающий, как правило, точность не хуже ± 1 минута за месяц, набор счетчиков и программно доступные регистры, в которые помещаются данные текущего времени и календаря.

Многие микросхемы RTC имеют функцию генерации прерывания в запрограммированное время (Time of Day Alarm). Это прерывание генерируется раз в сутки. Обозначается эта функция буквой «A» (здесь и далее мы будем использовать обозначения, применяемые в документации фирмы Dallas Semiconductors).

Некоторые RTC имеют встроенный супервизор питания, который генерирует сигнал сброса (Microprocessor Reset) для микропроцессора (микроконтроллера) и удерживает его в состоянии сброса до тех пор, пока напряжение питания не достигло нормы. Функциональная возможность обозначается как UR. Это сделано для исключения возможности нарушения данных RTC во время переходных процессов питания и для блокировки возможности обращения процессора во время, когда питание не в норме.

В некоторых RTC имеется вход для внешнего сигнала KS (Kick-start), который может вызвать генерацию выходного сигнала RTC для включения питания микропроцессорной системы.

Во многих микросхемах имеется выход P (Periodic), который можно запрограммировать на генерацию импульсов в диапазоне периодов от 122 мкс до 500 мс.

Некоторые микросхемы имеют встроенный сторожевой таймер WD (Watchdog Timer).

Многие микросхемы RTC имеют встроенную энергонезависимую оперативную память RAM (Random Access Memory), причем размер этой памяти может изменяться от нескольких байт до 512 КБ. Это полезное свойство микросхем RTC позволяет при достаточном объеме такой памяти использовать ее в качестве Flash-памяти для хранения различного рода настроек.

Еще одно полезное свойство некоторых микросхем RTC заключается в возможности очистки всей оперативной памяти, для чего в этих микросхемах имеется специальный вход RC (RAM Clear).

Встречаются RTC с выходом U (Update in Progress), индицирующим занятость микросхемы внутренними операциями, а также таймеры с дополнительным прерыванием WU (Wake-up) в запрограммированное время.

Для некоторых применений может быть полезна еще одна особенность — возможность записи времени между событиями ER (Event Recorder).

Очень полезное свойство — счетчик PC (Power Cycle Counter), который считает количество циклов, прошедших с момента включения питания, то есть с момента начала работы системы. Имеется также счетчик VC (Vcc Active Counter), который считает только тогда, когда питание активно.

Микросхемы могут быть выполнены в различных корпусах (DIP, SO), модулях (M) и в виде слотов (S).

Микросхемы RTC выпускаются с напряжением питания 5 или 3,3 В. Выпускаются таймеры RTC с внешним резервным питанием (батарежкой), со встроенной литиевой батарейкой, обеспечивающей, как правило, до 10 лет непрерывной работы, и со встроенными гнездами для сменных батарей.

Доступ к данным микросхемы может быть параллельными (Parallel), смешанным (Mixed), побайтным (Bytewise), а также с использованием последовательных интерфейсов 2-Wire, 3-Wire и SPI. Выпускаются таймеры с байтовым и полубайтовым доступом.

Многие микросхемы RTC с параллельным интерфейсом поддерживают несколько спецификаций шин, например Intel и Motorola.

Отдельные типы микросхем RTC, особенно содержащие большой объем энергонезависимой памяти, совместимы по корпусу и функциональному назначению выводов с некоторыми микросхемами ПЗУ. Естественно, что выпускаются микросхемы с нормальным и расширенным температурным диапазоном работы.

Кроме перечисленных основных и часто встречающихся дополнительных функций, некоторые микросхемы имеют дополнительные специфические функции, например такие, как температурный контроль TC (Temperature Control), температурный будильник TA (Temperature Alarm), встроенный аналого-цифровой преобразователь ADC и т. п.

Критерии выбора RTC для универсальных технологических контроллеров

При анализе приведенных выше свойств микросхем RTC становится ясно, что многие из них являются избыточными при решении нашей задачи — разработке универсальных технологических контроллеров. Определим критерии — основные (обязательные) и желательные качества, по которым мы будем выбирать микросхемы RTC.

Безусловно, микросхема RTC должна иметь функции счета времени и календаря. Формат данных времени и календаря принципиального значения не имеет.

Поскольку технологические контроллеры ориентированы на работу в реальном масштабе времени, обмен между собственно микроконтроллером и его периферийными узлами должен осуществляться достаточно быстро. В связи с этим микросхема RTC должна обеспечивать параллельный байтовый доступ к данным.

Желательно, чтобы микросхема RTC имела Intel-совместимую шину.

Обязательным является наличие встроенной энергонезависимой памяти. Объем памяти зависит от назначения разрабатываемых контроллеров. Для обычных технологических задач, как правило, хватает памяти объемом около 50 байтов. В достаточно редких случаях, когда контроллер должен запоминать и хранить при отключенном питании

большой объем информации, необходимо выбирать RTC с большим объемом встроенной памяти. С учетом того, что адресное пространство большинства микроконтроллеров составляет 64 К, и часть этого пространства занимает быстродействующая RAM и адреса периферийных устройств, объем встроенной в RTC оперативной памяти обычно не превышает 32 К.

Желательно, чтобы корпус и функциональное назначение выводов были совместимы с некоторыми микросхемами Flash-памяти.

Микросхема RTC должна иметь либо встроенную литиевую батарею, либо гнезда для установки сменных батареек, т. е. чтобы микросхема была в модульном исполнении. Это значительно экономит площадь печатной платы.

Обязательно, чтобы микросхема RTC могла устанавливаться в стандартизованные DIP-панельки для обеспечения максимальной ремонтопригодности и модифицируемости контроллера.

Перечисленные критерии позволяют осуществить выбор микросхем RTC из всего многообразия выпускаемых микросхем. В табл. 1 приведены данные наиболее распространенных микросхем RTC.

Кроме приведенных в табл. 1 микросхем RTC, существует ряд достаточно специфических изделий, выпускаемых фирмой Epson [4]. Эта фирма выпускает ряд микросхем с 4-битной параллельной шиной, а также довольно много микросхем с последовательными интерфейсами (2-Wire, 3-Wire, I²C).

Анализ и выбор микросхем RTC

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

Мы отобрали только те микросхемы, которые имеют параллельную шину и модульное исполнение с корпусами MDIP24 и MDIP28. Первые три группы микросхем выполнены в модульных корпусах MDIP24 и имеют очень несущественные отличия, касающиеся дополнительных функциональных возможностей. Все они имеют объем встроенной памяти не менее 114 байт, что вполне достаточно для большинства стандартных применений. Остальные четыре группы микросхем выполнены в модульных корпусах MDIP28.

Из них первые две группы имеют достаточно малый объем памяти (50 и 114 байт) для относительно большого корпуса. Это обстоятельство позволяет нам в случае плохого совпадения функционального назначения выводов исключить их из дальнейшего рассмотрения.

На рис. 1 показано функциональное назначение выводов микросхем RTC первой группы с мультиплексированными шинами адреса и данных.

При этом использованы следующие обозначения:

- AD0-AD7 — мультиплексированная шина адреса/данных;
- Vcc — напряжение питания;
- GND — общий вывод питания;
- MOT — вход выбора типа шины (Intel или Motorola);
- Vcco — выход для питания внешней памяти;
- PWR/ — выход прерывания включения питания с открытым коллектором;
- SQW — выход генератора программируемой частоты;
- CEI/ — вход выборки кристалла для внешней памяти;
- CEO/ — выход выборки кристалла для внешней памяти;
- RCLR/ — вход стирания внутренней памяти;
- IRQ/ — выход прерывания (будильника) с открытым коллектором;
- RST/ — вход сброса;
- DS — строб данных;

Пояснения к табл. 1

В табл. 1 использованы следующие обозначения корпусов (xx — количество выводов):

Mxx — модуль DIP, включающий собственно микросхему RTC, кварцевый резонатор и встроенную (сменную или постоянную) батарею;

Dxx — DIP-корпус;

Txx — TSSOP и TSOP-корпуса;

Sxx — SOIC-корпуса;

Qxx — PQFP-корпуса;

Cxx — CSP-корпуса;

Lxx — PLCC-корпуса;

Bxx — BGA модули, включающие собственно микросхему RTC, кварцевый резонатор и микросхему типа DS3800 для подзарядки батареи;

Pxx — PowerCap-модули, включающие собственно микросхему RTC, кварцевый резонатор и микросхему типа DS9034PCX для подзарядки батареи.

Таблица 1

Тип	Питание, В	Формат времени	Формат календаря	RAM (байт)	Возможности	Тип шины	Корпус
DS1216B	5	STD+hh	STD	2K, 8K		P-Phantom	S
DS1216C	5	STD+hh	STD	8K, 32K		P-Phantom	S
DS1216D	3,3/5	STD+hh	STD	8K, 32K, 128K		P-Phantom	S
DS1216E	3/5	STD+hh	STD	8K, 32K		P-Phantom	S
DS1216F	3/5	STD+hh	STD	8K, 32K, 128K		P-Phantom	S
DS1216H	3,3/5	STD+hh	STD	128K, 512K		P-Phantom	S
DS1243Y	5	STD+hh	STD	8K		P-Phantom	M28
DS1244Y	3,3/5	STD+hh	STD	32K		P-Phantom	M28,P34
DS1248Y	3,3/5	STD+hh	STD	128K		P-Phantom	M32,P34
DS1251Y	3,3/5	STD+hh	STD	512K		P-Phantom	M32,P34
DS1254	3,3/5	STD+hh	STD	2M		P-Phantom	B168
DS1284, BQ4845	5	STD+hh	STD	50	A, WD	P-ByteWide	D28,L28
DS1286, BQ4847	5	STD+hh	STD	50	A, WD	P-ByteWide	M28
DS12885, RTC6593, MC146818A, BQ3285	5	STD	STD	114	A, P, U	P-Muxed	D24,L28,S24
DS12887, M48T86, BQ3287	5	STD	STD	114	A, P, U	P-Muxed	M24
DS12887A, BQ3287A	5	STD	STD	114	A, P, U, RC	P-Muxed	M24
DS12C887, BQ3287, M48T86	5	STD	Y2K	113	A, CR	P-Muxed	M24
DS12C887A, BQ3287A	5	STD	Y2K	113	A, P, U, RC	P-Muxed	M24
DS1302	2-5	STD	STD	31	TC	3-Wire	C8,D8,S8,S16
DS1305/1306, BQ3287A	2-5	STD	STD	96	2A, TC	3-Wire или SPI	C16,D16,T20
DS1307, MK41T56, PCF8583/93, RTC8583/92	5	STD	STD	56		2-Wire	C8,D8,S8
DS1315	3,3/5	STD+hh	STD			P-Phantom	D16,S16,T20
DS1337	1,8-3,3	STD	Y2K		2A	2-Wire	C8,D8,S8
DS1384	5	STD+hh	STD	50	A, WD	P-ByteWide	Q44
DS1386, M48T59, BQ4832Y	5	STD+hh	STD	8K, 32K	A, WD	P-ByteWide	M32,P34
DS14285, BQ4285	5	STD	STD	114	A, P, U	P-Muxed	D24,L28,S24
DS14287, BQ4287	5	STD	STD	114	A, P, U	P-Muxed	M24
DS1486, BQ4842	5	STD+hh	STD	128K	A, WD	P-ByteWide	M32,P34
DS1500	3,3/5	STD	Y2K	256	A, KS, WU, WD, UR	P-ByteWide	D32,S32
DS1501, BQ4845	3,3/5	STD	Y2K	256	A, KS, WU, WD, UR	P-ByteWide	D28,S28,T28
DS1510	3,3/5	STD	Y2K	256	A, KS, WU, WD, UR	P-ByteWide	M32
DS1511, BQ4847	3,3/5	STD	Y2K	256	A, KS, WU, WD, UR	P-ByteWide	M28
DS1543	3,3/5	STD	STD	8K	A, WD, UR	P-ByteWide	M28
DS1553, M48T59A	3,3/5	STD	Y2K	8K	A, WD, UR	P-ByteWide	M28,P34
DS1554, BQ4832Y	3,3/5	STD	Y2K	32K	A, WD, UR	P-ByteWide	M32,P34
DS1556, BQ4842	3,3/5	STD	Y2K	128K	A, WD, UR	P-ByteWide	M32,P34
DS1557	3,3/5	STD	Y2K	512K	A, WD, UR	P-ByteWide	P34
DS1602	5	BIN	BIN			3-Wire	D8,S8
DS1603	5	BIN	BIN			3-Wire	S1P7
DS1615	5	STD	STD	32	A, TA, TS	3-Wire	C16,D16,S16
DS1616	5	STD	Y2K	32	A, TA, CB	3-Wire	D24,S24
DS1629	2,5-5	STD	STD		A, TA	3-Wire	S8
DS1642, M(K)48Tx2	5	STD	STD	2K	NV	P-ByteWide	M24
DS1643, M(K)48Tx8	5	STD	STD	8K	NV	P-ByteWide	M28,P34
DS1644, M48T35, BQ4830Y	5	STD	STD	32K	NV	P-ByteWide	M28,P34
DS1646	5	STD	STD	128K	NV	P-ByteWide	M32,P34
DS1647, BQ4850Y	5	STD	STD	512K	NV	P-ByteWide	M32,P34
DS1670	3,3	STD	STD		A, ADx3, WD, UR	3-Wire	S20,T20
DS1672	2/3/3,3	BIN	BIN		UR, TC	2-Wire	
DS1673	3/5	STD	STD		A, ADx3, WD, UR	3-Wire	S20,T20
DS1677	5	STD	STD		A, ADx3, WD, UR	3-Wire	T20
DS1678	5	STD	Y2K	32	A, CR, ER	2-Wire	D8,S8
DS1680	3,3/5	STD	STD		A		Q44
DS1682	3/5	BIN		10-EPROM		2-Wire	
DS1685, BQ3285L	3/5	STD	Y2K	114+128	A, P, U, KS, WU, RC	P-Muxed	C24,D24,L28,S24
DS1687, BQ3287E	3/5	STD	Y2K	114+128	A, P, U, KS, WU, RC	P-Muxed	M24
DS1688	3/5	STD	Y2K	114	A, P, U, KS, WU, RC, VC, PC	P-Muxed	D28,S28
DS1689	3/5	STD	Y2K	114	A, P, U, KS, WU, RC, VC, PC	P-Muxed	D28,S28
DS1691	3/5	STD	Y2K	114	A, P, U, KS, WU, RC, VC, PC	P-Muxed	M28
DS1693	3/5	STD	Y2K	114	A, P, U, KS, WU, RC, VC, PC	P-Muxed	M28
DS17285	3/5	STD	Y2K	114+2K	A, P, U, KS, WU, RC	P-Muxed	D24,S24,T28
DS17287	3/5	STD	Y2K	114+2K	A, P, U, KS, WU, RC	P-Muxed	M24
DS1742, M(K)48Tx2	3,3/5	STD	Y2K	2K	NV	P-ByteWide	M24
DS1743, M48T59	3,3/5	STD	Y2K	8K	NV	P-ByteWide	M28,P34
DS1744, M48T35, BQ4830Y	3,3/5	STD	Y2K	32K		P-ByteWide	M28,P34
DS1746	3,3/5	STD	Y2K	128K	NV	P-ByteWide	M32,P34
DS1747, BQ4850Y	3,3/5	STD	Y2K	512K	NV	P-ByteWide	M32,P34
DS17485	3/5	STD	Y2K	114+4K	A, P, U, KS, WU, RC	P-Muxed	D24,S24,T28
DS17487	3/5	STD	Y2K	114+4K	A, P, U, KS, WU, RC	P-Muxed	M24
DS17885	3/5	STD	Y2K	114+8K	A, P, U, KS, WU, RC	P-Muxed	D24,S24,T28
DS17887	3/5	STD	Y2K	114+8K	A, P, U, KS, WU, RC	P-Muxed	M24
MAX6900	2-5	STD	Y2K			SPI	S6
DS2404	3,0-5	BIN			A, I, C	3-Wire	D16,S16
MAX6901	2-5	STD	Y2K			3-Wire	S8

- R/W — вход режима чтения/записи;
- ALE — строб адреса;
- CS/ — вход выборки кристалла;
- Vbaux — вход внешней батареи;
- KS/ — вход сигнала Kickstart;
- RD/ — вход сигнала чтения;
- WR/ — вход сигнала записи;
- NC — неиспользуемый вывод.

Анализ рис. 1 и приведенных данных о функциональном назначении выводов показывает, что микросхемы практически совпадают по основным функциональным выводам, за исключением сигналов управления чтением/записью R/W, RD/, WR/. Это позволяет при использовании минимальных внешних модификаторов устанавливать их на одну и ту же панельку.

На рис. 2 показано функциональное назначение выводов микросхем RTC второй группы с разделенными шинами адреса и данных.

Использованы следующие обозначения:

- A0 – A14 — входы шины адреса;
- D0 – D7 — входы шины данных;
- Vcc — вход питания;
- GND — общий вывод питания;
- CE/ — вход разрешения кристалла;
- WE/ — вход разрешения записи;
- OE/ — вход разрешения чтения;
- RST/ — выход сброса с открытым коллектором;
- INTA/, INTB* — внешние входы;
- IRQ/FT — выход прерывания и тестирования частоты с открытым коллектором;
- SQW — выход генератора программируемой частоты;

Таблица 2

Тип микросхемы	Формат времени	Формат календаря	RAM (байт)	Возможности	Тип шины	Корпус
DS12(C)887(A) M48T86, BQ3287(A)	STD	STD	114	A, P, U, (RC)	P-Muxed	M24
DS14287 BQ4287	STD	STD	114	A, P, U	P-Muxed	M24
DS1687 BQ3287E	STD	Y2K	114+128	A, P, U, KS, WU, RC	P-Muxed	M24
DS1286 BQ4847	STD+hh	STD	50	A, WD	P-Byte-wide	M28
DS1691/DS1693	STD	Y2K	114	A, P, U, KS, WU, RC, VC, PC	P-Muxed	M28
DS1543/DS1643 M(K)48Tx8	STD	STD	8K	A, WD, UR	P-Byte-wide	M28
DS1553/DS1743 M48T59A	STD	Y2K	8K	A, WD, UR	P-Byte-wide	M28
DS1644/DS1744 M48T35, BQ4830Y	STD	STD	32K		P-Byte-wide	M28

- CE2 — вход 2 разрешения кристалла;
- NC — неиспользуемые выводы.

Анализ рис. 2 и приведенных данных о функциональном назначении выводов показывает, что микросхемы совпадают по основным функциональным выводам. Это позволяет устанавливать их на один и тот же сокет (панельку). Кроме того, разводка этой панельки позволяет при необходимости устанавливать на нее вместо микросхем RTC многие микросхемы ПЗУ (ROM — Read Only Memory).

Таким образом, мы отобрали для использования в универсальных технологических контроллерах две группы микросхем RTC: первая — с минимальными (основными) функциями счета времени и календарем и малым объемом встроенной памяти, которая может быть исполь-

зована в более простых (в отношении решаемых программных задач) технологических контроллерах, вторая — с основными функциями и встроенной энергонезависимой RAM довольно большого объема (8 или 32 К) для использования в технологических контроллерах со сложным программным обеспечением и необходимостью энергонезависимого хранения больших объемов данных.

Микросхемы RAM для технологических контроллеров

Как правило, при разработке универсальных технологических контроллеров известны их примерные области применения, соответственно, известен примерный уровень сложности про-

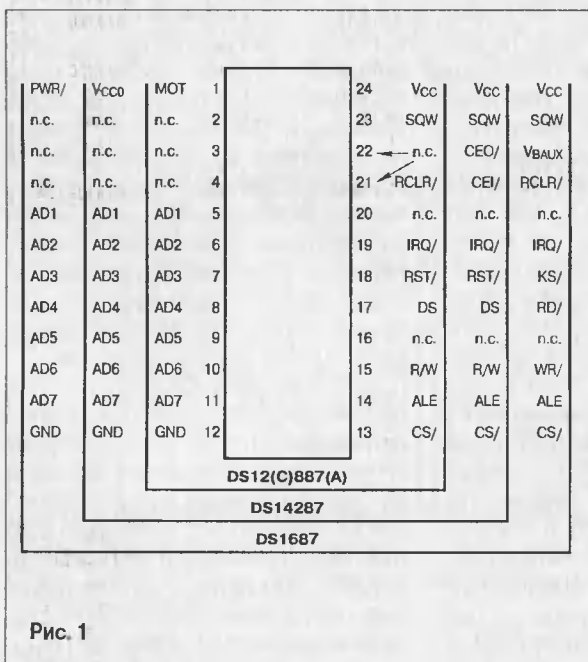


Рис. 1

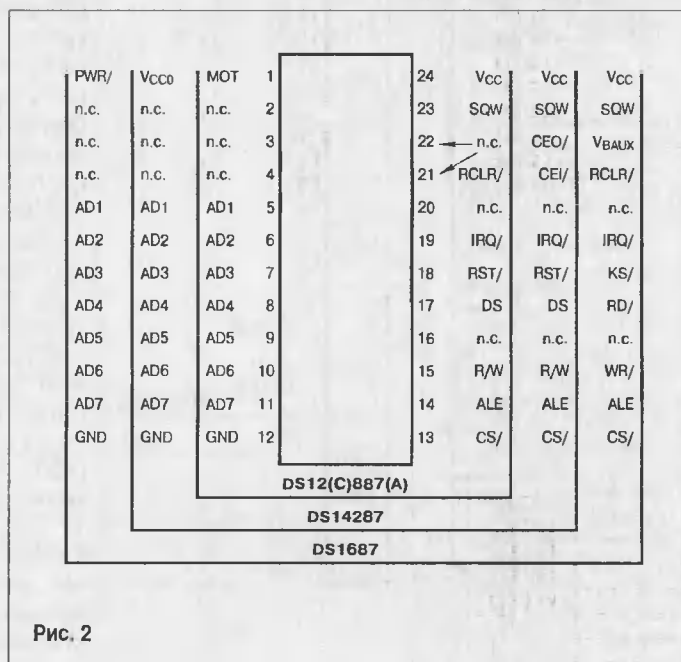


Рис. 2

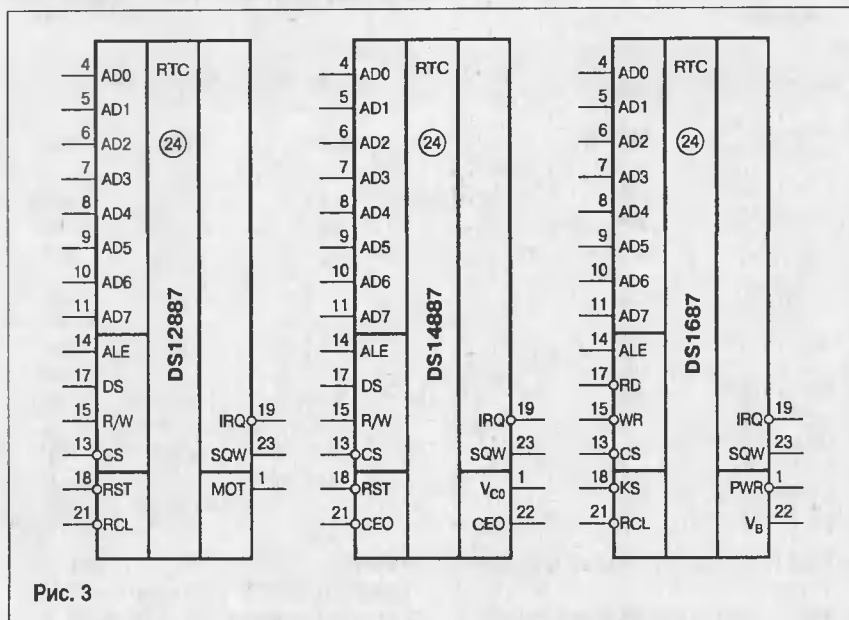


Рис. 3

граммного обеспечения и объемы обрабатываемых и накапливаемых данных. Если ожидается использование разрабатываемых контроллеров для обработки и хранения больших объемов данных, естественно возникает необходимость в использовании в них микросхем оперативной памяти. К микросхемам памяти при этом предъявляются требования по соотношению быстродействия, достаточности объема, энергопотреблению и минимальности площади на печатной плате. Кроме того, учитывается то обстоятельство, что адресное пространство

контроллеров ограничено и часть его отводится для работы периферийных устройств (в том числе микросхем RTC со встроенной энергонезависимой памятью). С учетом этого, для большинства задач считается достаточным использование микросхем оперативной памяти с объемом 32 К, то есть половины адресного пространства.

Микросхемы памяти выпускаются очень многими фирмами. Их параметры и схемы включения хорошо известны, поэтому приведение их данных в рамках этой статьи нецелесообразно. Отметим только,

что наиболее полностью удовлетворяют требованиям по минимальности площади, занимаемой на печатной плате, микросхемы в узких корпусах. Одной из таких микросхем RAM является IS61C256A-15N фирмы ISSI [7]. Она выпускается в узком корпусе DIP28, является полностью статической. Напряжение питания составляет 5 В. Она имеет малое динамическое энергопотребление (400 мВт), малые времена цикла (10, 12, 15, 20 и 25 нс), в режиме необращения потребление минимизируется и составляет при работе совместно с TTL-вхо-

дами 55 мВт, с CMOS-входами — 250 мкВт.

Схемы включения микросхем RTC

Как итог вышесказанного, рассмотрим две подсистемы памяти технологических микроконтроллеров. На рис. 3 показаны схемные изображения микросхем RTC первой группы. На рис. 4 изображена схема подсистемы памяти, позволяющая устанавливать все эти микросхемы и их аналоги (табл. 2) на одну панельку с реализацией практически всех основных функций.

На рис. 5 показаны схемные изображения микросхем RTC второй группы. На рис. 6 — подсистема памяти, включающая микросхему RAM и панельку для микросхем RTC с внутренней энергонезависимой RAM. Такая подсистема памяти содержит шинный формирователь данных D1 (74HC245), регистр младшего байта адреса D2 (74HC573), микросхему RTC второй группы D3 и микросхему оперативной памяти D4 (61C256). Функциональные назначения сигналов приведены над линиями сигналов, а перед ними показаны названия битов портов микроконтроллера AT89C51/52. Модификаторы (перемычки) JP1 — JP10 предназначены для настройки панельки под конкретную микросхему RTC второй группы или микросхемы постоянного запоминающего устройства ROM (Flash). Микросхема оперативной памяти D4 (32 К) расположена в младшей половине адресного пространства микроконтроллера. Выборка кристалла микросхем D3 (RTC или ROM) должна поступать от системного дешифратора адреса (на схеме не приведен), который должен располагать либо ее, либо подсистему устройств ввода/вывода в старшей половине адресного пространства. К выв. 23 панельки через установленную перемычку JP1 может подаваться либо линия адреса ADR11 (DS1744, DS1644, DS1643, DS1743, DS1543, DS1553), либо при снятой перемычке JP1 и установленной JP7 с этого вывода может сниматься сигнал с выхода программируемого генератора меандра SQW (DS1286). Перемычки JP2-JP6 позволяют отключать соответствующие линии адреса или менять местами линии ADR14 и WR/ при установке на панельку микросхем ROM

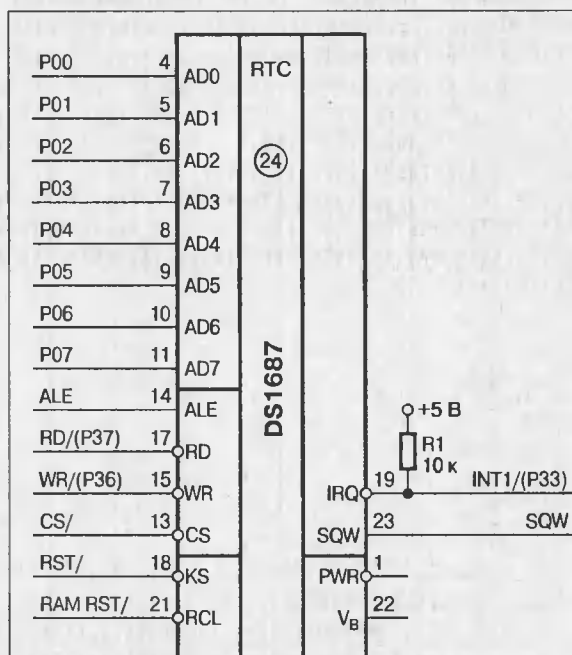


Рис. 4

(Flash). Перемычки JP8, JP9 позволяют снимать сигналы прерываний при использовании микросхем DS1543, DS1553, DS1286. Перемычка JP10 необходима для подачи дополнительного сигнала выборки при использовании микросхем DS1643, DS1743. Таким образом, приведенная схема позволяет устанавливать на панельку целый ряд микросхем RTC с различными функциональными возможностями и объемом встроенной энергонезависимой памяти, что значительно повышает гибкость технологических контроллеров.

Олег Николаичук,
onic@ch.moldpac.md

Литература

1. <http://www.dalsemi.com>,
<http://www.itis.spb.ru>
2. <http://www.thomson.com>
3. <http://www.philips.com>
4. <http://www.epson.co.jp>
5. <http://www.motorola.com>
6. <http://www.benchmark.com>
7. <http://www.issi.com/61c256ah.pdf>

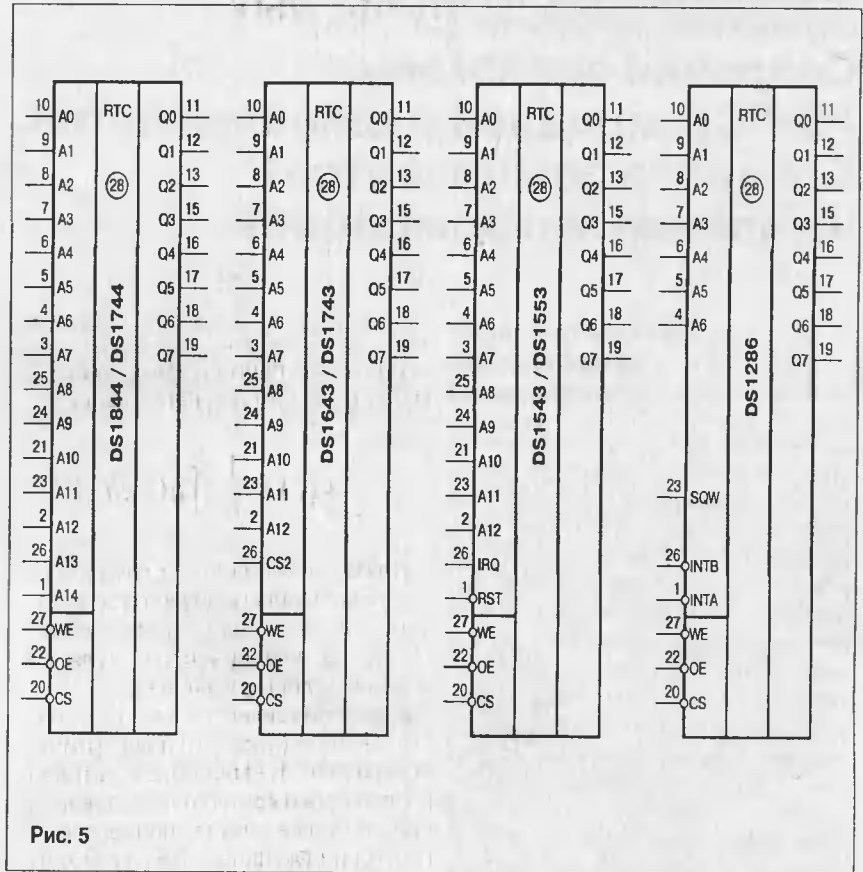


Рис. 5

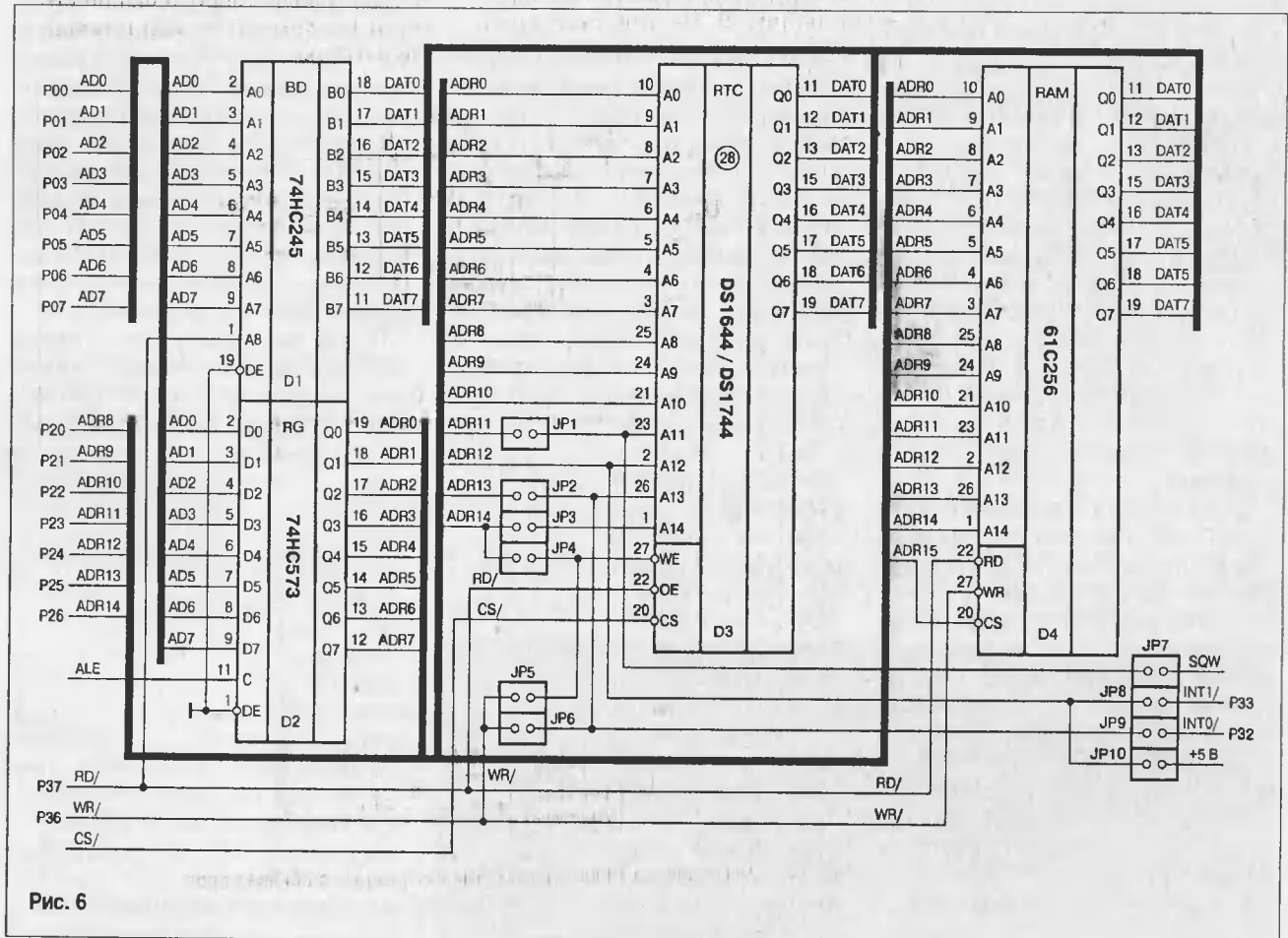


Рис. 6

(Продолжение. Начало — № 2–11, 2001)

Создание аналоговых PSPICE-моделей радиоэлементов. Создание компонентов на основе макромоделей

Пример создания макромодели с упрощениями

Построенные вышеописанным способом («Схемотехника», №11, 2001) макромодели современных интегральных микросхем могут потребовать много машинных ресурсов и при этом обладать малым быстродействием. Вспомним, сколько транзисторов на кристалле можно разместить. Поэтому при моделировании микросхем очень важно уметь строить упрощенные макромодели, заменяя отдельные подсистемы микросхем эквивалентными схемами. Качество модели при этом может даже улучшиться, особенно если моделируется микросхема высокой степени интеграции. Создадим собственную упрощенную PSPICE-макромодель компаратора K521CA3.

Здесь тоже могут быть крайние случаи. Можно, например, подойти к этой задаче чисто формально и реализовать функцию компаратора с помощью зависимого источника. Модель в этом случае получится простой и быстрой, но она не будет отражать физику работы реального прибора. Следовательно, нужно искать компромиссное решение между точностью модели и ее быстродействием. В приведенном ниже примере демонстрируется оптимальный подход к решению этой проблемы.

Рассмотрим более подробно, что собой представляет этот компаратор. Компаратор 521CA3 реализует функцию сравнения двух аналоговых сигналов. Если разность сигналов на входах положительна, то на выходе компаратора будет высокий уровень, если отрицательна — низкий уровень. Сравнение сигналов реализуется с помощью дифференциального усилителя на входе.

Выходной каскад выполнен на транзисторном ключе. Особенностью выходного каскада является то, что в качестве выхода можно использовать и коллектор, и эмиттер

выходного транзистора. Этой информации уже достаточно, чтобы синтезировать простейшую схему макромодели этой микросхемы (рис. 54).

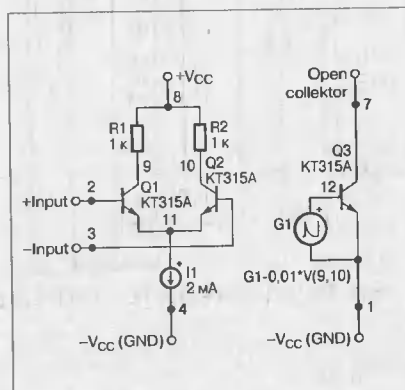


Рис. 54. Схема макромодели компаратора 521CA3

Для того чтобы полноценно смоделировать входные и выходные свойства компаратора, на входе и выходе использованы транзисторы. Однако схема дифференциального усилителя сильно упрощена. В эмиттерах дифференциальной пары использован идеальный источник тока, который на самом деле реализован на нескольких транзисторах. Сопряжение со выходным ключом выполнено с помощью источника тока управляемого напряжением, который тоже состоит из нескольких транзисторов.

Таким образом, при построении этой компромиссной модели мы заменили многотранзисторные узлы на упрощенные и идеализированные, при этом позаботившись о сохранении входных и выходных свойства прибора. PSPICE имеет богатый инструментарий, позволяющий и в более сложных случаях описать любые свойства реальных при-

боров с достаточной для практических целей точностью.

Следующим шагом в построении макромоделей с упрощениями будет присвоение позиционных обозначений всем элементам схемы, нумеровка узлов и записи макромоделей компаратора на входном языке PSPICE (Программа-16).

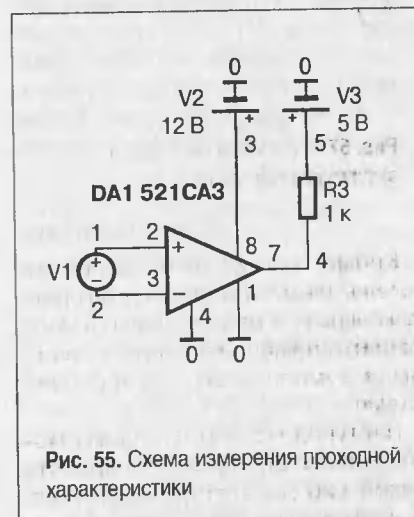


Рис. 55. Схема измерения проходной характеристики

Теперь проверим, что полученная макромодель выполняет функции компаратора. Для этого нарисуем испытательную схему (рис. 55), составим задание на моделирование на языке PSPICE (Программа-17) и просчитаем передаточную характеристику этой модели (рис. 56). Передаточная характеристика компаратора — это зависимость напряжения на выходе от разности напряжений на входах. Из рассчитанной характеристики видно, что, несмотря на упрощения, компаратор получился вполне работоспособным.

В данном примере мы впервые использовали макромодель компонента, подключив его в схему строчкой: X1 0 1 2 0 4 3 521CA3.

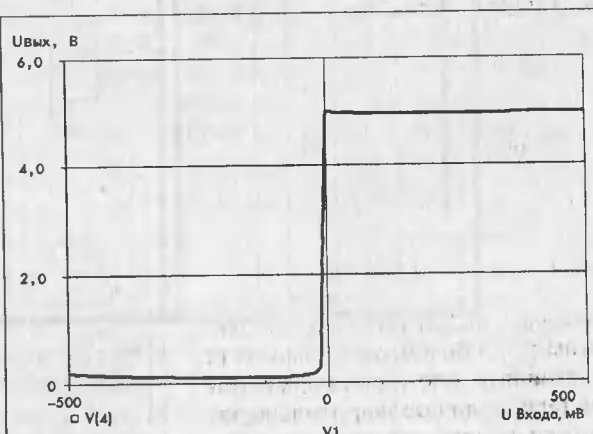
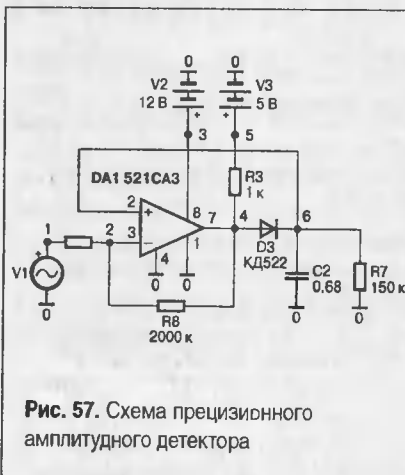


Рис. 56. Передаточная характеристика макромодели 521CA3



Кроме этого, очевидно, что имена элементов в макромодели локальные, и на них можно не обращать внимания при присвоении имен компонентам во внешней схеме.

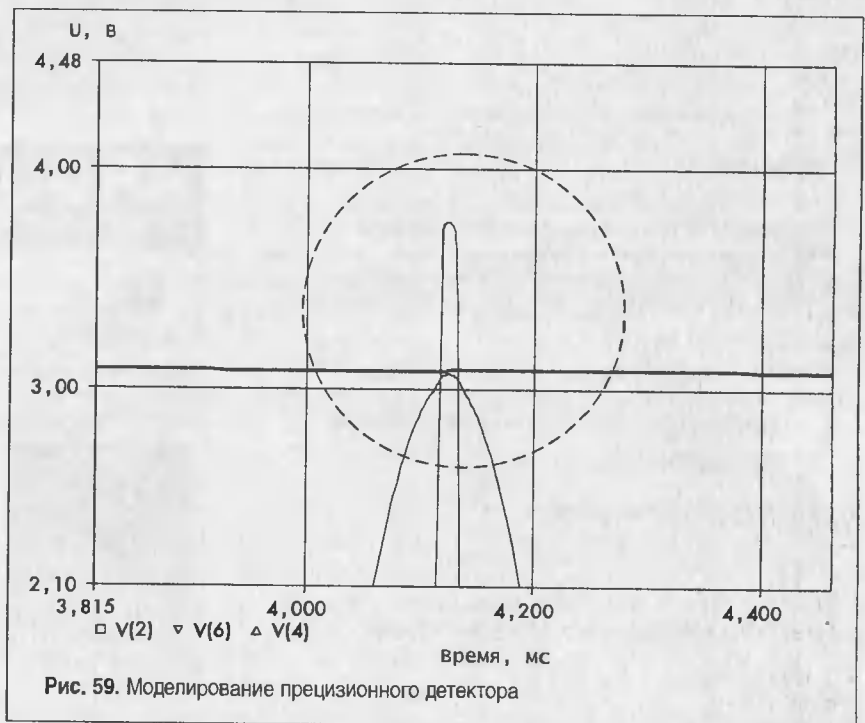
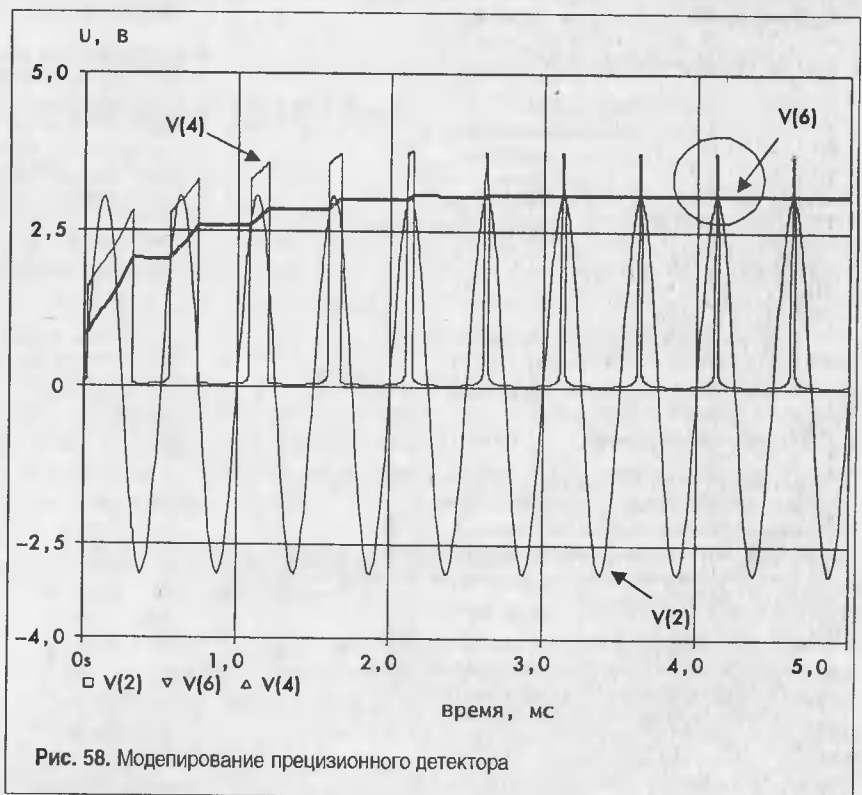
Наступил момент, когда мы можем, наконец, промоделировать какой-нибудь электронный узел, выполненный на компараторе 521CA3, например прецизионный амплитудный детектор (рис. 57). Это тоже можно сделать с помощью PSPICE (Программа-18). При этом вызовем макромодель компаратора из библиотечного файла C:\USERLIB\kompar.lib.

Для указания библиотек, в которых хранятся модели, используется директива .LIB, которая в этом случае должна быть вставлена в задание на моделирование. Тогда в текст задания на моделирования уже не надо будет включать описание макромодели.

Форма оператора: .LIB [<Имя файла библиотеки>]

Результаты моделирования (рис. 58, 59) доказывают, что эту модель компаратора можно использовать. Все осциллограммы совпадают с теми, что были измерены осциллографом на макете.

Напомним, что в общем случае в состав макромодели могут входить другие макромодели. Поэтому, отбросив управляющие директивы и поместив описание пикового детектора между .SUBCKT и .ENDS, мы получим новую макромодель, содержащую в своем составе вложенную макромодель. Этим способом можно компактно составлять сложнейшие макромодели, если предварительно приготовить необходимые типовые узлы и хранить их в отдельном библиотечном файле.



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

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

Гонорары выплачиваются авторам,
проживающим на территории СНГ.

Программа-16

```
* ----- Макромодель компаратора 521CA3  -?-----
*
*                               Открытый эмиттер
*                               | Неинвертирующий вход
*                               | | Инвертирующий вход
*                               | | | Минус источника питания
*                               | | | | Открытый коллектор
*                               | | | | | Плюс источника питания
*
.SUBCKT 521CA3 1 2 3 4 7 8
R1 8 9 1K
R2 8 10 1K
* C B E - порядок перечисления выводов транзисторов.
Q1 9 2 11 KT315A
Q2 10 3 11 KT315A
Q3 7 12 1 KT315A
I1 (4 11) 2mA ; источник тока 2mA.
*
G1 (12 1) (9 10) 0.1 ; источник тока, включенный между узлами 12 и 1,
* управляемый напряжением между узлами 9 и 10,
* Математическая зависимость: G1 = K*V(9,10) = 0.1*V(9,10)A.
* Он осуществляет сопряжение дифференциального усилителя с выходным
* транзистором. Изменяя коэффициент передачи этого источника, можно
* изменять усиление компаратора.
*
.model KT315A NPN (Is=23.68f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=60 Bf=108 Ne=1.206
+ Ise=23.68f Ikt=.1224 Xtb=1.5 Br=4.387G Nc=1.8 Isc=900p Ikr=20m Rc=5
+ Cjc=7p Mjc=.333 Vjc=.7 Fc=.5 Cje=10p Mje=.333 Vje=.7
+ Tr=130.5n Tf=1n Itf=40m Vtf=80 Xtf=1.1 Rb=10)
.ENDS
```

Программа-18

```
DETEK.CIR - Прецизионный детектор.
.LIB C:\USERLIB\compar.lib; указание библиотеки компараторов.
.LIB C:\USERLIB\Diod_ru.lib; указание библиотеки диодов.
*
* .OPTIONS RELTOL 0.0001; относительная точность вычислений.
* .TRAN 0 5m ; директива, предписывающая рассчитать переходные процессы в
* схеме на интервале времени (0..5)мс.
*
* .PROBE V(6) V(4) V(2) ; директива, предписывающая вывести диаграммы
* напряжения в указанных узлах с помощью графического постпроцессора.
*
V1 1 0 SIN(0 3 2000) ; источник напряжения синусоидальной формы V1,
* подключенный между узлами 1 и 0, с уровнем постоянной составляющей 0 В,
* амплитудой 1 В, частотой 2000 Гц. Он имитирует входной сигнал.
*
V2 3 0 DC 12
V3 5 0 DC 5
R1 1 2 2K
R2 5 4 1K
R3 6 0 150K
C1 6 0 0.68u
R4 2 4 200K
D1 4 6 KD512A ; подключение библиотечного диода.
X1 0 6 2 0 4 5 521CA3; подключение макромодели компаратора.
.END
```

Олег Петраков,
petrakov@mtu-net.ru

Продолжение следует

Программа-17

```
521CA3.CIR — Характеристики передачи напряжения компаратора.
.OPTIONS RELTOL 0.00001 ; относительная точность вычислений.
.PROBE V(4) ; Вывести график напряжения только в узле 4.
.DC V1 -0.5V 0.5V 0.0001V ; произвести расчёт режима по постоянному току,
* изменяя входное напряжение в диапазоне -0.5V ...0.5V с шагом 0.0001V.
V1 1 2 DC 0.1
V2 3 0 DC 12
V3 5 0 DC 5
R1 5 4 1K
X1 0 1 2 0 4 3 521CA3 ; Подключение макромодели компаратора.
*
* ----- Макромодель компаратора 521CA3  -----
*
*                               Открытый эмиттер
*                               | Неинвертирующий вход
*                               | | Инвертирующий вход
*                               | | | Минус источника питания
*                               | | | | Открытый коллектор
*                               | | | | | Плюс источника питания
*
.SUBCKT 521CA3 1 2 3 4 7 8
R1 8 9 1K
R2 8 10 1K
* K B E
Q1 9 2 11 KT315A
Q2 10 3 11 KT315A
Q3 7 12 1 KT315A
I1 (4 11) 2mA
G1 (12 1) (9 10) 0.1
.model KT315A NPN(Is=23.68f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=60 Bf=108
+ Ne=1.206 Ise=23.68f Ikt=.1224 Xtb=1.5 Br=4.387G
+ Nc=1.8 Isc=900p Ikr=20m Rc=5 Cjc=7p Mjc=.333 Vjc=.7
+ Fc=.5 Cje=10p Mje=.333 Vje=.7 Tr=130.5n Tf=0.1n
+ Itf=40m Vtf=80 Xtf=1.1 Rb=10)
.ENDS
.END
```

ARGUSSOFT

Департамент Микроэлектроники

ЭЛЕКТРОННЫЕ
КОМПОНЕНТЫ
ОФИЦИАЛЬНЫЙ
дистрибутор фирм:

CLARE



LITELINK (CPC5610/5611, CPC5604) - одно-кристалльные устройства DAA, которые были построены для применения в большом диапазоне приложений телефонии, включая высокопроизводительные 56кбит/с (V.90) модемы. LITELINK использует расширенную технологию опто-развязки сигналов для обеспечения необходимой электрической изоляции между телефоном и CPE (Customer Premises Equipment). LITELINK в отличие от других устройств использует оптическую развязку за счет включения барьера в корпусе ИС, тем самым не требуя использования внешних оптронов или высоковольтных конденсаторов. LITELINK был разработан с учетом международных требований. Для совместимости характеристик LITELINK требованиям некоторых стандартов необходимо заменить внешние пассивные компоненты.

Особенности LITELINK :

- ☐ один 32-выводной корпус поверхностного монтажа SOIC
- ☐ бестрансформаторная оптическая развязка
- ☐ занимаемая площадь менее 5 см²
- ☐ поддержка стандартов V.90 и CTR21
- ☐ совместимость с большинством модемных чипсетов
- ☐ вх./вых. изоляция 1500 В rms
- ☐ совместимость с US & международными телефонными линиями

Офис в Москве:
Адрес: 120068, Москва, Проспект Мира, 95
Тел.: (095) 217-2487, 217-2510, 217-2305,
Факс: (095) 216-68-42
E-mail: components@argusssoft.ru

Новый офис в Санкт-Петербурге:
Адрес: 191023, Санкт-Петербург, наб.
Лин. Грибоедова, 36
Тел.: (812) 314-3608, тел./факс: (812) 310-6234
E-mail: spb@argusssoft.ru

Интернет: WWW.ARGUSSOFT.RU

ANALOG
DEVICES

AMTEL

TRACO
POWER

BOURNS

CLARE

REMTECH

JE-AN

HANTRONIX

Honeywell

SII
Soho Instruments Inc.

muRata

Встроенный логический анализатор — инструмент разработчика встроенных систем

В настоящее время происходит резкое увеличение степени интеграции FPGA. Термин «система на кристалле» теперь уже никого не удивляет. Кристаллы большой емкости становятся все более дешевы и доступны для российских разработчиков. В данной статье автор хочет поделиться своим опытом отладки встроенных систем.

При общем увеличении объема ресурсов (логических ячеек и памяти) внутри кристалла возрастает трудоемкость отладки и верификации всего проекта. Проекты имеют иерархическую структуру, в которой одни блоки являются составными частями других. Множество цифровых автоматов, встроенные микроконтроллеры, контроллеры приема-передачиков, например такие, как контроллер MAC-адреса для Ethernet и др. составляют «начинку» системы.

Описания подобных блоков состоят из большого числа файлов, каждый из которых может содержать до тысячи строк кода. Конечно, каждый файл и каждый блок проходят полную симуляцию при описании блока на HDL, и каждый блок отлаживается автономно, по мере возможности. Но при симуляции не всегда существует возможность воспроизведения все режимы работы блока. Например, симуляция 32-канального HDLC-контроллера в пакете Max+Plus II при длине обрабатываемой последовательности хотя бы в 10 байт приводит к диаграмме, состоящей из 32·10·N тактов, где N — такты автомата контроллера, обрабатывающего один канал.

Языки описания аппаратуры являются объектно-ориентированными языками. Поэтому при подключении блока в верхнем файле видны только входы и выходы блока, но не видно его содержимое, и так далее до самого верхнего файла проекта. Если мы хотим увидеть, как ведет себя сигнал в блоке, подключенном в самом низу иерархии файлов, то этот сигнал приходится тащить через все файлы, исправляя и добавляя входы и выходы всех файлов от самого нижнего до самого верхнего, корректируя inc-файлы и непрерывно компилируя проект. Когда же провода от нижних файлов подведены к контрольным

точкам, то неожиданно оказывается, что контрольных точек очень мало, все сигналы на них не вывести и не подключить к осциллографу или логическому анализатору.

Несколько слов об осциллографах

Не все помнят славные времена первых микропроцессоров серии KP580, когда мы пытались разглядеть бледно-зеленые сигналы в осциллографе С1-55. Сейчас, поработав с прибором HP54645D, вспоминаешь об этом с грустью. Конечно, цифровой осциллограф с двумя аналоговыми и шестнадцатью цифровыми лучами сравнивать со старыми аналоговыми осциллографами невозможно. Но всегда есть свое «но». HP54645D хорош, но дорог и не всегда доступен, так как он один на несколько групп разработчиков. А ведь есть большое количество фирм-разработчиков, которые не могут себе позволить купить цифровой осциллограф такого класса. Где же выход? И всегда ли нужен дорогой цифровой осциллограф?

Постараемся решить обе проблемы одновременно, не потеряв качества цифрового осциллографа и решив проблему с сигналами, которые не видны из верхнего файла. Решение таково: разработаем блок под названием «Логический Анализатор» (ЛА), припишем ему параметр «USED = YES/NO», разрядность входов «DIN» и число отсчетов «PIXELS».

Блок ЛА должен запоминать входные данные в буферную память, а затем эти данные могут быть считаны host-машиной. Для этого у нас есть все возможности: в FPGA имеются встроенные блоки памяти, которые позволяют создавать массивы памяти требуемой разрядности, системы большой сложности обычно имеют какую-либо шину, связы-

вающую FPGA с внешним миром, либо для этого могут быть задействованы те же контрольные точки. Тип интерфейса и способ передачи информации существенной роли не играют.

Наиболее важным здесь является то, что есть возможность, установив параметр «USED = NO», не занимать ресурс в том блоке (файле), куда помещен ЛА. Встроим ЛА в каждый отлаживаемый нижний блок. Остается только снабдить каждый блок входами и выходами для ЛА и подвести все сигналы через все блоки к HOST-машине. Теперь, установив в нужном блоке параметр ЛА «USED = YES», мы получим средство для контроля сигналов в любом нижнем блоке, и для этого не нужно исправлять весь проект. Мало того, таких ЛА можно задействовать в проекте несколько и считывать с них данные поочередно. Такое решение позволит отладить каждый блок в проекте на реальном «железе», отладить часть проекта или весь проект. У большинства микросхем FPGA имеется возможность устанавливать на ту же самую посадочную площадку микросхему большей емкости, поэтому на этапе отладки есть возможность встроить ЛА, а после отладки в серийных изделиях использовать микросхемы меньшей емкости. Кроме того, устройства с микросхемами FPGA сами по себе могут служить и внешними ЛА.

Блок-схема простейшего ЛА приведена на рис. 1.

ЛА работает следующим образом. До начала работы ЛА необходимо произвести установку счетчика 3, т. е. указать, сколько раз будет производиться запись в память после сигнала старта.

При обращении от host-машины сбрасывается триггер готовности, и ЛА переходит в состояние ожидания сигнала старта. При этом входная информация начинает записываться в память ЛА, что позволяет увидеть состояние сигналов на входах ЛА до момента старта. При приходе сигнала старта в регистр 4 записывается текущее состояние счетчика адреса памяти 3 и взводится триггер старта 6. Триггер старта 6 разрешает работу счетчика числа записей 9. По выполнении заданного числа записей триггер старта 6 сбрасывается, триггер готовности 5 взводится, и ЛА переходит в исходное состояние.

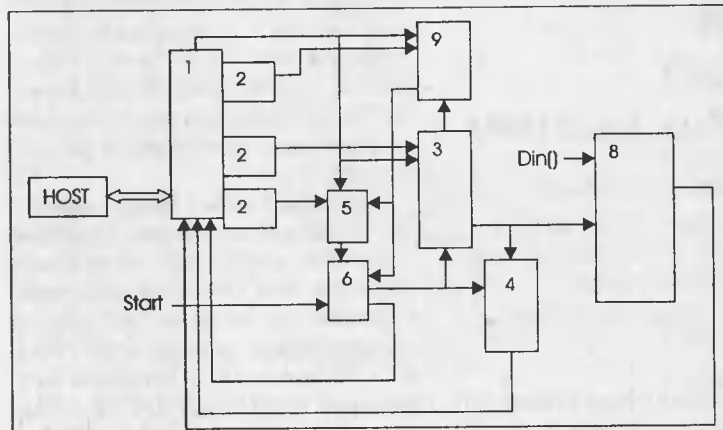


Рис. 1

Обозначения на схеме

- 1 — узел согласования с шиной HOST-машины;
- 2 — выделители одиночных импульсов;
- 3 — счетчик текущего адреса памяти;
- 4 — регистр, запоминающий адрес памяти при старте;
- 5 — триггер готовности;
- 6 — триггер старта;
- 7 — выходная шина данных;
- 8 — блок памяти;
- 9 — счетчик числа записей в память.

Далее host-машина читает счетчик адреса при старте 4, добавляет или вычитает смещение, задаваемое пользователем, и записывает полученное значение в счетчик текущего адреса памяти 3. При чтении данных host-машиной производится автоинкремент счетчика 3. Таким образом, производится чтение всего блока памяти или только его части.

Такое построение ЛА позволяет строить диаграммы с требуемым смещением относительно сигнала старта, т. е. сигнал старта может быть как в начале диаграммы, как у аналоговых осциллографов, так и в середине или в конце диаграммы, как у цифровых ЛА.

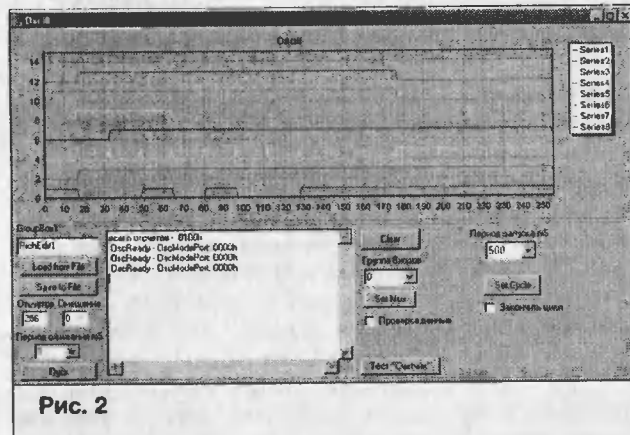


Рис. 2

Поскольку данный ЛА находится целиком в руках пользователя, то это позволяет варьировать условия запуска ЛА по желанию пользователя от любого сигнала в блоке пользователя.

Тактовая частота записи данных также может быть выбрана пользователем. Это может быть как тактовая частота, используемая в конкретном блоке пользователя, так и внешняя частота. Мало того, тактовая частота

может переключаться в зависимости от состояний сигналов в блоке пользователя.

ЛА, построенный таким образом, позволяет строить диаграммы сигналов в любом требуемом формате, при требуемой развертке и любом задаваемом параметрически числе отсчетов данных. То есть один и тот же блок внутренней памяти можно сначала использовать как ЛА, имеющий 16 лучей при 128 отсчетах и получить «панораму» событий, далее переключиться на 8 лучей при 265 отсчетах, и так далее до 1 луча при 2048 отсчетах.

Приведем фрагмент файла-отчета, полученного при компиляции ЛА, имеющего 8 лучей при 256 отсчетах.

** DEVICE SUMMARY **

Chip/	Input Pins	Output Pins	Bidir Pins	Memory Bits	Memory % Utilized	LCs % Utilized
POF Device	25	21	0	2048	8 %	105 %

oscill EPF10K30ETC144-1 25 21 0 2048 8 % 105 6 %

User Pins: 25 21 0

Всего имеется 105 ячеек, большая часть из которых занята привязкой асинхронного интерфейса host-машины к внутреннему синхронному проекту на системной тактовой частоте 33 МГц.

Теперь подключим ЛА к отлаживаемому блоку MCS51 UART:

- osc — логический анализатор;
- uartbaud.baud_gen — выход генератора тактовой частоты для передачи данных;
- uart — исследуемый блок.

Ниже приведен фрагмент AHDL-кода:

```
-- входы осцилл
osc.din[7] = host_start;  -- сигнал старта от host-машины
osc.din[6] = uart.send;  -- сигнал начала передачи стартового импульса
osc.din[5] = uart.start_tx; -- запомненный сигнал старта от host-машины
osc.din[4] = uart.ninth;
osc.din[3] = uart.data_tx; -- строб передачи данных
osc.din[2] = uart.phase_baudclk_tx; -- такты работы сдвигового регистра
osc.din[1] = uart.send8;
osc.din[0] = uart.txdata; -- данные на передачу, код 0xCA

-- управление записью
osc.start = host_start;
IF uart.start_tx THEN
osc.din_ena = uartbaud.baud_gen;
ELSE
osc.din_ena = Vcc;
END IF;
```

На рис. 2 приведена диаграмма, снятая при отладке MCS51 UART.

На приведенной диаграмме используется ЛА, занимающий только один блок внутренней памяти, что дает всего 256 отсчетов, но как видно из фрагмента AHDL-кода, здесь применена нелинейная развертка по времени. От момента записи host-машиной сигнала разрешения работы запись в память производится на системной тактовой частоте (в данном случае 33 МГц), что позволяет проследить всю работу триггеров при начале передачи данных в UART, а затем, после уста-

новки сигнала «uart.send», т. е. на этапе выдачи данных UART'ом, частота записи понижается с системной до частоты генератора «baud_clk_gen».

Таким образом, при очень скромных затраченных ресурсах можно получить сервис настоящего цифрового осциллографа.

Если пользователь имеет возможность затратить несколько больше ресурсов, то появляется возможность реализовать уже не простейший ЛА, а более функциональный, имеющий гораздо больше возможностей как по быстродействию, так и по возможности отображения записанной информации.

При необходимости проверить большее число сигналов на вход ЛА может быть подключен коммутатор сигналов, и таким образом можно расширить возможности работы ЛА внутри отлаживаемого блока.

Программа управления логическим анализатором представляет собой удобный интерфейс взаимодействия с логическим анализатором и расширяет его возможности и область применения. Основное ее назначение в отображении и сохранении данных, полученных из ЛА. Программа позволяет просматривать значение сигнала в любой момент времени, масштабировать графики, а также вводить на графики дополнительную информацию, такую как маркеры и подписи.

Кроме того, существует возможность объединения групп каналов в шину. Данные могут быть представлены как по отдельным каналам (каждый канал в виде отдельного бинарного графика), так и в виде waveform (единое представление всех каналов одновременно). При этом информация может быть представлена в цифровом виде либо в виде эквивалентного аналогового сигнала. Амплитуда результирующего графика определяется количеством каналов, объединенных в шину и их значением.

Возможно различное трактование отображения сигналов шин. Так, например, для шины I²C можно отображать адресную часть кадра или данные кадра в виде цифровых значений, при этом сигналы могут быть представлены в прямом или инверсном виде.

Помимо этого может быть реализована функция сохранения и загрузки данных в различных форматах: в бинарном (WFX-файлы), в виде пар отдельных отчетов, записанных в текстовом виде (CSV- и PRN-файлы) или в графическом формате (PCX-PaintBrush). Это позволяет импортировать и экспортировать данные в другие программы, такие как MATLAB, MATCAD, Excel и другие, что, в свою очередь,

позволит выполнить обработку полученных данных, а также загружать и отображать эталонные и ожидаемые данные.

Программная оболочка может представлять собой простейший визуальный компонент из имеющихся библиотек либо быть специализированной программой. Поскольку данный ЛА, с точки зрения интерфейса, также находится целиком в руках пользователя, то и логика работы с шиной host-машины определяется пользователем. Именно это и определяет легкость встраивания программной поддержки ЛА в тестовые, а при необходимости и в рабочие программы пользователя и позволяет контролировать работу ЛА непосредственно из программ пользователя, что значительно облегчает работу и требует меньших затрат ресурсов host-машины.

Иосиф Каршенбойм,
ik@mail.loniis.spb.su,
Кирилл Паленов,
kirill@rts.loniis.ru

Литература

1. И. Каршенбойм, Н. Семенов/ Микропрограммные автоматы на базе специализированных ИС. — Chip News, № 7, 2000.

Редакция журнала «Схемотехника» приглашает авторов к сотрудничеству.

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

Гонорары выплачиваются для авторов, проживающих на территории СНГ.

www.platan.ru
ПЛАТАН

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ВАШЕГО УСПЕХА

FIGARO

ДАТЧИКИ ГАЗА (Япония)

- Обнаружение утечки токсичных и взрывоопасных газов
 - Определение концентрации газов
 - Полупроводниковые датчики серий TGS 2, 6, 2000
 - Чувствительный элемент (ЧЭ) изготовлен на основе оксида олова с использованием газочувствительных эффектов мезоструктурной структуры
 - TGS4100 (углекислый газ)
 - ЧЭ - ячейка с твердым электролитом
 - Серия KE (кислород)
 - ЧЭ - гальваническая ячейка с жидким электролитом
- Диапазон технических характеристик для разных моделей датчиков:
- Напряжение питания цепи - 5 В или 15 В (серия TGS 2000), 12 В или 24 В (серия TGS 2, 6)
 - Потребляемая мощность нагревательного элемента - 210 - 830 мВт (серия TGS 2000), 660 - 1000 мВт (серия TGS 2, 6)

Газ	Содержание газа в окружающей среде, (ppm)	Тип датчика (серия 2, 6)	Тип датчика (серия 2000)
Горючие газы			
Пропан	500 - 10000 ppm	TGS813	TGS2610
Природный газ (метан)	500 - 10000 ppm	TGS842	TGS2611
Горючая смесь горючих газов	500 - 10000 ppm	TGS813	TGS2610
Водород	50 - 1000 ppm	TGS821	TGS2620
Токсичные газы			
CO - угарный газ	50 - 1000 ppm	TGS203	TGS2442
NH ₃ - аммиак	30 - 300 ppm	TGS826	
H ₂ S - сероводород	5 - 100 ppm	TGS825	
Органические растворители			
Алкоголь	50 - 5000 ppm	TGS822	TGS2620
Другие летучие органические пары		TGS822	TGS2620
Фреоны			
R-22, R-113	100 - 3000 ppm	TGS830	
R-21, R-22	100 - 3000 ppm	TGS831	
R-134a, R-22	100 - 3000 ppm	TGS832	
Загрязнители воздуха внутри помещений			
CO ₂ - двуокись углерода		TGS4160	
Другие загрязнители воздуха	<10 ppm	TGS500	TGS2100
Пищевые испарения			
Летучие пищевые испарения (алкоголь)		TGS860	TGS2181
Водяной пар		TGS837T	TGS2180
Летучие пары			TGS2281
Кислород			
O ₂ - 100% - задержка 12 с, отклик 90% , срок службы 5 лет		KE-25	
O ₂ - 100% - задержка 60 с, отклик 90% , срок службы 10 лет		KE-50	

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

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



Московский Технический Университет Связи и Информатики (МТУСИ)

поставляет со склада и на заказ

РАДИОКОМПОНЕНТЫ 700 ФИРМ США

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

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

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

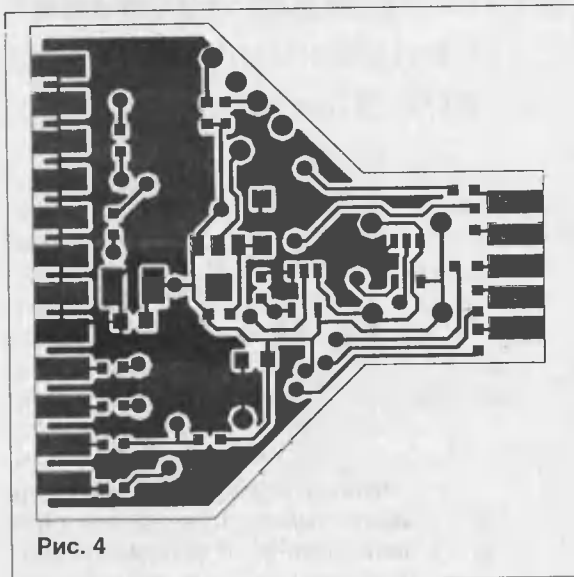


Рис. 4

пользовал исключительно то, что имелось под рукой, а также исходил из соображений минимизации размеров (авторский вариант кабеля размещен в корпусе переходника DB25-DB9, см. чертеж печатной платы на рис. 2 и 3), поэтому повторение ее в неизменном виде может быть довольно сложным в силу малого распространения использованных в ней элементов.

Микросхема программируемой логики подключается 17 выводами ко всем сигнальным линиям параллельного порта персонального компьютера, и еще 10 ее выводов подключены к внешнему разъему. Кроме того, два вывода микросхемы подключены к светодиодам, которые служат для индикации состояния программатора. Отдельно следует остановиться на назначении элементов DD2, DD3, SA1 и подключенных к ним компонентов. Поскольку микросхема программируемой логики требует начального программирования, а делать для этого дополнительный кабель и программировать им универсальный кабель — не совсем эlegantное решение, в схему была включена цепь, позволяющая осуществлять программирование использованной в схеме кабеля микросхемы без каких бы то ни было внешних устройств. Для этого достаточно просто нажать кнопку SA1, и кабель будет распознан средой Max+Plus II фирмы Altera как ByteBlasterMV, но в качестве программируемого устройства будет выступать сама установленная в нем микросхема DD1. Осуществляется это за счет того, что при нажатии кнопки буферная микросхема DD2

подключает вход TCK микросхемы DD1 к соответствующему выводу параллельного порта компьютера, а микросхема DD3 подключает выход TDO микросхемы DD1 к выводу 11 LPT-порта, что соответствует подключению, используемому в кабеле Altera ByteBlasterMV. Кроме того, чтобы кабель был правильно распознан, требуется соответствие принятой схеме детектирования, что обеспечивают резисторы R32—R34. Микросхема DD1 должна

либо быть чистой, либо прошивка в ней должна соответствующим образом реагировать на нажатие кнопки SB1. В качестве элементов DD2, DD3 можно использовать не только мало распространенные в России микросхемы TinyLogic, но и просто любой двух- или более разрядный буферный элемент, заменив им обе микросхемы.

Ниже приведен пример прошивки микросхемы для рассмотренных пяти типов кабелей:

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;
```

```
entity JTACable is
```

```
Port(LPT01: in std_logic;
```

```
LPT02: in std_logic;
```

```
LPT03: in std_logic;
```

```
LPT04: in std_logic;
```

```
LPT05: in std_logic;
```

```
LPT06: in std_logic;
```

```
LPT07: in std_logic;
```

```
LPT08: in std_logic;
```

```
LPT09: in std_logic;
```

```
LPT10: out std_logic;
```

```
LPT11: out std_logic;
```

```
LPT12: out std_logic;
```

```
LPT13: out std_logic;
```

```
LPT14: in std_logic;
```

```
LPT15: out std_logic;
```

```
LPT16: in std_logic;
```

```
LPT17: in std_logic;
```

```
CableType: in std_logic_vector (3 downto 0);
```

```
JTAG: in std_logic;
```

```
TMS: out std_logic;
```

```
TCK: out std_logic;
```

```
TCik: inout std_logic;
```

```
TDI: out std_logic;
```

```
TDO: inout std_logic;
```

```
Rst: out std_logic;
```

```
LEDA: out std_logic;
LEDB: out std_logic
);
end JTACable;

architecture behavioral of JTACable is

begin
process (LPT01, LPT02, LPT03, LPT04, LPT05, LPT06,
LPT07, LPT08, LPT09, LPT14, LPT16, LPT17,
CableType, JTAG, TCK, TDO)
begin
if (JTAG='0') then
case CableType(3 downto 0) is
when «0000» =>
TMS<= LPT03;
TCK<= LPT04;
LEDA<= LPT04;
TCik<= LPT06;
TDI<= LPT05;
LEDB<= LPT05;
TDO<= 'Z';
Rst<= not LPT02;
LPT10<= '1';
LPT11<= TDO;
LPT12<= '1';
LPT13<= '1';
LPT15<= '1';
when «0001» =>
LEDA<= LPT14;
if (LPT14='0') then
TMS<= LPT03;
TCK<= LPT02;
TDI<= LPT08;
LEDB<= LPT08;
else
TMS<= '1';
TCK<= '1';
TDI<= '1';
LEDB<= '1';
end if;
TCik<= 'Z';
TDO<= 'Z';
Rst<= '1';
LPT10<= LPT07;
LPT11<= TDO;
LPT12<= LPT09;
LPT13<= TCik;
LPT15<= '1';
when «0010» =>
LEDA<= LPT05;
if (LPT05='0') then
TMS<= LPT04;
TCK<= LPT03;
TDI<= LPT02;
LEDB<= LPT02;
else
TMS<= '1';
TCK<= '1';
TDI<= '1';
LEDB<= '1';
end if;
TCik<= 'Z';
if (LPT06='0') then
TDO<= '0';
LPT13<= '0';
```

Универсальный кабель для внутрисхемного программирования

Традиционный вопрос, встающий перед каждым, кто начинает работать с новым для себя типом микроконтроллеров или микросхем программируемой логики — «а как их запрограммировать?» К счастью, постепенно забываются те времена, когда для программирования микроконтроллеров приходилось покупать достаточно дорогие программаторы, и все больше типов современных микроконтроллеров допускают внутрисхемное программирование с использованием простых кабелей, подключаемых к параллельному порту компьютера.

Кроме того, в наиболее продвинутых микроконтроллерах присутствует возможность отладки через JTAG-порт (как это сделано, например, в микроконтроллерах семейства MSP430 фирмы Texas

Instruments). И все было бы совсем хорошо, если бы разные типы микроконтроллеров можно было запрограммировать одним единственным кабелем. Ведь все эти кабели для внутрисхемного программирования представляют собой просто шинный формирователь, включенный между параллельным портом компьютера и программируемым устройством. В большинстве случаев можно обойтись даже и без него, просто соединив соответствующие выводы LPT-порта и микроконтроллера, однако делать это не рекомендуется, поскольку обычно используется достаточно длинный кабель, а многие микроконтроллеры чувствительны к чистоте тактового сигнала при программировании.

В настоящее время автору данной статьи известны следующие наиболее распространенные типы кабелей для внутрисхемного программирования микроконтроллеров и микросхем программируемой логики:

- кабели типа STK200/STK300 фирмы Atmel для программирования микроконтроллеров семейства AVR; с кабелями этого типа работает программное обеспечение фирмы Atmel, а также замечательная программа AVReal, написанная Александром Редчуком;
- кабели типа ByteBlaster/ByteBlasterMV фирмы Altera, предназначенные для начального программирования ПЛИС практически всех семейств этой фирмы; кроме того, этот кабель может использоваться и для

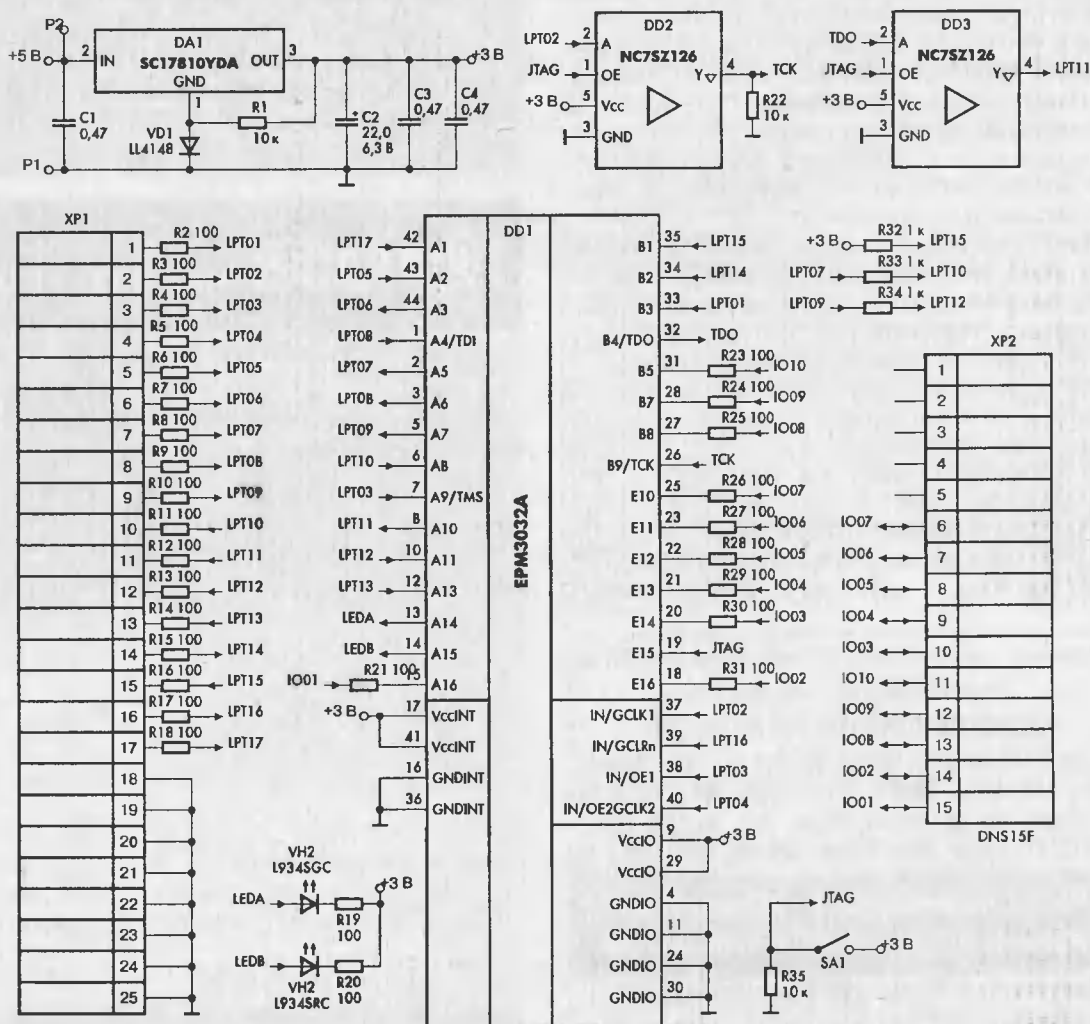


Рис. 1

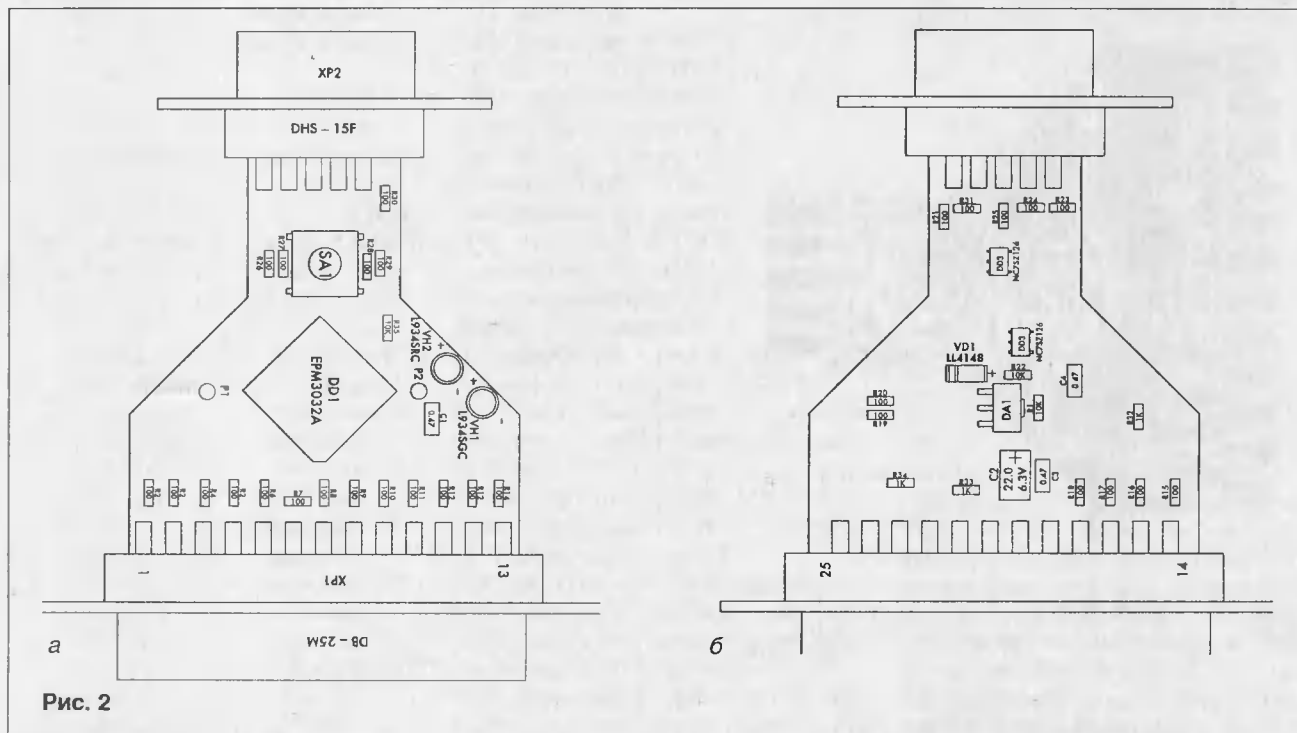


Рис. 2

- программирования микро-контроллеров семейства AVR, если делать это с помощью программы AVReal;
- кабель JTAG Parallel Download Cable фирмы Xilinx — для программирования и начальной инициализации ПЛИС этой фирмы;
 - JTAG-кабель для программирования микроконтроллеров семейства MSP430 фирмы Texas Instruments; при использовании этого кабеля, помимо программирования, возможна также отладка программ на работающем кристалле прямо в системе с использованием встроенных возможностей этих микроконтроллеров по отладке через JTAG-порт;
 - кабель, совместимый с кабелем Wiggler фирмы McGraigor Systems; этот кабель позволяет осуществлять внутрисхемное программирование подключенной к микроконтроллерам Flash-памяти с использованием возможностей JTAG-порта.

В итоге несложный подсчет показывает, что современному разработчику приходится иметь на своем столе до пяти различных кабелей для программиро-

вания устройств, что, согласитесь, доставляет некоторые неудобства. Именно поэтому автором и был разработан универсальный кабель, имитирующий работу каждого из выше перечисленных при определенной комбинации сигналов на входе (в самом простом, и, пожалуй, наиболее удобном случае, на эти входы может быть подключен переключатель или энкодер выдающий на выходе двоичный код текущего положения движка). Кроме того, огромным преимуществом рассматриваемого в статье кабеля перед всеми стандартными является то, что он построен на базе микросхемы программируемой логики, для программирования которой не требуется никаких других кабелей, что позволяет с легкостью добавлять новые типы кабелей по мере их появления (конечно, в разумных пределах, поскольку возникает естественное ограничение, исходя из объема применяемой микросхемы программируемой логики).

Рассмотрим более подробно конструкцию кабеля, схема которого изображена на рис. 1. В основе конструкции лежит микросхема программируемой логики EPM3032ATC44-10 семейства MAX3000A фирмы Altera (DD1 на схеме). Эта микросхема содержит 32 логических ячейки, каждая из которых состоит из одного триггера и некоторого количества логических элементов. Питание микросхемы осуществляется от стабилизатора напряжения, собранного на линейном стабилизаторе SCI7810YDA со включенным последовательно его общему проводу диодом VD1. Выходное напряжения такого стабилизатора лежит в диапазоне 3,3–3,6 В, что соответствует номинальному рабочему напряжению микросхемы программируемой логики. Точки P1 и P2 на схеме соответствуют просто отверстиям в плате для подключения входного питающего напряжения. Само собой, схема питания может быть собрана любым образом, единственное требование к ней заключается в том, что она должна обеспечивать напряжение питания схемы около 3,3 В при токе до 50 мА. Здесь следует отметить, что при создании данной схемы автор ис-

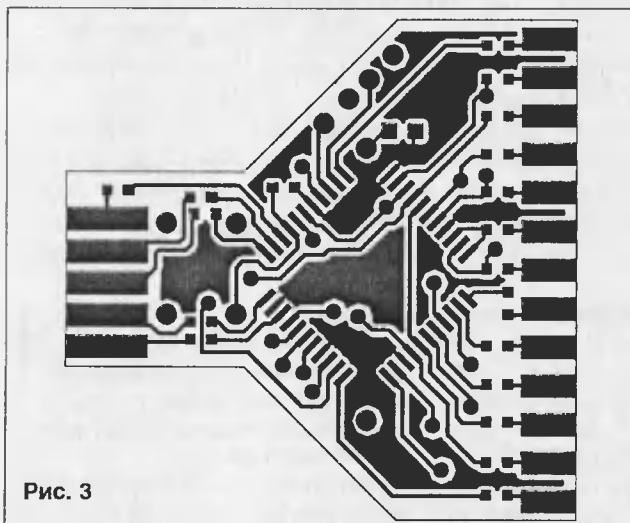


Рис. 3

```

else
    TDO<= 'Z';
    LPT13<= TDO;
end if;
Rst<= '1';
LPT10<= '1';
LPT11<= LPT08;
LPT12<= LPT08;
LPT15<= '1';
when «0011» =>
    TDO<= 'Z';
    LEDA<= LPT17;
    if (LPT17='0') then
        TMS<= LPT03;
        TCK<= LPT04;
        TDI<= LPT02;
        LEDB<= LPT02;
        LPT12<= TDO;
    else
        TMS<= '1';
        TCK<= '1';
        TDI<= '1';
        LEDB<= '1';
        LPT12<= '1';
    end if;
    if (LPT14='0') then
        TCik<= LPT05;
        Rst<= LPT01;
    else
        TCik<= 'Z';
        Rst<= '1';
    end if;
    LPT10<= '1';
    LPT11<= '1';
    LPT13<= '1';
    LPT15<= '1';
when «0100» =>
    TDO<= 'Z';
    if (LPT04='0') then
        TMS<= LPT09;
        LPT10<= TDO;
    else
        TMS<= '1';
        LPT10<= '1';
    end if;
    LEDA<= LPT05;
    if (LPT05='0') then
        TCK<= LPT06;
        TDI<= LPT07;
        LEDB<= LPT07;
    else
        TCK<= '1';
        TDI<= '1';
        LEDB<= '1';
    end if;
    TCik<= 'Z';
    Rst<= '1';
    LPT11<= LPT03;
    LPT12<= LPT02;
    LPT13<= '1';
    LPT15<= '1';
when others =>
    LPT10<= '1';
    LPT11<= '1';
    LPT12<= '1';
    LPT13<= '1';
    LPT15<= '1';
    TMS<= '1';
    TCK<= '1';
    TCik<= 'Z';
    TDI<= '1';
    TDO<= 'Z';
    Rst<= '1';
    LEDA<= '1';
    LEDB<= '1';
end case;
else
    LPT10<= LPT07;
    LPT11<= 'Z';
    LPT12<= LPT09;
    LPT13<= '1';
    LPT15<= '1';
    TMS<= '1';
    TCK<= '1';
    TCik<= 'Z';
    TDI<= '1';
    TDO<= 'Z';
    Rst<= '1';
    LEDA<= '1';
    LEDB<= '1';
end if;
end process;
end behavioral;

```

Данная прошивка написана на языке VHDL и рассчитана на автоматическое определение типа кабеля путем анализа входных сигналов CableType. Прошивка компилируется в среде Max+Plus II фирмы Altera и программируется указанным выше способом в микросхему, установленную в кабеле. Следует только не забыть правильно расставить сигналы по выводам микросхемы. Логiku функционирования прошивки легко понять даже человеку, абсолютно не знакомому с языком VHDL, так что добавление новых типов кабелей не составит никакого труда и для тех, кто никогда не работал с программируемой логикой.

Алексей Сигаев,
sigae@geolink.ru

Сенсорный регулятор освещения

Несколько лет назад отечественной промышленностью выпускались регуляторы освещенности РОС-0,12, РОС-0,3 и АРС-0,24, в которых использовалось сенсорное управление мощностью, подаваемой на лампы накаливания. Все эти регуляторы построены на основе микросхемы К145АП2, представляющей собой формирователь коротких импульсов для управления симистором. К145АП2 выполнена по рМОП-технологии и содержит 780 интегральных элементов. Микросхема изготавливается в корпусе DIP-16, питается напряжением –15 В, ток потребления не превышает 2 мА.

К сожалению, микросхема К145АП2 мало известна в среде радиолюбителей и публикации по ней в периодической печати можно пересчитать на пальцах.

В данной статье предлагается для повторения несложный усовер-

шенствованный вариант устройства, основное отличие которого от регуляторов промышленного производства и устройств, описанных в [1–2], состоит в том, что оно не требует при подключении к сети ~220 В соблюдения фактора «фазового провода». Эта особенность имеет

особое значение в случае, если регулятор будет устанавливаться для управления лампами люстры вместо стационарного механического выключателя.

Микросхема К145АП2 имеет два входа управления IN1 и IN2. Их отличие состоит в том, что вход IN1 управляется напряжением высокого уровня, IN2 — низкого. После подачи напряжения питания ~220 В загорается светодиод HL1, но лампа EL1 остается в выключенном состоянии. Если кратковременно коснуться пальцем сенсора Е1, то лампа вспыхнет в полный накал. Погасить лампу можно последующим кратковременным прикосновением к сенсору. Если касание будет продолжаться более 0,5 с, то мощность, подаваемая на нагрузку, будет циклически меняться от ми-

нимального значения до максимального и наоборот.

Чтобы устранить влияние фазового провода, для управления микросхемой используется усилительный каскад на полевом транзисторе VT1. При касании сенсора на затворе этого транзистора наводится переменная ЭДС, ограниченная с обеих сторон двуханодным стабилитроном VD1. Переменное напряжение, снимаемое со стока транзистора выпрямляется выпрямителем на диодах VD2, VD3. Если напряжение на выводе 3 микросхемы DD1 превысит -5 В, то его уровень уже окажется достаточным для управления микросхемой.

По выходу 4 микросхема DD1 управляется с помощью переключателя SB1, управление которым полностью аналогично управлению сенсором. Переключатель SB1 должен быть с фиксацией. Это позволяет непрерывно плавно управлять подаваемой в нагрузку мощностью, что может пригодиться в иллюминации. Если в такой функции нет необходимости, то SB1 можно не устанавливать.

Выходной ток микросхемы усиливается транзистором VT2. На вывод 2 DD1 подаются синхроимпульсы для работы системы ФАПЧ микросхемы. Дроссель L1 и конденсатор C9 уменьшают проникновение в сеть помех, возникающих при открывании симистора VS1.

Микросхема DD1 и транзисторы питаются постоянным напряжением отрицательной полярности от однополупериодного выпрямителя на элементах VD4, C6, VD5, VD6, HL1, R8, C8, R13. Светодиод HL1 предназначен для подсветки регулятора в темноте.

В устройстве могут быть применены постоянные резисторы МЛТ С2-23 соответствующей мощности. Резисторы R13 и R14 лучше взять невоспламеняемые типа P1-7 или аналогичные импортные. Конденсаторы С8, С9 можно использовать типа К73-17 на напряжение не ниже 400 В. Возможно применение импортных трудновозгораемых конденсаторов, предназначенных специально для работы в сети переменного тока ~250 В

(GRF250V~X2). Стабилитрон VD1 — любой двуханодный на напряжение 6–9 В, например КС162А, КС170А, КС182А2. Стабилитрон VD4 — любой на 12,5–15,5 В, например, Д814Д1, КС213Ж, КС215Ж, КС508Б, КС515А. Диоды VD2 и VD3 — любые маломощные точечные германиевые или кремниевые (ГД507, КД521, КД522, КД103). Диоды VD5 и VD6 — любые выпрямительные на напряжение не ниже 400 В, например, серий КД209, КД257 (Б-Д), КД258 (Б-Д), 1N4004, RL105. Светодиод HL1 — любой из AL307, AL336, КИПД21, КИПД35, U500U4F, E1L53-39.

Полевой транзистор VT1 можно заменить на 2П103А, КП103Е, КП103Ж, КП103И. Вместо транзистора VT2 могут работать транзисторы серий КТ503А, КТ645, КТ6113, КТ6117, 2SC815, 2SC2001, 2SD261. Симистор VS может быть любой на напряжение не ниже 400 В и соответствующий нагрузке ток (ТС106-10, ТС112-10, ТС112-16, КУ208-Г, КУ208Д1, Т1С226М).

Конструкция дросселя L1 зависит от предполагаемой максимальной мощности нагрузки. Для мощности ламп не более 1200 Вт его можно изготовить на ферритовом кольце K35×25×7, намотав на него 60 витков провода ПЭВ-2 диаметром 0,82 мм.

Наладка правильно собранного сенсорного регулятора сводится к установке напряжения 5–7 В на стоке транзистора VT1 подбором сопротивления резистора R5.

При монтаже дроссель L1 следует расположить как можно дальше

от каскада на транзисторе VT1. При необходимости следует применять экранирование или этого каскада, или дросселя. Если будет используется симистор в пластмассовом корпусе T0220, то его следует установить на теплоотвод при мощности нагрузки более 40 Вт.

Предохранитель FU1 выбирается на ток, в два раза больший максимального рабочего тока нагрузки, на которую будет рассчитан регулятор.

Желательно, чтобы при длительной работе регулятора с максимальной установленной мощностью температура корпуса симистора и дросселя не превышала 60 °С.

Минимальная мощность подключаемых ламп накаливания составляет 16 Вт. При работе регулятора с такой лампой в выключенном состоянии ее нить будет слабо светиться.

Андрей Бутов,
editor@diar.ru

Литература

1. И. Рудзик. Сенсорный регулятор мощности на микросхеме К145АП2. — Радиолюбитель, № 3, 1999.
2. А. Бутов. Сенсорный регулятор мощности. — Радиоконструктор, № 4, 2001.
3. А. Нефедов. Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги. Том 2. — Москва, РадиоСофт, 1999.

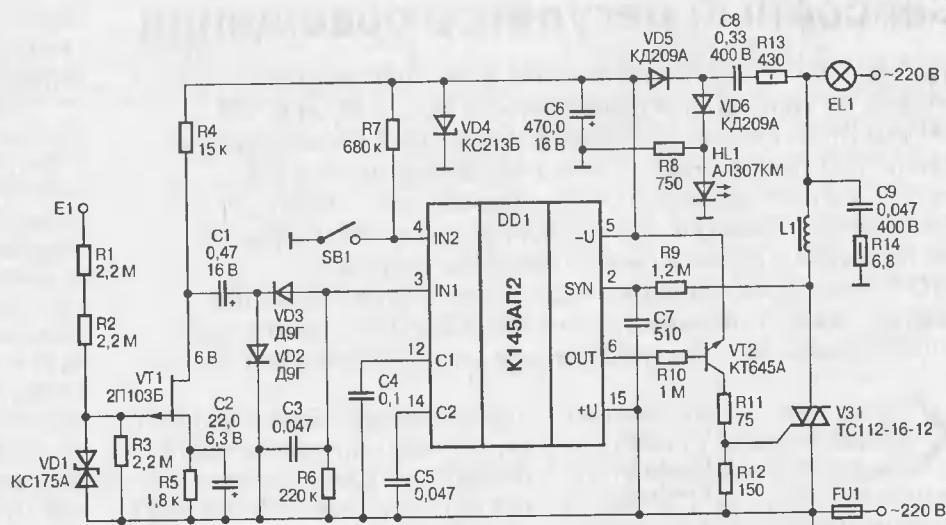


Рис. 1

Операционные усилители серий КР1446 и КФ1446

Микросхемы серий КР1446УДхх и КФ1446УДхх — операционные усилители, изготовленные по технологии КМОП. Важнейшей особенностью ОУ этих серий является расширенный до напряжения источников питания допустимый диапазон входных и выходных напряжений.

Микросхемы выпускаются четырех уровней потребляемого тока:

- КР(КФ)1446УД2, КР(КФ)1446УД3, КР(КФ)1446УД12 и КР(КФ)1446УД13 — микромощные (типичное значение тока покоя 10 мкА на один ОУ);
- КР(КФ)1446УД4 и КР(КФ)1446УД14 — маломощные (100 мкА);
- КР(КФ)1446УД1 и КР(КФ)1446УД11 — универсальные (0,8 мА);
- КР(КФ)1446УД5 — быстродействующие (2,4 мА).

КР(КФ)1446УД1, КР(КФ)1446УД2, КР(КФ)1446УД4, КР(КФ)1446УД5, КР(КФ)1446УД11, КР(КФ)1446УД12 и КР(КФ)1446УД14 содержат по два ОУ и оформлены в пластмассовых корпусах с 8 выводами (рис. 1, микросхемы серии КР1446 в корпусе 2101.8-1, КФ1446 — в корпусе 4303Ю.8-А). КР(КФ)1446УД3 и КР(КФ)1446УД13 содержат по четыре ОУ в корпусах с 14 выводами (КР1446УД3 и КР1446УД13 — в корпусе 201.14-2, КФ1446УД3 и КФ1446УД13 — в корпусе 4306.14-2). Параметры ОУ в микросхемах КР(КФ)1446УД2 и КР(КФ)1446УД3 идентичны, совпадают и параметры микросхем КР(КФ)1446УД12 и КР(КФ)1446УД13.

На рис. 2 показана цоколевка приборов.

В табл. 1 приведены основные технические характеристики при напряжении питания 2,5 В и температуре окружающей среды +25°C.

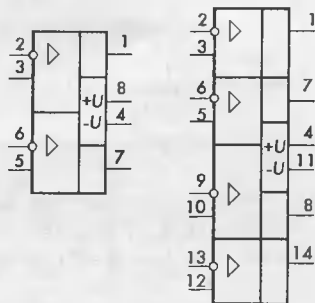


Рис. 2

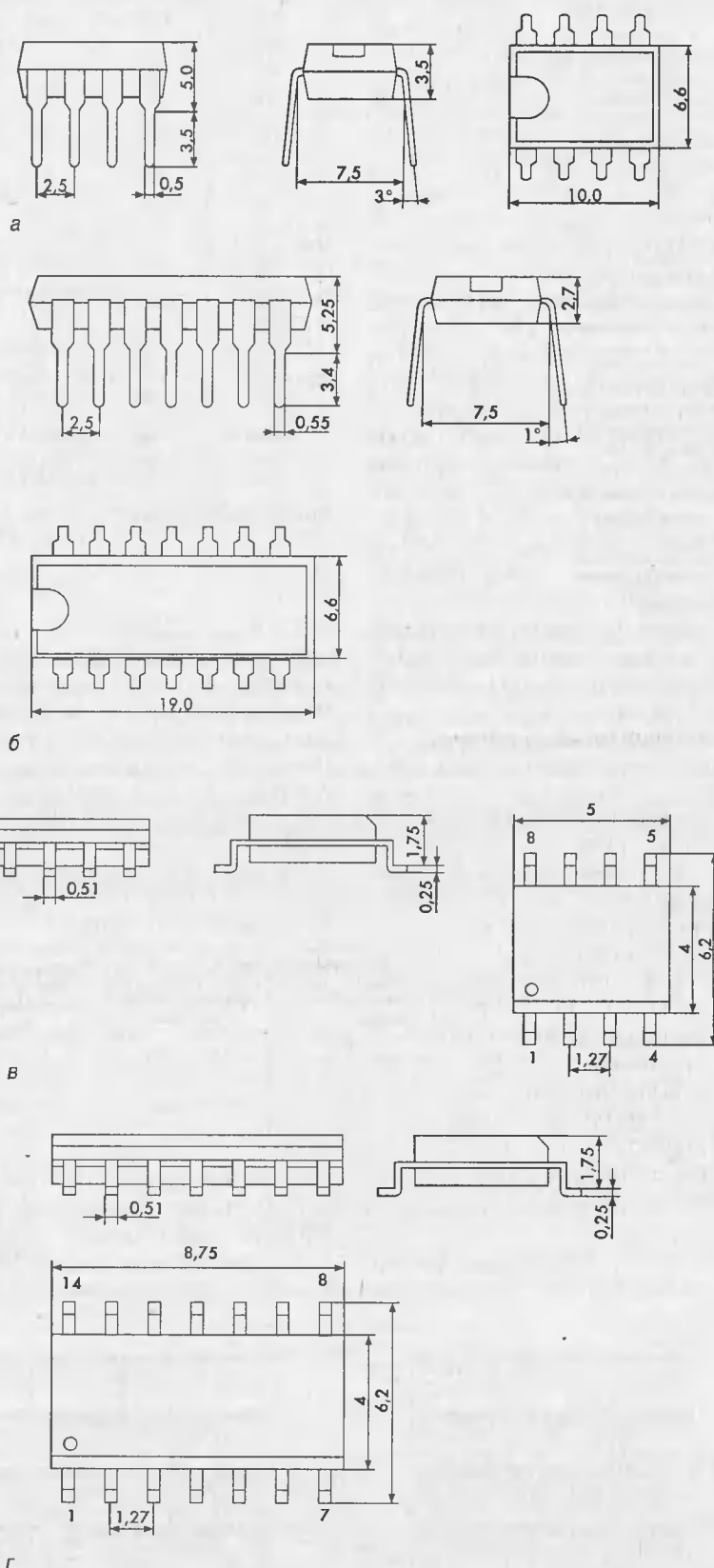


Рис. 1. а — корпус 2101.8-1, б — корпус 201.14-2, в — корпус 4303Ю.8-А, г — корпус 4306.14-2.

Таблица 1

	КР(КФ) 1446УД1	КР(КФ) 1446УД11	КР(КФ) 1446УД2	КР(КФ) 1446УД3	КР(КФ) 1446УД12	КР(КФ) 1446УД13	КР(КФ) 1446УД4	КР(КФ) 1446УД14	КР(КФ) 1446УД5
Ток покоя одного ОУ, мА, не более	2	2	0,02	0,02	0,02	0,02	0,2	0,2	3,5
Коэффициент усиления, дБ, не менее	76	76	76	76	76	76	76	76	76
Типовое значение	96	96	96	96	96	96	96	96	96
Диапазон выходных напряжений, В, не менее	±2,4	±2,4	±2,4	±2,4	±2,4	±2,4	±2,4	±2,4	±2,4
Частота единичного усиления, МГц	1,8	1,8	0,06	0,06	0,06	0,06	0,75	0,75	5
Запас по фазе, град.	60	60	70	70	70	70	70	70	45
Приведенное ко входу напряжение шума на частоте 1 кГц, нВ/Гц ^{1/2}	65	65	250	250	250	250	140	140	45
Коэффициент ослабления синфазной составляющей, дБ, не менее	60	60	60	60	60	60	60	60	60
Типовое значение	74	74	70	70	70	70	70	70	74
Коэффициент ослабления помех по питанию, дБ	70	70	70	70	70	70	70	70	70
Входное сопротивление, МОм, не менее	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000
Скорость нарастания выходного напряжения, В/мкс, не менее	0,9	0,9	0,025	0,025	0,015	0,015	0,35	0,35	2,5
Типовое значение	1,5	1,5	0,05	0,05	0,025	0,025	0,7	0,7	4
Ток выхода при коротком замыкании на источник питания, мА, не более	100	100	1	1	1	1	10	10	100

Примечания:

1. Все параметры приведены при сопротивлении нагрузки 10 кОм для КР(КФ)1446УД1, КР(КФ)1446УД5, КР(КФ)1446УД11, 100 кОм для КР(КФ)1446УД4, КР(КФ)1446УД14 и 1 МОм для КР(КФ)1446УД2, КР(КФ)1446УД3, КР(КФ)1446УД12, КР(КФ)1446УД13.
2. Динамические параметры приведены для емкости нагрузки 100 пФ, подключенной параллельно указанному активному сопротивлению.
3. Время короткого замыкания выхода на источник питания для КР(КФ)1446УД1, КР(КФ)1446УД5, КР(КФ)1446УД11 не должно превышать 1 с. Для микросхем КР(КФ)1446УД11-КР(КФ)1446УД14 ток короткого замыкания указан при напряжении питания 10 В.
4. Все микросхемы имеют три исполнения (А, Б и В), отличающиеся напряжением смещения нуля, максимальное значение которого составляет 3 мВ для исполнения А, 6 мВ — для Б и 12 мВ — для В. Микросхемы исполнения Б маркируются одной точкой, В — двумя точками, А — дополнительно не маркируется. Типовой температурный коэффициент смещения нуля составляет 10 мкВ/°С.

Таблица 2

	Напряжение питания, В		Температурный рабочий интервал, °С
	при однополярном питании	при двухполярном питании	
КР(КФ)1446УД1-КР(КФ) 1446УД5	2,5...7	±1,25... ±3,5	-10...+85
КР(КФ)1446УД11-КР(КФ) 1446УД14	3...12	±1,5... ±6	-10...+85

В табл. 2 представлены предельные эксплуатационные значения характеристик.

На рис. 3 и 4 приведены зависимости токов покоя ОУ от напряже-

ния питания, на рис. 5 — от температуры. На рис. 6 приведена зависимость коэффициента усиления ОУ от температуры, на рис. 7 — зависимость коэффициента ослаб-

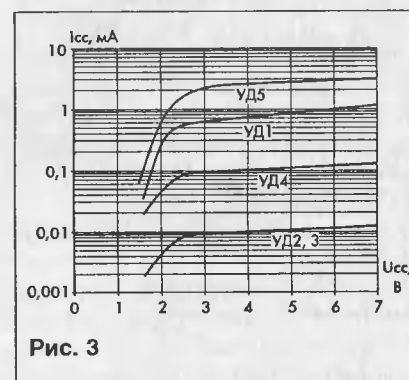


Рис. 3

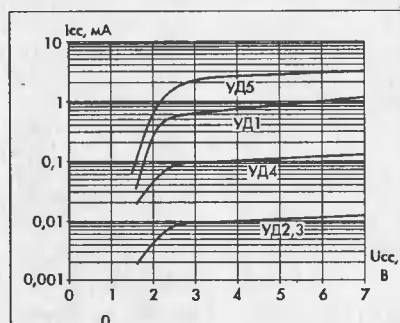


Рис. 4

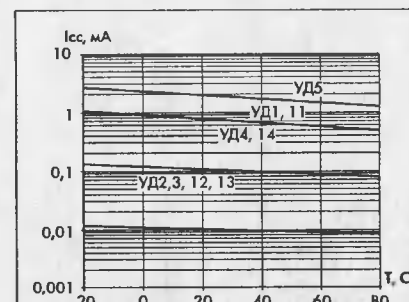
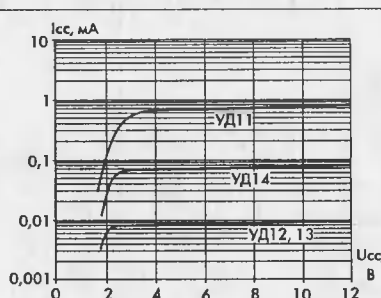
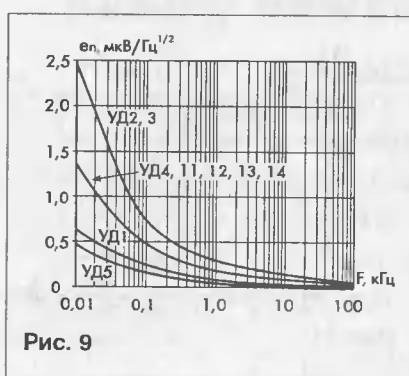
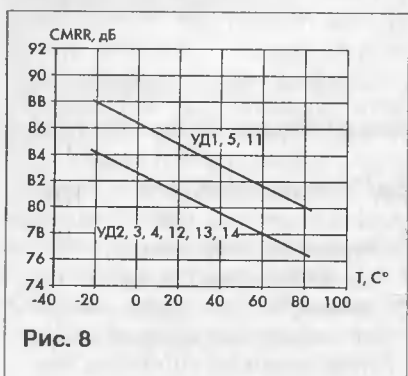
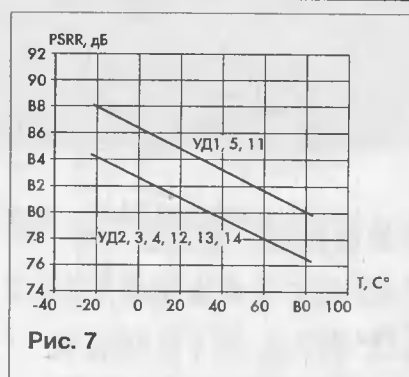
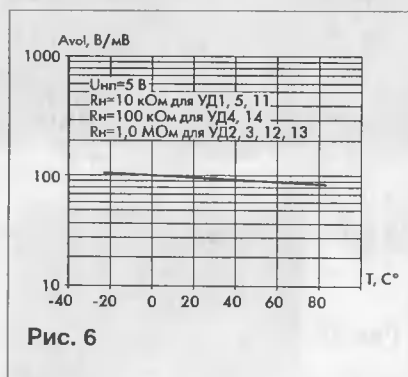


Рис. 5



ления помех по питанию от температуры, на рис. 8 — зависимость коэффициента ослабления синфазной составляющей от температуры, на рис. 9 — зависимость приве-

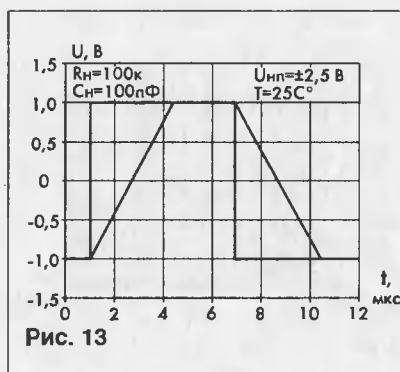
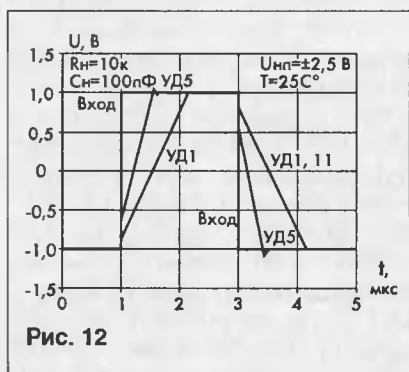
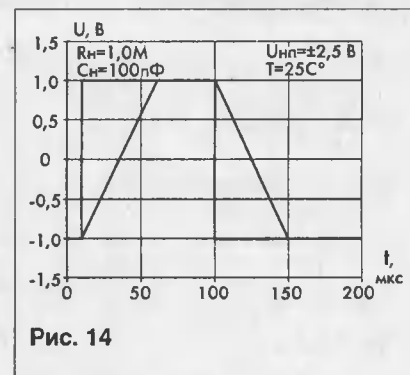
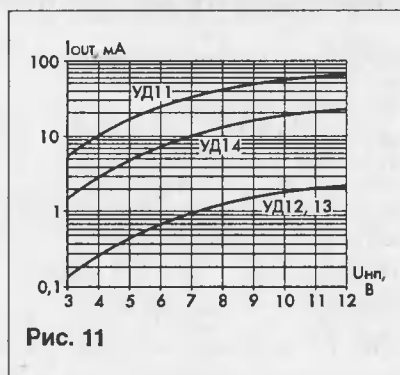
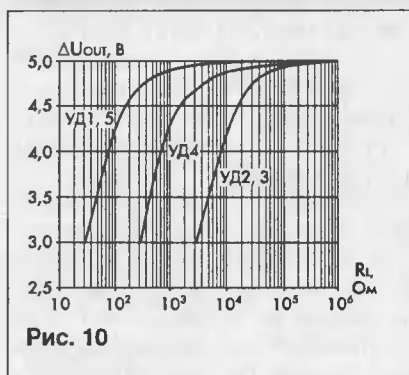
денного ко входу напряжения шума от частоты, на рис. 10 — зависимость максимального размаха выходного напряжения от сопротивления нагрузки, на рис. 11 — зави-

симость максимального тока выхода от напряжения питания. Импульсный отклик ОУ в режиме повторителя приведен на рис. 12, 13 и 14 для микросхем указанных на рисунках типов.

Необходимо отметить, что синфазное напряжение на входах усилителей может выходить за напряжения источников питания примерно на 0,4–0,5 В, и при этом сохраняется высокий коэффициент усиления ОУ и малый сдвиг нуля. Однако при этом открываются защитные диоды, имеющиеся на входах ОУ, и резко падает входное сопротивление.

При применении микросхем серий КР(КФ)1446 следует соблюдать обычные правила работы с КМОП. При монтаже для исключения случайного пробоя их статическим электричеством нужно уравнивать потенциалы монтируемой платы, паяльника и тела монтажника. Для этого на ручку паяльника достаточно намотать бандаж из нескольких витков неизолированного провода (или укрепить металлическое кольцо) и соединить его через резистор сопротивлением 100–200 кОм с металлическими частями паяльника.





Обмотка паяльника не должна иметь контакта с его жалом. Во время монтажа следует касаться свободной рукой проводников питания на монтируемой плате. Если

микросхема хранится в металлической коробке или ее выводы защищены фольгой, прежде чем взять микросхему, нужно дотронуться до коробки или фольги и

снять статическое электричество. Нельзя передавать микросхемы из рук в руки, поскольку между участвующими в передаче может быть существенное напряжение за счет статической электризации — нужно или коснуться друг друга, чтобы выровнять потенциалы или положить микросхему одному человеку и взять другому.

Более подробные сведения о микросхемах можно найти на сайте предприятия-изготовителя по адресу www.angstrem.ru/analog.htm

Сергей Христофоров,
editor@dian.ru

Подписаться на «Схемотехнику» можно через редакцию (095) 737-9279, через Объединенный каталог «Пресса России» — индекс 41733 — для жителей России, стран Балтии и СНГ, а также через каталог Агентства «Роспечать» (красный) — индекс 80724; по каталогу KSS индекс 10540 — для жителей Украины.

УСЛОВИЯ ПОДПИСКИ ЧЕРЕЗ РЕДАКЦИЮ:

- заполнить купон;
- перечислите деньги на наш расчетный счет через Сбербанк;
- отправьте купон и квитанцию об оплате (или их копии) в редакцию по адресу: 121351, г. Москва, ул. Ивана Франко, дом 40, стр. 2, отдел подписки или по факсу (095) 737-9279, e-mail: podpliska@dian.ru

Журнал аысылається по указанному адресу. Подписная цена одного экземпляра 25 рублей и включает в себя стоимость доставки.

Внимание! К сведению подписчиков: отдел подписки не несет ответственности, если подписка оформлена через другие фирмы.

В случае отмены заказчиком произведенной подписки деньги за нее не возвращаются.

НАШИ РЕКВИЗИТЫ:

ООО «ИД СКИМЕН», ОСБ КИЕВСКОЕ 5278, ИНН 7731195492,
Р/с 40702810338190104019 в Сбербанке России г. Москва,
К/с 30101810400000000225, БИК 044525225, ОКОНХ 84500, ОКПО 52744508

ПОДПИСНОЙ КУПОН НА ЖУРНАЛ «СХЕМОТЕХНИКА» НА 2002 ГОД

Подписчик (название фирмы и ФИО заказчика или ФИО частного лица) _____
Индекс _____ Адрес _____ Телефон _____
E-mail _____

Под интересующим Вас номером поставьте ✓ Кол-во экземпляров _____

№ 1	№ 2	№ 3	№ 4	№ 5	№ 6	№ 7	№ 8	№ 9	№ 10	№ 11	№ 12