

СХЕМОТЕХНИКА

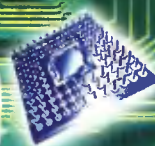
Ведущая в отрасли Крупнейшая в России

28 – 31 МАЯ 2003

РОССИЯ, МОСКВА, СК "ОЛИМПИЙСКИЙ"
ОЛИМПИЙСКИЙ ПР., Д. 16, СТ. М. "ПРОСПЕКТ МИРА"

6-ая ЕЖЕГОДНАЯ
СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ
ПРОМЫШЛЕННАЯ ВЫСТАВКА
ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ
И ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО
ОБОРУДОВАНИЯ

Е.Х.Р.О.
ELECTRONICA
ЭКСПО-ЭЛЕКТРОНИКА



www.expoelectronica.ru

ПРИ ПОДДЕРЖКЕ:

- Министерства промышленности, науки и технологий РФ
- Министерства экономического развития и торговли РФ

ОРГАНИЗАТОРЫ:



Тел.: +7 (812) 380 60 07
+7 (812) 380 60 00
Факс: +7 (812) 380 60 01
E-mail: electron@primexpo.ru

СОВМЕСТНО С:



ПРИ УЧАСТИИ:



ПРИ ИНФОРМАЦИОННОЙ ПОДДЕРЖКЕ:



№5
МАЙ
2003

АУДИОТЕХНИКА

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

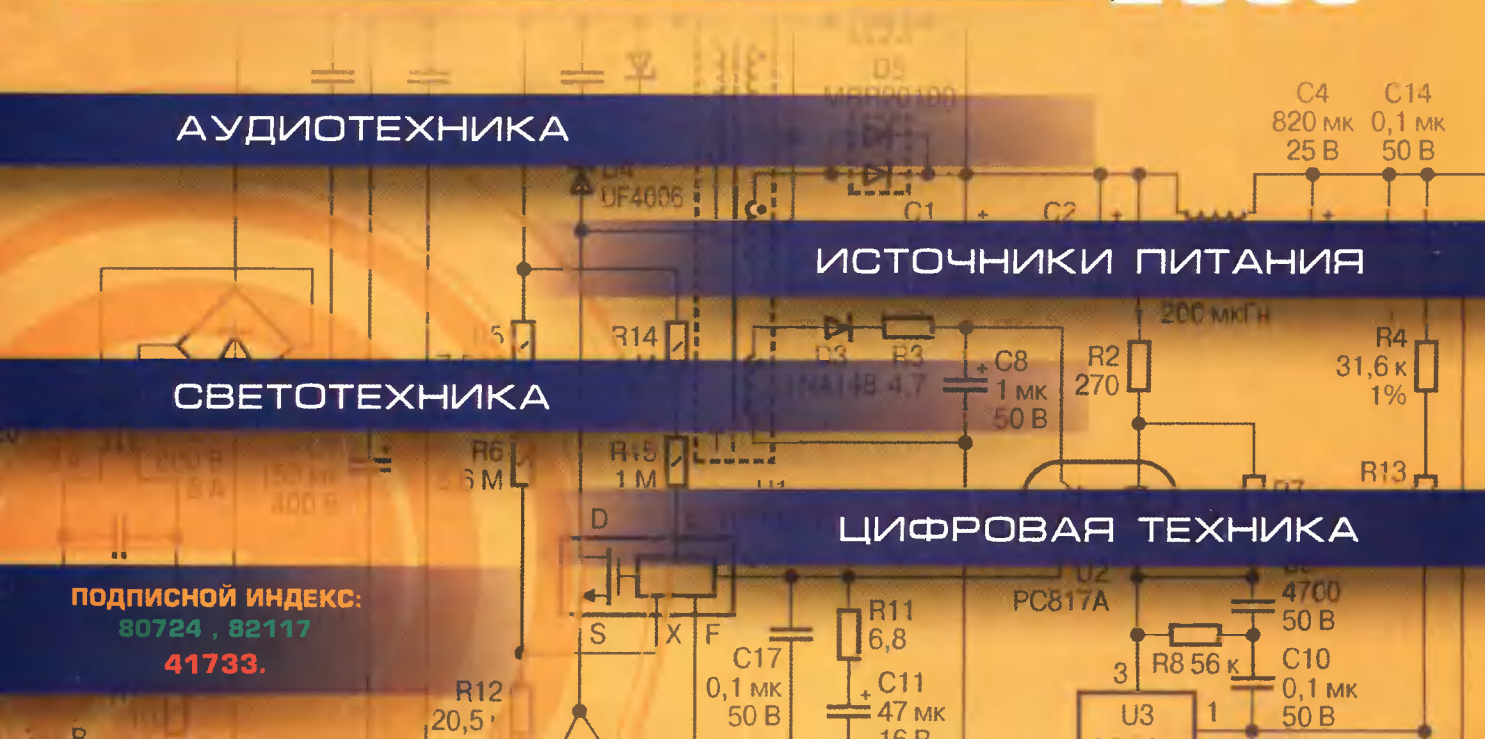
СВЕТОТЕХНИКА

ЦИФРОВАЯ ТЕХНИКА

ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС:

80724, 82117

41733.



Главный редактор:

Сергей Бирюков

Редакционная коллегия:

Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Иовчик
Юлия Герасимова

Дизайн и верстка:

Роман Покровский
Ирина Чикина

Отдел распространения:

(095) 285-17-75
e-mail: sales@dian.ru
Марина Трофимова
Юрий Царев
Сергей Лукин

Отдел рекламы:

Юлия Суханова

Адрес редакции:

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

Издатель и учредитель
ООО «ИД Скимен»

Отпечатано на Чеховском
полиграфкомбинате

Тираж 5 250 экз. Зак. 1334

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

Редакция не несет ответственности
за информацию, приведенную
в рекламных материалах

За содержание статьи
и ее оригинальность несет
ответственность автор

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

Информацию о подписке см. на
последней странице журнала

Цена свободная

Содержание

Измерительная техника

А. Вострухин, И. Минаев. Измерительный преобразователь емкости в постоянное напряжение 2

Цифровая техника

А. Волович. Использование АЦП для опроса матричной клавиатуры 3

В. Зотов. CoolRunner-II — новое поколение высокопроизводительных ПЛИС CPLD фирмы Xilinx с микромощным потреблением 4

О. Николайчук. Эксперименты с микроконтроллерами фирмы Sugal: базовая программа для семейства C8051F0xx 10

Аудиотехника

С. Лозицкий. Активный разделительный фильтр для АС 17

Источники питания

Д. Онышко, А. Журченко. Выравнивающие устройства для аккумуляторных батарей 20

С. Малахов. Разрядное устройство для аккумуляторной батареи 21

С. Горшенин. Двухтактный импульсный источник питания 23

В. Носов. Импульсные блоки питания бытовых радиоустройств 25

Основы схемотехники

Ф. Букашев, А. Байбузов, А. Смирнов. Проектирование защищенных ключей на основе БСИТ с «пропорционально-насыщенным» управлением 28

В. Днищенко. Радиоканал на транзисторах для аппаратуры пропорционального управления с амплитудной манипуляцией 30

Электроника в быту

Н. Заец. Автомат суточного включения нагрузки 32

Ю. Виноградов. СВЧ контроль сотового телефона 34

Связь и сетевые технологии

Д. Онышко, А. Журченко. Аперидическая синхронизация псевдослучайных последовательностей 36

Просто и доступно

Г. Кардашев. Компьютерное схемотехническое моделирование электронных устройств 39

Светотехника

Ю. Давиденко. Электронный балласт на IR2151 для люминесцентных осветительных ламп 42

Мастер КИТ

Г. Ганичев. Новые автомобильные усилители низкой частоты 46

Справочный листок

С. Бирюков. Усилители мощности звуковой частоты TDA7233, TDA7233D 51

Софт

Н. Макаре́в. Компилятор языка C ImageCraft для AVR 54

Вниманию читателей (с. 24, 41). IX Международная выставка молодежных научно-технических проектов «ЭКСПО-Наука 2003» (с. 27). Новые книги (с. 50). Адреса магазинов, в которых можно приобрести продукцию «Мастер КИТ» (с. 53). Наш анонс (с. 55). Семинары «Макро Тим» в 2003 г. (с. 55). Подписка-2003 (с. 56).

Измерительный преобразователь емкости в постоянное напряжение

Качество системы автоматического контроля и управления во многом определяется совершенством измерительного преобразователя. В предлагаемой статье приводится описание запатентованного в России измерительного преобразователя емкости в постоянное напряжение.

Для измерения многих неэлектрических величин используют конденсаторные датчики, емкость которых изменяется в зависимости от контролируемой величины по определенным законам. Эти датчики сопрягают с измерительными устройствами через специальные измерительные преобразователи (ИП).

На рис. 1 представлена принципиальная схема ИП емкости в постоянное напряжение [1]. ИП состоит из двух одновибраторов G1 и G2 (микросхема КР1533АГЗ, два одновибратора в одном корпусе), которые включены по схеме кольцевого автогенератора [2]. Времязадающие цепи одновибраторов содержат резисторы R1, R2 и конденсаторы C1, C2, один из которых — измерительный, например конденсаторный датчик, другой — образцовый. К инверсным выходам одновибраторов подключены интегрирующие звенья, состоящие из элементов R3, C3 и R4, C4. Принципиально безразлично, к каким выходам (прямым или инверсным) будут подключены интегрирующие звенья. В данном случае интегрирующие звенья подключены к инверсным выходам. Для пояснения принципа работы ИП условимся, что интегрирующие звенья подключены к прямым выходам одновибраторов. Для повышения чувствительности в ИП введены резисторы положительной обратной связи R5 и R6.

Одновибраторы формируют импульсы напряжения прямоугольной формы (рис. 2). Длительности импульсов (для случая, когда резисторы обратной связи отсутствуют, т. е. R5 = R6 = ∞) для

первого и второго одновибраторов определяются:

$$t_{i1} = kR_1C_1, t_{i2} = kR_2C_2,$$

где k — коэффициент, характеризующий свойства конкретной микросхемы, например, для микросхемы КР1533АГЗ k = 0,45.

Из временных диаграмм (рис. 2) следует, что длительности пауз для первого и второго одновибраторов определяются:

$$t_{n1} = t_{i2}, \quad t_{n2} = t_{i1}.$$

Период следования импульсов для обоих одновибраторов одинаков и равен $T = t_{i1} + t_{i2}$. Напряжения на выходах первого и второго интегрирующих звеньев определяются:

$$U_1 = U^1 t_{i1}/T, \quad U_2 = U^1 t_{i2}/T,$$

где U^1 — высокий уровень напряжения на выходах одновибраторов.

Между выходами интегрирующих звеньев формируется постоянное напряжение $U_{\text{вых}} = U_1 - U_2$, значение и знак которого (для случая, когда R1 = R2) зависят от соотношения времязадающих емкостей C1 и C2.

На рис. 3 представлены зависимости чувствительности (S, мВ/пФ) ИП для различных сопротивлений резисторов обратной связи $R_o = R_5 = R_6$ при R1 = R2 = R = 100 кОм. Представленные зависимости были получены экспериментально при изменении емкости C1 (в качестве датчика) от 12 до 25 пФ. Для случая, когда R1 = R2 = 100 кОм, C1 = C2 = 12 пФ, а резисторы обратной связи отсутствуют, ИП работает на частоте порядка 800 кГц.

Данный ИП без резисторов обратной связи применен в опытных образцах влагомеров семян различных сельскохозяйственных культур. Результаты эксплуатации влагомеров свидетельствуют о хороших метрологических свойствах ИП.

Рассматриваемый ИП был исследован в составе устройства с конденсаторным датчиком для измерения частоты вращения вала. Устройство регистрировало частоту вращения вала 12000 об/мин и более. ИП был выполнен на КМОП микросхеме HCF40988E (отечественный аналог К564АГ1) и работал при напряжении питания 12 В. В данном случае целесообразно применение резисторов обратной связи.

Предлагаемый ИП может быть использован для контроля емкости дифференциальных конденсаторных датчиков. В

этом случае обкладки времязадающих конденсаторов C1 и C2 конструктивно входят в состав одного дифференциального конденсатора, а общая обкладка этого конденсатора соединяется с общим проводом.

Описываемый ИП может быть использован для измерения и контроля величин, где используются резистивные датчики. В этом случае в качестве одного из времязадающих резисторов включается резистивный датчик, а в качестве другого — образцовый, времязадающие конденсаторы — образцовые.

Значение емкости интегрирующих конденсаторов подбирают так, чтобы постоянная времени интегрирующего звена была на два порядка выше постоянной времени времязадающих элементов C2 и R2. Емкость C2 должна быть равна, в общем случае, начальной (исходной) емкости C1 датчика. При выборе сопротивления времязадающего резистора R2 необходимо учитывать диапазон рабочих значений сопротивления для этого резистора, приводимый заводом-изготовителем в технических условиях для конкретной микросхемы. Сопротивление резисторов обратной связи R5 и R6 подбирается в зависимости от необходимой чувствительности ИП (рис. 3).

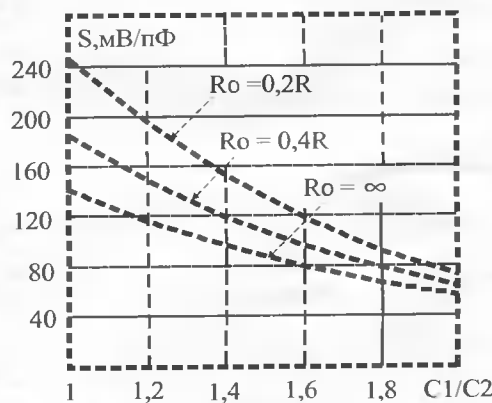


Рис. 3

Александр Вострухин,
Игорь Минаев,
avvostrukhin@yandex.ru

Литература:

1. А. В. Вострухин, И. Г. Минаев. Патент РФ № 2156472 на изобретение «Устройство для измерения электрической емкости». — Бюллетень изобретений, 2000, № 26.
2. И. И. Петровский, А. В. Прибыльский, А. А. Троян и др. Логические ИС КР1533, КР1554. Справочник в двух частях. — М.: ТОО БИНОМ, 1993.

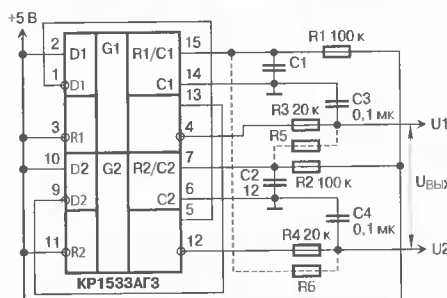


Рис. 1

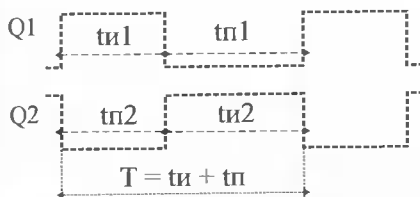


Рис. 2

Использование АЦП для опроса матричной клавиатуры

Существует несколько способов подключения клавиатуры к микроконтроллеру (МК). Все они предполагают использование определенного числа выводов МК для определения состояния кнопок клавиатуры. Способ, при котором каждой кнопке соответствует один вывод МК, позволяет идентифицировать состояние кнопок при помощи одной команды, но требует наибольшего числа выводов. Матричная организация клавиатуры приводит к уменьшению числа выводов МК, необходимых для определения состояния клавиш, но требует большего числа команд. Описываемый далее способ позволяет подключить матричную клавиатуру, не используя цифровые выводы МК для ее обслуживания. Единственным условием его применимости является наличие в устройстве многоканального аналого-цифрового преобразователя с неиспользуемыми входами.

В самом деле, наиболее доступными и широко распространенными многоканальными АЦП являются восьмиканальные преобразователи, которые к тому же часто входят в состав МК. Если в устройстве использованы только четыре канала, то почему бы не применить оставшиеся каналы для получения данных от клавиатуры, тем более что это сэкономит несколько линий порта ввода/вывода микроконтроллера? Схема подключения матричной клавиатуры 4×4 к восьмиканальному 12-разрядному АЦП AD7888 приведена на рис. 1.

При помощи резистивного делителя напряжения R1—R4 из напряжения питания формируются уровни, соответствующие строкам клавиш. Последовательно опрашивая каналы АЦП, мы производим опрос столбцов клавиатуры и по значению напряжения на входе канала можем определить, какая из клавиш нажата. Резисторы R5—R8 подтягивают входы АЦП к общему проводу, когда ни одна из клавиш столбца не нажата.

Хотелось бы отметить, что число строк клавиатуры, которые таким образом могут быть подключены к АЦП, может быть увеличено. Предельное число определяется точностью резисторов в резистивном делителе, шумами на входе АЦП и другими факторами.

Далее устанавливаем для каждой строки пороговые границы кодов и получаем однозначное соответствие между номером канала, кодом на входе и нажатой кнопкой клавиатуры. Но существует одна проблема: подключая таким образом клавиатуру, мы переводим ее в разряд аналоговых устройств со всеми вытекающими отсюда последствиями, такими как переходные процессы. Другими словами, после нажатия клавиши «В» мы получаем не переход из 0 в 1 соответствующей линии, как было бы при обычном подключении клавиатуры, а процесс заряда входной емкости АЦП через резистор R1. При этом напряжение на входе АЦП последовательно проходит значения, соответствующие клавишам С и D. И если в этот момент произвести выборку, то мы получим неверный результат.

Для того, чтобы устранить влияние переходных процессов, нужно производить выборки значений из АЦП до тех пор, пока они на протяжении определенного периода времени не станут попадать в один диапазон. Длительность этого периода определяется сопротивлениями резисторов R1—R4 и входной емкостью АЦП.

Ниже приведен фрагмент программы, содержащий функцию опроса клавиатуры на языке С для микроконтроллера семейства 80C166.

```
const unsigned char KeysArray[4][4] = {
    //повернутый на 90 градусов массив кодов клавиш
    kbEsc, kb7, kb4, kb1,
    kb0, kb8, kb5, kb2,
    kbEnter, kb9, kb6, kb3,
    kbD, kbC, kbB, kbA};

#define KeybChannel 4 //код первого канала, к которому подключена клавиатура

unsigned int ReadADCData(unsigned int Channel)
//читает данные из канала, указанного при предыдущем обращении
{
    SSCIR = 0; //сбрасываем флаг
```

запроса прерывания окончания передачи

```
SSCTB = (Channel&0x0007)<<11; //передаем команду в АЦП
while(!SSCIR); //ждем окончания приема
SSCIR = 0; //сбрасываем флаг прерывания
окончания передачи
return(SSCRB); //возвращаем принятое значение
}
```

unsigned char KeysPolling(void)

```
{
    unsigned char uuu = kbNoOne;
    unsigned int ddd;
    unsigned char ii;
    SSCEN = 1; //включаем SPI
    ADCCS = 0; //выбираем АЦП
```

ReadADCData(KeybChannel); //заказываем чтение первого клавиатурного канала

```
for(ii=0,ii<4;ii++){ //будем опрашивать 4 канала
    ddd = ReadADCData(KeybChannel+ii+1);
    //читаем текущий канал, заказываем следующий
    if(ddd>0x200) uuu = KeysArray[ii][(ddd-0x200)/0x400];
    //если больше порога нуля (200h) - декодируем
};
```

ADCCS=1; //выключаем АЦП

```
SSCEN = 0; //выключаем SPI
return uuu; //возвращаем код нажатой клавиши
}
```

unsigned char KeysWait(void)

//опрашивает клавиатуру, и если нажата любая клавиша, то ждет, когда отпустят

```
{
    unsigned char ttt = KeysPolling();
    unsigned char uuu=0;
    while(uuu<100) //будем опрашивать клавиатуру, пока не получим 100 значений
        //из одного диапазона
        if(KeysPolling() == ttt)uuu++;
    else{
        ttt = KeysPolling();
        uuu = 0;
    }
    if(ttt != kbNoOne)while(KeysPolling()==ttt);
    //если нажата какая-либо клавиша, то ждем, пока ее не отпустят
    return ttt; //возвращаем код клавиши
}
```

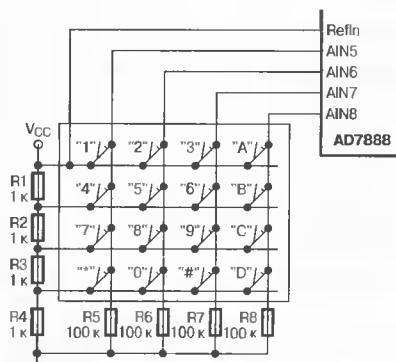


Рис. 1

Как видно из текста программы, опрос клавиатуры, подключенной к АЦП, занимает много времени. Но если время опроса не является критичным, то этот способ позволяет сэкономить несколько линий порта ввода/вывода МК, что зачастую является важным достоинством. Недостатком этого метода является то, что при нажатии двух клавиш одного столбца одновременно мы получаем неверный результат.

Александр Волович,
al_volovich@mail.ru

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

Программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) семейств CPLD (Complex Programmable Logic Device) находят широкое применение в цифровых устройствах различного назначения благодаря низкой стоимости и таким преимуществам, как сохранение конфигурации при выключении питания и возможность программирования в системе.

Фирма Xilinx®, являясь ведущим мировым производителем ПЛИС, наряду с разработкой новых семейств FPGA (Field Programmable Gate Array) ведет постоянную работу по созданию перспективных микросхем с архитектурой CPLD, отвечающих современным требованиям. При этом основными направлениями являются повышение производительности ПЛИС, снижение потребляемой мощности, реализация возможности поддержки различных цифровых сигнальных стандартов ввода/вывода, обеспечение надежной защиты конфигурационных данных от копирования.

Результатом внедрения передовых методов технологии производства микросхем и новых архитектурных решений является выпуск нового семейства микросхем CPLD CoolRunner™-II, сочетающих высокое быстродействие с минимальной потребляемой мощностью. Это семейство представляет собой новое поколение ПЛИС с архитектурой XPLA3 (eXtended Programmable Logic Array), применяемой в микросхемах CoolRunner XPLA3 [1].

В настоящей публикации рассматриваются особенности и технические характеристики ПЛИС семейства CoolRunner-II и приводится информация, необходимая в процессе их практического использования.

Общая характеристика ПЛИС семейства CoolRunner-II

Семейство CoolRunner-II содержит шесть типов ПЛИС логической емкостью от 32 до 512 макроячеек, выпускаемых по технологии 0,18 мкм. Напряжение питания ядра микросхем составляет 1,8 В.

Микросхемы рассматриваемого семейства позволяют реализовать на их основе проекты с системными частотами до 303 МГц. Минимальная задержка распространения сигнала от входного контакта микросхемы до выходного через комбинационную логику составляет от 3,5 до 6 нс. Архитектурные особенности ПЛИС семейства CoolRunner-II предоставляют возможность повышения производительности проектируемых устройств без увеличения внешней частоты синхронизации за счет использования триггеров, тактируемых фронтом и спадом сигнала синхронизации. При этом микросхемы семейства CoolRunner-II характеризуются ультранизкими значениями мощности, потребляемой как в статическом, так и в динамическом режиме. Значение потребляемого тока для статического режима не превосходит 100 мкА, что на порядок ниже по сравнению с ПЛИС других серий и производителей. Мощность, потребляемая в динамическом режиме, также в несколько раз меньше, чем у других типов микросхем с соответствующим объемом логических ресурсов. Такие показатели обусловлены, в первую очередь, применением технологии FZP (Fast Zero Power), обеспечивающей достижение минимального

уровня потребляемой мощности в сочетании с высоким быстродействием. Основные временные параметры ПЛИС семейства CoolRunner-II представлены в табл. 1.

Использование в архитектуре микросхем рассматриваемого семейства усовершенствованной коммутационной матрицы Advanced Interconnect Matrix (AIM) позволяет реализовать высокую скорость переключения при низкой потребляемой мощности. Кроме того, архитектурные особенности ПЛИС CoolRunner-II предоставляют возможность внедрения новых технических решений, позволяющих добиться дополнительного снижения общей потребляемой мощности. К числу таких решений относится применение методики CoolCLOCK и технологии DataGATE. В основе методики CoolCLOCK лежит двукратное деление частоты исходного тактового сигнала и последующее ее «удвоение» в макроячейках за счет применения триггеров, тактируемых фронтом и спадом сигнала синхронизации. Наличие встроенного делителя частоты тактового сигнала с коэффициентами деления 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16 обеспечивает оптимальную реализацию этой методики. Технология DataGATE предусматривает возможность сокращения потребляемой мощности за счет блокировки неиспользуемых в определенные интервалы времени входных сигналов в ячейках ввода/вывода.

ПЛИС семейства CoolRunner-II отличаются оптимизированной архитектурой, обеспечивающей повышение эффективности процесса логического синтеза реализуемых проектов. Используемые архитектурные решения предоставляют расширенные возможности фиксации пользовательских выводов микросхем перед выполнением фазы Fit этапа реализации (Implementation), которые сочетаются с полной трассировкой проекта. Простая детерминированная временная модель микросхем CoolRunner-II, обусловленная особенностями их архитектуры, позволяет достаточно точно рассчитать задержки распространения сигналов проектируемого устройства.

В блоках ввода/вывода семейства CoolRunner-II предусмотрены дополнительные функции, направленные на минимизацию влияния помех на пользовательских контактах микросхем. Функция раздельного управления длительностью фронтов выходных сигналов для каждого вывода ПЛИС обеспечивает снижение уровня помех на выходных контактах микросхем. Возможности выборочной установки встроенных триггеров Шмита во входных цепях блоков ввода/вывода позволяет снизить влияние помех на входах ПЛИС. Кроме того, неиспользуемые выводы микросхем могут быть сконфигурированы как дополнительные контакты, подключаемые к «общей» шине, что позволяет повысить помехозащищенность ПЛИС.

Совместимость блоков ввода/вывода с логическими уровнями стандартов цифровых сигналов 1,5; 1,8 В; 2,5 и 3,3 В позволяет реализовывать на основе микросхем семейства CoolRunner-II устройства со смешанным питанием. Организация блоков ввода/вывода в виде банков (в ПЛИС с большим числом ячеек) создает возможность одновременной реализации в одной микросхеме не-

уровня потребляемой мощности в сочетании с высоким быстродействием. Основные временные параметры ПЛИС семейства CoolRunner-II представлены в табл. 1.

Использование в архитектуре микросхем рассматриваемого семейства усовершенствованной коммутационной матрицы Advanced Interconnect Matrix (AIM) позволяет реализовать высокую скорость переключения при низкой потребляемой мощности. Кроме того, архитектурные особенности ПЛИС CoolRunner-II предоставляют возможность внедрения новых технических решений, позволяющих добиться дополнительного снижения общей потребляемой мощности. К числу таких решений относится применение методики CoolCLOCK и технологии DataGATE. В основе методики CoolCLOCK лежит двукратное деление частоты исходного тактового сигнала и последующее ее «удво-

Таблица 1. Основные временные параметры ПЛИС семейства CoolRunner-II

Параметр	Микросхема					
	XC2C32	XC2C64	XC2C128	XC2C256	XC2C384	XC2C512
Число макроячеек	32	64	128	256	384	512
Максимальное число пользовательских выводов ПЛИС	33	64	100	184	240	270
Задержка распространения сигнала от входного контакта до выходного через комбинационную логику TPD, нс	3,5	4,0	4,5	5,0	5,5	6,0
Время установления входных сигналов относительно глобального тактового сигнала TSU, нс	1,7	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4
Задержка выходного сигнала относительно глобального тактового сигнала TCO, нс	2,8	3,0	3,4	3,8	4,2	4,6
Максимальная системная частота FSYSTEM, МГц	333	270	263	238	217	217

скольких стандартов цифровых сигналов, требующих различных напряжений питания VCCIO. Предусмотрена поддержка следующих стандартов: LVTTTL, LVCMOS33, LVCMOS25, LVCMOS18, 1.5V I/O, HSTL-1, SSTL2-1, SSTL3-1. Ячейки ввода/вывода предоставляют возможность формирования выходов с открытым стоком и с тремя состояниями.

Макроячейки ПЛИС семейства CoolRunner-II отличаются, прежде всего, возможностью конфигурирования триггерного элемента не только в виде D- или T-триггера с динамическим управлением, с потенциальным управлением (защелки), но и триггера, тактируемого фронтом и спадом сигнала синхронизации. В каждой макроячейке предусмотрена реализация сигнала разрешения синхронизации (clock enable). Ресурсы ПЛИС предоставляют возможность комплексного асинхронного тактирования элементов проектируемого устройства с использованием тактовых сигналов, формируемых внутри функционального блока, и четырех глобальных тактовых сигналов, поступающих с выводов микросхемы. Макроячейки позволяют реализовать режимы асинхронного сброса или асинхронной установки триггера, используя для этого локальные и глобальные управляющие сигналы.

Четыре независимых уровня защиты конфигурационных данных от несанкционированного копирования обеспечивают надежную охрану прав интеллектуальной собственности. Обнаружение попытки нарушения защиты на любом уровне приводит к стиранию конфигурационной информации в микросхеме.

Для работы с микросхемами семейства CoolRunner-II, как и других серий CPLD, выпускаемых фирмой Xilinx, не требуется аппаратный программатор. Все операции программирования и обратного считывания конфигурационных данных могут выполняться непосредственно в проектируемой системе через порт JTAG-интерфейса. При этом полностью поддерживается протокол периферийного сканирования в соответствии со спецификацией стандарта IEEE Std 1149.1 (JTAG). Кроме того, предусмотрена поддержка конфигурирования в системе с напряжением питания 1,8 В по стандарту IEEE Std 1532. Загрузочный кабель, связывающий JTAG-порт с параллельным портом ПК, можно изготовить самостоятельно, воспользовавшись, например, схемой, представленной в документации на следующих Web-страницах: http://www.plis.ru/pic/zip/JTAG_cable.pdf и http://www.xilinx.com/support/sw_manuals/xilinx5/download/pac.zip.

ПЛИС семейства CoolRunner-II производятся с использованием расширенного типового ряда корпусов, который включает в себя Chip Scale Package (CSP), BGA, Fine Line BGA, TQFP, PQFP, VQFP и PLCC. Все микросхемы обладают совместимостью по выводам в случае использования одинаковых корпусов. Применяемые разновидности корпусов для каждого типа микросхем с указанием числа доступных пользовательских выводов приведены в табл. 2.

Таблица 2. Типы корпусного исполнения ПЛИС семейства CoolRunner-II

Тип корпуса	Число выводов микросхемы					
	XC2C32	XC2C64	XC2C128	XC2C256	XC2C384	XC2C512
PLCC-44	33	33	—	—	—	—
VQFP-44	33	33	—	—	—	—
CP BGA-56	33	45	—	—	—	—
VQFP-100	—	64	80	80	—	—
CP BGA-132	—	—	100	106	—	—
TQFP-144	—	—	100	118	118	—
PQFP-208	—	—	—	173	173	173
FT BGA-256	—	—	—	184	212	212
FG BGA-324	—	—	—	—	240	270

Высокая надежность микросхем обеспечивает не менее 1000 циклов перепрограммирования и гарантированный срок хранения запрограммированной конфигурации не менее 20 лет.

Применение ПЛИС фирмы Xilinx семейств CPLD позволяет избежать дополнительных затрат на приобретение программных средств для разработки проектов и конфигурирования микро-

схем. Полнофункциональная свободно распространяемая система автоматизированного проектирования WebPACK™ ISE™ (Integrated Synthesis Environment) [2, 10] поддерживает семейство CoolRunner-II в полном объеме. Процесс проектирования цифровых устройств на основе ПЛИС семейств CPLD фирмы Xilinx в рамках этого пакета, включая этапы моделирования и программирования микросхем, подробно рассмотрен в [3—9].

Основные параметры микросхем, входящих в семейство CoolRunner-II, представлены в табл. 3.

Архитектура ПЛИС семейства CoolRunner-II

Обобщенная архитектура ПЛИС семейства CoolRunner-II представлена на рис. 1. Ее основу составляют совокупность функциональных блоков (Function Block, FB), блоков ввода/вывода (Input/Output block, IOB) и быстродействующая переключающая матрица AIM. Число функциональных блоков и блоков ввода/вывода определяется типом микросхе-

Таблица 3. Основные параметры ПЛИС семейства CoolRunner-II

Характеристика	Микросхема					
	XC2C32	XC2C64	XC2C128	XC2C256	XC2C384	XC2C512
Поддержка конфигурирования в соответствии со стандартом IEEE 1532	+	+	+	+	+	+
Число банков ввода/вывода	1	1	2	2	4	4
Встроенный делитель частоты	—	—	+	+	+	+
Возможность тактирования фронтом и спадом сигнала синхронизации	+	+	+	+	+	+
DataGATE	—	—	+	+	+	+
Поддержка стандарта LVTTTL	+	+	+	+	+	+
Поддержка стандартов LVCMOS33, 25, 18 и 1.5V I/O	+	+	+	+	+	+
Поддержка стандарта SSTL2-1	—	—	+	+	+	+
Поддержка стандарта SSTL3-1	—	—	+	+	+	+
Поддержка стандарта HSTL-1	—	—	+	+	+	+
Возможность конфигурирования неиспользуемых выводов как «общий»	+	+	+	+	+	+
Четырехуровневая система защиты от несанкционированного копирования	+	+	+	+	+	+
Возможность конфигурирования выходов с открытым стоком	+	+	+	+	+	+
Поддержка функции Hot plugging	+	+	+	+	+	+

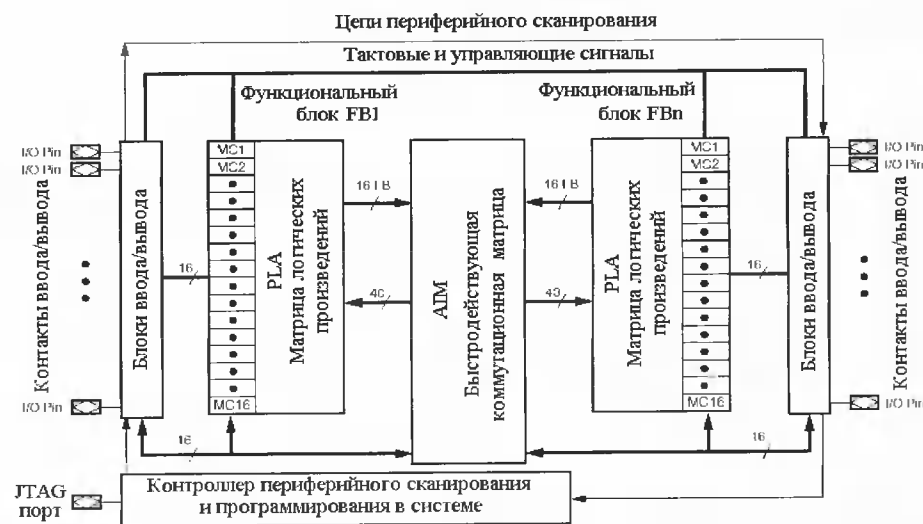


Рис. 1

мы. Несмотря на схожесть с типовой архитектурой ПЛИС семейств CPLD, структура, приведенная на рис. 1, принципиально отличается способом реализации ее элементов.

В функциональных блоках сосредоточены основные логические ресурсы микросхем. Каждый функциональный блок имеет 40 входов, подключенных к выходам переключательной матрицы, и 16 «быстрых» входов, которые соединены непосредственно с блоками ввода/вывода. Кроме того, к функциональным блокам подведено четыре глобальных сигнала: сигнал сброса и установки GSR и три тактовых сигнала GCK0—GCK2. Структура функционального блока включает в себя программируемую матрицу логических произведений и 16 независимых макроячеек. В ПЛИС семейства CoolRunner-II используется программируемая матрица логических произведений типа PLA (Programmable Logic Array). Принципиальное отличие ее от PAL-матрицы, применяемых в большинстве ПЛИС семейств CPLD, достаточно подробно рассмотрены в [1]. Применение PLA-матрицы позволяет оптимизировать разделение и совместное использование ресурсов микросхемы при реализации проекта. Ее 40 прямых и инверсных входов соединены непосредственно с выходами переключательной матрицы. PLA-матрица логических произведений позволяет сформировать 56 термов, часть которых может использоваться в качестве управляющих сигналов, доступных для любой макроячейки функционального блока. Эти сигналы выполняют функции тактирования, сброса и установки триггеров макроячеек, а также разрешения выходов микросхемы.

Структура макроячейки показана на рис. 2 вместе с программируемой матрицей логических произведений.

Каждая макроячейка может быть сконфигурирована для выполнения комбинаторной и регистровой функции, причем триггер, входящий в ее состав, может быть реализован как D- или T-триггер или как защелка. Кроме того, он может быть сконфигурирован как триггер, тактируемый фронтом и спадом сигнала синхрониза-

ции. При реализации только комбинаторной функции триггер не используется. В состав макроячейки также входят элементы, позволяющие реализовать, при необходимости, режимы асинхронного сброса и установки триггера. При этом в качестве сигналов сброса и установки могут использоваться сформированные PLA-матрицей термы (PTA), управляющие термы (CTR и CTS соответственно) и глобальный сигнал сброса/установки (GSR). Следует обратить внимание на то, что сигналы управляющих термов CTR и CTS являются общими для всех макроячеек одного функционального блока, а глобальный сигнал сброса/установки GSR — общим для всех функциональных блоков микросхемы.

Помимо входов, соединенных с выходами PLA-матрицы логических произведений, макроячейка содержит дополнительный, так называемый «быстрый» вход, подключенный непосредственно к блокам ввода/вывода. Тем самым предоставляется возможность использования триггера, входящего в состав макроячейки, в качестве входного триггера или защелки. При этом комбинаторные функции макроячейки сохраняются.

Результирующие сигналы с выходов макроячеек поступают в блоки ввода/вывода и на входы высокоскоростной

переключающей матрицы AIM, которая позволяет передать их далее на входы других функциональных блоков. На остальные ее входы подаются сигналы, поступающие из блоков ввода/вывода, которые затем направляются ко входам функциональных блоков микросхемы. Переключающая матрица AIM обеспечивает необходимую коммутацию сигналов, поступающих из блоков ввода/вывода, входных и выходных сигналов функциональных блоков, при минимальной потребляемой мощности в сочетании с высоким быстродействием.

Блоки ввода/вывода предназначены для организации интерфейса между внутренними сигналами микросхемы и выводами ПЛИС. Они выполняют функцию буферизации всех входных и выходных сигналов, управления выходами и формирования программируемого «общего» вывода. Структура блока ввода/вывода микросхем семейства CoolRunner-II приведена на рис. 3.

Помимо входного и выходного буферных элементов в состав блоков ввода/вывода входит триггер Шмитта, предназначенный для выборочного использования с целью уменьшения уровня помех на входных контактах микросхемы. Структура блоков ввода/вывода включа-



Рис. 3

От быстродействующей коммутационной матрицы

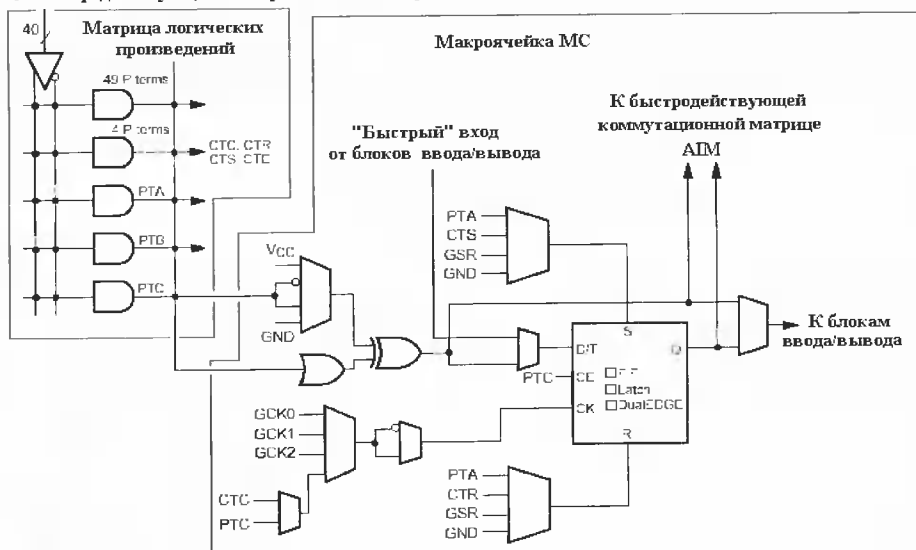


Рис. 2

ет также высокоомный подтягивающий резистор PullUp и цепь удержания последнего состояния Bus Hold. Выходные цепи обеспечивают возможность формирования выходов, функционирующих обычном режиме, с открытым стоком или с тремя состояниями. Кроме того, они выполняют функцию управления длительностью фронтов выходных сигналов.

Характерной особенностью блоков ввода/вывода ПЛИС семейства CoolRunner-II является поддержка ряда широко используемых стандартов цифровых сигналов, позволяющих организовать взаимодействие с внешними элементами высокоскоростной памяти и сопряжение с шинными интерфейсами. Например, стандарт HSTL (High-Speed Transceiver Logic) широко применяется в высокоскоростных интерфейсах памяти, а SSTL (Stub-series terminated logic) — при реализации шинных интерфейсов. Некоторые из поддерживаемых

стандартов требуют подачи дополнительного внешнего напряжения порогового уровня входных каскадов. В табл. 4 приведен список стандартов цифровых сигналов, поддерживаемых блоками ввода/вывода ПЛИС семейства CoolRunner-II, с указанием значений напряжения питания выходных каскадов VCCIO и порогового уровня входных каскадов VREF.

Все блоки ввода/вывода сгруппированы в виде банков, число которых определяется типом микросхемы (табл. 3). Каждый пользовательский вывод ПЛИС

Таблица 4. Стандарты цифровых сигналов, поддерживаемые блоками ввода/вывода ПЛИС семейства CoolRunner-II

Стандарт ввода/вывода	Напряжение питания выходных каскадов VCCIO, В	Напряжение порогового уровня входных каскадов VREF, В	Напряжение согласования с платой VTT, В
LVTTTL	3,3	—	—
LVC MOS33	3,3	—	—
LVC MOS25	2,5	—	—
LVC MOS18	1,8	—	—
1.5V I/O	1,5	—	—
HSTL-1	1,5	0,75	0,75
SSTL2-1	2,5	1,25	1,25
SSTL3-1	3,3	1,5	1,5

может быть сконфигурирован в соответствии с выбранным стандартом. При этом следует учитывать, что в рамках одного банка ввода/вывода одновременно могут быть реализованы только стандарты, требующие одно значение напряжения питания выходных каскадов VCCIO.

Контроллер периферийного сканирования и программирования в системе обеспечивает выполнение операций конфигурирования микросхемы и периферийного сканирования через порт JTAG-интерфейса.

Продолжение следует

Валерий Зотов
walerry@euro.ru

Литература:

1. М. Кузелин. ПЛИС CPLD компании Xilinx с малым потреблением. Серия CoolRunner. — Компоненты и технологии, 2001, № 5.
2. В. Зотов. WebPACK ISE — свободно распространяемый пакет проектирования цифровых устройств на базе ПЛИС фирмы Xilinx. — Компоненты и технологии, 2001, № 6.
3. В. Зотов. WebPACK ISE: Интегрированная среда разработки конфигурации и программирования ПЛИС фирмы Xilinx.

Создание нового проекта. — Компоненты и технологии, 2001, № 7.

4. В. Зотов. Схемотехнический редактор пакета WebPACK ISE. Создание принципиальных схем и символов. — Компоненты и технологии, 2001, № 8.

5. В. Зотов. Синтез, размещение и трассировка проектов, реализуемых на базе ПЛИС CPLD фирмы Xilinx, в САПР WebPACK ISE. — Компоненты и технологии, 2002, № 1.

6. В. Зотов. Программирование ПЛИС семейства CPLD фирмы Xilinx в САПР WebPACK ISE. — Компоненты и технологии, 2002, № 2.

7. В. Зотов. ModelSim — система HDL-моделирования цифровых устройств. — Компоненты и технологии, 2002, № 6.

8. В. Зотов. Функциональное моделирование цифровых устройств, проектируемых на базе ПЛИС фирмы Xilinx в среде САПР WebPACK ISE. — Компоненты и технологии, 2002, № 7.

9. В. Зотов. Временное моделирование цифровых устройств, проектируемых на базе ПЛИС фирмы Xilinx в среде САПР WebPACK ISE. — Компоненты и технологии, 2002, № 8.

10. В. Зотов. Новая версия свободно распространяемого пакета проектирования WebPACK ISE фирмы Xilinx. — Компоненты и технологии, 2003, № 1.



XILINX®
The Programmable Logic Company™

Программируемые логические интегральные схемы с архитектурой FPGA

Программируемые логические интегральные схемы с архитектурой CPLD

САПР и средства отладки цифровых систем на базе ПЛИС

!!! Бесплатное программное обеспечение ISE WebPACK III

INLINE GROUP

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



boNd

УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ПРОГРАММАТОРЫ и УФ-ИЗЛУЧАТЕЛИ

Программирование более 1000 типов микросхем отечественных и зарубежных производителей

«СТЕРХ» ST-011

Одна универсальная DIP40 или DIP42 панель с "нулевым усилением" (ZIP)

Дополнительные адаптеры для микросхем в корпусах PLCC, SOP и др

Быстродействующая защита от перегрузок
Идентификация производителя и типа микросхемы

Программное обеспечение с русскоязычным интерфейсом и поддержкой "мыши"

RS-232 со скоростью обмена до 115 кбод

Встроенный источник питания 220В

Последнюю версию всегда можно найти в Internet

Гарантия 5 лет

УФ-излучатель "СТЕРХ UV-01"

предназначен для стирания информации в микросхемах УФРПЗУ, посредством воздействия на них ультрафиолетового излучения с длиной волны ~254 нм.

Имеется таймер на время до 99 мин с автоматическим отключением излучателя и звуковым сигналом.

Более подробную информацию об изделиях и последней версии ПО можно найти на нашем WWW-сервере:
http://www.sterh.com, e-mail: pprog@bond.nsk.su

Бердск : "БОНД" (38341) 5-15-62
Москва : "Точка Опоры" (095) 956-39-42/43
Санкт-Петербург "ЗФО" (812) 247-89-00
Екатеринбург: "Институт радиотехники" (3432) 74-58-61

(Продолжение. Начало — № 10/2002)

Эксперименты с микроконтроллерами фирмы Signal: базовая программа для семейства C8051F0xx

Главный программный модуль MAIN

Главный программный модуль содержит собственно программу. Как уже упоминалось, в контроллере есть четырехстрочный LCD дисплей. На первую строку после сброса выводится заголовок программы, затем — текущие сведения календаря. Во второй строке индицируется счетчик циклов (формируемый только для демонстрации работы) и текущее время. На третьей строке — статус или сообщения об ошибках командно-информационной сети. На четвертую строку выводится температура кристалла от встроенного датчика.

```

/*-----
// Main.H
// Test program for Kit005 (UART+LCD+TEMP+XMEM)
-----*/

#ifndef __MAIN__
#define __MAIN__

#include <C8051F000.h> // Файл определения регистров микропроцессора
#include <stdio.h>
#include <string.h>

#include <LCD.H> // Файл описаний модуля LCD
#include <UART.H> // Файл описаний модуля UART
#include <RTC.H> // Файл описаний модуля RTC

#ifndef __BYTE__
#define __BYTE__
typedef unsigned char byte; // Определение типа переменной BYTE
#endif

#define FALSE 0
#define TRUE 1
#define WORK 1
#define VER 08

#define SYSCLK 11059200 // Частота кварцевого резонатора
#define BAUDRATE 115200 // Скорость передачи данных по последовательному порту
#define SAMPLE_RATE 50000 // Частота опроса в Гц
#define INT_DEC 256
#define LCD_LEN 19 // Длина строки индикатора

/
*****/
// Аппаратно зависимое определение битов и байтов, зависящее от типа микроконтроллера и настройка коммутатора ресурсов Crossbar
/
*****/

#define DATABUS P2 // Порт шины данных
#define DATABUS_CF PRT2CF // Режим порта шины данных

sbit RTC_ALE = P3^0; // Линия P3.0 сигнала ALE для RTC
sbit RTC_DS = P3^1; // Линия P3.1 сигнала DS для RTC
sbit RTC_RW = P3^2; // Линия P3.2 сигнала RW для RTC
sbit RTC_CS = P3^3; // Линия P3.3 сигнала CS для RTC
sbit RTC_RST = P3^4; // Линия P3.4

```

```

сигнала RST для RTC
sbit LCD_DC = P3^5; // Линия P3.5 сигнала DC для LCD
sbit LCD_RW = P3^6; // Линия P3.6 сигнала RW для LCD
sbit LCD_EN = P3^7; // Линия P3.7 сигнала EN для LCD

sbit ON485 = P1^5; // Линия P1.5 сигнала ON для RS485
sbit BUZZER = P1^4; // Линия P1.4 подключения Buzzer

```

```

/
*****/
// Определение шестнадцатититных регистров
/
*****/

```

```

sfr16 DP = 0x82; // Указатель данных
sfr16 TMR3RL = 0x92; // Величина перезагрузки таймера 3
sfr16 TMR3 = 0x94; // Счетчик таймера 3

sfr16 ADC0 = 0xbe; // Данные ADC0
sfr16 ADC0GT = 0xc4; // Верхний порог ADC0
sfr16 ADC0LT = 0xc6; // Нижний порог ADC0
sfr16 RCAP2 = 0xca; // Величина перезагрузки таймера 2

sfr16 T2 = 0xcc; // Счетчик таймера 2
sfr16 DAC0 = 0xd2; // Данные DAC0
sfr16 DAC1 = 0xd5; // Данные DAC1

```

```

/
*****/
// Прототипы функций
/
*****/

```

```

byte Get_Data (void); // Получить данные с шины
void Set_Data (byte CH); // Установить данные на шину
void Time (unsigned Delay); // Малая задержка
void Delay (char Step); // Большая задержка
void WDT (void); // Перезапуск WDT
void SYSCLK_Init (void); // Инициализация тактового генератора
void PORT_Init (void); // Инициализация портов ввода/вывода
void UART0_Init (void); // Инициализация порта UART
void ADC0_Init (void); // Инициализация ADC0
void Timer3_Init (int counts); // Инициализация таймера 3
void ADC0_ISR (void); // Прерывания ADC0
void Get_Temperature (void); // Вычислить температуру

void XMEM_CLEAR (void); // Очистить массив доп. Памяти XRAM
void XMEM_WRITE (unsigned int PTR, byte DATA); // Записать в XRAM
byte XMEM_READ (unsigned int PTR); // Прочитать XRAM

#endif // Main.h

```

И наконец рассмотрим главный программный модуль MAIN.C

```

/*-----
// Main.C

```

```
// Test program for KIT005 (UART+LCD+TEMP+XMEM)
// Включение главного модуля необходимо, т.к. в нем
// определяются используемые аппаратные ресурсы

code byte ADDR = 0x01; // Индивидуальный адрес станции

// Определение адреса встроенной дополнительной
// памяти
unsigned char xdata xdata_buffer [256] _at_ 0x8000,

// Массив строк дней недели
byte RTCD[7][4] =
{"Sun", "Mon", "Tue", "Wed", "Thu", "Fri", "Sat"};
// Массив строк названий месяцев
byte RTCM[12][4] =
{"Jan", "Feb", "Mar", "Apr", "May", "Jun",
"Jul", "Aug", "Sept", "Oct", "Nov", "Dec"};

// Определения переменных
data long REZ; // Десятичный результат ADC0
data byte IFrame[7]; // Входной командный фрейм
data byte OFrame[7]; // Выходной фрейм ответа
data byte Buffer[22]; // Буфер строки
data byte PTR; // Универсальный указатель
data byte Byte; // Входной байт
data byte FRAME_PTR; // Указатель фрейма
data byte FRAME_RDY; // Флаг готовности фрейма
data unsigned long COUNT; // Счетчик циклов
data int TEMP_INT; // Целая часть значения температуры
data int TEMP_FRAC; // Дробная часть значения температуры

data bit FLAG; // Флаг разрешения опроса температуры
data long TEMPER; // Значение температуры в сотых долях
// градуса

extern xdata struct date // Структура календаря
{
    byte year;
    byte month;
    byte day;
    byte wday;
} da;

extern xdata struct time // Структура времени
{
    byte hause;
    byte min;
    byte sec;
} ti;

extern xdata struct alarm // Структура будильника
{
    byte ahause;
    byte amin;
    byte asec;
} al;

//
// Функции
//
//
*****/

void Time (unsigned Delay) // Маленькая задержка
{
    while (Delay-)
        WDT();
}

//
*****/

void WDT (void) // Перезапуск WDT
{
    WDTCON = 0xA5;
}

```

```
//
*****/

void Beep (unsigned Delay) // Регулируемая длительность
BUZZER
{
    while (Delay-)
    {
        BUZZER=0;
        Time (50);
        BUZZER=1;
    }
}

//
*****/

byte Get_Data (void) // Получение данных с про-
граммной шины (P2)
{
    DATABUS_CF=0; // Данные на ввод
    DATABUS=0xFF;
    return DATABUS; // Данные получить
}

//
*****/

void Set_Data (byte CH) // Установка данных на про-
граммную шину (P2)
{
    DATABUS_CF=0x00; // Шину в режим с «открытым
исток» для
// согласования с 5-вольтовым питанием шины
    DATABUS=CH; // Установить данные
}

//
*****/

void XMEM_CLEAR (void) // Заполнить массив XRAM дан-
ными /0
{
    memset (xdata_buffer, "\0", sizeof (xdata_buffer));
}

//
*****/

void XMEM_WRITE (unsigned int PTR, byte DATA) // Записать
данные DATA
// по адресу PRT
{
    xdata_buffer[PTR] = DATA;
}

//
*****/

byte XMEM_READ (unsigned int PTR) // Прочитать данные
по адресу PRT
{
    return xdata_buffer[PTR];
}

//
*****/

void Get_Temperature (void) // Получить темпера-
туру
{
    EA = 0; // Запретить прерывания
    TEMPER = REZ; // Записать результат
    EA = 1; // Разрешить прерывания

    // Рассчитать температуру TEMPER
    // в сотых долях градуса
    TEMPER = TEMPER - 41857;
    TEMPER = (TEMPER * 100L) / 154;
    TEMP_INT = TEMPER / 100;
    TEMP_FRAC = TEMPER - (TEMP_INT * 100);
}

//

```

```

*****//
void SYSCLK_Init (void)      // Инициализировать кварце-
вый генератор
{
    OSCXCN = 0x67;           // Запустить внешний
генератор 11,0592 МГц
    Time (250);              // Задержка на время установления
    while (!OSCXCN&0x80)      // Опросить готовность
        WDT();
    OSCICN = 0x08;           // Переключиться на внешний
генератор
}

/

*****//
void PORT_Init (void)        // Инициализировать порты
{
    XBR0 = 0x16;             // Разрешить периферию
SPI, UART0, PCA0-1
    XBR1 = 0x00;
    XBR2 = 0x40;             // Разрешить работу Crossbar

    PRT0CF = 0x55;           // Назначить входы/выходы
порта 0
    // P0.7 <- CEX1 интерфейс PCA
    // P0.6 <- CEX0 интерфейс PCA
    // P0.5 <- RxD интерфейс UART
    // P0.4 <- TxD интерфейс UART
    // P0.3 <- NSS интерфейс SPI
    // P0.2 <- MOSI интерфейс SPI
    // P0.1 <- MISO интерфейс SPI
    // P0.0 <- SCK интерфейс SPI
    PRT1CF |= 0x20;          // Назначить входы/выходы
порта 1
    // P1.5 <- 4850N
    // P1.4 <- BUZZER
    PRT2CF = 0x00;           // Назначить входы/выходы
порта 2 шины данных
    // Выходы с «открытым истоком»
    PRT3CF = 0x00;           // Назначить входы/выходы
порта 3
    // Выходы с «открытым истоком»
    // P3.7 <- LCD_EN
    // P3.6 <- LCD_RW
    // P3.5 <- LCD_DC
}

/

*****//
void UART0_Init (void)       // Инициализировать порт UART
{
    SCON = 0x52;             // SCON: режим 1, 8-
bit UART, разрешить RX
    TMOD = 0x20;             // TMOD: таймер 1,
режим 2, 8-bit reload
    TH1 = -(SYSCLK/BAUDRATE/16); // Установить величину
перезагрузки таймера 1
    TR1 = 1;                 // Запустить таймер
1
    CKCON |= 0x10;           // Таймер 1 пересчитывает
SYSCLK
    PCON |= 0x80;            // SMOD = 1
    TI = 1;                  // Показать готовность
TX (передатчика)
}

/

*****//
void ADC0_Init (void)        // Инициализировать ADC0 на работу
с автозапуском от
// таймера 3, генерацией прерывания по завершению
// преобразования
{
    ADC0CN = 0x05;           // Запретить ADC0;
// Режим слежения
    // Запуск по переполнению таймера 3
    // Выравнивание влево
    REFOCN = 0x07;           // Выбрать температурный

```

```

датчик
// Выбрать встроенное опорное напряжение
AMX0SL = 0x0f;              // Переключить вход
мультиплексора
// на температурный датчик
ADC0CF = 0x80;              // Частота преобразования ADC
= SYSCLK/16
ADC0CF |= 0x01;             // Коэффициент усиления PGA
= 2
    EIE2 |= 0x02;           // Разрешить прерывания от
ADC
}

/

*****//
void Timer3_Init (int counts) // Инициализировать
таймер 3 в режим
// перезагрузки с генерацией прерываний
{
    TMR3CN = 0x02;           // Остановить таймер 3
    // Стереть флаг TF3
    // Использовать для счета SYSCLK
    TMR3RL = -counts;         // Инициализировать
перезагрузку
    TMR3 = 0xffff;           // Произвести перезагрузку
немедленно
    EIE2 &= ~0x01;           // Запретить прерывания
таймера 3
    TMR3CN |= 0x04;          // Запустить таймер 3
}

/

*****//
void ADC0_ISR (void) interrupt 15 using 1 // Прерывание
завершения преобразования
{
    static unsigned int_dec=INT_DEC; // Счетчик
    static long accumulator=0L;      // Целое число резуль-
тата

    ADCINT = 0;              // Индикатор завершения преобразо-
вания = 0
    accumulator += ADC0;     // Прочитать ADC и добавить в нако-
питель
    WDT ();
    int_dec--; // Обновить значение счетчика
    if (int_dec == 0)         // Если 0 - результат готов
    {
        int_dec = INT_DEC;   // Переустановить счетчик
        REZ = accumulator>>8; // Результат
        accumulator = 0L;    // Сбросить накопитель
    }
}

/

*****//
void Start_Init (void)       // Начальная инициализация
{
    FLAG=0;                  // Запретить опрос температуры
    PORT_Init ();            // Инициализировать порты
    SYSCLK_Init ();          // Запустить кварцевый гене-
ратор
    LCD_Init ();             // Инициализировать LCD
    UART0_Init ();           // Инициализировать UART
    Timer3_Init(SYSCLK/SAMPLE_RATE); // Инициализировать таймер
3
    ADC0_Init ();            // Инициализировать ADC0
    ADCEN = 1;               // Разрешить работу ADC0
    RTC_Init ();             // Инициализировать RTC

    ON485=0;                 // Закрыть передатчик RS485
    WDT();
    RI=0;                    // Сбросить флаги приема и передачи
    TI=0;
    EA=1;                    // Разрешить общие
прерывания
    COUNT=0;                 // Сбросить счетчик циклов
    LCD_Reset ();            // Сбросить LCD
    LCD_ON ();               // Включить LCD

```

```

LCD_Clear ();          // Очистить LCD
// Вывести стартовый заголовок на 1й строке
LCD_XYString (0,0,»Start CI_LAN MISNET»);
// Вывести версию на 2й строке
LCD_XYString (1,0,»Version 4.0»);
Beep (250);            // Звуковой сигнал

if (RTC_Valid ())      // Проверить годность бата-
рейки RTC
{
    RTC_ON ();          // Включить RTC
    RTC_DM1();          // Установить двоичный режим
    RTC_24();           // Установить режим 24 часа

// Настроить будильник на сигнал
// каждую минуту
    RTC_SetAHause (0xFF); // Записать в часы будильни-
ка переполнение
    RTC_SetAMin (0xFF);  // Записать в минуты будиль-
ника переполнение
    RTC_AIE1 ();         // Разрешить прерывание бу-
дильника

    Get_Date ();        // Прочитать структуру ка-
лендаря

// Вывести в буфер строки последовательно
// номер дня месяца, имя месяца, текущий год,
// имя дня недели
    sprintf(Buffer,»%02d %s %04d, %s»,
(int)da.day, RTCM[(int)da.mounth-1], (int)da.year+2000,
RTCD[(int)da.wday-1]);
    LCD_XYString (0,0,Buffer); // Вывести буфер на 1
строку LCD
}
FLAG=1;               // Разрешить опрос температуры
EIE2 |= 0x20; // Разрешить внешнее прерывание
// от RTC EI7(P1.7)
}

/
*****/
void EX7_ISR (void) interrupt 19 using 2 // Внешнее преры-
вание от RTC
{
    // генерируемое каждую минуту
    unsigned int i;
    byte CH;

    BUZZER=0;          // Запустить Buzzer
    i=20000;           // Запустить счетчик
    while (i--)
        WDTCN = 0xA5;
    BUZZER=1;          // Выключить Buzzer
    EA=0;              // Запретить прерывания
    CH = RTC_Int ();   // Прочитать причину преры-
вания RTC

// для дальнейшего использования
    PRT1IF &= ~0x80;   // Сбросить флаг внешнего
прерывания
    EA=1;              // Прерывания разрешить
}

/
*****/
void General_Routines (void)           // Подпрограммы обще-
го назначения
{
    if (!FLAG) return;                 // Если запрет, завершить
подпрограмму
    EIE2 |= 0x02;                       // Разрешить прерывание ADC0
    Get_Temperature();                  // Получить температуру
    memset (Buffer, '\0', sizeof(Buffer)); // Очистить буфер стро-
ки
    sprintf(Buffer,»T = +%02d.%02d », // Записать темпера-
туру в буфер строки
TEMP_INT, TEMP_FRAC);
    LCD_XYString (3,0,Buffer); // Вывести буфер на 4 строку
LCD
    EIE2 &= ~0x02;                     // Запретить прерывание ADC0

```

```

memset (Buffer, '\0', sizeof(Buffer)); // Очистить буфер
строки
    sprintf(Buffer,»%010ld», COUNT++); // записать в буфер
значение счетчика
// циклов
    LCD_XYString (1,0,Buffer); // Вывести буфер на 2 строку
LCD
    Get_Time ();                      // Получить текущее время
    sprintf (Buffer,»%02d:%02d:%02d», // Записать в буфер
значение времени
(int)ti.hause,(int)ti.min,(int)ti.sec);
    LCD_XYString (1,12,Buffer); // Вывести буфер на
2 строку LCD
    LCD_XYString (2,0,»Waiting Command»); // Вывести на 3
строку LCD сообщение
// об ожидании сетевой команды
}

/
*****/
void Monitor (void)                   // Подпрограмма распознава-
ния команд
// фрейма и их исполнения
{
    byte CH;

    if (IFrame[1]!=ADDR) // Если есть ошибка адреса, вывести
{LCD_XYString (2,0,»Address Error «); return;} // сооб-
щение на строку 3 LCD
    if (IFrame[5]!=Input_CS(5)) // Если есть ошибка
KC, вывести
{LCD_XYString (2,0,»CRC Error «); return;} // сооб-
щение на строку 3 LCD
    switch (IFrame[2]) // Анализ команды
    {
        // ПОСЛЕ ВЫПОЛНЕНИЯ КАЖДОЙ КОМАНДЫ ФОРМИРУЕТСЯ ФРЕЙМ
ОТВЕТА,
        // СОДЕРЖАЩИЙ НОМЕР ВЫПОЛНЕННОЙ КОМАНДЫ

        case 0x01: LCD_Clear (); // Очистить LCD

        Send_Frame (1,0,0);
        break;
        case 0x02: LCD_Reset (); // Сбросить LCD
        Send_Frame (2,0,0);
        break;
        case 0x03: LCD_Home (); // Курсор LCD домой
(в адрес 0)

        Send_Frame (3,0,0);
        break;
        case 0x04: LCD_ON (); // Включить
LCD

        Send_Frame (4,0,0);
        break;
        case 0x05: LCD_OFF (); // Выключить
LCD

        Send_Frame (5,0,0);
        break;
        case 0x06: LCD_WriteData (IFrame[3]); // Запи-
сать в LCD

        Send_Frame (6,0,0);
        break;
        case 0x07: LCD_WriteCData (IFrame[3]); // Запи-
сать с перекодировкой

        Send_Frame (7,0,0);
        break;
        case 0x08: LCD_AddrStr (IFrame[3],IFrame[4]); //
Установить адрес

        Send_Frame (8,0,0);
        break;
        case 0x09: CH=LCD_AddrGet (); // Прочитать
адрес

        Send_Frame (9,CH,0);
        break;
        case 0x0A: LCD_SetCom (IFrame[3]); // Передать
команду в LCD

        Send_Frame (0x0A,0,0);
        break;
        case 0x0B: LCD_Put (IFrame[3]); // Передать

```

```

данные в LCD
    Send_Frame (0x0B,0,0);
    break;
case 0x0C:  CH=LCD_ReadData (); // Прочитать
данные из LCD
    Send_Frame (0x0C,CH,0);
    break;
case 0x0D:  XMEM_CLEAR (); // Очистить
XRAM
    Send_Frame (0x0D,0,0);
    break;
case 0x0E:  XMEM_WRITE (IFrame[3],IFrame[4]); //
Записать в XRAM
    Send_Frame (0x0E,0,0);
    break;
case 0x0F:  CH=XMEM_READ (IFrame[3]); // Проче-
тать из XRAM
    Send_Frame (0x0F,CH,0);
    break;
case 0x10:  Get_Temperature(); // Прочитать
температуру
    Send_Frame (0x10,TEMP_INT,TEMP_FRAC);
    break;
case 0x11:  while (RTC_Ready ()); // Ожидать го-
товности
    RTC_SetYear(IFrame[3]); // Установить год
    Send_Frame (0x11,0,0);
    break;
case 0x12:  while (RTC_Ready ()); // Ожидать го-
товности
    RTC_SetMonth(IFrame[3]); // Установить месяц
    Send_Frame (0x12,0,0);
    break;
case 0x13:  while (RTC_Ready ()); // Ожидать го-
товности
    RTC_SetMday(IFrame[3]); // Установить день месяца
    Send_Frame (0x13,0,0);
    break;
case 0x14:  while (RTC_Ready ()); // Ожидать го-
товности
    RTC_SetWday(IFrame[3]); // Установить день недели
    Send_Frame (0x14,0,0);
    break;
case 0x15:  while (RTC_Ready ()); // Ожидать го-
товности
    RTC_SetHause(IFrame[3]); // Установить часы
    Send_Frame (0x15,0,0);
    break;
case 0x16:  while (RTC_Ready ()); // Ожидать го-
товности
    RTC_SetMin(IFrame[3]); // Установить минуты
    Send_Frame (0x16,0,0);
    break;
case 0x17:  while (RTC_Ready ()); // Ожидать го-
товности
    RTC_SetSec(IFrame[3]); // Установить секун-
ды
    Send_Frame (0x17,0,0);
    break;
case 0x18:  while (RTC_Ready ()); // Ожидать го-
товности
    RTC_SetAHause(IFrame[3]); // Установить часы бу-
дильника
    Send_Frame (0x18,0,0);
    break;
case 0x19:  while (RTC_Ready ()); // Ожидать го-
товности
    RTC_SetAMin(IFrame[3]); // Установить минуты бу-
дильник
    Send_Frame (0x19,0,0);
    break;
case 0x1A:  while (RTC_Ready ()); // Ожидать го-
товности
    RTC_SetASec(IFrame[3]); // Установить секунды бу-
дильника
    Send_Frame (0x1A,0,0);
    break;

default: // Сообщение ни 3 строке LCD
// о вызове отсутствующей команды

```

```

LCD_XYString (2,0,"Command Error ");
Send_Frame (0xEE,0,2);
break;
}
Time(2).
}
/
*****/
void main (void) // Главная подпрограмма
{
    Start_Init (); // Произвести начальную инициа-
цию
    ES=1; // Разрешить прерывания UART
    FRAME_RDY=0; // Обнулить флаг готовности фрейма
    FRAME_PTR=0; // Обнулить указатель фрейма

    while (1)
    {
        WDT();
        Getral_Routines (); // Подпрограммы общей на-
значения
        // выполняются постоянно в отсутствие команд
        // по CI-LAN
        if (FRAME_RDY==1) // Если пришел командный
фрейм
        {
            Monitor (); // Распознать, выполнить команду
            // Сформировать и отправить фрейм ответа или
            // фрейм ошибки
            ES=1; // Разрешить прерывания UART
            FRAME_RDY=0; // Обнулить флаг готовности фрейма
            FRAME_PTR=0; // Обнулить указатель фрейма
        }
    }
}
/***** END PROGRAM *****/

```

Следует обратить внимание на следующие моменты:

1. К сожалению компилятор языка C от Keil не позволяет задавать аппаратно-зависимые определения битов (sbit) в одном главном модуле (написанном на языке C) и использовать эти аппаратно-зависимые биты в других модулях. В соответствии с требованиями компилятора Keil определения типа sbit необходимо делать в том же модуле, в котором они используются. Это не позволяет создать из модулей LCD, RTC и UART аппаратно-независимые библиотеки. Создание таких библиотек заметно бы уменьшило объем программного обеспечения за счет неиспользуемых функций. Кроме того, это обеспечило бы высокую переносимость программного обеспечения от одного семейства к другому и даже от одной настройки коммутатора ресурсов Crossbar к другой для одного типа микроконтроллера. Напомним, что в результате перенастройки коммутатора ресурсов Crossbar аппаратно-зависимые сигналы, например входы/выходы UART, могут изменять свои физические выводы корпуса.

2. Приведенная базовая программа занимает достаточно большой объем — более 4 К, что не позволяет ее полностью компилировать на демонстрационной версии компилятора Keil, входящего в комплект поставки эволюционных плат фирмы Cugnal (ограничение объема в 2 К). Перед компиляцией на демонстрационной версии необходимо сократить базовую программу, которая имеет довольно много лишних команд монитора и текстовых массивов, приведенных только для демонстрации полных возможностей.

Приведенная программа может служить основой при создании собственной рабочей программы для описываемого эволюционного комплекта 005 или оригинального контроллера на базе микроконтроллера семейства C8051F0xx.

Продолжение следует

Олег Николайчук,
onic@ch.moldpac.md

Активный разделительный фильтр для АС

Идея использования многополосных УМЗЧ с активными разделительными фильтрами (АРФ) на входе давно и прочно овладела умами разработчиков высококачественной аудиотехники. Еще более двадцати лет назад была опубликована обстоятельная статья [1], в которой аргументировано обоснованы преимущества использования АРФ и многополосных УМЗЧ, а также показано, что использование так называемых фильтров дополнительной функции позволяет реализовать АРФ с нулевой неравномерностью АЧХ и линейной ФЧХ результирующего (суммарного) сигнала. Тот факт, что указанная тема не потеряла актуальности, подтверждают недавние публикации [2] и [3].

Данная статья является обобщением результатов поиска ответов на ряд вопросов, возникших в процессе анализа схемы АРФ, предложенной в [3].

Теперь о возникших вопросах. Использование в фильтре ОУ типов МС3403, LM324 (отечественный аналог К1401УД2) представляется не самым лучшим выбором.

Указанные типы ОУ имеют значительный уровень переходных нелинейных искажений или, как их еще иначе называют, искажений типа «ступенька» (в англоязычной литературе: Crossover Distortion). Следует заметить, что при прочих равных условиях уровень переходных искажений возрастает при уменьшении уровня и увеличении частоты выходного сигнала ОУ. АРФ работает на низких уровнях сигналов, поэтому использование в нем ОУ с малым уровнем переходных искажений особенно актуально. В фирменной документации [4] на ИМС МС3403 указывается, что типовая величина переходных искажений гармонического сигнала с частотой 10 кГц и амплитудой 1 В равна 1 %. Данных о переходных и нелинейных искажениях ОУ LM324 в фирменных материалах [5] обнаружить не удалось. Однако тот факт, что ОУ LM324 «грешит» повышенным уровнем переходных искажений, общеизвестен. В подтверждение сказанному приведу две цитаты:

«Четырехканальный ОУ К1401УД2, спроектированный для работы с низковольтным однополярным питанием, имеет особенность, препятствующую его непосредственному использованию в аналоговых фильтрах: из-за того, что выходной эмиттерный повторитель поставлен в режим, близкий к классу В, коэффициент гармоник фильтра на частотах выше 1...2 кГц обычно оказывается недопустимо большим» [6].

«Переходные искажения могут быть существенны, в частности, в области высоких частот, где петлевое усиление падает. Оно сильно уменьшается в тех ОУ, где выходная пушпульная схема смещена в состояние слабой проводимости (класс АВ). Примером последнего типа является популярная схема 741, в то время как у ее предшественника ОУ 709 используется простое смещение выходного каскада класса В. Прекрасная во всем остальном схема 324 по этим причинам может давать большие искажения. Правильный выбор ОУ имеет колоссальное значение для получения высококачественных характеристик усилителей звуковых частот — некоторые современные ОУ, особенно предназначенные для звукотехники, спроектированы так, чтобы получить исключительно малую величину переходных нелинейных искажений. Примерами могут служить LT1028, LT1037 и LM833. LM833, в частности, имеет во всем диапазоне звуковых частот 20...20000 Гц величину нелинейных искажений не более 0,002 %» [7].

К счастью, недостаток многих «старых» ОУ, заключающийся в повышенном уровне переходных нелинейных искажений, достаточно просто устраняется путем подключения к выходу ОУ нагрузки в виде источника постоянного тока [6, 8]. Ток I_0 (см. рис. 1), протекая через n - p - n транзистор верхнего плеча эмиттерного повторителя, устанавливает его в режим работы класса А. На рис. 1 штриховой линией показан контур, по которому протекает ток I_0 . Этот ток I_0 необходимо задать такой величины, при которой эмиттерный повторитель гарантированно находится в режиме А при всех возможных изменениях нагрузки и выходного напряжения ОУ в конкретном варианте его включения. В качестве источника тока обычно используют резистор [6], а в наиболее ответственных случаях транзистор, включенный по схеме с общей базой [8].

Расплатой за уменьшение переходных искажений ОУ описанным способом является возрастание потребляемой мощности, которое, однако, при правильно рассчитанных сопротивлениях добавочных резисторов или транзисторных источников тока оказывается обычно незначительным.

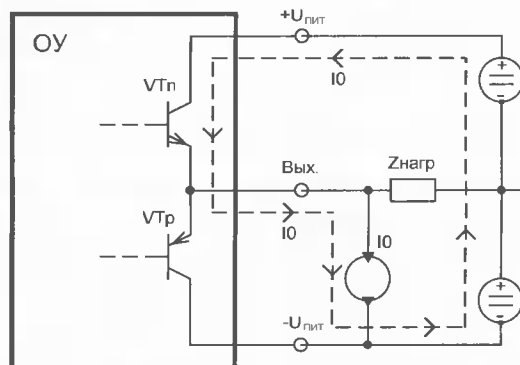


Рис. 1

Анализ АЧХ схемы АРФ [3, рис. 13] с помощью подсистемы схемотехнического моделирования САПР OrCAD 9.2 дал совершенно неожиданный результат (см. рис. 2).

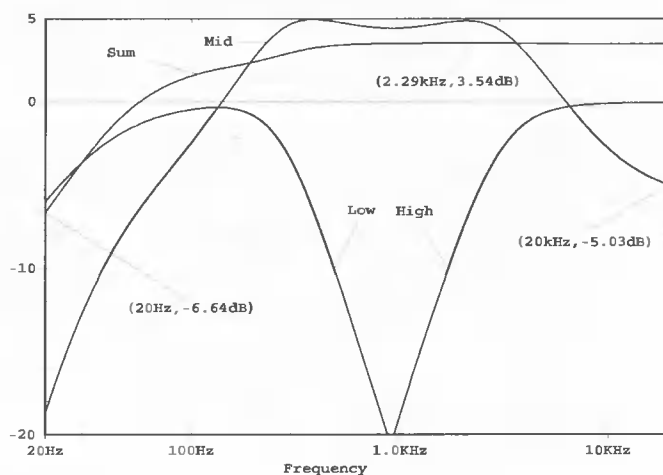


Рис. 2

На рис. 2 метками Low, Mid и High помечены АЧХ соответственно низкочастотного (НЧ), среднечастотного (СЧ) и высокочастотного (ВЧ) каналов АРФ. Метка Sum соответствует АЧХ суммарного сигнала (модели АС), полученного суммированием с единичными весами трех выходных сигналов разделительного фильтра. Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы:

1) неравномерность АЧХ суммарного сигнала в диапазоне частот 20...20000 Гц превышает 10 дБ;

2) коэффициент передачи суммарного сигнала на средних и высоких частотах существенно отличается от единицы (приблизительно равен +3,5 дБ или 1,5 раза).

Причины отличий полученных и ожидаемых результатов достаточно очевидны. Рассчитаем частоту среза разделительной цепи C2R1:

$$F_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R1C2} = \frac{1}{2\pi \times 10000 \times 0,47 \times 10^{-6}} \approx 33,9 \text{ Гц.}$$

Несложный расчет показывает, что затухание разделительной цепи C2R1 на частоте 20 Гц приблизительно равно 5,9 дБ. Практически такая же величина затухания получена при моделировании низкочастотного канала фильтра на частоте 20 Гц (см. на рис. 2 график с меткой Low).

Разделительные конденсаторы C10—C12, как мне представляется, из схемы фильтра необходимо исключить. Расчет показывает, что в этом случае изменение уровня постоянного напряжения на выходе ОУ DA2.4, обусловленное напряжениями смещения и входными токами ОУ, не превысит величины 100 мВ (на выходах других ОУ изменение напряжения будет значительно меньшим). Теперь следует сказать о выходных разделительных конденсаторах C13—C15. Трехполосный фильтр предполагается использовать в том числе и с уже готовыми конструкциями УМЗЧ, которые, надо полагать, имеют на входах свои разделительные конденсаторы. Таким образом, мы имеем следующую ситуацию: конденсатор C13 фильтра оказывается включенным последовательно с входным разделительным конденсатором УМЗЧ низкочастотного канала. Конденсатор C13 не вносит существенного дополнительного спада АЧХ УМЗЧ на низких частотах, если выполняется условие:

$$C13 > (10...50)C_p,$$

где C_p — емкость входного разделительного конденсатора УМЗЧ.

Входные сопротивления УМЗЧ, а, следовательно, и номиналы их входных разделительных конденсаторов, варьируются в широких пределах. Вывод очевиден: емкость конденсатора C13 должна находиться в диапазоне значений 10...100 мкФ. Разделительные конденсаторы C14, C15 СЧ и ВЧ каналов могут иметь существенно меньшие емкости.

Причина отличия коэффициента передачи суммарного сигнала на средних и высоких частотах от единицы заключается в несбалансированности весовых коэффициентов сумматора-вычитателя, реализованного на ОУ DA2.4 и резисторах R8—R12. При равенстве сопротивлений резисторов R8, R9, R12 условие баланса имеет следующий вид: $R10 = 2R11$. Из сказанного следует, что для реализации сумматора-вычитателя требуется пять прецизионных резисторов двух номиналов.

На рис. 3 изображена схема доработанного АРФ, свободная от отмеченных выше недостатков (о номиналах, указанных на схеме в скобках, сказано ниже).

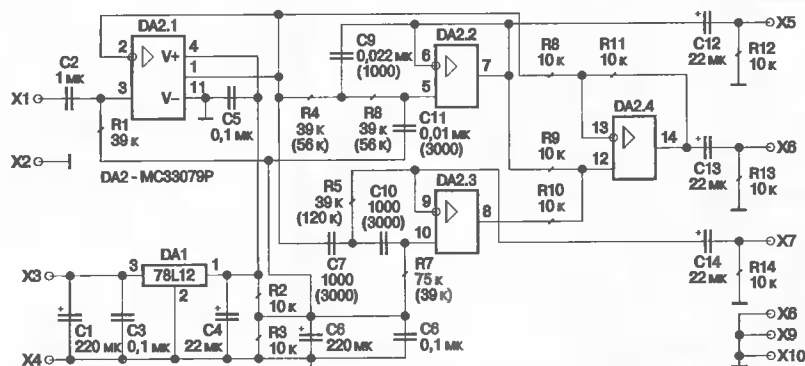


Рис. 3

АРФ реализован на четырехканальном ОУ MC33079 (улучшенная версия популярного двухканального ОУ LM833), специально разработанной фирмой Motorola для звукотехнических приложений. Отличительные особенности ОУ MC33079 [9]:

- низкий уровень гармонических искажений (THD) в звуковом диапазоне частот — не более 0,002 %;
- широкая полоса пропускания — 16 МГц;
- высокая скорость нарастания выходного напряжения — 7 В/мкс;
- широкий диапазон питающих напряжений — $\pm 5...18$ В;

Входные и выходные сигналы сумматора-вычитателя, реализованного на ОУ DA2.4 и резисторах R8—R11 (заметьте, что используется всего четыре прецизионных резистора одного номинала), они связаны соотношением:

$$U_{C4} = U_{H4} + U_{B4} - U_{Bx}, \quad (1)$$

где U_{H4} , U_{C4} , U_{B4} — выходные напряжения соответственно НЧ, СЧ и ВЧ каналов фильтра; U_{Bx} — входное напряжение фильтра.

Из (1) следует, что для получения копии входного сигнала из выходных сигналов фильтра необходимо просуммировать сигналы НЧ и ВЧ каналов и из полученной суммы вычесть

сигнал СЧ канала. Практически это означает следующее — динамическая головка СЧ канала должна быть включена противофазно по отношению к головкам НЧ и ВЧ каналов.

Резисторы R12—R14 необходимы для исключения неопределенности величин поляризующих напряжений на оксидных конденсаторах C12—C14 и входных разделительных конденсаторах УМЗЧ.

При некотором ухудшении качественных показателей АРФ в нем могут быть использованы ОУ типов MC3403, LM324. Однако в этом случае необходимо между выходом каждого из четырех ОУ и общим проводником включить резистор с номиналом 2,7...3,6 кОм.

Резисторы R8—R11 должны иметь допуск на номинал не более ± 1 %, а остальные резисторы и конденсаторы C7, C9—C11 — не более ± 5 %.

На рис. 4 изображены АЧХ каналов АРФ, а также линии с уровнем -3 дБ (уровень половинной мощности) и уровнем -12 дБ. Метке Sum в данном случае соответствует АЧХ результирующего сигнала (модели АС), полученного в результате

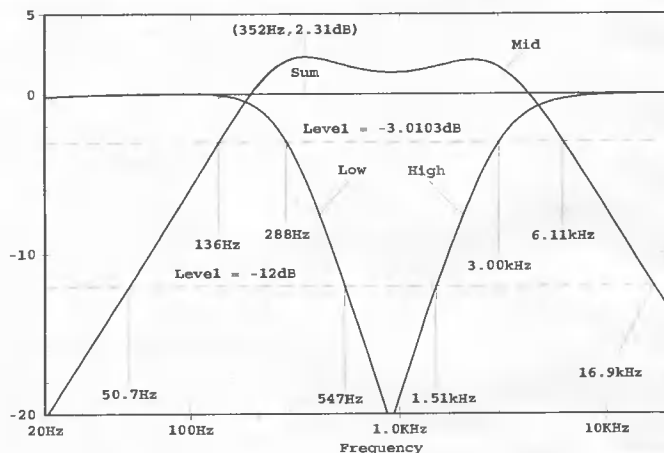


Рис. 4

суммирования выходных сигналов НЧ и ВЧ каналов и вычитания сигнала СЧ канала фильтра.

Граничные частоты каналов АРФ на уровне -12 дБ (на рис. 4 указаны сносками) служат ориентиром для выбора динамических головок (ГД), используемых в трехполосной АС. Для того, чтобы многополосный акустический комплекс (МПАК), в состав которого входят АРФ, многополосный УМЗЧ и АС, имел малую неравномерность АЧХ по звуковому давлению, крайне желательно выполнить следующее условие — диапазон частот, эффективно воспроизводимых ГД (группой однотипных ГД), должен быть не уже полосы пропускания на уровне $-12...-18$ дБ соответствующего канала АРФ.

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы:

- неравномерность АЧХ модели АС в диапазоне частот 20 Гц...20 кГц не превышает величины 0,18 дБ;
- полосы пропускания на уровне половинной мощности (на уровне -3 дБ) НЧ и СЧ каналов фильтра перекрываются в частотном диапазоне 136...288 Гц;
- полосы пропускания на уровне половинной мощности СЧ и ВЧ каналов фильтра перекрываются в частотном диапазоне 3...6,1 кГц;
- понятие «частота разделения каналов» применительно к обсуждаемому фильтру не имеет точного определения. Мне представляется наиболее адекватным следующее определение: частотой разделения смежных каналов АРФ называется среднегеометрическая частота диапазона перекрытия полос пропускания этих каналов на уровне половинной мощности. При таком определении частот разделения каналов они равны:

$$F_{Low/Mid} = \sqrt{136 \times 288} = 198 \text{ Гц},$$

$$F_{Mid/High} = \sqrt{3000 \times 6100} = 4,28 \text{ кГц}.$$

Следует заметить, что в [3] за частоты разделения смежных каналов принимаются граничные частоты полос пропускания (на уровне -3 дБ) НЧ и ВЧ фильтров АРФ, с чем трудно со-

гласиться, поскольку на этих частотах коэффициент передачи СЧ канала больше коэффициентов передачи НЧ и ВЧ каналов приблизительно на 5 дБ (в 1,8 раза);

- максимальная величина коэффициента передачи СЧ фильтра на 2,31 дБ (в 1,3 раза) превышает максимальные величины коэффициентов передачи НЧ и ВЧ фильтров;
- к головке СЧ канала МПАК предъявляются достаточно жесткие требования в части диапазона воспроизводимых частот, который должен простирается как минимум от 50 Гц до 17 кГц. Проблема заключается в том, что у современных широкополосных ГД нижняя граничная частота диапазона воспроизводимых частот равна в лучшем случае 63 Гц [10];
- в ВЧ канале МПАК необходимо использовать ГД с нижней граничной частотой диапазона воспроизводимых частот, не превышающей 1,5 кГц. Весьма проблематично выбрать такую ГД из номенклатуры высокочастотных головок. Нижняя граница диапазона частот ВЧ ГД, выпускаемых в настоящее время АООТ «Динамик», находится в интервале значений 3,15...6,3 кГц [10]. Выходом из положения является использование в ВЧ канале МПАК широкополосных ГД, например, 5ГДШ-25Д с диапазоном воспроизводимых частот 280...20000 Гц и частотой резонанса 375±30 Гц.

РSpice анализ показал, что энергетические характеристики МПАК (КПД, необходимые уровни средних и пиковых мощностей УМЗЧ отдельных каналов, величины питающих напряжений, суммарная мощность источника питания) существенно образом зависят от АЧХ каналов АРФ. Оптимальный выбор мощностей УМЗЧ и ГД отдельных каналов МПАК зависит от многих факторов (спектральных характеристик среднестатистических и пиковых уровней реальных музыкальных и речевых сигналов, АЧХ каналов АРФ, чувствительности и сопротивления катушек ГД, используемых в АС) и является непростой задачей, которая ждет своего решения. Попытаемся решить более простую задачу: найти критерий, позволяющий объективно сравнивать различные варианты реализации АРФ с нулевой неравномерностью АЧХ результирующего сигнала по степени их влияния на энергетические показатели МПАК. Хорошей базой (эталоном) для сравнения энергетических показателей МПАК с разными вариантами исполнения АРФ является одноканальный УМЗЧ. Предположим, что элементы функциональной схемы, изображенной на рис. 5, отвечают следующим требованиям:

- АРФ имеет нулевую неравномерность АЧХ и единичный коэффициент передачи результирующего сигнала:

$$U_{\text{high}} + U_{\text{mid}} + U_{\text{low}} = U_{\text{in}}; \quad (2)$$

- коэффициенты передачи всех УМЗЧ не зависят от частоты и имеют равные величины:

$$K_{\text{ВЧ}} = K_{\text{СЧ}} = K_{\text{НЧ}} = K; \quad (3)$$

- эквиваленты нагрузок всех УМЗЧ имеют равные сопротивления:

$$R_{\text{high}} = R_{\text{mid}} = R_{\text{low}} = R; \quad (4)$$

- входной сигнал — гармоническое колебание.

Введем понятие коэффициента мощности АРФ, который определяется следующим образом:

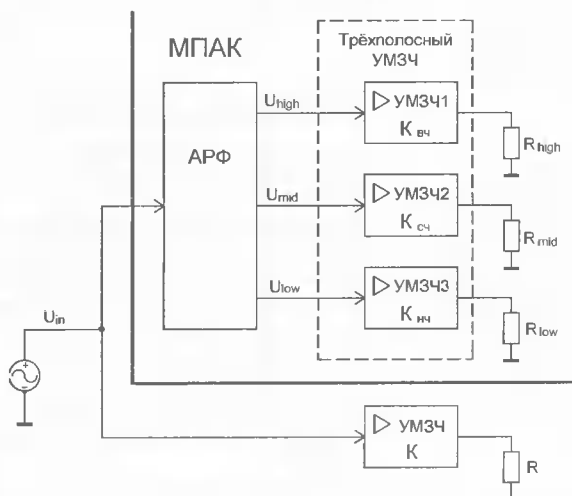


Рис. 5

$$K_P = \frac{P_{\text{Rhigh}} + P_{\text{Rmid}} + P_{\text{Rlow}}}{P_R}, \quad (5)$$

где P_{Rhigh} , P_{Rmid} , P_{Rlow} — мощности нагрузок УМЗЧ соответственно ВЧ, СЧ и НЧ каналов МПАК; P_R — мощность нагрузки эталонного одноканального УМЗЧ.

Нетрудно показать, что при выполнении условий (2), (3), (4) выражение (5) может быть преобразовано к виду:

$$K_P = \frac{U_{\text{high}}^2 + U_{\text{mid}}^2 + U_{\text{low}}^2}{U_{\text{in}}^2} = H_{\text{high}}^2 + H_{\text{mid}}^2 + H_{\text{low}}^2, \quad (6)$$

где U_{in} — уровень входного синусоидального напряжения АРФ; U_{high} , U_{mid} , U_{low} — уровни выходных напряжений соответственно ВЧ, СЧ и НЧ каналов АРФ; H_{high} , H_{mid} , H_{low} — модули коэффициентов передачи соответственно ВЧ, СЧ и НЧ каналов АРФ.

Из (6) следует, что величина K_P определяется исключительно параметрами АРФ. Коэффициент мощности K_P показывает, во сколько раз суммарная выходная мощность трех УМЗЧ МПАК при прочих равных условиях превышает мощность одноканального эталонного УМЗЧ. Следует заметить, что если в устройстве по рис. 5 к выходам всех УМЗЧ подключить идентичные широкополосные (с бесконечным диапазоном воспроизводимых частот и нулевой неравномерностью АЧХ) ГД, то суммарный уровень звукового давления трех ГД МПАК будет равен уровню звукового давления одной ГД, подключенной к выходу одноканального УМЗЧ. Однако при этом суммарная мощность, подводимая к ГД МПАК, будет в K_P раз превышать мощность, подводимую к ГД одноканального УМЗЧ.

Величина коэффициента мощности зависит от частоты и теоретически может изменяться от величины приблизительно равной 0,5 до бесконечно большой величины. Первому случаю ($K_P \approx 0,5$) соответствует ситуация, когда на некоторой частоте F коэффициенты передачи каждого из двух смежных каналов равны 0,5, а выходные сигналы каналов синфазны. Второму случаю ($K_P \rightarrow \infty$) соответствует ситуация, когда на некоторой частоте F коэффициенты передачи смежных каналов стремятся к бесконечности, а их выходные сигналы противофазны. Во втором случае энергия, подводимая к МПАК от источника питания, расходуется на противфазную «раскачку» диффузоров ГД смежных каналов МПАК, в результате которой не создается звукового давления. Очевидно, что в практических ситуациях величины коэффициентов передачи каналов АРФ всегда имеют конечные величины и, следовательно, величина коэффициента мощности также конечна, но в некоторых частотных диапазонах может достигать неприемлемых значений.

Окончание следует

Сергей Лозицкий,
radioavt@online.debryansk.ru

Литература

1. Валентин и Виктор Лексины. Однополосный или многополосный? — Радио, 1981, № 4, с. 35—38.
2. Л. Ридико. Активный разделительный фильтр для акустических систем. — Схемотехника, 2002, № 2, с. 9—10.
3. Г. Ганичев. Активный трехполосный фильтр. — Схемотехника, 2003, №1, с. 46—50.
4. Motorola Analog IC Device Data, Motorola, Inc. 1996, MC3403/D, Rev 5.
5. Motorola Analog IC Device Data. Motorola, Inc. 1996, LM324/D, Rev 3.
6. А. А. Демин и др. Активные избирательные устройства радиоаппаратуры. — М.: Радио и связь, 1987, с. 66—68.
7. П. Хоровиц, У. Хилл. Искусство схемотехники. В 3-х томах, т. 2. Пер. с англ. 4-е изд., перераб. и доп. — М.: Мир, 1993, с. 28—30.
8. Снижение искажений интегральных ОУ. — Радио, 1985, № 6, с. 62.
9. Motorola Analog IC Device Data. Motorola, Inc. 1996, MC33078/D, Rev 0.
10. <http://www.sci.smolensk.ru/users/dinamik>.

Выравнивающие устройства для аккумуляторных батарей

Для питания различных электронных устройств применяются аккумуляторные батареи. Неидентичность характеристик элементов приводит к снижению срока службы батареи по сравнению с одноточечным элементом. В статье рассматриваются выравнивающие устройства, позволяющие оптимизировать зарядно-разрядный режим батареи и продлить тем самым ее срок службы.

Неидентичность характеристик элементов аккумуляторной батареи не позволяет реализовать оптимальный зарядно-разрядный режим. В результате этого различные элементы в процессе заряда накапливают разную энергию, что не позволяет реализовывать максимально возможную емкость батареи. Кроме того, существует опасность перезарядки отдельных элементов. Эксплуатация аккумуляторной батареи не должна допускать перезарядки или переразрядки любого из последовательно включенных элементов, так как это может привести к снижению срока службы батареи или даже к ее повреждению.

В современных "интеллектуальных" зарядных устройствах предусмотрена возможность выравнивания напряжения на элементах батареи, что позволяет оптимизировать зарядно-разрядный процесс и улучшить эксплуатационные характеристики этой батареи.

Рассмотрим режим выравнивания на примере зарядно-разрядного устройства, реализованного на микросхеме MC33345. Упрощенная схема зарядно-разрядного устройства на основе этой микросхемы приводится на рис. 1.

Микросхема MC33345 осуществляет сбор информации о состоянии элементов G1—G4 батареи. Это осуществляется путем сравнения напряжения на каждом элементе с верхним ($U_{\text{РАЗР}}$) и нижним ($U_{\text{ЗАР}}$) порогами допустимого напряжения, которые могут задаваться пользователем с помощью резисторов внешнего делителя R1—R3. По результатам сравнения изменяется алгоритм работы зарядного или разрядного ключевого транзистора с

помощью логического устройства, входящего в функциональные узлы микросхемы. В случае, когда часть элементов зарядилась до верхнего порога напряжения, зарядный процесс чередуется с разрядом каждого из этих элементов на свой резистор с помощью внутренних транзисторных ключей. При этом ключи разряда недозаряженных элементов не включаются.

Аналогичные функции реализуются также в микросхемах MC33347, MC33346 и др.

Для выравнивания напряжения на элементах можно использовать преобразователи напряжения на коммутируемых конденсаторах. Схема выравнивающего устройства на микросхеме ICL7660 показана на рис. 2.

Микросхема ICL7660 поочередно подключает конденсатор C1 к G1 или G2. Если напряжение на G1 больше, чем на

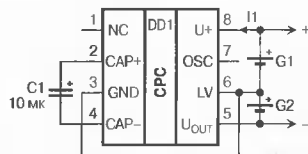


Рис. 2

G2, то C1 заряжается от G1 и разряжается на G2. В результате этого напряжение на G1 уменьшается, а на G2 увеличивается. Это приводит к выравниванию напряжения на G1 и G2. Если в исходном состоянии напряжение на G2 больше, чем на G1, то процесс протекает в противоположном направлении, приводя в конечном итоге к выравниванию напряжений.

На рис. 3 показана зависимость I1 от U2 (напряжение на G2), полученная

опытным путем при $U_1 = 1,34$ В (напряжение на G1). При макетировании в качестве G1 и G2 использовались никель-металлгидридные (Ni-MH) аккумуляторы емкостью 1700 мА/ч.

Из рисунка видно, что если $U_1 > U_2$, то ток G1 заряжает конденсатор C1, который отдает полученную энергию G2. Если $U_1 < U_2$, то конденсатор C1 запасает энергию от G2 и отдает ее G1. При равенстве напряжений процесс выравнивания останавливается.

При макетировании получена зависимость напряжения на G1 и G2 от времени, которая приведена на рис. 4.

Из рис. 4 видно, что процесс выравнивания замедляется при приближении U_1 к U_2 . Выравнивающее устройство может использоваться на протяжении всего времени эксплуатации батареи, как в процессе заряда, так и в процессе разряда, а также при отключенной нагрузке. Поскольку процесс выравнивания происходит непрерывно, его длительный характер не снижает эффективности устройства.

Потери в выравнивающем устройстве обусловлены потреблением тока микросхемы ICL7660, которое не превышает 4...5 мкА, что значительно меньше тока саморазряда Ni-MH и Ni-Cd аккумуляторов. Микросхема ICL7660 сохраняет работоспособность при напряжении питания, достигающем 10 В, что позволяет использовать выравнивающее устройство и для литий-ионных (Li-Ion) и свинцово-кислотных (Lead-Acid) аккумуляторов. Некоторое повышение потребляемого тока микросхемой и в этом случае не превышает тока саморазряда аккумуляторов. В качестве

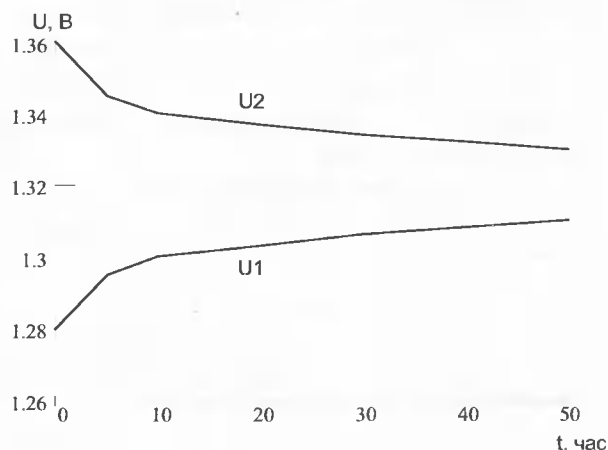


Рис. 4

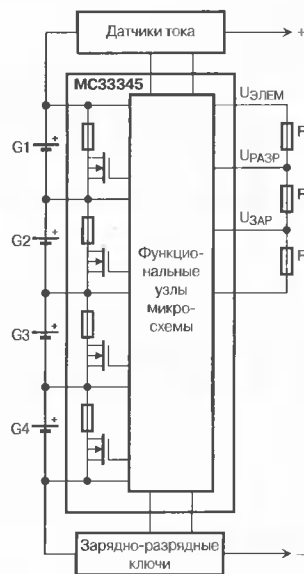


Рис. 1

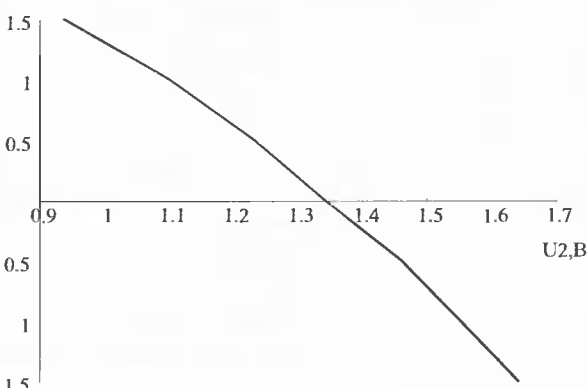


Рис. 3

преобразователя на коммутируемых конденсаторах можно применить и другие аналогичные микросхемы таких фирм как Maxim, National Semiconductor, Microchip и др.

При применении в батарее большего числа элементов возможно наращивание структуры выравнивающего устройства. Пример схемы устройства для батареи, состоящей из трех элементов, показан на рис. 5.

Выравнивающее устройство может быть построено на основе обратимого преобразователя напряжения [1].

Схема устройства показана на рис. 6.

А.Павлов

Тостер Braun Multitoast 180. Устройство и ремонт

Мы покупаем малую кухонную технику для того, чтобы облегчить себе жизнь. Как приятно, выйдя утром на кухню, включить тостер, кофеварку, или «микро-волновку» и не волноваться, что вода выкипит, кофе не заварится, что-то заест, не сработает, и завтрак подгорит или не дожарится. А для этого нужно, чтобы в технике все было продумано до мелочей, и она была в рабочем состоянии. Итак, если у вас утро начинается с чашечки ароматного кофе, и вы любите на завтрак к кофе поджаренные тосты, но как-то недобрым ранним утром тостер отказался работать, то тогда эта статья для вас.



Конструкция тостера

На рис. 1 показана конструкция и расположение органов управления тостера фирмы BRAUN.

При нажатии кнопки STOP/EJECT 1 (рис. 1) отключается напряжение питания 220 В и происходит выброс тостов из отделения нагрева. Ручкой регулятора TIME 2 устанавливается продолжительность обжаривания ломтей. Кнопкой START запускается таймер. Поворачивая ручку 4 (рис. 1 и рис. 1а) легче извлекать готовые тосты из тостера. Нажимая рычаг 6 (рис. 1 и рис. 1б), кусочки хлеба опускаются в отделения для обжарки, и тостер подключается к сети 220 В.

В процессе приготовления тостов образуются крошки. Если их не убирать, то они могут загореться. Удобнее всего, когда в тостере имеется специальный поддон 5 (рис. 1) для крошек, который легко вытянуть из под него. Только заниматься очисткой поддона можно после того, как прибор остынет, поскольку при работе тостер, хотя и имеет термоизолированный корпус 7, призванный защищать от ожога, все равно довольно сильно нагревается. Даже вынимая готовые тосты, уже можно обжечь себе пальцы (рис. 1а). В этом случае удобнее и безопасней использовать съемный или встроенный подогреватель для булочек.

Ремонт тостера

Нужно отметить, что механическая часть и схемные решения электроники тостеров многих производителей очень похожи или, по крайней мере, подобны. Поэтому, разо-

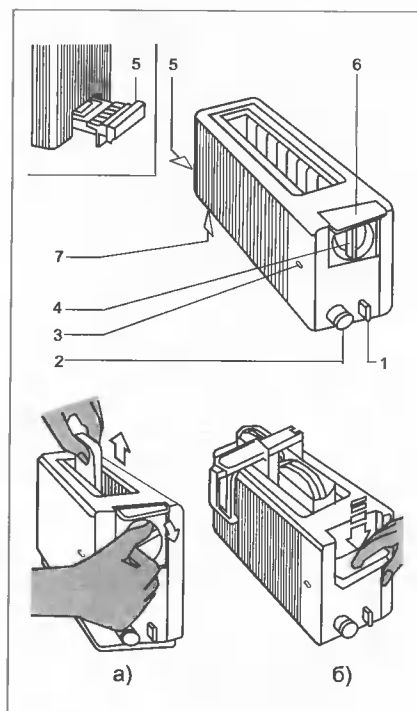


Рис. 1. Конструкция тостера

...забарахливший электрический тостер усвоил дурную привычку швыряться ломтиками хлеба, не потрудившись их поджарить

Айзек Азимов

«Робот ЭЛ-76 попадает не туда»

бравшись в работе тостера одного производителя, легко можно понять работу аналогичных устройств, изготовленных конкурентами. Рассмотрим ремонт на примере тостера BRAUN модели Multitoast 180.

Ремонт механической части

Тостер не относится к разряду сложных бытовых приборов. При разработке его конструкции разработчики, как правило, не предполагают возможность его ремонта, считая, что выгоднее заменить вышедший из строя прибор на новый, чем его ремонтировать. Это выражается в том, что применяются саморезы для крепления корпуса к основанию со шлицами, не рассчитанными на разборку прибора. Шлицы имеют вид, например, треугольника со скругленными вершинами, направленными по часовой стрелке. Такие саморезы удобно закручивать, применяя специальный инструмент, но их почти невозможно вывинтить. Рекомендую при ремонте в вывинченных саморезах ножовкой по металлу пропиливать прямой шлиц или заменить саморезы на аналогичные, рассчитанные под прямую или крестообразную отвертку. В большинстве случаев крепеж корпуса тостера к его основанию выполнен защелками. В тостере BRAUN защелки крепления корпуса к основанию находятся на узких сторонах прибора.

К основным неисправностям механической части конструкции тостера можно отнести погнутые детали и направляющие, а также соскочившие пружинки 5 (рис. 2). Эти неисправности определяются внимательным осмотром, и в случае необходимости производится замена или ремонт поврежденной детали. Часто встречается неисправность, связанная с работой электромагнита. Рычаг 6 (рис. 1), который при нажатии должен удерживаться электромагнитом в нижнем положении, отщелкивается. И вина в этом, как правило, не элек-

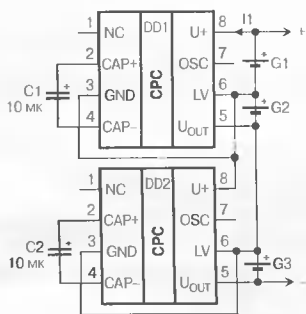


Рис. 5

К выравнивающему устройству может быть подключено до четырех элементов. Конденсатор C1 поочередно подключается к различным элементам, обеспечивая перераспределение энергии этих элементов и выравнивание тем самым напряжения на них. Число элементов в батарее может быть уменьшено. В этом случае

Рис. 6

вместо исключенных элементов достаточно подключить конденсатор емкостью 10...20 мкФ. При уменьшении числа элементов обеспечивается дополнительный эффект. Так, при трех элементах устройство формирует дополнительное напряжение $4/3 U_{\text{БАТ}}$, которое может быть использовано в приборе с этой батареей.

Разрядное устройство для аккумуляторной батареи

Известно, что Ni-Cd аккумуляторы надо перед зарядкой периодически разряжать для устранения так называемого «эффекта памяти». Многие промышленные и самодельные зарядные устройства имеют в своем составе автоматический блок разряда, но эти устройства, в основном, предназначены для обслуживания бытовых малогабаритных цилиндрических аккумуляторов.

А что же делать тем, кто использует профессиональные аккумуляторы?

Модифицировать мало мощные бытовые зарядно-разрядные устройства удастся далеко не всегда, а фирменные станции для обслуживания аккумуляторов стоят очень дорого. Вот и приходится все разрабатывать самому...

Устройство, схема которого приведена на рис. 1, разработано для автоматического разряда аккумуляторной батареи шахтерского фонаря типа СГГ-5 («коногонки»). Этот фонарь используют не только шахтеры. На его основе выпускается много фонарей различного исполнения, предназначенных для железнодорожников, строителей, спасателей и т. д. Кроме того, есть более старая и более дешевая версия этого фонаря — фонарь СГД-5 с неразборной доливной Ni-Cd батареей, по емкости примерно соответствующей батарее СГГ-5.

Батарея фонаря СГГ-5 состоит из трех аккумуляторов типа НКГ-10Д или НКГК-11Д-5У емкостью 10...11 А·ч (встречаются модели с увеличенной емкостью). Ее номинальное напряжение — 3,6 В, минимальное — 3 В. Такой диапазон напряжений позволил создать автономное разрядное устройство, питаемое от самой батареи.

Основным элементом конструкции служит микроконтроллер (МК) DD1 производства фирмы Microchip [1]. Выбор именно этой, одной из последних, модели обусловлен большим аппаратным оснащением, широким диапазоном питающего напряжения и невысо-

кой стоимостью. Кроме того, эта модель имеет многократно программируемую память программ (Flash), что очень удобно при разработке и модификации устройства.

На МК возложены функции по определению окончания разряда (используется внутренний аналоговый компаратор), подавлению дребезга при подключении устройства к батарее, индикации режимов работы и генерации звукового сигнала. Наличие внутреннего тактового генератора, способного работать без внешних частото задающих элементов, а также отключаемый вывод сброса позволили использовать все выводы МК как порты ввода/вывода.

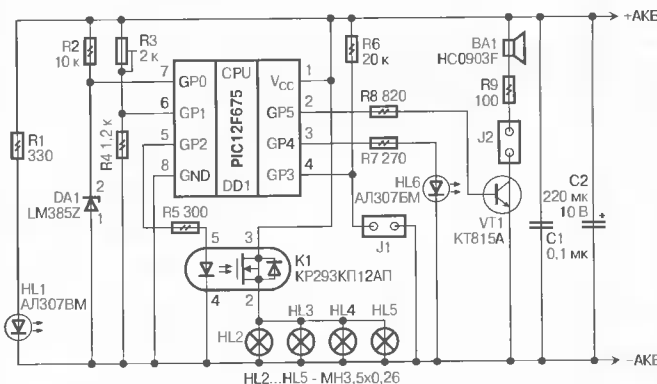


Рис. 1

Следует учитывать, что этот источник является слаботочным (до 2 мА). Устройство на обратимом преобразователе может эксплуатироваться с любыми из рассмотренных в статье типами аккумуляторов. Его недостатком является пониженное быстродействие.

Дмитрий Онышко,
Александр Журченко.
onyx2001@pochtamt.ru

Литература:

1. А. Онышко, В. Кичатов. Обратимый преобразователь напряжения. — Радио, 1989, № 8, с. 77, 78.
2. Maxim full-line CD-Catalog Version 5.0 2001 Edition.
3. National Analog and interface products databook, 2001 Edition.

Микросхема DA1 используется в стандартном включении как низковольтный источник опорного напряжения. Это напряжение подается на один из выводов компаратора (GP0). На второй вывод компаратора (GP1) через делитель R3R4 подается напряжение питания, которое уменьшается по мере разряда АКБ. Резистор R3 служит для точной установки порога срабатывания компаратора.

Твердотельное реле K1 и лампы нагрузки HL2—HL5 образуют силовую цепь разряда. При этом лампочки выполняют роль простейшего стабилизатора тока. Изменяя их число, номинальное напряжение и потребляемый ток, можно приспособить нагрузку для различных типов АКБ. И кроме того, использование в качестве нагрузки лампочек вместо мощных резисторов позволяет с помощью разрядного устройства оценить емкость АКБ. Для этого необходимо полностью зарядить АКБ и подключив к ней разрядное устройство, определить время, за которое она разрядится.

Транзистор VT1 и излучатель BA1 образуют звуковую, а светодиод HL6 — световую цепи индикации. Кроме того косвенно о режиме работы можно судить по свечению ламп нагрузки.

Переключатель J2 служит для отключения звуковой индикации в тех случаях, когда нежелательно беспокоить окружающих, например, когда разряд должен закончиться ночью, а переключатель J1 — для перевода МК в режим калибровки.

Светодиод HL1 является индикатором подключения устройства к АКБ.

Работает устройство следующим образом. После подключения его к АКБ микроконтроллер сначала производит настройку своих внутренних узлов. После секундной задержки и подачи короткого звукового сигнала МК опрашивает состояние переключателя J1. В том случае, если она установлена, он переводит устройство в режим калибров-

ки, в противном же случае начинается разряд АКБ. Режим калибровки служит для облегчения установки порога компаратора и подробнее описан далее.

При переходе в режим разряда МК проверяет состояние компаратора и, если оно говорит о том, что напряжение выше порогового, то с помощью реле К1 подключает нагрузку. Непрерывное свечение светодиода HL6 говорит о том, что устройство находится в режиме разряда.

По истечении некоторого времени, зависящего от степени заряженности батареи, напряжение на входе компаратора опустится ниже порогового. Компаратор изменит уровень своего выходного сигнала, и МК отключит нагрузку. Мигающий светодиод HL6 и прерывистый звуковой сигнал, выдаваемый излучателем BA1, оповестят владельца о том, что разряд окончен.

Конструктивно устройство собрано на одной печатной плате 67×59,5 мм из односторонне фольгированного стеклотекстолита, на которой установлены все элементы. На рис. 2 показано размещение элементов, а на рис. 3 — топология печатных проводников. При изготовлении платы дорожки силовых цепей следует делать как можно шире.

Резисторы R1, R2, R4—R9 — МЛТ, ОМЛТ, C2-33Н, C2-10 и т. п. Резистор R3 — многооборотный импортный 3296W. Его можно заменить на любой подходящий из импортных или отечественных.

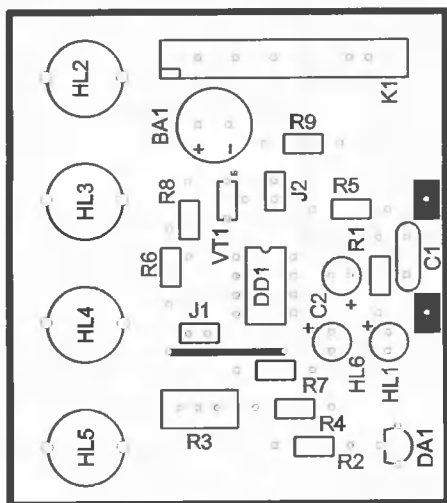


Рис. 2

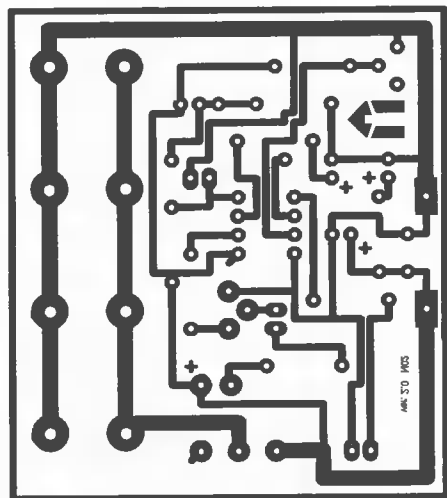


Рис. 3

Конденсатор C1 — К10-17, КМ-6, C2 — К50-16, К50-35 или импортный аналог. Излучатель BA1 — электромагнитный производства фирмы JLS World с сопротивлением катушки 25 Ом. Транзистор VT1 — КТ815, КТ817 с любым буквенным индексом.

Микроконтроллер PIC12F675 можно заменить на PIC12F629, при этом следует учесть, что в нем отсутствует АЦП (который не используется в данном устройстве), и строки программы, отвечающие за его отключение и настройку выводов необходимо будет откорректировать. Для облегчения данной процедуры, а также для возможной модификации устройства, вместе со скомпилированным файлом программы на сайте журнала в архиве 2003_05_Malah по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> выложен и исходный текст (файлы raz.hex и raz.asm).

Для программирования этого относительно нового МК использовался программатор, опубликованный в [2], без каких-либо переделок. МК устанавливался в восьмывыводную панельку, предназначенную для PIC12C508/509. В качестве управляющей программы использовалась программа IC-Prog [3], которая, начиная с версии 1.05A, поддерживает данный тип МК.

Применение твердотельного реле обусловлено отсутствием электромеханического реле с рабочим напряжением 3 В и контактами, способными выдержать бросок тока холодных нитей ламп нагрузки. Кроме того, дребезг контактов электромеханического реле при значительном начальном токе, идущем на разогрев холодных нитей, может привести к большим импульсным помехам в цепи питания МК, и как следствие, к сбоям в его работе. При использовании твердотельного реле дребезг полностью исключен, а значит и исключены помехи в цепях МК.

Лампочки нагрузки — МНЗ,5х0,26 (3,5 В, 0,26 А). Подобные лампочки широко распространены и используются в карманных фонарях. На печатной плате они установлены в патроны, представляющие собой металлические резьбовые стаканчики с двумя жесткими выводами, предназначенными для установки на плату. По каталогу фирмы «Платан» они проходят как «держатель ламп E10H10».

Использовать вместо указанных ламп штатную лампу от фонаря конечно можно, но экономически нецелесообразно, т. к. ее стоимость намного выше стоимости лампочек типа МН, и кроме того, для ее монтажа нужен специальный трехконтактный патрон.

В том случае, когда отсутствуют какие-либо подходящие лампочки или же устройство используется для разряда АКБ другого типа, для которого их невозможно подобрать, придется применять мощный проволочный резистор типа ПЭВ, ПЭВР, C5-35, C5-36 или же самодельный.

Настройка устройства сводится к установке порога срабатывания компаратора. Для облегчения этой процедуры МК переводят в режим калибровки установкой переключки J1. В этом режиме микроконтроллер свечением светодиода

HL2 показывает состояние выхода компаратора. Включение светодиода говорит о том, что компаратор сработал — напряжение на выводе GP1 меньше опорного. Если светодиод погас, то это значит, что напряжение на GP1 стало снова выше опорного.

После установки переключки устройство с наблюдением полярности подключают к лабораторному блоку питания, на котором выставлено выходное напряжение, равное 3 В (т. е. равное минимальному напряжению разряжаемой АКБ). Затем резистор R2 устанавливают на грани загорания светодиода HL6. На этом калибровку можно считать завершённой.

Переключив устройство в рабочий режим удалением переключки J1 (при этом необходимо перезагрузить МК кратковременным отключением питания), проверяют его работоспособность. Для этого устанавливают на блоке питания напряжение заведомо выше 3 В (но не выше предельно допустимого для МК — 5,5 В) и подключают устройство. После некоторой задержки, необходимой для подавления дребезга, должен раздаваться короткий звуковой сигнал, говорящий о том, что МК работает верно. После сигнала устройство перейдет в режим разряда. Об этом будет свидетельствовать свечение ламп нагрузки и светодиода HL6. Теперь можно плавно снижать напряжение питания до 3 В. При достижении этого порога лампы погаснут, а элементы индикации HL6 и BA1 начнут подавать прерывистые сигналы.

Если у радиолюбителя имеется мало-мощный регулируемый источник питания, то может оказаться, что при включении ламп у него будет срабатывать защита от перегрузки. В этом случае можно посоветовать вернуть из патронов 1—3 лампочки и включить питание, потом лампочки по одной возвращать в исходное положение, восстанавливая таким образом полную нагрузку. Еще одна проблема при проверке может возникнуть в том случае, если регулирующий элемент источника питания (обычно переменный резистор) имеет ненадежный контакт. Импульсные провалы в напряжении, возникающие в этом случае, могут вызвать ложное выключение режима разряда. В программное обеспечение МК заложено подавление подобного «дребезга», но при достаточно длительных провалах оно может не помочь и это следует иметь в виду.

Кроме установки порога срабатывания компаратора может потребоваться еще одна регулировка — подборка резистора R9 для обеспечения приемлемого соотношения громкости/потребляемый ток. Как показала практика, звукоизлучатели даже одного типа могут иметь очень большой разброс в громкости.

Сергей Малахов,
mazay@lek.ru

Литература:

1. http://www.microchip.ru/files/d-sheets-rus/PIC12F629_675.pdf.
2. А. Долгий. Разработка и отладка устройств на МК. Радио, 2001, № 6, с. 24—26, № 7 с. 19—21.
3. <http://www.ic-prog.com>.

Двухтактный импульсный источник питания

В настоящее время при мощности менее 300 Вт наибольшее распространение получили импульсные источники питания (ИИП), выполненные по схеме однотактного обратного преобразователя (ООП). Объясняется это, видимо, их технологичностью для серийного производства — минимальным числом намоточных элементов, силовых компонентов и разнообразием микросхем для управления такими источниками. Именно им посвящено много статей в журнале «Схемотехника» и других радиотехнических журналах. Но за внешней простотой схемы стоит относительно высокая стоимость высоковольтных ключевых элементов, а также сложность в расчете, в первую очередь трансформатора, а также демпфирующих элементов. Эти недостатки могут стать существенным препятствием при разработке источника в единичном экземпляре.

Но импульсный источник может быть выполнен и по другой схеме, например, по схеме полумостового преобразователя. Такой источник имеет большее число элементов, в том числе и намоточных, что делает его менее технологичным в производстве, но у него есть и свои преимущества.

Во-первых, транзисторы должны быть рассчитаны на амплитудное напряжение сети, а не на удвоенное напряжение для схемы с ООП. Номенклатура таких транзисторов шире и стоят они могут даже меньше, чем один на удвоенное напряжение.

Во-вторых, основной индуктивный элемент — трансформатор — работает в режиме перекачки и не накапливает магнитную энергию; работа его происходит в симметричном режиме при небольших токах намагничивания. Поэтому по сравнению со схемой ООП такой трансформатор имеет меньшие габариты при одинаковых мощностях, и расчет его проще. Малый ток намагничивания означает малую накапливаемую энергию в индуктивности рассеяния, поэтому для ее гашения не требуются сложные демпфирующие цепи, и процессы переключения в преобразователе значительно «спокойнее».

Проблемы, которые существовали ранее при построении ИИП по схеме полумостового преобразователя — проблемы сквозного тока, начального запуска и регулирования выходного напряжения — успешно разрешаются с развитием интегральной схемотехники.

Предлагается схема импульсного источника питания с полумостовым преобразователем с регулируемым выходным напряжением без стабилизации. Автор использует данное устройство в качестве паяльной станции. Расчет элементов источника питания, построение и наладка не вызывают затруднений, что является главным его достоинством.

Узел управления выполнен на микросхеме KP1156EY2, которая

представляет из себя высокочастотный ШИМ-контроллер, оптимизированный для построения двухтактных высокочастотных импульсных источников питания.

Схема устройства приведена на рис. 1. Напряжение сети поступает через фильтр C1L1C2, выпрямляется диодным мостом VD1 и через токоограничительный резистор R6 заряжает конденсаторы C11 и C12, образующие одно плечо моста. Другое плечо образовано транзисторами VT1, VT2. В диагональ моста включена

первичная обмотка трансформатора T2. Полевые транзисторы VT1, VT2 поочередно открываются импульсами с выхода микросхемы DA1; VT2 управляется непосредственно от микросхемы, а VT1 — через трансформатор T1, служащий для гальванической развязки. В цепи затворов включены резисторы R8 и R9, которые совместно с емкостями затворов образуют НЧ фильтры, снижающие помехи при переключении.

Для дальнейшего описания кратко рассмотрим работу микросхемы KP1156EY2, которая представлена в [1] (рис. 2).

Микросхема ШИМ-контроллера KP1156EY2 имеет два выходных каскада (выводы 11, 14), рассчитанные на значительный выходной ток (как втекающий, так и вытекающий): постоянный — 0,5 А, импульсный — до 2 А. Управляется микросхема внутренним генератором, частота которого задается подключением резистора к выводу 5 и конденсатора к выводу 6 (R5C7 на рис. 1). Частота преобразователя выбрана равной 50 кГц. Для широтно-импульсной модуляции выходных сигналов служит устройство, состоящее из триггеров и усилителя сигнала ошибки.

С помощью усилителя сигнала ошибки можно осуществить стабилизацию выходного напряжения за счет сравнения части выходного напряжения с опорным,

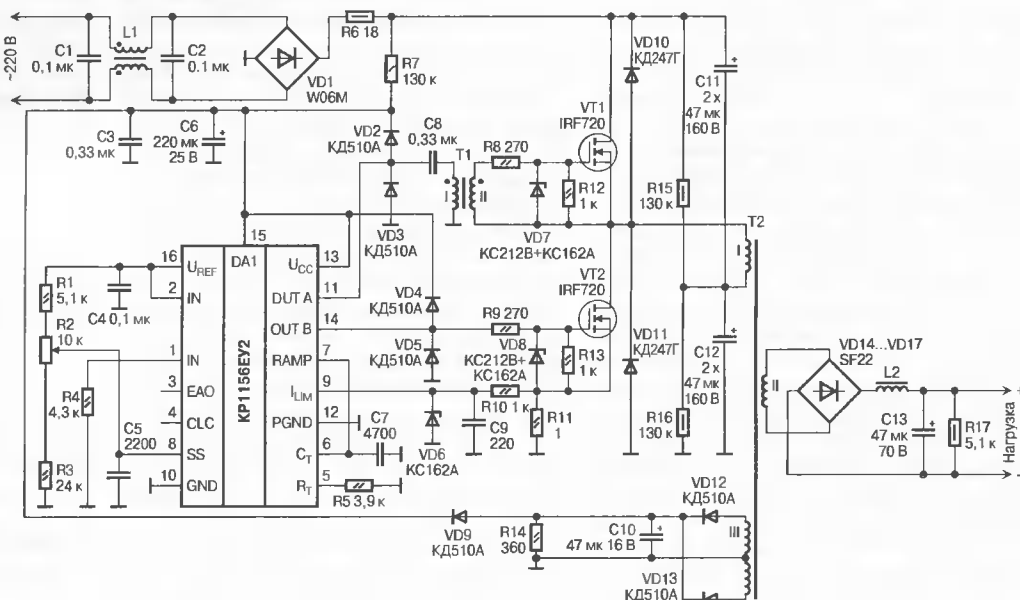


Рис. 1

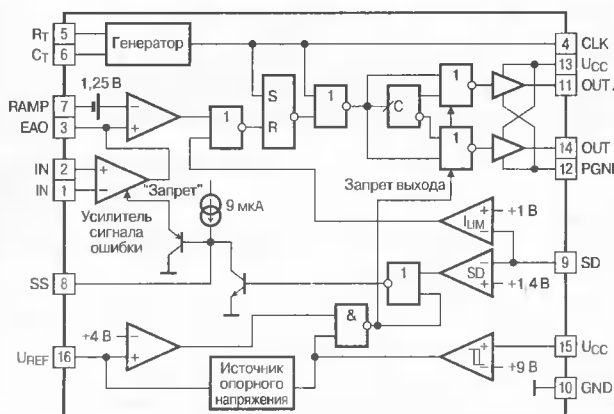


Рис. 2

подключив соответствующим образом отрицательную обратную связь на вход усилителя.

В данной конструкции эта возможность не используется, поэтому соединения сделаны следующим образом. На неинвертирующий вход (вывод 2) подано напряжение +5,1 В с источника опорного напряжения (вывод 16). На вывод 7 подано пилообразное напряжение с вывода 6. Инвертирующий вход усилителя (вывод 1) соединен с общим приводом через резистор R4.

При таком включении усилитель сигнала ошибки установлен на максимальную длительность

выходных импульсов. Для управления длительностью импульсов использована другая возможность контроллера — узел «мягкого запуска» с выводом 8. Если на этот вывод подать изменяющееся приблизительно от 2,25 до 4,5 В напряжение, то длительность выходных импульсов будет регулироваться в пределах 0...100 % от максимальной. Максимальная длительность импульсов составляет соответственно 80 % от длительности полупериода. Ток по выводу 8 очень мал (порядка 10 мкА); подключением конденсатора к этому выводу можно осуществить так называемый «мягкий запуск», когда работа преобразователя начинается с минимальной длительности импульсов, и постепенно, за счет заряда конденсатора, увеличивается до стационарного значения.

В данном устройстве длительность импульсов, а значит и выходное напряжение, регулируется переменным резистором R2. Резистор включен в цепочку делителя R1—R3, подключенную к опорному напряжению +5,1 В.

Назначение вывода 9 — защита по току. Если ток через транзистор VT2 превысит 1 А, то напряжение на выводе 9 будет более 1 В и выходы микросхемы переключатся в состояние «выключено» до окончания текущего цикла.

Напряжение питания микросхемы поступает на вывод 15. Отдельные выходы силового питания U_{CC} (вывод 13) и общего привода PGND (вывод 12) позволяют, при необходимости, развязать по питанию мощный выходной каскад, являющийся источником помех, от остальных части преобразователя.

Напряжение питания поступает с выпрямителя на диодах VD12, VD13 и конденсаторе C10. При включении устройства в сеть это напряжение отсутствует, поэтому необходимо решить проблему первоначального пуска. Для этого используется следующая особенность микросхемы. Если напряжение питания микросхем меньше 9 В, контроллер находится в выключенном состоянии, сигналы на выходах А и В отсутствуют, микросхема потребляет ток порядка 1 мА и не шунтирует конденсатор С6, который заряжается через резистор R7. При достижении напряжения приблизительно 9,8 В микросхема включается. Преобразователь запускается, на обмотке III трансформатора появляется напряжение, которое выпрямляется и обеспечивает питание микросхемы во время работы (около 15 В в данном устройстве). Вывод 15 микросхемы имеет гистерезис 0,8 В, поэтому выключится микросхема только при снижении напряжения питания ниже 9,0 В, в результате кратковременное снижение напряжения на выводе 15 при запуске микросхемы не приводит к ее выключению.

Как уже говорилось, форма сигнала на выходах А и В представляет собой попеременно появляющиеся импульсы с максимальной длительностью 80 % от полупериода, поэтому между закрыванием одного транзистора и открыванием другого есть достаточно большой интервал. В результате момент, когда оба транзистора открыты, исключен, и сквозные токи отсутствуют.

Выходное напряжение с обмотки II выпрямляется диодами VD14—VD17 и через дроссель L2 поступает на конденсатор C13 и далее на выход преобразователя. Назначение дросселя L2 — выделение из выпрямленной последовательности прямоугольных импульсов постоянной составляющей. Напряжение на выходе выпрямителя $U = U_0 \gamma$, где U_0 — амплитуда напряжения на выходе диодного моста, γ — коэффициент заполнения.

В паузах между импульсами выпрямленного напряжения все диоды выпрямителя оказываются открытыми, и через них энергия, накопленная в дросселе, поступает в нагрузку.

Для обеспечения режима непрерывного тока в дросселе и плавности регулирования выходного напряжения его индуктивность должна рассчитываться по формуле:

$$L > R(1-\gamma)/2f. \quad (2)$$

Для нагрузки 40 Ом, $f = 50$ кГц и $\gamma_{\min} = 0,3$ $L > 0,3$ мГн.

При $U = 50$ В и изменении $\gamma = 0,3...0,7$ $U_{\text{вых}} = 15...35$ В.

В блоке применены детали импортного и отечественного производства.

VD1 — диодный мост W06M с $U_{\text{ОБР}} = 600$ В; $I_{\text{пр. max}} = 1,5$ А.

C11, C12 — по два параллельно соединенных конденсатора 47 мкФ, 160 В фирмы Jamicon.

VD14—VD17 — импортные SF22 с параметрами: $U_{\text{ОБР max}} = 100$ В, $I_{\text{пр. max}} = 2$ А; время восстановления 35 нс. Следует отметить, что от быстродействия этих диодов сильно зависит КПД и уровень помех устройства.

Трансформатор T1 намотан на кольце K10×6×4,5 из феррита M2000HM1, число витков обмоток I — 50, II — 40, диаметр провода 0,15 мм, T2 — на кольце K31×18,5×7 из феррита M1000HM1, обмотка I содержит 160 витков провода ПЭВ-1 диаметром 0,3 мм, II — 40 витков такого же провода диаметром 0,6 мм, III — 2×15 витков провода диаметром 0,15 мм. Расчет трансформатора производился по формулам, приведенным в [3].

Дроссель L2 намотан на кольце K20×10×5 из феррита M2000HM1 с зазором 1,5 мм; число витков — 110, провод диаметром 0,5 мм. Зазор выполнен алмазным полотном, в зазор для прочности вклеена прокладка из текстолита [4].

Транзисторы VT1, VT2 — IRF720 с параметрами: $U_{\text{си max}} = 400$ В, $I_{\text{с max}} = 3,3$ А, сопротивление открытого канала 1,8 Ом. Транзисторы установлены на небольшие радиаторы.

VD7, VD8 — по два последовательно соединенных стабилизатора на суммарное напряжение стабилизации 18 В. Остальные детали — типовые для импульсных источников.

При налаживании устройства к выводам 15 и 10 микросхемы DA1 подключаем внешний источник питания +12 В и проверяем ее работу: наличие сигналов на выходах А и В, их форму и изменение длительности импульсов при регулировании резистором R2. При необхо-

димости подбираем резисторы R1 и R3 на необходимый диапазон регулирования.

Далее подключаем вместо 220 В напряжение порядка 30...40 В, не отключая источника +12 В.

Проверяем сигнал в точке соединения транзисторов, а также формирование напряжений на выходе устройства и на конденсаторе C10. Напряжения должны быть пропорционально уменьшенными по сравнению со стационарным режимом. После этого убираем источник +12 В и устройство можно включить в сеть 220 В.

В последнюю очередь уточняем число витков обмоток I и III трансформатора T2: III — для обеспечения питания +15 В, II — на необходимое максимальное напряжение источника.

Сергей Горшенин,
editor@dian.ru

Литература:

1. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. Справочник, издание 2-е. — М.: Додека, 2000.
2. Э. М. Ромаш. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1981.
3. В. Жучков. Расчет трансформатора импульсного блока питания. — Радио, 1987, № 11, с. 43.
4. С. Бирюков. Дроссели для импульсных источников питания на ферритовых кольцах. — Схемотехника, 2002, № 6, с. 4—7.

ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ И РАСПРОСТРАНИТЕЛЕЙ!

У редакции изменились адрес и телефон.

Их можно найти на с. 1 журнала.

Проезд: метро «Савеловская», из метро налево, дойти до Бутырской ул., перейти ее по подземному переходу, дойти до Дворца бракосочетания (дом № 17),

у него во дворе желтое кирпичное здание, вход с торца. Подъезд на автомобиле по Вятской ул., вход в редакцию напротив отделения ДПС.

Импульсные блоки питания бытовых радиоустройств

Казалось бы, что еще надо? Проще не придумаешь! Трансформатор, мостовой выпрямитель и фильтр — все просто и понятно. Так нет, придумали всякие импульсные блоки питания (ИБП), ломай себе голову! Каждая уважающая себя фирма выпускает свои блоки по своим схемам, а когда сломаются, думай, т. к. самому ремонтировать — сложно и непонятно, а в мастерской — дорого! Так вот, ничего особенно сложного в импульсных блоках питания нет. Да, ИБП сложнее, чем обычные блоки питания. Но это потому, что к функциям ИБП относится не только получение питающих напряжений, но и их стабилизация, а также защита самого ИБП и каскадов, которые от него питаются, от различных неприятностей.

Принципы работы импульсного обратного блока питания

Первоначальное распространение ИБП получили преимущественно в телевизионных приемниках (ТВ), в дальнейшем — в видеомагнитофонах (ВМ) и другой видеоаппаратуре, что объясняется, в основном, двумя причинами. Во-первых, чувствительность ТВ и ВМ к создаваемым импульсным БП помехам значительно ниже, чем, например, аппаратуры звуковоспроизведения, особенно высококачественного. Во-вторых, ТВ и ВМ отличаются относительным постоянством и сравнительно небольшой величиной (10...80 Вт) потребляемой мощности. Колебания этой мощности в ТВ обусловлены изменениями яркости экрана при смене сюжетов и составляет не более 20 Вт (приблизительно 30 % максимальной потребляемой мощности). Для ВМ колебания мощности, потребляемой в нагрузке, возникают, в основном, только при переключении режимов работы ЛПМ и составляют несколько ватт. Для примера, в стереофоническом усилителе с выходной мощностью 2×20 Вт колебания мощности достигают 70...80 Вт (приблизительно 70...80 % максимальной потребляемой мощности). Поэтому для этого класса радиоаппаратуры ИБП получают более дорогостоящими из-за необходимости использования мощных двухтактных схем преобразователей (конверторов), более сложных стабилизаторов, фильтров и т. д.

В связи с этим конструкторы как более ранних, так и современных моделей ТВ и ВМ, как правило, придерживаются хорошо зарекомендовавших себя с точки зрения надежности, экономичности и простоты принципов построения импульсных блоков питания. Основные усилия направляются, в первую очередь, на совершенствование и миниатюризацию элементной базы; повышение надежности ИБП (в том числе путем введения различных защит) и расширение рабочего диапазона питающего их напряжения сети.

Несмотря на большое разнообразие схем ИБП принцип работы большинства их одинаков. Выпрямленное напряжение сети питает одноконтурный генератор, нагрузкой которого является импульсный трансформатор с вторичными выпрямителями, от которых питаются все потре-

бители. Генератор может быть выполнен как с самовозбуждением, так и с внешним запуском. Транзистор генератора работает в ключевом режиме. Когда транзистор открыт, происходит накопление энергии в импульсном трансформаторе, когда закрыт — энергия отдается в нагрузку.

На рис. 1 показана схема простейшего автогенератора. Работает он так. В начальный момент транзистор (ключ) VT1 закрыт. При подаче питания через R1 начинает течь небольшой ток, создающий напряжение смещения на базе ключа $U_{БЗ}$, достаточное для того, чтобы вызвать небольшой ток коллектора ключа I_K и, соответственно, через коллекторную обмотку трансформатора $I_{Тр}$ (см. рис. 2, а, б). По законам физики изменение тока в обмотке I вызовет появление ЭДС индукции, которая препятствует изменению тока в обмотке и вызывает напряжения взаимной индукции в обмотках обратной связи II и в выходной обмотке III. Обмотки включены таким образом, что на верхнем выводе обмотки III будет «минус», а на верхнем выводе обмотки II — «плюс». Дiode VD1 будет закрыт, а с обмотки II «плюс» окажется приложен к базе VT1 и вызовет появление дополнительного тока базы, что, в свою оче-

редь, вызовет насыщение транзистора. Поскольку к обмотке I трансформатора приложено полное постоянное напряжение источника питания, ток через нее линейно нарастает, пока сердечник трансформатора T1 не войдет в насыщение. В этот момент ток коллектора VT1 резко возрастает, а напряжение на обмотках II и III падает. Транзистор выходит из насыщения, происходит лавинообразный процесс его закрывания.

В сердечнике трансформатора накопилась энергия и при закрывании транзистора VT1 произойдет изменение полярности ЭДС индукции, которая теперь будет направлена противоположно ЭДС при нарастании тока обмотки. При этом на обмотке I возникнет импульс напряжения, который приложен плюсом к коллектору транзистора, а минусом — к плюсу источника питания. В результате между коллектором и эмиттером ключа возникнет выброс напряжения 500...600 В. При этом отрицательное напряжение с обмотки обратной связи II надежно закроет ключ, а положительное напряжение с обмотки III откроет диод VD1 и конденсатор C2 начнет заряжаться (см. рис. 2, в). Чем больше ток заряда, т. е. чем быстрее израсходуется энергия трансформатора, тем быстрее процесс повторится.

Итак, сердцем импульсного блока питания является генератор. Обязательными элементами его являются импульсный трансформатор и транзистор — ключ. Вторичных обмоток у трансформатора может быть несколько.

Импульсные источники питания на небольшую мощность (< 30...50 Вт) обычно выполняются по схеме, где функции генерации, управления и стабилизации вторичных напряжений совмещены. Объединение нескольких функций в одном устройстве упрощает схему устройства, уменьшает потери, облегчает режим работы выходного транзистора, уменьшает габариты. Кроме того, все эти функции взаимосвязаны, поэтому их реализация труда не представляет. У таких ИБП система стабилизации обычно перенесена из вторичных цепей в первичную, где значения токов уменьшены на коэффициент, равный коэффициенту трансформации. Сравнивая ИБП с традиционным блоком питания с низкочастотным трансформатором, видим, что выпрямительные диоды сетевого напряжения также перенесены в сторону первичной цепи, вследствие чего через диоды будут протекать токи, тоже уменьшенные в коэффициент трансформации раз. При этом силовой трансформатор, работающий на частоте 50 Гц, исключается, а вместо него вводится импульсный трансформатор, работающий на частоте до 100 кГц с ферритовым магнитопроводом и имеющий в несколько раз меньшие габаритные размеры и массу. Кроме того, уменьшаются габариты фильтров вторичных выпрямителей, так как при частоте 30...100 кГц для получения хорошей фильтрации нужны существенно меньшие емкости, и можно обойтись без дросселей. Поэтому при тех же параметрах блока питания габариты ИБП в десятки раз меньше габаритов обычно-

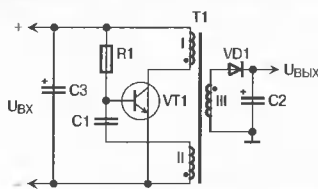


Рис. 1

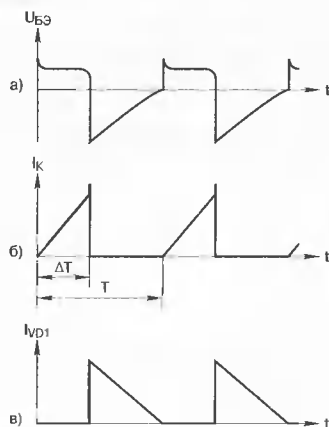


Рис. 2

го блока питания, работающего на частоте 50 Гц. Источники на большую мощность, как правило, выполняют с внешним возбуждением, для чего разработано множество специализированных микросхем.

Разбирая функциональную схему более сложного ИБП, представленную на рис. 3, кое в чем повторяюсь.

Основными функциональными узлами этого устройства являются:

- сетевой выпрямитель со сглаживающим емкостным фильтром C1;
- ключ VT1;
- импульсный трансформатор T1;
- устройство запуска;
- устройство управления;
- цепь обратной связи;
- вторичный выпрямитель импульсных напряжений VD1C2.

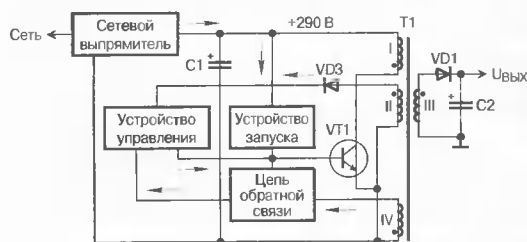


Рис. 3

Напряжение сети 220 В поступает на выпрямитель, после чего сглаживается емкостным фильтром C1. С конденсатора фильтра выпрямленное напряжение через обмотку I трансформатора T1 поступает на коллектор транзистора VT1, выполняющего функцию ключа. Устройство управления обеспечивает периодическое включение и выключение транзистора VT1. В стационарном режиме напряжение на выходе

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{n} \frac{\Delta T}{T - \Delta T},$$

где $n = N1/N3$ — коэффициент трансформации, T — период импульсов, ΔT — длительность включенного состояния транзистора VT1 (рис. 2).

Изменяя ΔT можно регулировать выходное напряжение. Амплитуда импульсов тока через транзистор и диод зависит от индуктивности первичной обмотки трансформатора. При оптимальном ее значении максимальный ток через первичную обмотку вдвое превышает средний ток через нее. При этом ток через диод прекращается в момент открывания транзистора.

Изменять соотношение между T и ΔT можно разными способами. Наиболее подходящий способ регулирования величины выходного напряжения — широтно-импульсная модуляция (ШИМ). Основные достоинства ШИМ — постоянство периода повторения T и простота реализации. Поэтому ШИМ применяют практически во всех конструкциях ИБП.

Устройство управления ключевым транзистором называется контроллером, в данном случае — ШИМ-контроллером. Вообще, под ШИМ-контроллером подразумевают все устройство управления, включая элементы запуска и защиты, так как они являются неотъемлемой частью ИБП и часто используют одни и те же элементы.

Разберем по порядку свойства каждого узла импульсного блока питания.

Узел запуска. Необходимость наличия узла запуска вызвана тем, что при включении ИБП возможны большие перегрузки его элементов, поскольку разряженные конденсаторы фильтров импульсных выпрямителей представляют собой очень малое сопротивление для импульсов, снимаемых с вторичных обмоток трансформатора. Пусковые токи могут достигать 50...100 А, что создает аварийный режим работы.

Устройство запуска обеспечивает принудительную коммутацию транзистора ключа со значительно меньшей длительностью включенного состояния в течение нескольких циклов, за время которых происходит заряд конденсаторов фильтров импульсных выпрямителей. Одновременно это исключает возможность возникновения аварийной ситуации, так как длительность импульсов плавно возрастает, постепенно выводя ИБП на номинальный режим.

В импортных ИБП наибольшее распространение получила подача на ключ начального открывающего смещения. В момент подачи питания через резисторы от плюса сетевого выпрямителя на базу ключа подается смещение, достаточное для создания начального тока через ключ и плавного запуска. После нескольких циклов ИБП переходит в нормальный режим и больше цепь запуска не используется. Во многих импортных ИБП цепь запуска не отключается, что иногда приводит к выходу из строя ключа при неисправности одного из вторичных выпрямителей, если не применяется схема защиты от короткого замыкания.

В отечественных телевизорах применяются несколько вариантов запуска ИБП. Одна из них — генератор, собранный на однопереходном транзисторе серии КТ117. В течение некоторого времени, достаточного для надежного запуска ИБП, генератор на КТ117 генерирует импульсы, которые подаются на базу ключевого транзистора и вызывают запуск цикла работы автогенератора. Если неисправность отсутствует, то конденсаторы фильтров заряжаются и автогенератор входит в нормальный режим. Иначе схема запуска отключится и ИБП не запустится.

Устройство управления. На него возлагается функция отслеживания уровня выходного напряжения, выработка сигнала ошибки и, часто, непосредственного управления ключом. Обычно устройство управления представляет собой цепь сравнения реального выходного напряжения и образцового, выработанный сигнал ошибки подается на исполнительный узел, управляющий непосредственно ключевым транзистором (рис. 4).

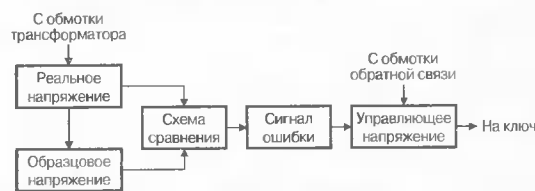


Рис. 4

Несмотря на кажущуюся сложность функциональной схемы устройства управления, принципиальная схема такого узла, получившего распространение в ИБП на транзисторах, несложна (рис. 5). Устройство управления питается от обмотки II трансформатора T1 (рис. 3), поэтому напряжение на нем пропорционально напряжению на вторичных обмотках, т. е. с хорошей степенью приближения соответствует выходному.

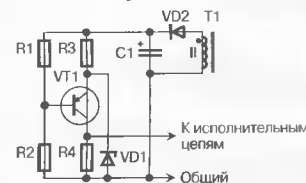


Рис. 5

В момент включения напряжение на конденсаторе C1 равно нулю и транзистор VT1 закрыт. После начала работы преобразователя и, пока он не вошел в нормальный режим, транзистор VT1 находится в открытом состоянии и позволяет работать генератору, выходное напряжение и напряжение на C1 увеличиваются. При достижении этими напряжениями номинальных значений открывается стабилитрон VD1 и дальнейшее увеличение напряжений приводит к постепенному закрыванию транзистора VT1. В рабочем режиме на выходе присутствует положительное напряжение, которое подается на исполнительное устройство. При увеличении выходного напряжения напряжение, подаваемое на исполнительное устройство, будет уменьшаться, изменяя условия его работы и вызывая уменьшение выходного и, как следствие, его стабилизацию. Исполнительное устройство представляет собой ключ, срабатывающий при достижении током коллектора силового ключа определенной величины, или цепь, шунтирующую переход база-эмиттер того же силового ключа при достижении определенного уровня напряжения.

Цепи защиты. Сложность того или иного ИБП во многом зависит от сложности примененных цепей защиты. В дешевых моделях ИБП используются простейшие варианты. Вообще защитные устройства можно разделить по функциям на следующие: защитные устройства всего ИБП, сетевого выпрямителя, от перенапряжения сети, от слишком малого напряжения сети, от перегрузки (короткого замыкания), от холостого хода и так далее. По сложности исполнения их можно разделить на простые (предохранители, защитные резисторы), среднего уровня сложности и большой сложности. В ИБП может быть применено сразу несколько типов защит различной степени сложности. Однако, несмотря на то, что встраивание сложных защит мотивируется благими целями, увеличение сложности устройств в результате нередко оборачивается уменьшением их надежности за счет увеличения числа элементов, ухудшением ремонтнопригодности и, соответственно, увеличением стоимости ремонта. А так как цепи защиты встраиваются

непосредственно в ИБП, то их выход из строя также приводит к выходу из строя и элементов самого ИБП.

Простейшим защитным элементом является предохранитель. В любом устройстве он устанавливается на входе ИБП. Предохранитель является инерционным прибором, поэтому он не защищает ни ключевой транзистор, ни многие другие элементы блока питания. Назначение предохранителя — защита устройства от возгорания при пробое ключа или конденсатора сетевого фильтра, обычно он в таких случаях спасает трансформатор и диоды выпрямителя.

Следующий защитный элемент — включенный последовательно с выпрямительным мостом резистор, который выполняет две функции. Первая ограничивает мгновенный ток через мост в момент включения ИБП. Вторая выполняет функции предохранителя. Как и предохранитель, защитный резистор является инерционным элементом. Он перегорает при превышении среднего тока через него.

Часто во вторичных выпрямителях применяют защитные диоды, включенные параллельно нагрузке. На схемах они обозначаются как стабилитроны, но это не совсем так. Когда на защитном диоде

напряжение меньше порога срабатывания, он не потребляет тока и не влияет на работу ИБП. При появлении на таком диоде напряжения, на которое он рассчитан, он пробивается и ограничивает напряжение на нагрузке. Если ИБП при этом не выключается, то диод от перегрева плавится и вызывает короткое замыкание для ИБП, который выключается. ИБП, в котором применяются такие «стабилитроны», должен иметь защиту от перегрузок. Напряжение на защитном диоде может повыситься из-за резких скачков сетевого напряжения, мощной импульсной помехи в сети, неисправности самого ИБП. Таким образом, защитный диод предохраняет устройства, стоящие в данной цепи. Защитный диод не восстанавливается и после срабатывания подлежит замене, но ни в коем случае не на обычный стабилитрон!

Остальные устройства защиты представляют собой узлы, состоящие из нескольких элементов, и интегрированы со схемой ИБП. Такие устройства могут быть с внутренним управлением, отслеживающие состояние ИБП и управляющие им, и с внешним управлением, следящие за состоянием цепей вторичных источников питания и даже исправностью всего устройства в целом, например,

телевизора. Чем больше применено таких защитных устройств, тем сложнее ремонт. Иногда приходится изобретать способы запуска ИБП, выключенного каким-либо защитным устройством, отключать защиту, прибегать к различным уловкам, чтобы найти неисправность.

Продолжение следует

Владимир Носов,
nsvi@hotmail.ru

Литература:

1. О. В. Колесниченко, И. В. Шишигин, В. А. Обрученков. Интегральные микросхемы зарубежной бытовой видеоаппаратуры. — С.-Пб: Лань, 1996.
2. С. А. Ельяшкевич. Цветные стационарные телевизоры и их ремонт: Справочник. 3-е изд., стереотипное. — М.: КУБ-К, 1996.
3. В. С. Соколов, Ю. И. Пичугин. Ремонт цветных стационарных телевизоров 4УСЦТ. Справочное пособие. — М.: Радио и связь, 1994.
4. С. А. Ельяшкевич, А. Е. Пескин. Телевизоры пятого поколения «Рубин», «Горизонт», «Электрон». Устройство, регулировка, ремонт. — М.: Символ-Р, 1994.

IX Международная выставка молодежных научно-технических проектов «ЭКСПО-Наука 2003»

С 12 по 19 июля 2003 г. в Москве на территории Всероссийского выставочного центра состоится IX Международная выставка молодежных научно-технических проектов «ЭКСПО-Наука 2003». Руководит ее подготовкой Организационный комитет во главе с мэром Москвы Ю. М. Лужковым.

В выставке примут участие около 2000 молодых людей из ста стран. Такого широкого представительства не знала ни одна из предшествующих выставок научно-технического творчества молодежи.

«ЭКСПО-Наука 2003» пройдет под эгидой ЮНЕСКО и соберет представительный состав участников из числа лучших юных изобретателей и молодых представителей науки России и зарубежных стран. Форум, безусловно, придаст новый импульс научно-техническому творчеству молодежи всего мира.

В Москве «ЭКСПО-Наука» продолжит традицию проведения молодежных выставок, организованных Международным движением научно-технического досуга (МИЛСЕТ). Сегодня МИЛСЕТ объединяет молодежные организации, научные ассоциации, клубы, центры досуга из 80-ти государств. Движение содействует развитию научной культуры, привлекая молодежь к участию в выставках и совместных проектах.

Оргкомитет «ЭКСПО-Наука 2003» поддерживает постоянную связь с региональными секретариатами МИЛСЕТ, расположенными в странах Европы, Азии, Африки, Латинской Америки, а также с целым рядом национальных и межрегиональных ассоциаций, занимающихся научно-техническим досугом.

Композиция выставки строится по четырем тематическим разделам:

1. Вводный раздел

Вводный раздел — «визитная карточка». В нем сосредоточена информация об участниках и их проектах. Фото- и видеоматериалы раскрывают девиз научно-технической выставки: «Судьба планеты в руках молодых». Раздел отличается ярким художественным оформлением, в котором используются современные аудиовизуальные средства.

2. Молодежные научные проекты и разработки

Этот раздел станет «городом» науки со своими улицами и площадями. Научные, инженерные, творческие результаты молодых исследователей формируются здесь по научным направлениям: математика и информатика, медицина и биология, экология и наука о земле, астрономия и космос, техносфера, машины и технологии, архитектура и строительство, социальные науки.

«Площадками» раздела станут интерактивные и анимационные площадки: «Роботы и робототехника» (в их создании участвовали французские и российские разработчики), «Сокровища прошлого» (археологические раскопки), «Строим город» (здесь использованы технологии «оригами»), «Космос» и т. д.

Анимационные площадки — это место создания совместных проектов, место общения, где есть возможность поделиться своими идеями и творческими замыслами, поучаствовать в проводимых экспериментах и соревнованиях.

Раздел дополнен Интернет-кафе, где каждому желающему обеспечен доступ к Интернету, к получению информации и знакомству с интересными сайтами.

3. Научно-технические проекты детей. Деревня «Маленькие находчивые»

Обитатели «деревни» — дети с 7 до 12 лет, члены международной ассоциации «Маленькие находчивые».

Для демонстрации экспонатов каждому кружку, клубу, центру научно-технического творчества выделяется стандартно оборудованная площадка. Во время работы выставки ежедневно будут проходить занятия по созданию совместных проектов. Например, таких как «Математическая спираль и ее применение в жизни», «Человек и проблемы экологии», «Новые люди», «Ручей, где живут осьминоги», «Видимые силы невидимого мира» и т. д.

Особое место в разделе будет занимать шоу «Станция на Марсе», программой которого предусмотрено в игровой форме изучение звездного неба, жизни растений на Марсе, жизнедеятельности космонавтов-исследователей.

Раздел будет дополнен выставкой лучших рисунков по теме «Наука и жизнь».

4. «Поле творчества»

Интерактивный раздел «Поле творчества» — это своего рода город мастеров, где в их роли выступают авторы-разработчики предметной среды в области научно-технического досуга (головоломки, волчки, физическое шоу, занимательная физика и др.). Каждый посетитель может самостоятельно изготовить понравившуюся модель, провести эксперимент.

Естественно, ведущее место в программе отводится науке, ее роли в развитии человечества. В этой связи большое значение придается **Международному молодежному научному конгрессу «Молодежь. Наука. Общество»**, который проводится в рамках «ЭКСПО-Наука 2003».

Программа конгресса будет завершена 17 июля 2003 г. международной молодежной научной Ассамблеей, участники которой, как ожидается, примут обращение молодежи к главам государств и правительств мира.

Предстоящая Международная выставка молодежных научно-технических проектов «ЭКСПО-Наука 2003» призвана внести достойный вклад в объединение усилий по созданию гармоничного мира, способствовать сближению молодежи многих стран. Ведь именно в ее руках в скором будущем окажется судьба планеты.

Проектирование защищенных ключей на основе БСИТ с «пропорционально-насыщенным» управлением

Предлагаемая вашему вниманию статья обобщает опыт авторов в области проектирования твердотельных коммутаторов на основе биполярных транзисторов со статической индукцией — БСИТ. Описано новое перспективное направление проектирования силовых защищенных ключей на БСИТ, позволяющее конструктивно и схемотехнически просто реализовать контроль протекающего через ключ тока и, кроме того, повысить КПД устройства.

Применение полупроводниковых коммутаторов, оснащенных цепями защиты от короткого замыкания в нагрузке или от превышения тока сверх установленной величины, позволяет существенно повысить надежность и долговечность как самих коммутаторов, так и систем, в которых они применяются.

В настоящее время в мире имеется большой выбор неспециализированных самозащищенных ключей, интеллектуальных ключей и интеллектуальных силовых модулей, представляющих собой силовые МОП или IGBT транзисторы с интегрированными цепями защиты от короткого замыкания, токовой перегрузки и перегрева, имеющие специальные выходы для контроля состояния ключа. В таких устройствах контроль тока реализован при помощи формирования в многоячейковой структуре транзистора специального датчика тока, и в данной статье эти устройства рассматриваться не будут. Достаточно полную информацию о принципах их работы и применении можно найти на сайтах производителей [1—3]. Наше внимание будет сосредоточено на проектировании полупроводниковых коммутаторов с защитой на основе БСИТ.

Авторы столкнулись с задачей проектирования силового ключа класса 75 В с защитой от токовой перегрузки и короткого замыкания. Допустимое остаточное напряжение замкнутого ключа не должно было превышать 200 мВ при токе до 5 А, при этом следовало минимизировать потери мощности в целом, по цепи коммутации и по цепи управления. С учетом разных факторов при выборе типа силового прибора предпочтение было отдано биполярному транзистору со статической индукцией — БСИТ.

Принцип действия и первые экспериментальные образцы транзисторов со статической индукцией (СИТ) были разработаны японским ученым Нишидзава (J. Nishizawa) в начале 50-х годов уже прошлого века непосредственно вслед за изобретением полевого транзистора с управляющим р-п переходом (ПТУП). И тот и другой приборы — твердотельные триоды, подобно электровакуумной лампе управлялись напряжением. В этом было принципиальное отличие от ранее созданного биполярного транзистора, управляемого током. По своей структуре СИТ транзистор был очень похож на обычный ПТУП, отличаясь от него только более высокой степенью легирования

источка и более узким и коротким каналом. Однако небольшое технологическое отличие позволило получить прибор, который мог работать не только в режиме обеднения канала носителями, но и в режимах его обогащения. При этом в приборе может достигаться гораздо больший, чем в ПТУП, выходной ток, но ввиду того, что с ростом отпирающего напряжения на затворе последний начинает потреблять значительный ток, СИТ в этих режимах переходит с потенциального способа управления напряжением на энергоемкое токовое управление. В результате в подобных режимах обогащения канала носителями СИТ, приобретая большие возможности по выходному току, теряет часть своих достоинств и становится подобен обычному биполярному транзистору, управляемому током. Тем не менее, сочетание свойств полевых и биполярных транзисторов с их достоинствами (а вместе с тем и недостатками) относит этот подкласс полупроводниковых приборов в самостоятельную группу, названную транзисторами со статической индукцией. При этом БСИТ, представляя собой технологическую разновидность СИТ с нормально-закрытым каналом, но с более сложной геометрической формой затвора до второй половины 80-х вообще серийно не выпускался.

Разработанный для применения в мощных ВЧ и СВЧ устройствах [4], до настоящего момента СИТ прошел долгий путь развития. По имеющейся информации [5], в начале 80-х годов прошлого века японская фирма Tokip освоила производство мощных БСИТ класса 1200 В и выше для применения в электроэнергетике, в том числе прибора 2SK180.

В нашей стране БСИТ появились во второй половине 80-х годов. Наиболее полно информация об отечественных БСИТ представлена в [6]. Несмотря на большое число типов выпускаемых БСИТ, относящихся к разным классам по напряжению и току, эти приборы не обрели широкого распространения в коммутационной аппаратуре. Причиной этого, по-видимому, являлось большое остаточное напряжение (напряжение насыщения) открытых БСИТ и очень низкий статический коэффициент передачи тока в режиме насыщения, что снижало КПД ключей на БСИТ до неприемлемого уровня. Транзистор 2Т9183А-5, разработанный ОАО «Элекс» в 2000 г., выгодно отличается от предшественников,

обеспечивая остаточное напряжение не более 150 мВ при токе коллектора 6 А и отношении тока коллектора к току базы, равном 40 [7].

При разработке концепции системы защиты силового БСИТ от токовой перегрузки были проанализированы известные методы контроля протекающего тока и состояния силового ключа. В целом все методы сводятся к двум: включение в силовую цепь датчика тока (это может быть резистор, датчик Холла или импульсный трансформатор) или контроль остаточного напряжения открытого силового ключа. Как указано в [8], вариантам с датчиком тока присущи следующие недостатки:

- применение последовательных резисторов увеличивает потери в ключе, снижает надежность устройства, требует применения достаточно точных низкоомных резисторов с малыми собственными емкостью и индуктивностью;
- импульсные трансформаторы дороги, нетехнологичны, требуют контроля состояния магнитного насыщения;
- датчики Холла также нетехнологичны и дороги, имеют значительные размеры, и их применение целесообразно в устройствах более высокого класса по току [9].

Анализ отечественных источников показал почти полное отсутствие информации по применению БСИТ. Единственная найденная публикация касалась применения этих приборов вместо биполярных транзисторов в двухтактном усилителе звуковой частоты [10]. Был проведен поиск патентной информации, касающейся защиты биполярных транзисторных ключей. Здесь следует отметить несколько направлений движения конструкторской мысли.

Просты и надежны регенеративные ключи на биполярных транзисторах (ключи тиристорного типа) с отключением при выходе одного из транзисторов из насыщения [11—13]. Неустраняемый недостаток таких устройств — большое остаточное напряжение ключа.

Пропорционально-токовое управление транзистором с трансформатором тока [14] ограничивается стоимостью трансформатора, неизбежно увеличивает габариты и массу устройства, нереализуемо в микроселектронном варианте.

Идея контролировать ток ключа при помощи резистора, включенного в цепь эмиттера транзистора, развита в [15—18]. Один из существенных недостатков этого метода — срабатывание защиты происходит при коротком замыкании, когда напряжение на датчике резко возрастает до величины, сравнимой с прямым напряжением р-п-перехода. Если ток срабатывания защиты отличается от номинального не более чем в полтора-два раза, реализация таких устройств становится энергетически невыгодной, ухудшается их помехозащищенность.

Известен также очень оригинальный способ контроля состояния насыщения силового биполярного транзистора с помощью измерения сопротивления перехода база-эмиттер на переменном токе [20].

Имеются также решения, в которых осуществлено непосредственное измерение выходного напряжения биполярного транзистора и/или поддержание постоянного выходного напряжения путем изменения тока базы [20—22]. Объединение непосредственного измерения остаточного напряжения с регулировкой тока базы позволило нам предложить новое оригинальное решение, заключающееся в линеаризации выходной вольтамперной характеристики ключевого БСИТ во включенном состоянии, на что авторами получено «Свидетельство на полезную модель» [23]. Линеаризация выходной вольтамперной характеристики достигается тем, что ток базы ключевого БСИТ поддерживается пропорциональным напряжению коллектор-эмиттер БСИТ, при этом наблюдается также линейная зависимость напряжения коллектор-эмиттер БСИТ от коммутируемого тока. Это решение позволило, с одной стороны, поддерживать низкое выходное напряжение ключевого прибора, а с другой — просто контролировать протекающий через БСИТ ток, а также в небольших пределах повысить КПД устройства за счет уменьшения тока потребления ключа при уменьшении коммутируемого тока.

На рис. 1 приведена принципиальная схема линеаризованного транзисторного ключа.

Ток базы БСИТ VT1 задается предвыходным каскадом, образо-

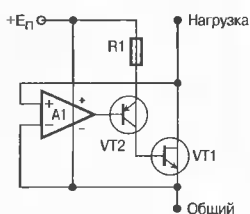


Рис. 1

ванном транзистором VT2, резистором R1 и усилителем-преобразователем напряжение-ток A1. Усилитель-преобразователь напряжение-ток A1 преобразует разность напряжений на входах в ток на выходе, причем выходной ток усилителя пропорционален разности напряжений на неинвертирующем и инвертирующем входах. Схемотехника усилителя-преобразователя напряжение-ток A1 произвольная, устройство может быть построено как на дискретных транзисторах, так и на операционных усилителях или интегральных преобразователях напряжение-ток. Важным является то, чтобы ток базы БСИТ был пропорционален его напряжению коллектор-эмиттер. Питание усилителя A1 и предвыходного каскада осуществляется от низковольтного источника E_n .

По аналогии с пропорционально-токовым управлением можно назвать такое управление транзистором «пропорционально-насыщенным». Для иллюстрации работы транзисторного ключа приведены графики выходной ВАХ защищенного транзисторного ключа на БСИТ на ток

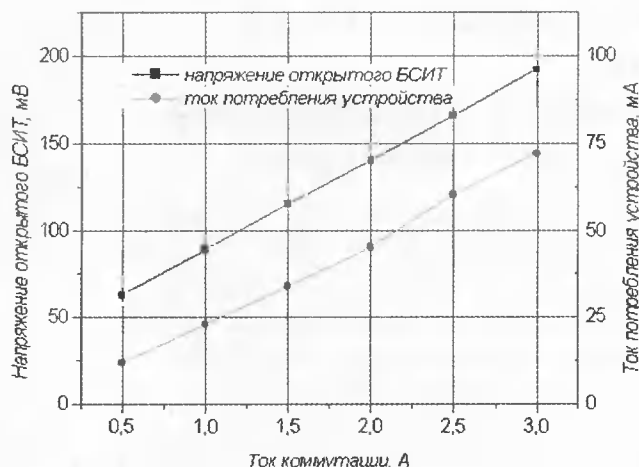


Рис. 2

3 А и зависимость тока потребления цепи управления от тока в силовой цепи. Как видно, пропорционально-насыщенное управление характеризуется отличной линейностью ВАХ (практически нелинейность не превышает 2%), хотя при нулевом токе коммутации выходное напряжение БСИТ и не стремится к нулю.

Для примера на рис. 3 приведена выходная ВАХ серийно выпускаемого БСИТ КТ698Е при пропорционально-

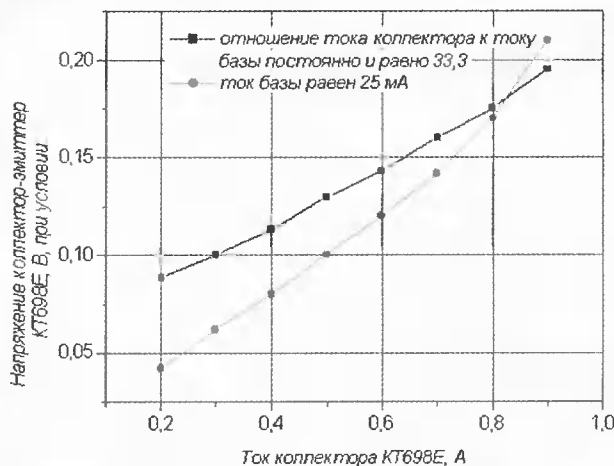


Рис. 3

ковом управлении и управлении постоянным током базы 25 мА. Из графиков видно, что пропорционально-токовое управление характеризуется худшей линейностью ВАХ, при нулевом токе коммутации выходное напряжение БСИТ также не стремится к нулю; ВАХ при постоянном токе базы резко нелинейна.

Подводя итоги нашему небольшому исследованию, можно выделить главное: современные мощные биполярные транзисторы со статической индукцией могут с успехом применяться при создании защищенных ключей классов по напряжению 55...75 В на ток до 5 А;

• для защищенных ключей на БСИТ наиболее перспективным является пропорционально-насыщенное управление, которое позволяет просто и надежно обеспечивать контроль коммутируемого тока.

В России есть несколько предприятий, которые разрабатывают и выпускают БСИТ и которые могут воплотить изложенные выше идеи в виде интегральных

микросхем. Авторы рассмотрят любые предложения о сотрудничестве и совместной работе.

Федор Букашев,
bukaschew@novline.ru,
Анатолий Байбузов,
antrima@novline.ru,
Алексей Смирнов,
www.antrima.narod.ru.

Литература:

1. <www.irf.com>
2. <www.onsemi.com>
3. <www.infineon.de>
4. Э. С. Окснер. Мощные полевые транзисторы и их применение: Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1985.
5. В. В. Бачурин, В. Я. Ваксенбург, В. П. Дьяконов и др. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах. Под ред. В. П. Дьяконова. Справочник. — М.: Радио и связь, 1994.
6. Отечественные транзисторы: БСИТ, СИТ, БТИЗ. — М.: ИД Додэка-XXI, 2001.
7. АЕЯР.432140.144 ТУ. Транзистор типа 2Т9183А-5. Технические условия.
8. П. А. Воронин. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. — М.: ИД Додэка-XXI, 2001.
9. Т. Takahashi. IGBT Protection in AC or BLDC Motor Drives. International Rectifier, 2000, электронная версия на www.irf.com.
10. Н. Рекунов. Мостовой УМЗЧ с БСИТ. — Радио, 2000, № 9, с. 12, 13.
11. Авторское свидетельство СССР № 1660164, кл. H03K 17/08, 1989.
12. Патент РФ № 2035841, кл. H03K 17/08, 1993.
13. Патент РФ № 2106058, кл. H03K 17/28 1996.
14. Патент РФ № 2020740, кл. H03K 17/60, 1991.
15. Патент РФ № 2125342, кл. H03K 17/08, H02H 3/08, 1996.
16. Патент РФ № 2071172, кл. H03K 17/08, H03K 17/60, 1990.
17. Патент РФ № 2023344, кл. H03K 17/00, H02M 1/08, H02M 3/337, 1991.
18. Патент РФ № 2167492, кл. H03K 17/08, H03F 1/52, 2000.
19. Патент РФ № 2156997, кл. G05F 5/00, H02H 7/20, H03K 5/19, G01R 29/02, 1999.
20. Авторское свидетельство СССР № 1347179, кл. H03K 17/60, 1985.
21. Авторское свидетельство СССР № 718925, кл. H03K 17/60, 1978.
22. Авторское свидетельство СССР № 505128, кл. H03K 17/04, 1973.
23. Свидетельство на полезную модель № 24758, кл. H03K 17/08, 2002.

Радиоканал на транзисторах для аппаратуры пропорционального управления с амплитудной манипуляцией

В августовском номере журнала за прошлый год автор опубликовал вариант использования приемника прямого преобразования в составе радиоканала аппаратуры радиоуправления моделями. Для тех, кого заинтересовала эта конструкция, но нет навыков настройки устройств на микросхемах или возникли сложности с их приобретением, предлагается полный функциональный аналог аппаратуры без применения специализированных микросхем. Дополнительным достоинством аппаратуры является наличие в приемнике распределителя импульсов, обеспечивающего возможность реализации в аппаратуре восьми независимых каналов пропорционального управления.

Передатчик

Принципиальная схема передатчика изображена на рис. 1. Его характеристики идентичны прототипу. Для упрощения реализации гетеродинного метода приема задающий генератор, собранный на транзисторе VT1, по-прежнему вырабатывает колебания на частоте, в два раза меньшей частоты излучения. Выходной каскад работает в режиме класса В и, помимо усиления мощности, обеспечивает удвоение частоты колебаний, поступающих на его вход, за счет настройки контура L3C6 на вторую гармонику входного сигнала. В нем же организована амплитудная манипуляция путем коммутации по постоянному току эмиттерной цепи выходного транзистора с помощью ключа VT3.

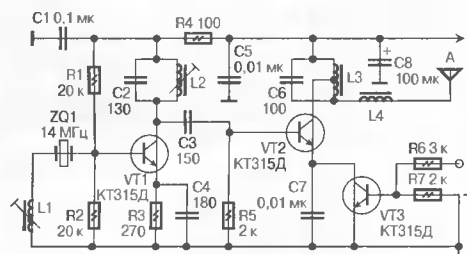


Рис. 1

На первый взгляд, казалось бы, что манипуляцию целесообразно осуществлять в задающем генераторе. Однако это влияет на стабильность частоты последнего, что при гетеродинном методе приема, когда необходимо выделить разностную частоту всего в 8...10 кГц, недопустимо. Но самое главное — опытным путем установлено, что из-за высокой добротности кварцевого резонатора колебания в задающем генераторе нарастают и спадают достаточно медленно. По этой причине длительности фронтов генерируемых импульсов становятся соизмеримы с длительностью самого импульса, а то и вовсе колебания не успевают нарасти до требуемой амплитуды.

Дроссель L4 играет роль удлинительной катушки, компенсирующей емкостную составляющую входного сопротивления укороченной антенны.

Детали и конструкция. Все конденсаторы, кроме C8, должны быть керамическими. C8 — оксидный, любого типа на напряжение не менее 10 В. Резисторы — типа МЛТ-0,125 или им подобные.

Катушка L1 содержит 30 витков провода диаметром 0,12 мм и намотана на каркасе диаметром 5...6 мм с подстроечным сердечником из карбонильного железа. Катушка L2 имеет аналогичный каркас, на который намотано семь витков провода диаметром 0,25 мм.

Катушка выходного контура L3 бескаркасная и наматывается на оправке диаметром 6 мм. Она содержит десять витков провода диаметром 0,7...0,8 мм, отвод делается от середины. Дроссель L4 — стандартный типа ДМ индуктивностью 4...6 мкГн. В качестве антенны передатчика можно использовать любую штыревую длиной 30...80 см.

Печатная плата выполняется из односторонне фольгированного стеклотекстолита, толщиной 1...1,5 мм. Чертеж печатной платы со стороны проводников приведен на рис. 2. На плате предусмотрено место для установки резистора R0, отсутствующего на принципиальной схеме. Необходимость в нем может возникнуть при питании устройства от источника напряжением 7...9 В. В этом случае выходная мощность может превышать разрешенные 10 мВт и резистор предназначен для ее снижения. Сопроотивление резистора R0 подбирается опытным путем в диапазоне 10...100 Ом.

Настройка. Убедившись в правильности монтажа, установить сердечники обеих катушек в среднее положение. Временно соединить модуляционный вход с плюсом источника питания. Подключить источник и проконтролировать наличие излучения, расположив замкнутые между собой щупы широкополосного осциллографа в непосредственной близости от передающей антенны. Чувствительность осциллографа должна быть максимальной. Добиться максимума амплитуды на

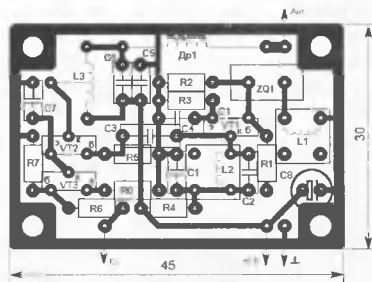


Рис. 2

блокаемых колебаний вращением сердечника катушки L2 и растяжением (сжатием) витков катушки L3. Сторону отклонения частоты выходного контура от резонанса можно предварительно определить следующим образом. Постепенно поднося к катушке L3 кусочек любого феррита наблюдать изменения амплитуды колебаний на экране осциллографа. Если амплитуда нарастает, то исходная индуктивность контура недостаточна и витки катушки необходимо сжимать, в противном случае — растягивать.

В заключение проконтролировать ток, потребляемый передатчиком. При напряжении питания 5 В ток должен лежать в пределах 4...8 мА.

Окончательная установка частоты передатчика выполняется подстроечным сердечником катушки L1 при совместной работе с приемником. В результате настройки необходимо получить на входе детектора приемника разностную частоту 8...10 кГц.

Приемник

Приемник предназначен для работы с амплитудно-манипулированными сигналами длительностью не менее 0,5 мс. Частота настройки — 28 МГц. Чувствительность при отношении сигнал/шум, равном 10 — не хуже 1 мкВ (4 мкВ без УРЧ). Амплитуда положительных импульсов на выходах всех каналов практически равна напряжению питания (5...6 В).

Принципиальная схема устройства приведена на рис. 3. УРЧ, гетеродин и смеситель полностью аналогичны предыдущему варианту. Усилитель низкой частоты собран на транзисторах VT3...VT6. В первом каскаде УНЧ, от характеристик которого в значительной степени зависит чувствительность, использован маломощный транзистор КТ3103Е с рекомендованным для минимизации собственных шумов режимом работы по постоянному току. Следующие три каскада с непосредственной связью имеют общий коэффициент усиления порядка 20000. Для защиты от дрейфа нуля каскады охвачены глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току.

Сигнал разностной частоты с выхода УНЧ подается на компаратор, функции которого выполняет элемент DD1.2. Постоянное напряжение на коллекторе VT6 выбрано таким образом, чтобы не происходило срабатывания компаратора от шумов. На выходе компаратора выделяются прямоугольные импульсы стандартной амплитуды, следующие с частотой 8...10 кГц. Далее они поступают на последовательный амплитудный детектор, выполненный на элементах VD3, C14, R17. Для придания прямоугольной формы продетектированным импульсам используется элемент DD1.3. Если радиоканал применяется для передачи однократных импульсных команд, дальнейшую часть приемника можно не использовать.

Если имеется в виду аппаратура пропорционального управления, то необходимо сказать несколько слов о структуре командной посылки. Пропорциональность в управлении скоростью движения модели, либо углом поворота рулевого устройства достигается передачей соответст-

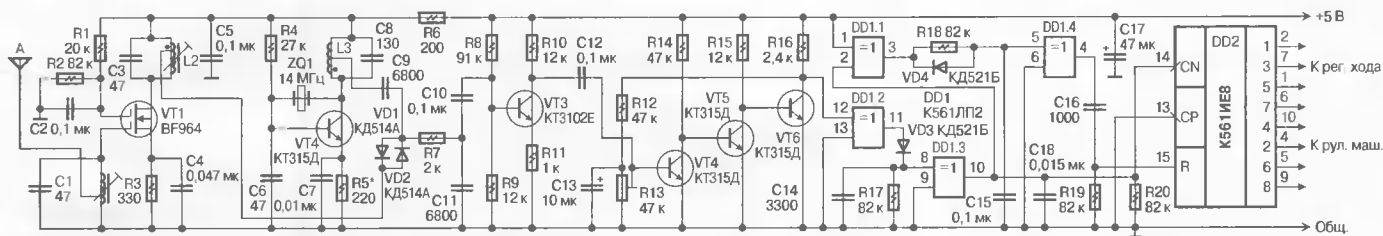


Рис. 3

ющего командного импульса, длительность которого и несет информацию о величине команды. Обычно нулевому значению команды ставят в соответствие импульс длительностью 1,5 мс. Для достижения максимального значения команды длительность изменяется на 0,5 мс. Поскольку команды, как правило, двуполярные (вперед-назад, вправо-влево), то и изменение длительности может быть как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения.

Для сохранения непрерывности управления значение передаваемой команды необходимо периодически обновлять. Период обновления должен быть настолько мал, чтобы исполнительное устройство не «ощущало» прерывистости команды. Суть приводимого утверждения хорошо иллюстрируется следующей аналогией. Большинству телезрителей известно, что подвижное изображение на экране создается быстрой сменой неподвижных кадров. Частота смены кадров выбрана такой, чтобы зритель не «ощущал» прерывистости демонстрируемого изображения. Для аппаратуры пропорционального управления считается достаточной частота обновления команды порядка 50 Гц. Это означает, что период обновления команды должен быть не более 20 мс.

Помимо командных импульсов необходимо передавать информацию о начале (или окончании) каждого нового цикла. Для этого используется специальный синхронизирующий импульс, длительность которого минимум в два раза превышает максимальную длительность командного импульса ($\tau_{к.макс} = 1,5 + 0,5 = 2$ мс). Такое соотношение необходимо для их уверенного распознавания на приемной стороне. Нетрудно посчитать, что длительность синхроимпульса τ_c должна быть минимум 4 мс, а максимальное число последовательно передаваемых в течение одного цикла командных импульсов (каналов) не может превышать восьми.

На практике проще передавать не весь командный импульс, а два коротких, соответствующих началу и окончанию командного. В этом случае командная посылка восьмиканальной аппаратуры выглядит так, как это показано на рис. 4, а. В качестве синхронизирующего импульса здесь выступает синхروпауза. Именно в таком виде выделяется сигнал на выходе 10 элемента DD1.3 приемника.

Для восстановления собственно командных импульсов $\tau_{к1} \dots \tau_{к8}$ этот сигнал поступает на счетный вход десятичного счетчика DD2. Номер выхода счетчика является номером соответствующего

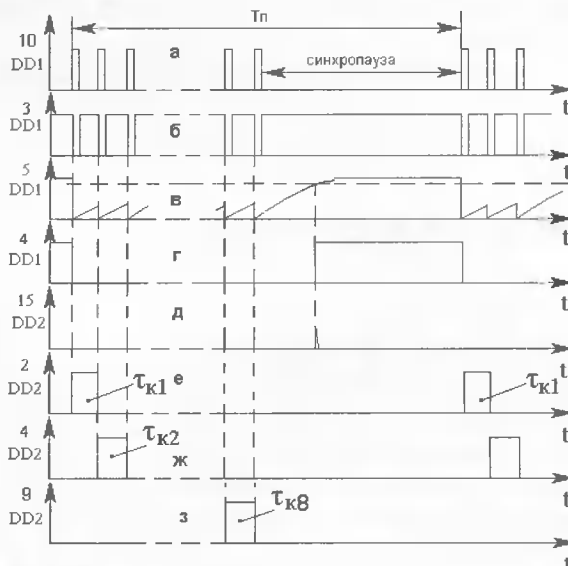


Рис. 4

канала. Форма выходных канальных импульсов показана на рис. 4, е—з. Для выделения синхропаузы используются элементы DD1.1 и DD1.4. Принцип действия этой части устройства понятен из рис. 4, б—д. Короткий положительный импульс с выхода дифференцирующей цепочки C16R19 поступает на вход сброса счета микросхемы DD2, подготавливая ее к новому циклу работы.

Конструкция и детали. Печатная плата приемника и размещение деталей на ней изображены на рис. 5. На плате предусмотрено место для стабилизатора напряжения на 5 В KP1170EH5 (DA1), отсутствующего на принципиальной схеме. Его устанавливают, если в других блоках аппаратуры отсутствует стабилизированный источник соответствующего напряжения.

Контурные катушки L1, L2 наматываются на каркасах 5...6 мм и обязательно должны быть заключены в экраны, в противном случае УРЧ будет возбуждаться. Катушки одинаковые и содержат по 3+6 витков провода диаметром 0,25...0,3 мм. Катушка L3 намотана проводом диаметром 0,15...0,18 на резисторе МЛТ-0,5 сопротивлением не менее 100 кОм и содержит 24 витка с отводом от середины.

Кварцевые резонаторы в передатчике и приемнике желательно использовать одинаковые на 14 МГц. В этом случае легко будет добиться их взаимной расстройки, обеспечивающей разностную частоту на выходе смесителя 8...10 кГц.

Диоды смесителя VD1, VD2 типа КД514А можно заменить на КД503А с некоторой потерей чувствительности

(примерно в полтора раза). Полевой двухзатворный транзистор BF964 заменяется на отечественные КП306, КП350, КП327 с любым буквенным индексом.

Транзисторы VT2, VT4—VT6 могут быть типа КТ315 или КТ3102 с любыми буквенными индексами, VT3 желательно не заменять.

Оксидные конденсаторы любого типа на напряжение не менее 6,3 В. Остальные конденсаторы — любые керамические.

Все резисторы — МЛТ-0,125 или им аналогичные. Микросхемы DD1 и DD2 можно заменить их функциональными аналогами из других серий, но обязательно КМОП структуры.

Антенна приемника — отрезок провода длиной 15...30 см.

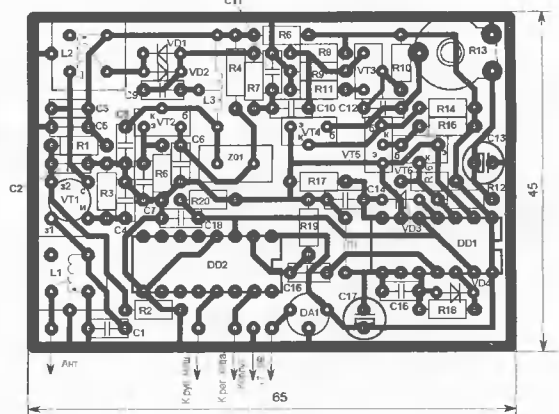


Рис. 5

Настройка. После проверки правильности монтажа временно впаять вместо R6 подстроечный на 3,3 кОм. Подключить источник питания того же напряжения, при котором приемник будет эксплуатироваться (5... 6 В) и убедиться, что гетеродин возбуждается. Для этого, контролируя осциллографом напряжение на среднем выводе катушки L3, вращением оси подключенного подстроечного резистора получить на экране высокочастотные колебания с частотой 14 МГц.

Переключить осциллограф на коллектор транзистора VT6. С помощью резистора R13 установить напряжение равным 2 В. Подключив ко входу приемника генератор стандартных сигналов, установить на его выходе немодулированное напряжение амплитудой 100 мкВ и частотой 28 МГц. Изменяя частоту генератора в небольших пределах около 28 МГц добиться на экране колебаний разностной частоты 8...10 кГц. Сердечниками катушек L1, L2 настроить контура в резонанс по максимуму амплитуды наблюдаемых колебаний.

Коэффициент усиления настраиваемой части приемника существенно зависит от

амплитуды гетеродинного напряжения, подаваемого на смеситель. Для ее оптимизации необходимо изменять амплитуду гетеродинного напряжения с помощью подстроечного резистора, включенного вместо R6, добываясь максимума амплитуды наблюдаемых на коллекторе VT6 колебаний. Затем измерить сопротивление подстроечного резистора и на его место впасть постоянный соответствующего номинала. Правильно настроенный при-

Таблица 1

Номер канала	1	2	3	4	5	6	7	8
Номер вывода DD2	2	4	7	10	1	5	6	9

емник должен обеспечивать на коллекторе VT6 напряжение разностной частоты не менее 1 В при входном напряжении с генератора стандартных сигналов, равном 5 мкВ.

Цифровая часть приемника никакой настройки не требует. Связь между но-

мерами выводов микросхемы DD2 и номерами каналов приведена в табл. 1.

Владимир Днищенко,
m408@rbcmail.ru

Литература:

1. В. Днищенко. Радиоканал для аппаратуры пропорционального управления с амплитудной манипуляцией. — Схемотехника, 2002, № 8, с. 4—6. № 9, с. 14.

электроника в быту

Автомат суточного включения нагрузки

Устройство предназначено для включения и выключения нагрузки в фиксированное время в течение суток. Нагрузкой могут быть телефон или квартирный звонок с отключением их на ночь, насос для полива на даче или охранная сигнализация. Рассматриваются два варианта устройства. Первый вариант предусматривает предварительную установку часов и времени включения и выключения нагрузки при помощи двух кнопок и двух светодиодов. Второй вариант автомата устанавливает время включения и выключения нагрузки при помощи одной кнопки. Кнопку нажимают в необходимые моменты времени включения и выключения нагрузки.

Устройство с установкой часов и времени включения и выключения удобно использовать, если необходимо делать установки за один раз и изменять их через некоторое время. Индикация установок осуществляется двумя светодиодами красного и желтого цвета. Под каждым светодиодом ставится кнопка установки, которая далее будет называется цветом своего светодиода (красная кнопка, желтая кнопка). Светодиод красного цвета индицирует значение регистра десятков часов, а светодиод желтого цвета — единиц часов. Поскольку индикация всех установок одинакова, то отличить их можно только по частоте мигания светодиодов.

Рассмотрим алгоритм работы программы автомата суточного включения нагрузки, показанный на рис. 1. После пуска и инициализации регистров проверяется флаг установки. Если установки нет, гасятся светодиоды и еще раз проверяется флаг установки. Если подтверждается отсутствие установки, производится сравнение значения регистра часов с регистром времени включения. При их совпадении выход устанавливается в единицу и сравнение повторяется. Если регистры не совпадают, проверяется совпадение значений регистра часов и времени выключения. При их совпадении выход обнуляется и сравнение повторяется. Таким образом, во время работы уст-

ройства процессор выполняет постоянное сравнение.

После нажатия двух кнопок одновременно во время прерывания (будет пока-

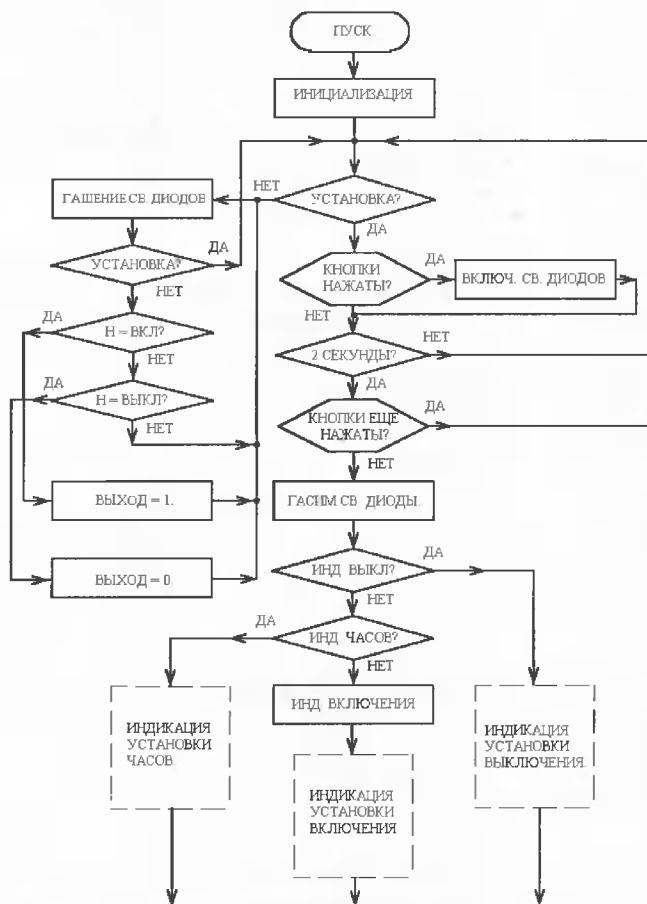


Рис. 1

зано ниже) сбрасывается флаг сравнения и устройство переходит в режим установки. На две секунды включаются оба светодиода. После отработки двух секунд проверяются нажатые кнопки. По тому, какая кнопка нажата, устанавливается соответствующий флаг и программа закидывается еще на две секунды. Это необходимо для устранения дребезга контактов и предотвращения неверного срабатывания при одновременном нажатии (отпускании) кнопок. Пока кнопки нажаты, установок и индикации нет. После отпускания кнопок гасятся светодиоды и проверяется выбранный режим индикации установки. В соответствии с выбранным режимом производится индикация времени включения, выключения или часов. Все три режима индикации идентичны и отличаются лишь временем свечения светодиодов.

Алгоритм работы программы индикации показан на рис. 2. Сначала проверяется флаг красного светодиода. Если флаг установлен, программа переходит на индикацию красного светодиода, в противном случае — красный светодиод выключается (если он горел). Затем проверяется на ноль регистр индикации желтого светодиода. Если значение регистра равно нулю, программа возвращается на индикацию красного светодиода. Если регистр не нулевой, проверяется регистр паузы для данного режима. Это необходимо для синхронизации включения и выключения светодиодов. После отработки паузы вычитается единица из регистра индикации желтого светодиода и устанавливается флаг выполненного вычитания. Включается желтый светодиод, и снова выдерживается пауза, равная времени свечения светодиода. После отработки паузы желтый светодиод выключается. Теперь обрабатывается пауза, необходимая для индикации погасшего светодиода и сбрасывается флаг

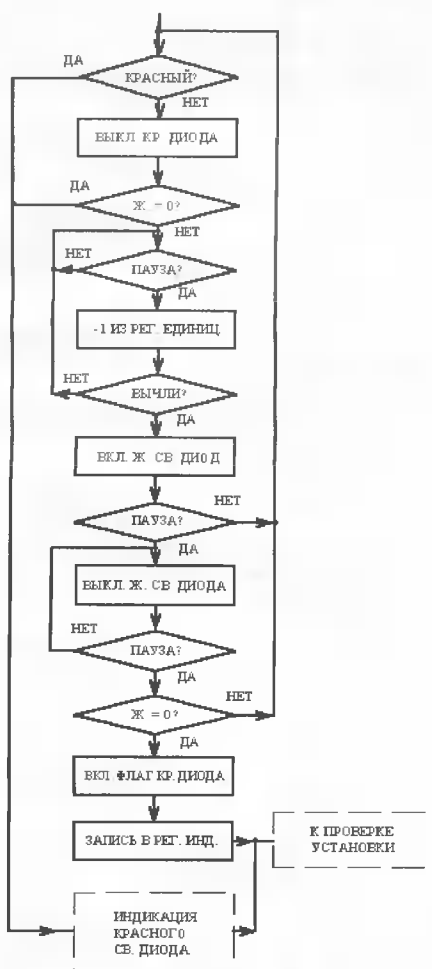


Рис. 2

вычитания. Далее регистр индикации снова проверяется на нуль. Если регистр еще не нулевой, индикация повторяется. Когда регистр индикации обнулится, устанавливается флаг красного светодиода и производится запись в регистры индикации установленных значений для данного режима. Заканчивается цикл индикации проверкой флага установки. Для красного светодиода вся работа программы повторяется, но со своими значениями паузы.

Прерывание программы происходит при переполнении таймера каждую четверть секунды (см. рис. 3). Счетчик миллисекунд имеет коэффициент деления, равный четырем, и предназначен для организации коротких вспышек светодиодов. За счетчиком миллисекунд последовательно инкрементируются регистры часов. Далее проверяется установка флага двух секунд. Если две секунды не прошли, прерывание завершается восстановлением значений сохраненных регистров. В противном случае проверяется, нажаты ли одновременно две кнопки. Если кнопки нажаты, включается флаг установки и производится смена режима индикации. Пока кнопки нажаты, установок нет и прерывание завершается. После нажатия и отпускания красной или желтой кнопки прибавляется единица в соответствующий регистр установки выбранного режима. Это произойдет через две секунды после отпускания кнопок. Завершаются установки восстановлением значений регистров. Если в течение пяти минут не нажимались одновременно две кнопки, программа сбрасывает

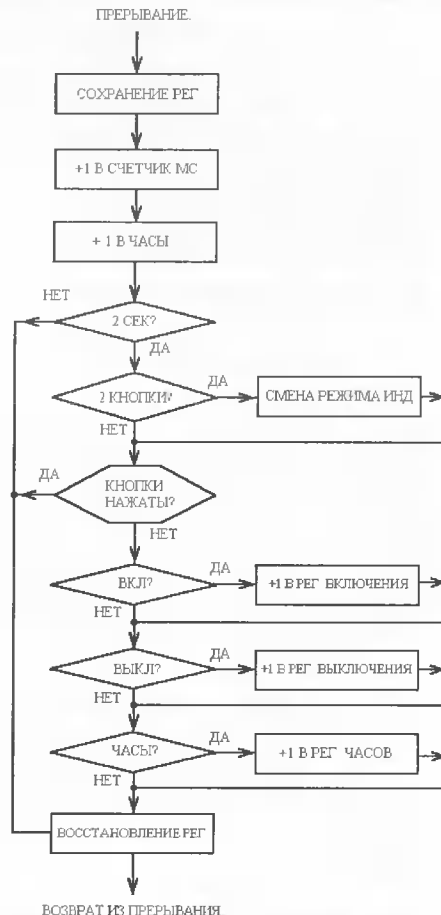


Рис. 3

флаг индикации и переходит к постоянному сравнению значений регистров.

Схема автомата очень проста и показана на рис. 4. Прямой выход RA0 выдает лог. 1 при включении нагрузки. Инверсный выход RA1 зарезервирован для случая, когда необходимо включение нагрузки сигналом лог. 0. Светодиоды HL1, HL2 могут быть любыми, желательно миниатюрными.

Порядок работы с автоматом следующий. После подачи напряжения питания на две секунды загораются оба светодиода. Светодиод красного цвета индицирует значение установки десятков часов, а светодиод желтого цвета индицирует установку единиц часов. По умолчанию первым включается режим индикации установки времени включения. Поскольку установок нет и регистры индикации нулевые, светодиоды будут выключены. Нажмите желтую кнопку на время не менее 2 с и отпустите ее. Через две секунды включится желтый светодиод. Аналогично включается красный светодиод. После повторного нажатия желтой кнопки число вспышек светодиода увеличится на единицу. Нажа-

тием двух кнопок одновременно изменяется режим индикации установки. После отпускания двух кнопок сначала высветится значение предыдущего режима, так как установка уже была сделана, а новая установка в регистр индикации запишется только через две секунды после отпускания кнопок. Поэтому после очередной смены режима достоверная информация будет считана только после выполнения полного цикла индикации (красный-желтый). Определить, какая установка в данный момент производится, можно по длительности вспышек светодиодов. Для того, чтобы невозможно было спутать короткие и длинные вспышки, разница их длительности сделана очень большой. Короткая вспышка длится 1/4 с, а длинная — 1 с.

Желтая вспышка короткая, а красная длинная — индикация времени включения.

Желтая вспышка длинная, а красная короткая — индикация времени выключения.

Оба светодиода мигают короткими вспышками — индикация установки часов.

Очередность переключения режимов следующая: включение — выключение — часы — включение и т. д.

При каждой установке часов обнуляется регистр минут, поэтому часы необходимо устанавливать вблизи определенного часа. Значение этого времени и устанавливается. Например, вы начали установку в 19.55, значит необходимо установить две вспышки красного светодиода (20). Установку надо выполнять как можно ближе к 20 часам. Установка значений 25 или 30 часов не поддерживается, и регистр единиц, в первом случае, или регистр десятков, во втором, обнулится. Включение и выключение нагрузки будет производиться при смене часа, т. е. дискретность установок равна одному часу. Через 5 мин после нажатия двух кнопок индикация выключается. Этого времени с избытком хватит для установки одного значения единиц и десятков часов.

Схема второго автомата включения нагрузки еще проще и показана на рис. 5.

Это устройство хорошо использовать, когда необходимо один раз установить время включения и выключения нагрузки и забыть о нем. Возможно, если частота кварцевого резонатора окажется не очень точной, придется один раз в год или при переходе на зимнее и летнее время сделать переустановку. Нагрузкой в данном случае может быть телефон или квартирный звонок, который отключается на ночь. Алгоритм работы программы этого авто-

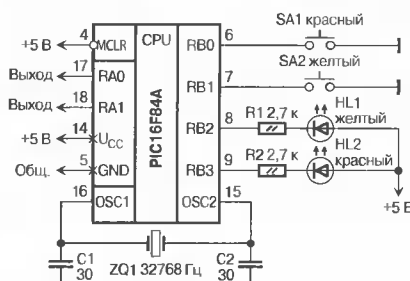


Рис. 4

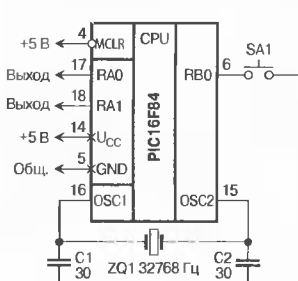


Рис. 5

мата предельно прост и не нуждается в иллюстрации. При включении устройства в любое время начинают работать «внутренние» часы, а нагрузка включается. Не имеет значения, какое время «на часах» внутри микроконтроллера. В момент реального времени, когда необходимо выключить нагрузку, нажимают кнопку SA1. Нагрузка выключится. В момент реального времени, когда необходимо включить нагрузку, снова нажимаем кнопку. Нагрузка включится. Кнопку необходимо удерживать не менее 2...3 с. В момент нажатия кнопки значение регистров часов и минут «внутренних» часов переписывается в регистры сравнения. Каждое нажатие кнопки изменяет установку. То есть, если было установлено время выключения, то следующая установка будет для времени включения. При последующих совпадениях значений «внутренних» часов со значениями, записанными в регистры сравнения, будет каждые сутки происходить включение и выключение нагрузки. Время включения и выключения нагрузки будет повторяться с точностью до одной минуты.

После включения напряжения питания все регистры обнуляются, и совпадение значений регистров будет как для включения устройства, так и для выключения. Программно сделано так, чтобы в момент включения питания устройство включалось. Поскольку первое нажатие кнопки

фиксирует момент выключения нагрузки, то нажимать кнопку необходимо не ранее чем через одну минуту после включения напряжения питания. В этом случае время включения и выключения нагрузки не будут равны друг другу. Если в течение суток не будет устанавливаться время включения нагрузки, то нагрузка будет включаться в то время, когда было подано напряжение питания на автомат. В данном устройстве желательно предусмотреть резервное питание от трех гальванических элементов.

Для подключения к устройствам сетевой нагрузки можно использовать схему, показанную на рис. 6 [1]. На рис. 7 [2] показана схема подключения микроконтроллера к телефонной линии для выключения телефона. В данном случае микроконтроллер питается от телефонной сети. Для того чтобы можно было самим сделать ночной звонок, необходи-

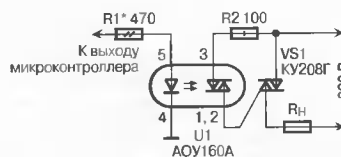


Рис. 6

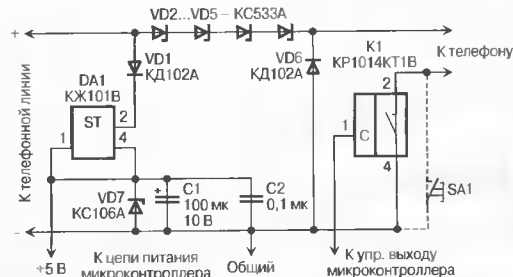


Рис. 7

мо установить параллельно электронному ключу тумблер (на схеме показан штриховой линией).

Файл прошивки микроконтроллера для первого варианта устройства `telef.hex` и файл для второго варианта устройства `knopka.hex` можно взять на сайте журнала по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> в архиве 2003_05_Zaes или на странице автора <http://www.radic.newmail.ru>.

Николай Заец,
saes@mail.ru.

Литература

1. А. Юшин. Оптроны серии АОУ160. — Радио, 1997, № 10, с. 64.
2. Д. Ганженко, И. Коршун. Две конструкции на PIC-контроллере. — Радио, 1996, № 1, с. 50.

СВЧ контроль сотового телефона

О высокочастотном излучении сотового телефона можно судить по энергопотреблению аппарата, работающего на передачу, например, как это описано в статье автора из предыдущего номера журнала. Но это излучение можно контролировать и непосредственно, если изготовить устройство, описываемое в статье.

Принципиальная схема устройства приведена на рис. 1. На выходе диодного детектора VD1R1C1 формируется напряжение U_{C1} , связанное с амплитудой высокочастотного сигнала на его входе. Если он будет подключен к кабелю внешней антенны сотового телефона, то контролируя U_{C1} , можно не только заметить выход телефона в режим передачи, но и оценить мощность излучаемого им сигнала.

Если высокочастотный импульс в антенном кабеле будет иметь амплитуду, достаточную для формирования напряжения $U_{C1} > 0,6$ В, открывающего транзистор VT1, то на выходе 3 мультивибратора (элементы DD1.1, DD1.2) возникнет импульс

положительной полярности длительностью $T_{3\text{ DD1}} \approx 0,7R5C4 \approx 8$ мс, разрешающий возбуждение мультивибратора (элементы DD1.3, DD1.4) на частоте $F \approx 1/1,4R7C5 \approx 1,5$ кГц, и возникшая короткая пачка импульсов звуковой частоты, усиленная по мощности транзисторным УЗЧ VT2VT3, будет воспроизведена динамической головкой BA1 как громкий щелчок. Так владелец телефона узнает даже о коротком — $T_{\text{СВЧ}} \geq 3R2C2 \approx 0,1$ мс — выходе своего аппарата в режим передачи.

В схему могут быть внесены изменения. Уменьшение постоянной времени DD1.3 увеличит быстродействие прибора (это рекомендуется сделать, если есть подозрение на излучение мобильником

очень коротких СВЧ импульсов). Значительное увеличение произведения $R5C4$ преобразует щелчок в длительный звуковой сигнал, тон которого будет зависеть от R7C5. Номиналы резисторов R6 и R9 могут значительно отличаться от указанных на схеме.

Печатную плату устройства изготавливают из фольгированного с обеих сторон стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Фольгу под деталями используют лишь в качестве общего привода. Чертеж платы можно найти на сайте журнала по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> в архиве 2003_05_Vinog. Места подключения к ней выводов конденсаторов, резисторов и других элементов показаны черными квадратами (сама фольга не показана); квадратом со светлой точкой в центре показано положение проволочной перемычки, соединяющей с общим приводом минусовой вывод конденсатора C6. В местах пропуска проводников в фольге должны быть вытравлены защитные кружки диаметром 1,5...2 мм.

Все резисторы — МЛТ-0,125. Конденсаторы: C1 — КД-1, C2—C5 — КМ-6 или K10-176, C6 — любой оксидный подходящих размеров и с малым током утечки (плохой C6 может оказаться основным энергопотребляющим элементом).

Особое внимание следует уделить диоду VD1. Очень важно, чтобы при нулевом смещении он имел возможно меньшую собственную емкость C_d : ощутимо шунтирующая на столь высоких частотах «проходное» сопротивление диода R_d , она может существенно снизить сигнал на выходе детектора. Во избежание пробоя должно быть достаточно большим и допустимое обратное напряжение диода

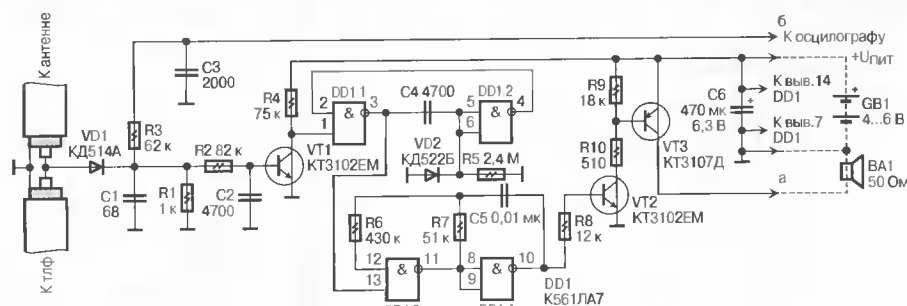


Рис. 1

$U_{\text{ОБР МАХ}}$. В табл. 1 приведены диоды из числа относительно доступных.

Таблица 1

Диод	$U_{\text{ОБР МАХ}}$, В	C_d , пФ (при $U_{\text{ОБР}}$, В)	Габариты, мм
3А539А	30	0,6(0)	1,5×1,5×3
2Д926А	25	0,35(0)	Ø1,5×3
КД417А	24	0,4(0)	Ø1,2×2,8
КД413(А, Б)	24	0,7(0)	Ø1,2×3
КД514А	10	0,9(0)	Ø1,2×3
АД516Б	10	0,35(0)	Ø5,3×16
АД516А	10	0,5(0)	Ø5,3×16

Устройство можно подключить к антенному кабелю в любом удобном месте, но лучше — ближе к телефону, например, между выходом антенного адаптера (торговое название короткого эластичного кабеля-переходника, который включают в антенное гнездо телефона) и фидером внешней антенны.

Ответную часть к адаптерному разъему (его внутренняя резьба — М8×0,75 мм, а центральный штырь имеет диаметр 1,2 мм) можно изготовить самому. Для этого из переменного проволочного резистора типа ППЗ-12 извлекают втулку, имеющую нужную резьбу, а из подходящего штыревого разъема подбирают гнездо под штырь. Обе эти части монтируют на немного удлиненной плате так, как показано на рис. 2.

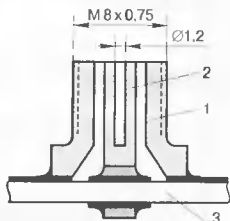


Рис. 2

Установив плату, заключенную в пластмассовую коробку, на антенном кабеле, ее соединяют тонким четырехжильным кабелем (+ $U_{\text{ПИТ}}$, общий провод, выводы а и б) с источником питания, динамической головкой сопротивления 50 Ом и при измерении мощности излучения — с осциллографом. На этот кабель рекомендуется надеть несколько ферритовых колец.

GB1 — любая гальваническая или аккумуляторная батарея напряжением 4,5...6 В, способная отдать ток 35...40 мА. Хотя в дежурном режиме ток потребления очень невелик (≤ 2 мА) и можно было бы обойтись без выключателя питания, его рекомендуется ввести для отключения звуковой сигнализации при телефонном разговоре.

Примем сопротивление диода $R_d = 0,3$ кОм, его отсечку — $U_{\text{ВД1}} = 0,6$ В и, пренебрегая влиянием C_d , определим амплитуду высокочастотного импульса на входе детектора $U_{\text{СВЧ МИН}}$, которой соответствует порог включения звуковой сигнализации $U_{\text{С1}} = 0,6$ В:

$$U_{\text{СВЧ МИН}} \approx U_{\text{С1}} (R_1 + R_d) / (R_1 + U_{\text{ВД1}}) = 0,6(1 + 0,3) / (1 + 0,6) \approx 1,4 \text{ В.} \quad (1)$$

Подводимая к нагрузке $R_H = 50$ Ом (входное сопротивление внешней антен-

ны) мощность $P_{\text{СВЧ}}$ связана с амплитудой высокочастотного сигнала $U_{\text{СВЧ}}$:

$$P_{\text{СВЧ}} = U_{\text{СВЧ}}^2 / 2R_H \quad (2)$$

Отсюда минимальная передаваемая мощность, на которую должно отреагировать это устройство:

$$P_{\text{СВЧ МИН}} = 1,4^2 / (2 \times 50) \approx 20 \text{ мВт,}$$

что соответствует минимальной мощности излучения сотового телефона (обычный их мощностью диапазон — 0,02...2 Вт).

Поскольку $U_{\text{С2}} \approx U_{\text{С1}}$ (постоянная R2C2 достаточно мала), то из (1) и (2) следует:

$$P_{\text{СВЧ}} \approx [U_{\text{С2}} (R_1 + R_d) / (R_1 + U_{\text{ВД1}})]^2 / 2R_H.$$

Так, контролируя $U_{\text{С2}}$, можно оценить мощность излучаемого сигнала во всем возможном ее диапазоне (с диодами КД514А и АД516А(Б) — лишь до 1 Вт).

С измерения мощности излучения рекомендуется начать более тесное знакомство со своим телефоном.

Так, например, LX 677 (Ericsson) показал, что мощность его тайм-слотов (так называют СВЧ пакеты, которыми в GSM обменивается мобильник со своей сотой) не так мала, как можно было ожидать:

$$[U_{\text{С3}} = 6 \text{ В}] \Rightarrow [P_{\text{СВЧ}} \approx 0,7 \text{ Вт}].$$

Как известно, протокол связи обязан держать мощность излучения аппарата пользователя на уровне минимальной достаточности. Так в этой технике минимизируют СВЧ облучение мозга.

Правда, остаются большие сомнения в безопасности и этого минимума. Ведь нынешний норматив на предельно допустимое СВЧ излучение мобильных сотовых телефонов — 100 мкВт/см² — в десять раз превышает то, что разрешено для СВЧ печей (10 мкВт/см²), а реальное излучение телефона может многократно превышать и этот предел. Легко посчитать, что одноваттный излучатель, расположенный в центре сферы радиусом 5 см (мозги уже здесь), создает на ее поверхности излучение плотностью 3300 мкВт/см². Причем, 1 Вт для мобильного сотового телефона далеко не предел: мощность излучения некоторых из них, например: COM 607/608 (Bosh), HP-2711 и HP-2731 (Dapcall), SGH-100 (Samsung), может достигать и 8 Вт.

Но происходит ли хотя бы такая минимизация?

Контролируя мощность излучения аппарата, это нетрудно выяснить экспериментально. Так, на экранирование антенны или ее отворот от соты (если антенна направленная) он должен отреагировать увеличением мощности излучения, а на включение антенны с большим усилением в главном лепестке — ее уменьшением. Правда, в отличие от обычной настройки передатчика, выходная мощность мобильника будет изменяться дискретно (одна из мощностных «шкал» сотовых телефонов: $P_{\text{СВЧ}}$ (Вт) = 0,02; 0,03; 0,05; 0,08; 0,13; 0,20; 0,30; 0,50; 0,80; 1,30; 2,00) и

с заметной задержкой, поскольку для принятия решения системе нужно время.

Определенный интерес представляет «собственная» жизнь купленного аппарата. При продолжительном наблюдении за поведением того же LX 677 выяснилось, например, что он вступает в связь с сотой не только при включении (оно сопровождается передачей в эфир трех тайм-слотов) и выключении (передаются два тайм-слота), но держит связь с ней все время, выдавая в эфир каждые 40 минут по два тайм-слота. Это общее происходит даже в деактивированном из-за неоплаты телефоне...

Если иметь в виду, что сота может определить расстояние до аппарата пользователя (сервисное меню современного мобильника предоставляет такую возможность и его владельцу; см. подменю ТА), а наблюдение за ним с двух сот — засеч его местоположение, то вряд ли эта возможность осталась без употребления...

Внешнюю антенну нетрудно изготовить самому. Автор пользовался автотрансформаторно согласованной рамкой (рис. 3), подключенной к устройству 50-омным коаксиальным кабелем. Длину кабеля рекомендуется взять кратной $0,5\lambda/\sqrt{\epsilon} = 11,5$ см, где $\lambda \approx 35$ см — усредненная длина волны диапазона 824...894 МГц (в LX 677), а ϵ — диэлектрическая постоянная изолятора кабеля; для полиэтилена $\sqrt{\epsilon} \approx 1,5$. Во избежание ненужных потерь длина кабеля должна быть лишь достаточной.

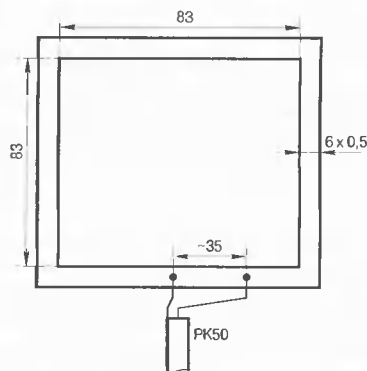


Рис. 3

Внешняя антенна, значительно более эффективная, нежели встроенная в телефон, может выручить при установлении связи в неблагоприятных условиях. Но еще более важным обстоятельством является то, что расположенная в некотором удалении от головы, она позволит резко снизить СВЧ облучение мозга. Внешняя антенна предпочтительнее во всех случаях, когда в мобильности, как таковой, нет особой нужды. Например, при связи дачи с городом, где мобильная связь лишь заменяет отсутствующую проводную.

Юрий Виноградов,
editor@dian.ru

Литература:

1. Ю. Виноградов. Эксперименты с сотовым телефоном. — Схемотехника, 2003, № 4, с. 15—17.

Апериодическая синхронизация псевдослучайных последовательностей

В современной технике широко применяются различные способы и устройства периодической синхронизации псевдослучайных последовательностей, изменяющие их сдвиг во времени с точностью до определенного периода. Это известные устройства тактовой и цикловой синхронизации. В настоящей статье приведен краткий обзор существующих способов и устройств апериодической синхронизации псевдослучайных последовательностей.

Для синхронизации псевдослучайных последовательностей (ПСП) широко применяются различные способы, например, способы быстрого распознавания путем последовательной оценки, способы последовательной оценки символов с одной или несколькими степенями проверки, способ синхронизации по зачетному отрезку, многократная передача с мажоритарной обработкой на приеме и многие другие [1, 2]. Основным недостатком перечисленных способов синхронизации является низкая помехозащищенность в условиях воздействия преднамеренных помех, что обуславливается детерминированностью используемых ПСП, не обеспечивающей их высокой структурной скрытности.

На практике зачастую применяется периодическая синхронизация, изменяющая сдвиг во времени с точностью до определенного периода. Вместе с тем апериодическая синхронизация является необходимым условием обеспечения высокой помехозащищенности в условиях воздействия оптимизированных помех в системах передачи информации, измерения дальности, фазового пуска различных командных и исполнительных устройств и в ряде других.

Задача обеспечения апериодической синхронизации является более сложной по сравнению с задачей периодической синхронизации и менее исследованной по сравнению с последней. Так, если периодической синхронизации посвящены многие тысячи статей, выступлений на конференциях, изобретений, десятки монографий, то задача апериодической синхронизации рассматривается лишь в некоторых научных трудах, например в [3].

В статье рассмотрены имеющиеся в настоящее время подходы к обеспечению апериодической синхронизации и известные способы такой синхронизации. Некоторые способы и устройства апериодической синхронизации ПСП подробно описаны в [4–6].

Синхронизация определяется как совмещение во времени некоторых состояний или процессов. Временная синхронизация делится на два типа: периодическую и апериодическую.

В первом случае задача синхронизации состоит в том, чтобы по заданному сигналу $x(t)$, $0 \leq t \leq t_1$ определить оценку $\hat{\tau}$ задержки τ сигнала $\xi(t)$ относительно некоторого условного отсчета времени, например, эталона, вырабатываемого на приемной стороне с точностью до некоторого периода T (см. рис. 1).

При этом допустима некоторая погрешность $\Delta\tau = \tau - \hat{\tau}$. При периодической синхронизации не требуется различать периодические отсчеты, и на приемной стороне допустима синхронизация с точностью до одного периода T .

В случае апериодической синхронизации определяется точная (с малой погрешностью $\Delta\tau$) задержка $\hat{\tau}$ сигнала относительно условного отсчета времени. Ясно, что при осуществлении второго вида синхронизации можно выполнить синхронизацию и первого вида, но обратное — невозможно. Необходимо отметить, что обеспечение апериодической синхронизации связано с большими трудностями, и поэтому зачастую предпочитают обходиться периодической синхронизацией.

Апериодическая синхронизация может применяться в радиотехнических системах со сложными стохастическими сигналами для повышения помехозащищенности этих систем, например, для систем с фазоманипулированными широкополосными сигналами или с программно-перестраиваемой рабочей частотой. Для управления параметрами этих сигналов используется апериодическая псевдослучайная последовательность (АПСП), генерируемая с помощью дат-

чиков АПСР на передающей и приемной стороне с периодом, превышающем длительность сеанса связи.

Другим примером апериодической синхронизации может быть пусковая синхронизация различных исполнительных и регистрирующих устройств, а также задача определения абсолютной задержки сигнала для расчета расстояния между корреспондентами или координат одного из них. Обеспечение надежной апериодической синхронизации в таких системах является необходимым условием создания помехозащищенных в условиях воздействия оптимизированных и преднамеренных помех радиосистем [3, 7].

На рис. 2 представлена классификация способов апериодической синхронизации.

Способы апериодической синхронизации можно подразделить на две большие группы [3]: гибридные способы, приводящие периодическую синхронизацию к апериодической, и способы собственно апериодической синхронизации.

Рассмотрим способы синхронизации первой группы. Известно, что апериодическая синхронизация сводится к периодической, если имеются сведения относительно задержки сигнала или времени начала его передачи, которые позволяют из многих значений цикловой фазы выделить единственные значения, удовлетворяющие дополнительным условиям.

В роли этих сведений, как правило, выступает единое время, имеющееся у корреспондентов и известное с опреде-

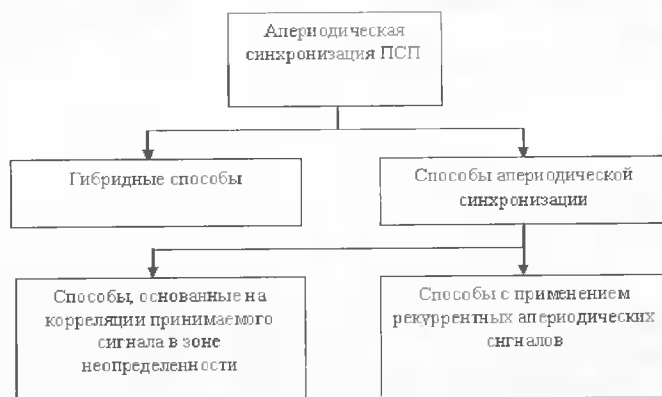


Рис. 2

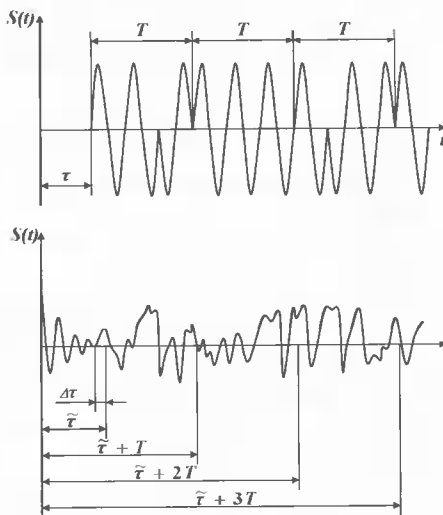


Рис. 1

ленной точностью. Можно считать, что для любых корреспондентов есть система единого времени (СЕВ). В самом простом варианте СЕВ представляет собой обычные ручные часы, имеющие собой обслуживающего персонала. Если $\pm\Delta\tau$ — абсолютная погрешность СЕВ, то при использовании для синхронизации периодических сигналов периода T достаточно выполнить следующее условие для перехода от периодической синхронизации к апериодической: $T \geq 2\Delta\tau$.

Суть гибридных способов апериодической синхронизации состоит в том, что первоначально производится периодическая синхронизация по периодическому сигналу, а затем с помощью передачи дополнительного сигнала определяется абсолютное время. Оба сигнала для сокращения времени обработки могут передаваться одновременно с помощью методов совмещения процедур синхронизации и

го подаются те же самые исходные ПСП, но со сдвигом на некоторое число субэлементов, а закон управления мультиплексором формируется в устройстве управления мультиплексором (сдвиг ПСП и закон мультиплексирования определяются ключом). Для обеспечения структурной скрытности синхросигнала должна быть обеспечена стохастичность формирования ПСП и закона мультиплексирования. Такой алгоритм формирования КПСП обеспечивает сложность нелинейного закона управления мультиплексором и формирование большого ансамбля АПСП.

Структура КПСП при фиксированном построении устройств управления мультиплексором и генератором исходных ПСП полностью определяется фазами ПСП, подаваемых на входы устройств управления исходных ПСП. Таким образом, при синхронности исходных ПСП в передатчике и приемнике КПСП будут также синхронны. Это делает возможным поиск по задержке всех опорных исходных ПСП в приемнике по самой КПСП. По завершению поиска всех опорных сигналов (ПСП) закон управления мультиплексором в приемнике и передатчике будет одинаковым, так же, как и КПСП в приемнике и передатчике.

Описание других способов и устройств апериодической синхронизации можно найти в статьях [8, 9].

Представляет интерес произвести сравнение различных способов синхронизации по критериям помехозащищенности, времени синхронизации и скрытности структуры синхросигналов.

Выбор способа апериодической синхронизации зависит от многих факторов: уровня и вида помех в канале связи; возможности существования в канале имитационных и ретранслированных помех; наличия системы единого времени у корреспондентов; вида сигнала, выбранного для передачи информации (широкополосные сигналы, сигналы с программно-перестраиваемой рабочей частотой и т. д.); свойств канала связи (ширины полосы частот, постоянства или непостоянства параметров канала, наличия или отсутствия многолучевости и т. д.); ограничений на сложность обработки или на применение различной элементной базы и от ряда других факторов.

Гибридные способы, приводящие к апериодической синхронизации, используют периодические сигналы. Поэтому скорость поиска может быть обеспечена достаточно высокой за счет применения последовательностей быстрого поиска, спектральных преобразований и т. д. За счет применения сложных сигналов с большой базой можно достичь высокой помехозащищенности. Вместе с тем, периодические сигналы не обладают структурной скрытностью, что приводит к снижению помехозащищенности радиолиний, а также делает возможным создание имитационных и ретранслированных помех, при которых процесс синхронизации может быть сорван. Гибридные способы могут быть использованы в таких системах, где ослаблены ограничения на сложность реализации и сам

процесс синхронизации может быть сделан весьма коротким, при этом создание имитационных и ретранслированных помех является маловероятным.

Рассмотрим теперь способы собственно апериодической синхронизации, основанные на апериодической свертке (или циклическом поиске) и наличии СЕВ. Способы обладают высокой помехозащищенностью, в том числе и при воздействии имитационных и ретранслированных помех. Это обусловлено возможностью использования последовательностей с высокой структурной скрытностью.

Скорость поиска за счет применения спектральных преобразований [3] может быть довольно высокой. Недостаток способов данной группы — необходимость наличия СЕВ. Эти способы непригодны, когда время передачи пускового сигнала имеет очень большую неопределенность (например, корреспонденты находятся в режиме дежурного приема). Способы применимы при наличии СЕВ и при слабых ограничениях на объем оборудования.

Известные способы апериодической синхронизации, основанные на применении рекуррентных последовательностей (способ зачетного отрезка, способ последовательной оценки и др.), являются простыми в реализации и обеспечивают апериодическую синхронизацию при большой априорной неопределенности относительно начала передачи и не требуют СЕВ. Недостатком этих способов является низкая помехозащищенность (особенно в случае негауссовских помех), обусловленная применением дискретных решений после первой решающей схемы.

Способы синхронизации, использующие М-последовательности, обладают малой структурной скрытностью, что обуславливает снижение помехозащищенности радиосистем в условиях воздействия имитационных помех. Такие способы применимы для каналов с малым уровнем помех и для обеспечения фазового запуска в системах, где создание имитационных помех исключено или их последствия могут быть нейтрализованы каким-либо способом.

Способ синхронизации, предложенный в [3], обладает большей помехозащищенностью по сравнению со способом последовательной оценки за счет отказа от обработки в дискретном виде. При некоторых модификациях его помехозащищенность может быть сделана еще выше. С точки зрения структурной скрытности синхросигнала данный способ сохраняет недостаток предыдущих.

Способы синхронизации составных последовательностей [3] и их разновидностей (согласованных кодов) применимы для гибридных способов апериодической синхронизации. При этом достигается высокая помехозащищенность и скорость поиска, однако остается низкой структурная скрытность сигнала синхронизации из-за низкой структурной сложности последовательностей.

Применение способа формирования и синхронизации КПСП обеспечивает собственно апериодическую синхронизацию с высокой скоростью и помехозащищен-

ностью. Скрытность структуры КПСП выше, чем составных последовательностей, так как по ключу могут изменяться как взаимная фазировка простых последовательностей, так и закон мультиплексирования. К числу недостатков способа можно отнести все же меньшую структурную скрытность КПСП по сравнению с простой ПСП такой же длины, но нелинейной, а также высокую сложность реализации способа.

Таким образом, выбор способов апериодической синхронизации должен определяться исходя из конкретных условий функционирования радиотехнических систем и требований к ним.

Раздел исследований, посвященный апериодической синхронизации, в настоящее время является интенсивно развивающейся областью теории и практики.

Дмитрий Онышко,
Александр Журченко,
onyx2001@pochtamt.ru

Литература

1. Р. Уорд. Различение псевдошумовых сигналов методом последовательной оценки. — *Зарубежная радиоэлектроника*, 1966, № 8, с. 20—37.
2. В. И. Журавлев. Поиск и синхронизация в широкополосных системах. — *М.: Радио и связь*. 1986, с. 86—102.
3. В. В. Лосев, Е. Б. Бродская, В. И. Коржик. Поиск и декодирование сложных сигналов. — *М.: Радио и связь*, 1988.
4. В. И. Коржик, М. Н. Чесноков, В. А. Яковлев, Ф. Г. Хисамов и др. Устройство синхронизации апериодических псевдослучайных последовательностей. Авторское свидетельство СССР № 1352662.
5. А. Б. Журченко, М. Н. Чесноков, С. В. Корчуганов, М. Б. Орлов. Способ и устройство синхронизации М-последовательности. Авторское свидетельство № 2127954 (RU).
6. А. Б. Журченко, М. Н. Чесноков, В. В. Юферев, Л. М. Надежкин, С. В. Корчуганов, А. И. Щербаков. Способ и устройство синхронизации М-последовательности с повышенной сложностью. Авторское свидетельство № 2153230 (RU).
7. М. Н. Чесноков. Современные методы приема цифровых сигналов в линиях радиосвязи. — *Л.: ВАС*, 1988.
8. А. Журченко, Д. Онышко. Синхронизация псевдослучайных последовательностей. — *Схемотехника*, 2002, № 5, с. 16, 17.
9. А. Журченко, Д. Онышко. Способ синхронизации нелинейных рекуррентных последовательностей. — *Схемотехника*, 2002, № 6, с. 30, 31.

Компьютерное схемотехническое моделирование электронных устройств

Существующие на сегодняшний день пакеты программ САПР электронной аппаратуры можно условно разделить на два класса по возможностям их приложений и требованиям, предъявляемым к пользователю и ПК. Примерами первых являются профессиональные пакеты разработчиков аппаратуры типа ACCEL EDA и ORCAD, вторых — учебные пакеты Electronics Workbench и Micro-Cap, основанные на моделях, создаваемых на языке PSpice. Последние предлагаются в цикле статей как введение в компьютерное схемотехническое моделирование, и также для воплощения реальных проектов среднего уровня интеграции. В описаниях используются следующие версии программ: Electronics Workbench 5 Pro и Micro-Cap 7.0. Изложение техники работы с программами строится на основе создания и исследования работы конкретных схемотехнических моделей и сопровождается необходимыми экранными снимками и рекомендациями.

Сервировка рабочего стола

Освоение схемотехнического моделирования электронных устройств целесообразно начать со сравнительно «легких» программ, не требующих при их использовании знания специальных языков программирования и в то же время позволяющих решать многие практические задачи. Две выбранные для этих целей программы: Electronics Workbench («Электронная лаборатория») и Micro-Cap (Microcomputer Circuit Analysis Program — «Микрокомпьютерная программа анализа схем»), обозначаемые далее сокращенно соответственно EWB и MC, обладают своеобразием и во многом дополняют друг друга.

Это, конечно, не означает, что надо сразу осваивать обе программы. Рекомендуется начать работать в любой одной, причем можно даже использовать более раннюю версию: на начальном этапе это не так уж существенно. Главное — «не учиться плавать на берегу, а смело нырять в воду», т. е. установить на ПК программу и, руководствуясь приводимыми рекомендациями, поработать в свое удовольствие, слегка засучив рукава.

Программы EWB и MC имеют платформу Windows и устанавливаются (по умолчанию устанавливаются) на ПК, совместимом с IBM PC, стандартным образом. Единственное, на что следует обратить особое внимание, помимо необходимого объема ОЗУ и выбора устанавливаемого состава, это вид условно графических обозначений (УГО) моделей электронных компонентов. По умолчанию в программах использован американский стандарт ANSI (American National Standard Institute), но в EWB предусмотрена возможность перехода к европейскому стандарту DIN (Deutsche Ingenieur Normen — немецкий инженерный стандарт), к которому российские ГОСТ ближе. Для этого при установке программы (Setup) в окне выбора компонентов (Select Components) следует выбрать опцию DIN. В противном случае ряд компонентов окажется с неузнаваемыми УГО, например, резистор

кнопки с пиктограммами УГО вызваны ниспадающее меню для выбора соответствующих компонентов. Например, на-

жав на кнопку  Sources, получим панель для выбора различных источников питания и сигналов. Первая кнопка на этой панели  служит для выбора за-

земления, следующая  Battery (батарея) — идеального источника постоянного напряжения и т. д.

Далее полные окна программ показываться не будут, а будут приводиться только снимки информативных частей рабочего окна и необходимых системных окон. Для пояснения методов моделирования построим модель простейшей электрической цепи: освещения салона автомобиля.

Простейшая модель в программе EWB

Электрическая цепь освещения салона автомобиля в упрощенном виде (без учета плавких предохранителей, цепей коммутации и соединительных колодок) состоит из источника бортового питания, соединительных проводов, выключателя и лампы накаливания. Все указанные элементы образуют последовательную цепь. В качестве источника при выключенном двигателе (и генераторе) выступает аккумуляторная батарея. Одним из проводников служит металлический корпус — заземление (то, что автолюбители называют массой). Этот немудреный анализ позволяет составить принципиальную схему, которую можно «собрать» на компьютере в рассматриваемой программе, воспользовавшись имеющимися в ней заготовками моделей компонентов.

В программе EWB откроем на панели компонентов пиктограмму группы Source (источники)  и выберем в ней Battery

. Удерживая ЛКМ на этой пиктограмме в нажатом состоянии, перетаскиваем изображение батареи в левую часть рабочей области экрана и отпускаем ЛКМ. На этой же панели возьмем два компонента для заземления . Затем аналогично переносим в центр экрана из раздела  Basic (основные компоненты)

будет похож на острозубую пилу, а индуктивность — на пружину от старого матраца. Если программа уже установлена, то переход от одних стандартов к другим можно выполнить в окне «Свойства»: «Ярлык», далее «Объект» и в командной строке допечатать после EXE через пробел \DIN. Можно также создать два ярлыка и для одного сделать адрес \DIN, а для другого \ANSI. В программе MC придется смириться с американизмом, который будет особенно заметен в логических схемах цифровых устройств. Здесь, правда, имеется возможность графического редактирования УГО, что и было выполнено нами для резистора, катушки индуктивности и некоторых других простейших компонентов, но на первых порах это можно и не делать. Да и нет худя без добра — глаз постепенно привыкнет к этим изображениям, которые широко используются в англоязычной и переводной литературе, а также в различной технической документации.

В программах использован удобный («дружеский» — на языке программистов) многооконный интерфейс с ниспадающими и разворачивающимися меню. Начнем работать с программой EWB.

На рис. 1 показано полное окно программы EWB, причем на рабочее поле однократным нажатием на ЛКМ (Левая Кнопка Мыши) на соответствующие

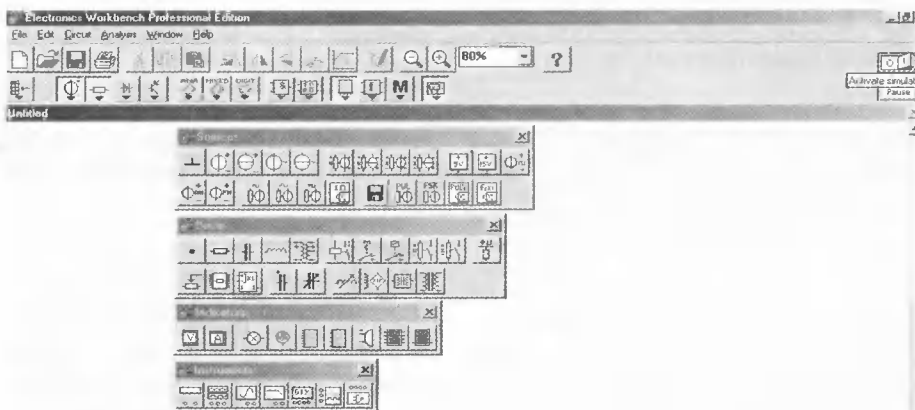


Рис. 1

Switch (переключатель)  и из раздела  Indicators (индикаторы) компонент Bulb  (лампа накаливания), который помещаем в правую часть экрана. На этом первая часть «сервировки» схемы закончена.

Упорядочим расположение выбранных компонентов на экране, если оно не соответствует воображаемой схеме. Для этого ЛКМ выделяем необходимый компонент и перемещаем (буксируем) его в нужное положение. Возможно, на этом этапе потребуются изменить пространственную ориентацию компонентов. В данном конкретном случае удобнее повернуть лампу на 90° против часовой стрелки: выделим лампу однократным нажатием ЛКМ, при этом она примет активный (красный) вид и нажмем на кнопку (пиктограмму) Rotate

(вращение)  горизонтального ряда инструментов. Эту же операцию можно провести с клавиатуры, выделив лампу и нажав Ctrl+R (разумеется, находясь при английской раскладке клавиатуры) или после выделения компонента войдя в меню Circuit (схема) и воспользовавшись командой Rotate.

Далее выполняем соединения компонентов. Лучше всего, как и при сборке реальных цепей, начать с положительного полюса «+» батареи. Устанавливаем стрелку курсора в верхнюю часть вывода: там появляется жирная черная точка — символ неразъемного соединения. Нажимаем ЛКМ и кратчайшим путем ведем линию к крайнему левому выводу переключателя. После того, как там возникнет символ соединения, отпускаем ЛКМ. Подобную «монтажную» точку можно выбрать и отдельно по ее

пиктограмме Connector  (соединитель), находящейся на панели Basic (см. рис. 1). Этот компонент позволяет соединять два пересекающихся проводника в необходимом месте схемы.

Совет. Для успешного позиционирования мест соединений удобнее работать при больших масштабах изображения, например 100 %. Начертив часть схемы, можно возвращаться в более удобный режим скажем 80 %. Не старайтесь располагать соединительные узлы близко к компонентам. После того, как соединение выполнено, узел, компонент или проводник можно выделить и переместить стрелками на клавиатуре в нужное место.

На экране возникает изображение соединительного проводника в виде двух ортогональных отрезков. Аналогично соединяем любой правый вывод переключателя с верхним выводом лампы, ее нижний вывод заземляем. Заземляем также и отрицательный полюс «-» батареи.

Общий чертеж принципиальной схемы выполнен (рис. 2). Однако это лишь первый шаг в моделировании реальной цепи. Подобную «мертвую» схему можно было бы легко начертить и от руки или в любом графическом редакторе.

Мы же стремимся создать работающую модель. Для этого надо отредактировать параметры (свойства) компонентов.

Начинаем с батареи. Она моделирует аккумулятор, т. е. химический источник тока. Из избежание недоразумений, заметим, что термин «источник тока» в предыдущем контексте подразумевал тип устройства, а не режим его работы в смысле теории цепей. Аккумулятор, нагруженный всего лишь на лампу накаливания, ближе по схемной модели к использованному нами «источнику напряжения». Вот если бы мы моделировали стартерный режим его работы, то целесообразнее было выбрать в качестве схемного компонента «источник тока».

Его пиктограмма  DC Current Source (источник постоянного тока) расположена

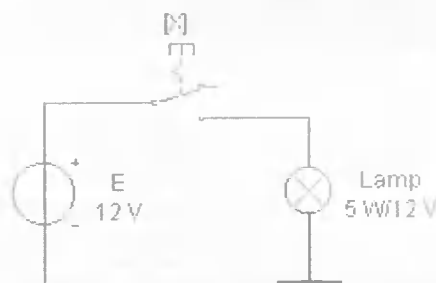


Рис. 2

по соседству. Здесь аббревиатура DC образована от английского наименования: Direct current — постоянный ток. Итак, дважды щелкаем ЛКМ по схемно-

му компоненту . На экране появля-

ется подменю (рис. 3) Battery Properties (свойства батареи). Выбираем в этом подменю Value (значение) и соглашаемся с предложенным там по умолчанию значением 12, оставляя единицу измерения V, т. е. вольт. (Здесь мы предположили, что ЭДС аккумулятора составляет 12 В, в противном случае надо в этом окошке напечатать нужное значение). Затем выделяем Label (обозначения), печатаем буквенный символ ЭДС E и подтверждаем сделанный выбор свойств нажатием на кнопку «ОК».

Переходим к лампе. Действуя аналогично предыдущему, выделяем лампу, вызывая диалоговое окно для редактирования ее параметров (рис. 4). Предположим, что в плафоне используется лампа A12-5, т. е. на номинальное напряжение 12 В и мощностью 5 Вт. Набираем в окошке Label «Lamp». Устанавливаем в позиции Value PMAХ (максимальная мощность) 5 W (Ватт) и соглашаемся со значением 12, стоящем в окошке VMAХ (максимальное напряжение).

Совет (EWB и MC). Если набираемые числа будут дробными, то в качестве разделителя целой и дробной части десятичного числа необходимо использовать точку. Обращайте также внимание на единицы измерения и при необходимости переходите к кратным, например kW (кВт), mV (мВ) и т. п.



Рис. 3

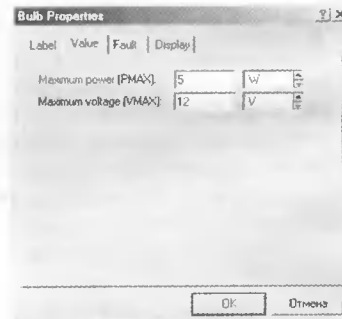


Рис. 4

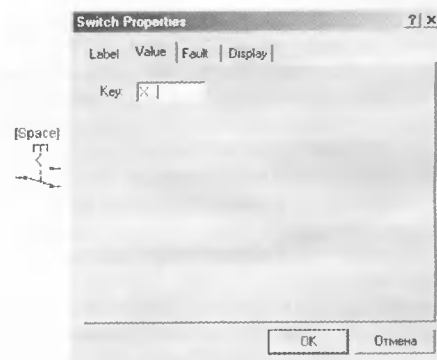


Рис. 5

Отредактируем также управляющую клавишу (Key) переключателя, по умолчанию она задана, как Space. Аналогично предыдущему вызовем меню ее свойств (рис. 5) и заменим Space на X.

Проверка работоспособности собранной схемной модели

Устанавливаем в виртуальном выключателе Activate simulation (включение моделирования) , размещенном в верхней правой части панели инструментов (см. рис. 1), указатель на I (In — включено) и делаем щелчок ЛКМ. Клавиша этого выключателя переходит в положение «включено». Прерывание моделирования производится нажатием на расположенную ниже кнопку  Pause

«Pause» (пауза), повторное нажатие отменяет эту команду. Выключение моделирования производится нажатием на O (Out — выключено). Эти же процедуры можно осуществить и из меню Analysis: Activate, Pause, Stop или с клавиатуры: «Control+G», «F9», «Control+T».

После запуска моделирования переводим выключатель [X] на схеме (рис. 2) в положение «включено» (нажав на клавишу буквы X) и наблюдаем, как лампочка окрашивается в черный цвет (имитация

ее горения). Нажимая несколько раз на [X], как бы включаем и выключаем лампу. Схема «оживает», но это пока лишь цветочки.

Теперь произведем виртуальные измерения напряжений на компонентах виртуальной цепи. Чтобы оставить исходную цепь без изменений, сделаем ее копию. Для этого вначале произведем ее выделение, нажимая на ЛКМ и обводя ее выделяющей рамкой, либо используя меню Edit>Select All, и далее пользуемся стандартными командами Windows — Copy и Past. Можно также сохранить этот файл под новым именем и работать с этим новым файлом. После того, как на экране возникнет копия, наводим курсор на любой ее активный (выделенный красным цветом элемент) указатель — он превратится в изображение руки, нажмем ЛКМ и буксируем схему вниз. При достижении нужного положения (элементы старой и новой схем не должны пересекаться) надо отпустить ЛКМ.

Совет. Обязательно буксируйте схему на новое место сразу после копирования (пока она активная «красная»), иначе, особенно в сложных схемах, повторно выделить наложенные друг на друга схемы и «растачить» их практически не удастся. Привычная операция отмены (Undo) здесь, увы, отсутствует. Правда в меню File есть опция Revert Save (возврат к сохраненному), но она требует постоянного сохранения редактируемых схем, а это неудобно. Проще перед вставкой копии «прокрутить» экран, щелкнуть ЛКМ на свободном поле и только после этого делать вставку. Кроме того, в программе EWB проводники, соединяющие схемные компоненты, выполнены свободно растяжимыми и сжимаемыми при закрепленных концах. Этим можно пользоваться для придания графике схем нужной конфигурации.

«Растянем» немного схему справа относительно переключателя [X]). Для этого выделяем лампу и ее заземление и перемещаем их немного вправо. Далее открываем панель Indicators (индикаторы)

и «берем» из нее необходимые приборы: два вольтметра V1, V2 и один амперметр А. Слева и справа от формируемой схемы помещаем по вольтметру, а между лампой и переключателем — амперметр (см. рис. 5). Вольтметры по умолчанию имеют расположение с «утолщением-минусом» внизу, поскольку отрицательному полюсу источника соответствует нижний вывод, их можно подсоединить параллельно батарее и лампе, не меняя пространственной ориентации. У амперметра «утолщение-минус» также ориентировано правильно относительно минуса батареи. Поэтому его можно просто «включить» в нужную часть схемы, тут есть два варианта. Первый заключается в том, чтобы образовать такой разрыв, устранив соединение переключателя с лампочкой.

Совет (EWB). Для устранения какого-нибудь соединения достаточно выделить любую его конечную точку, отвести ее вместе с проводником в свободное место и отпустить ЛКМ, т. е. как бы один конец провода бросить в пустоту. Можно также выделить проводник однократным нажатием ЛКМ и затем удалить его любым стандартным приемом, например, воспользовавшись клавишей «Delete». Аналогично удаляется любой ненужный компонент или даже часть схемы, но после ее стандартного рамочного выделения.

После образования разрыва включим амперметр в образованный разрыв.

Другой, более простой способ включения амперметра, да и любого другого схемного двухполюсного компонента в существующую ветвь заключается в следующем. Компонент выделяется, а затем буксируется и накладывается на то место проводника, где он должен располагаться так, чтобы его выводы совпали с проводником. Буквально как бы «втыкается» в схему.

Совет (EWB). При включении двухполюсного компонента в схему при необходимости вначале заготовьте путем ее растяжения нужное место. Для изменения геометрии схемы без изменения характера соединений выделите часть схемы и буксируйте ее на нужное место. После того, как операция закончена, проверьте пробной буксировкой, соединились ли компонент со схемой: при его перемещении он должен «тянуть» за собой соединительные провода. Если после подключения компонента схема выглядит неаккуратно (имеются запутанные соединения, лишние изломы и пересечения проводников и т. п.), поправьте ее графику.

Итак, схема приобрела требуемый вид (см. рис. 6). Пронаблюдаем за показаниями приборов. Переключатель [X] поставим в положение ВЫКЛ. и включим моделирование. Как и следовало ожидать, V1 = 12 В, V2 = 0, A = 0. При замыкании [X] соответственно, V1 = 12 В, V2 = 12 В, A = 416,7 мА. Мощность, выделяемая на лампе, составляет $12,0 \times 0,4167 = 5$ Вт.

Конечно, эти результаты никого не ошеломляют, т. к. задача элементарна и может быть решена в уме. Однако, при ее решении были использованы приемы, которые также мгновенно дадут результат и для сложной электронной схемы, закрывающей своими компонентами все компьютерное окно...

Продолжение следует

Генрих Кардашев,
Gkardashev@Yandex.ru

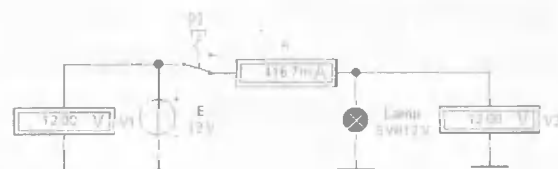


Рис. 6

Литература:

1. Г. А. Кардашев. Виртуальная электроника. Компьютерное моделирование аналоговых устройств. — М.: Горячая линия-Телеком, 2002.
2. В. И. Карлачук. Электронная лаборатория на IBM PC: Программа Electronics Workbench и ее применение. — М.: Солон-Р, 2001.
3. В. Д. Разевиг. Система схемотехнического проектирования Micro-Cap 6. — М.: Горячая линия-Телеком, 2001.
4. Электротехника и электроника в экспериментах и упражнениях: Практикум по Electronics Workbench. Под ред. Д. И. Панфилова: В 2-х томах. — М.: Додэка, 1999, 2000.

Редакция журнала «Схемотехника»

приглашает авторов
к сотрудничеству

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

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

Гонорары выплачиваются
авторам, проживающим
на территории СНГ.

Вниманию читателей!

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

Электронный балласт на IR2151 для люминесцентных осветительных ламп

В данной статье описываются принцип построения и работа электронного балласта для питания люминесцентных осветительных ламп. Подробно рассказано о практической реализации электронного балласта на базе микросхемы IR2151 фирмы International Rectifier.

Электронный балласт на IR2151 [1, 2] имеет ряд значительных преимуществ не только перед другими узлами питания люминесцентных ламп (классические стартерные, питание постоянным током), но и перед электронными балластами, реализованными на дискретных элементах [3, 4], а именно:

- простота реализации;
- отсутствие сложных намоточных изделий (трансформаторов);
- высокая повторяемость;
- отсутствие необходимости настройки.

Классические электромагнитные пускорегулирующие аппараты имеют известные недостатки:

- мерцание с частотой 100 Гц, (лампа питается переменным напряжением низкой частоты и при переходе сетевого напряжения через нуль газ успевает деионизироваться, что воспринимается глазом как характерное мерцание);
- нестабильность освещенности при колебаниях напряжения сети;
- громоздкий дроссель и ненадежный стартер, а вышедший из строя стартер вызывает фальш-старт лампы (визуально — несколько вспышек перед стабильным зажиганием), в свою очередь, фальш-старт резко снижает срок службы люминесцентной лампы;
- повышенный уровень шума;
- низкий коэффициент мощности.

Эти недостатки не позволяют в полной мере раскрыть все возможности освещения с использованием люминесцентных ламп. А они довольно значительные по сравнению с классическими лампами накаливания — гораздо более высокий КПД (прямая экономия денежных расходов на электроэнергию), приближенный к естественному спектральный состав света, особенно при использовании ламп нового поколения с трех- и пятислойным люминофором, повышенный срок службы [4].

Устранить эти недостатки и получить дополнительные возможности энергосбережения позволяют электронные балласты (электронные пускорегулирующие аппараты ЭПРА).

Современные электронные балласты обеспечивают:

- мгновенное (без мерцания и шума) зажигание ламп;
- комфортное освещение (приятный немерцающий свет без стробоскопических эффектов и отсутствия шума) благодаря работе в высокочастотном диапазоне (20...100 кГц);
- стабильность освещения независимо от колебаний сетевого напряжения;
- отсутствие миганий и вспышек неис-

правных ламп, отключаемых электронной системой контроля неисправностей;

- высокое качество потребляемой электроэнергии — близкий к единице коэффициент мощности благодаря потреблению синусоидального тока с нулевым фазовым сдвигом.

Электронные балласты являются достаточно дорогими устройствами, однако начальные затраты компенсируются их высокой экономичностью, которая характеризуется:

- уменьшенным на 20 % энергопотреблением (при сохранении светового потока) за счет повышения светоотдачи лампы на повышенной частоте и более высокого КПД ЭПРА по сравнению с классическими электромагнитным ПРА;
- увеличенным на 50 % сроком службы ламп благодаря щадящему режиму работы и пуска;
- снижением эксплуатационных расходов за счет сокращения числа заменяемых ламп и отсутствия необходимости замены стартеров;
- дополнительным энергосбережением до 80 % при работе в системах управления светом.

Общая структурная схема электронного балласта показана на рис. 1.

Рассмотрим принцип его работы. На структурной схеме электронного балласта точка А подключается с помощью ключей SA1 и SA2 поочередно к выходу фильтра напряжения питания +310 В и к общему проводу. В результате в этой точке возникают однополярные импульсы напряжения (частота коммутации обычно находится в пределах 20...100 кГц), которые, во-первых, зажигают лампу, а во-вторых, не дают газу деионизироваться (отсутствие мерцания). При таком методе пуска и управления сокращаются размеры индуктивного элемента, а регулировкой скважности импульсов коммутации можно добиться изменения яркости свечения. Чтобы зажечь лампу, нужно разогреть ее электроды. Поскольку в данном варианте электронного балласта отсутствует стартер, необходимо каким-то образом первоначально замкнуть силовую цепь, чтобы протекающий ток разогрел электроды, а затем отключить цепь пуска. В лампах небольшой мощности (единицы Вт) перво-

воначальное замыкание цепи можно осуществить при помощи конденсатора С1. Однако это решение достаточно противоречиво, поскольку для разогрева желательно иметь как можно большее значение емкости и в то время как для обеспечения хорошего резонансного эффекта выбирать эту емкость слишком большой нельзя.

Разработчики поступили следующим образом. Они включили параллельно конденсатору термистор с положительным температурным коэффициентом РТС — позистор. В холодном состоянии сопротивление позистора мало, и ток разогревает электроды лампы. Вместе с электродами разогревается и позистор. При определенной температуре сопротивление позистора резко повышается, цепь разрывается, и лампа зажигается. Позистор шунтируется низким сопротивлением горячей лампы. Использование позистора позволяет лампе зажигаться плавно и снижает износ электродов, что продлевает срок службы лампы до 20000 часов.

Самые первые электронные балласты работали в автогенераторном режиме и собирались из дискретных элементов (см., например, [3, 4]). Однако это оказалось крайне неудобным из-за наличия нескольких сложных намоточных элементов — трансформаторов, больших габаритов печатных плат, низкой надежности, сложности настройки). Поэтому ведущие фирмы-разработчики выпустили микросхемы управления балластами. Первое поколение микросхем требовало наличия внешних силовых транзисторов, в современных модификациях силовые ключи интегрированы в один корпус с цепями управления. Такие балласты довольно миниатюрны и могут помещаться в цоколе лампы, вворачиваемой в резьбовой патрон. Лампы со встроенным балластом уже выпускаются серийно, их можно приобрести в отечественных магазинах, но цена таких осветительных приборов по сравнению с лампами накаливания высока (3...8 долл). Скорее всего цена будет падать с течением времени, когда рынок новых люминесцентных ламп насытится. Но не следует ожидать, что цена таких ламп сравняется с ценой обычных ламп накаливания. Выигрыш здесь может быть только за счет увеличенного срока службы и пониженного потребления электроэнергии.

Совсем недавно появилось второе поколение микросхем управления электронными балластами, обладающее многими сервисными и защитными функциями. К сожалению, отечественные разработки таких микросхем находятся в зачаточном состоянии, поэтому можно рассказывать лишь о том, как преуспели на этом рынке зарубежные фирмы-производители силовой электроники. Фирма International Rectifier [1] производит микросхемы серии IR215х, требующие внешних силовых

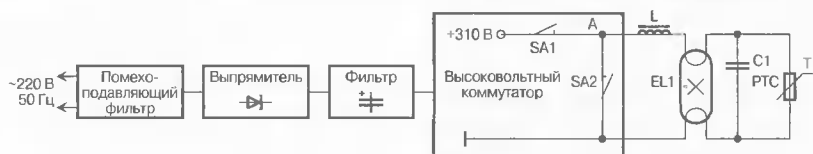


Рис. 1

транзисторов, и микросхемы IR51Hxx с интегрированными силовыми ключами [5]. Фирма SGS-Thomson производит микросхемы L6569, L6571, L6574, Motorola — MC2151, MC33157DW, фирма Unitrode (Texas Instruments) — UC3871, UC3872. Микросхемы имеют специальную цепь управления затвором верхнего ключевого транзистора, защиту от сквозных токов (пауза 1,2 мкс), узлы стабилизации внутреннего питания и защиту от пониженного напряжения сети. Кроме того, в новом поколении микросхем IR2157 и IR2159 реализованы следующие возможности:

- установка времени прогрева накальных электродов;
- установка скорости зажигания лампы за счет введения плавающей задающей частоты;
- установка задержки включения силовых ключей;
- переход в защитный режим в момент отказа лампы;
- защита при перегорании накальных электродов и контроль наличия вставленной лампы;
- защита от зажигания на частоте ниже резонансной;
- защита от падения светового напряжения;
- автоматический перезапуск при кратковременном пропадании сетевого напряжения;
- защита от перегрева кристалла.

Для упрощения и ускорения проектирования новых поколений электронных балластов для ламп разной мощности и типа разработаны как детальные рекомендации (Reference Designs), которые можно найти по адресу <http://www.irf.com/forms/eltdk.html>, так и ПО САПР IRPLBDA2 (International Rectifier Lighting Ballast Design Software v.2, <http://www.irf.com/whats-new/nr011108.html>), обеспечивающее на пяти шагах почти полную автоматизацию проектирования вплоть до перечня элементов и рисунка

печатной платы. САПР сегодня поддерживает 36 типов ламп и семь различных конфигураций балласта, а также дает возможность добавлять новые. Более 20-ти параметров, включая частоту, напряжение, ток и номиналы компонентов выбираются пользователем. Программа при необходимости проектирует катушку индуктивности электронного балласта. IRPLBDA2 работает под Windows95 и старше и бесплатно доступна по адресу <http://ec.irf.com/ec/adiirect/ir?cmd=eDownloadBallast>.

Рассмотрим электронный балласт на микросхеме IR2151, структурная схема которой приведена на рис. 2.

Основные параметры микросхемы IR2151:

- максимальное напряжение на выводе U_B относительно общего провода — 600 В;
- напряжение питания U_{CC} — 15 В;
- ток потребления I_{CC} — 5...10 мА;
- максимальный ток управления I_{O+} — 100 мА/210 мА;
- время включения (t_{on}) — 80 нс;
- время выключения (t_{off}) — 40 нс;
- пауза коммутации (задержка) — 1,2 мкс.

Принципиальная схема электронного балласта, выполненного на основе IR2151, изображена на рис. 3.

Микросхема IR2151 — это драйвер мощных полевых транзисторов с изолированным затвором (MOSFET) с внутренним генератором, аналогичным генератору на таймере серии 555 (отечественный аналог КР1006ВИ1), работающий непосредственно от сетевого выпрямителя через гасящий резистор R1. Внутренний стабилизатор напряжения предотвращает превышение U_{CC} выше 15,6 В, а блокировка по пониженному напряжению выключает оба выхода управления затворами VT1 и VT2, когда напряжение U_{CC} падает ниже 9 В. DA1 имеет два управляющих выхода (7 и 5), нижний (5) — для управления VT2 и верхний (7) — “плава-

ющий” выход для управления VT1. При управлении силовыми ключами VT1, VT2 IR2151 обеспечивает задержку коммутации продолжительностью 1,2 мкс для предотвращения протекания сквозного тока через транзисторы VT1 и VT2.

Данный балласт рассчитан на питание одной лампы мощностью 40 Вт от сети переменного тока 220 В, 50 Гц. При необходимости он может использоваться для питания двух ламп по 40 Вт. Для этого следует добавить элементы EL2, L3, C11, RK3. При использовании ламп мощностью 13...20 Вт индуктивность дросселя L2 должна быть 1,6...1,45 мГн соответственно, а номинал резистора R2 должен выбираться из условия соответствия частоты генератора резонансной частоте балласта.

Напряжение сети 220 В поступает на сетевой фильтр, образованный элементами C1, L1, C2, C3. Необходимость его установки вызвана тем, что ключевые преобразователи являются источниками электромагнитных помех, которые сетевые провода излучают в окружающее пространство как антенны. Действующие российские и зарубежные стандарты нормируют уровни радиопомех, создаваемых этими устройствами. Хорошие результаты дают двухзвенные LC-фильтры и экранировка всей конструкции.

На входе сетевого фильтра включен традиционный узел защиты от сетевых перенапряжений и импульсных помех, включающий варистор RU1 и предохранитель FU1. Терморезистор RK1 с отрицательным температурным коэффициентом (NTC) ограничивает бросок входного тока, обусловленный зарядом емкостного фильтра C4 на входе инвертора при подключении электронного балласта к сети.

Далее напряжение сети выпрямляется диодным мостом VD1 и сглаживается конденсатором C4.

Цепочка R1C5 служит для питания микросхемы DA1.

Частота внутреннего генератора F_r микросхемы задается элементами R2 и C6 в соответствии с формулой:

$$F_r = \frac{1}{1,4(R_2 + 75)C_6} = \frac{1}{1,4(15 \cdot 10^{-3} + 75)10^{-9}} = 45,2 \text{ кГц.}$$

Резонансная частота балласта F_b определяется индуктивностью катушки L2 и емкостью конденсатора C10 в соответствии с формулой:

$$F_b = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_{10}}} = \frac{1}{6,28\sqrt{1,24 \cdot 10^{-3} \times 10 \cdot 10^{-9}}} = 45,2 \text{ кГц.}$$

Рис. 2

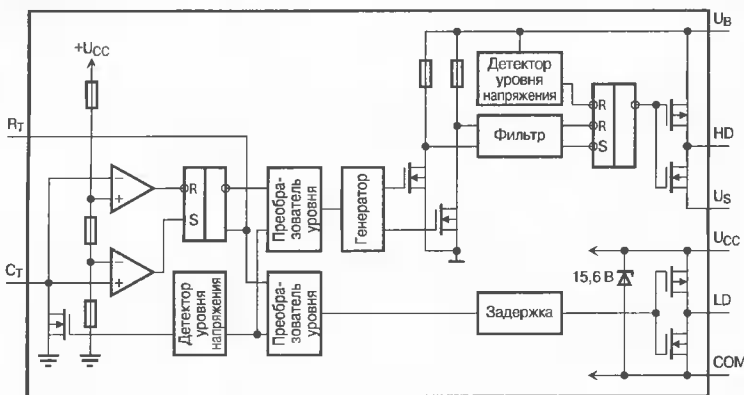
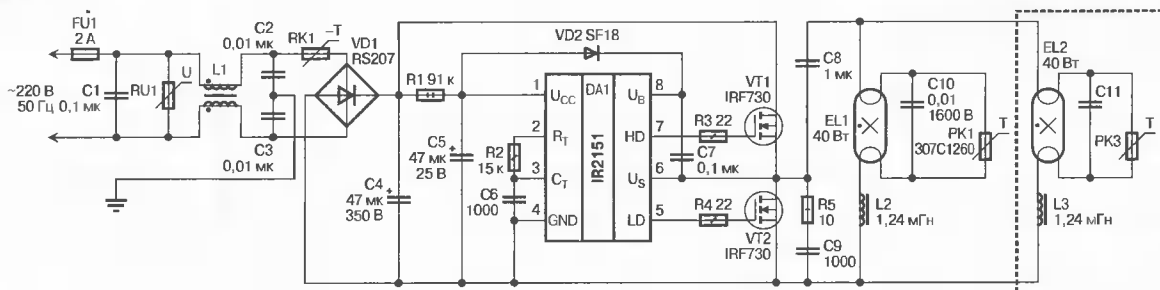


Рис. 3



Для обеспечения резонанса требуется выполнение условия $F_Б = F_Г$, в нашем случае это условие выполняется.

Цепочка VD2C7 обеспечивает питание цепи формирования управляющего сигнала для транзистора VT1. Элементы R5, C9 (цепь снаббера) предотвращают защелкивание (срабатывания паразитного тиристора в структуре КМОП драйвера) выходных каскадов микросхемы. R3, R4 — ограничительные резисторы, они ограничивают наведенные токи и тоже предохраняющие выходные каскады микросхемы от защелкивания [6]. Увеличивать в больших пределах сопротивление этих резисторов не рекомендуется, т. к. это может привести к затягиванию закрытия ключевых транзисторов.

Конструкция и детали. Дроссель сетевого фильтра L1 намотан на ферритовом кольце K32×20×6 M2000HM двухжильным сетевым проводом до полного заполнения окна. Возможна замена на дроссель ДФ-110ПЦ от блока питания телевизора.

Дроссель электронного балласта L2 выполнен на Ш-образном магнитопроводе из феррита M2000HM. Типоразмер сердечника Ш5×5, зазор 0,4 мм. Ширина зазора в нашем случае — это толщина прокладки между рабочими поверхностями половинок магнитопровода. Возможна замена на Ш6×6 (зазор 0,5 мм); Ш7×7 (зазор 0,8 мм). Для формирования зазора необходимо подложить прокладки из немагнитного материала (нефольгированный стеклотекстолит или гетинакс) между рабочими поверхностями половинок магнитопровода и скрепить эпоксидным клеем. От величины немагнитного зазора зависит индуктивность дросселя (при постоянном числе витков). При уменьшении зазора индуктивность возрастает, при увеличении — уменьшается. Уменьшать величину зазора не рекомендуется, т. к. это приводит к насыщению сердечника. При насыщении сердечника его относительная магнитная проницаемость резко уменьшается, что влечет за собой пропорциональное уменьшение индуктивности. Снижение индуктивности вызывает ускоренный рост тока через дроссель, его нагрев и выход из строя. Ускоренно нарастающий ток через дроссель также вызывает ударные токовые перегрузки силовых ключей VT1, VT2, повышенные омические потери в ключах, их перегрев и преждевременный выход из строя.

Основные размеры Ш-образных сердечников (рис. 4) приведены в табл. 1.

Обмотка дросселя L2 — 143 витка провода ПЭВ-2 диаметром 0,31 мм. Межслойная изоляция — лакоткань. Намотка — виток к витку.

Зависимость индуктивности дросселя L2 от числа витков для различных сердечников (Ш5×5, Ш6×6, Ш7×7) приведена в табл. 2. Измерения индуктивности дросселя L2 производились цифровым прибором Е7-8.

Транзисторы VT1, VT2 — IRF720 — мощные полевые с изолированным затвором (MOSFET) с параметрами:

- постоянный ток стока (I_D) — 3,3 А;
- импульсный ток стока (I_{DM}) — 13 А;
- максимальное напряжение сток-исток (V_{DS}) — 400 В;

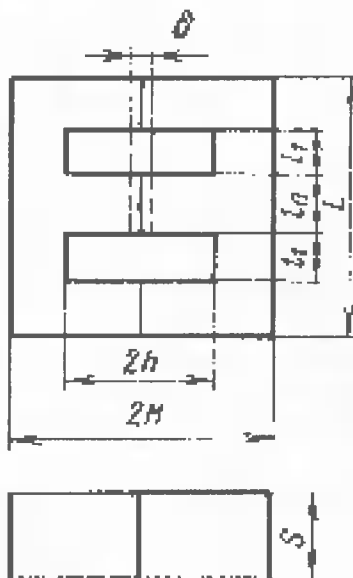


Рис. 4

- максимальная рассеиваемая мощность (P_D) — 50 Вт;
- диапазон рабочих температур (T_j) — -55...+150 °С;
- сопротивление в открытом состоянии — 1,8 Ом;

Таблица 1

Типоразмер сердечника	Основные размеры сердечника, мм						Длина магнитной линии l_s , мм	Площадь поперечного сечения S_c , мм ²
	L	H	s	l_0	l_1	h		
Ш2,5×2,5	10	5	2,5	2,5	2	3,2	21,5	7,63
Ш3×3	12	6	3	3	2,5	4	26,4	10,5
Ш4×4	16	8	4	4	3,2	5,2	34,5	19,3
Ш5×5	20	10	5	5	4	6,5	43,1	30
Ш6×6	24	12	6	6	5	8	52,9	42,4
Ш7×7	30	15	7	7	6	9,5	62,9	62
Ш8×8	32	16	8	8	7,5	11,5	75,1	69,2
Ш10×10	36	18	10	10	8	13	83,8	100
Ш12×15	42	21	15	12	9	15	96,7	180
Ш16×20	54	27	20	16	11	19	123	321
Ш20×28	65	32,5	28	20	12	22	144	577

Таблица 2

Ш5×5, зазор 0,4 мм, диаметр провода 0,31 мм		Ш6×6, зазор 0,5 мм, диаметр провода 0,35 мм		Ш7×7, зазор 0,8 мм, диаметр провода 0,45 мм	
N	L, мГн	N	L, мГн	N	L, мГн
120	0,848	130	1,09	120	1,04
130	1,01	140	1,29	130	1,17
140	1,18	150	1,50	135	1,22
150	1,35	160	1,73	140	1,36
155	1,43	170	2,00	150	1,58
160	1,54	—	—	160	1,77
170	1,73	—	—	170	2,01
180	1,95	—	—	—	—
200	2,41	—	—	—	—

- общий заряд затвора (Q_g) — 20 нКл;
 - емкость затвор-сток (C_{rss}) — 47 пФ.
- Возможные замены: IRF730, IRF740, IRF830, IRF840, BUZ90, КП726, КП728, КП751А, КП768В (Д, Ж, К), КП770Д.

Транзисторы установлены на небольшие пластинчатые радиаторы. Длина проводников между выходами драйвера 5, 7, резисторами R3, R4 и затворами полевых транзисторов должна быть минимальной.

Диодный мост VD1 — импортный RS207, допустимый прямой ток 2 А, обратное напряжение 1000 В. Можно заме-

нить на четыре диода с соответствующими параметрами.

Диод VD2 класса ultra-fast (сверхбыстрый) — обратное напряжение 400 В, допустимый прямой постоянный ток 1 А, время восстановления 35 нс). Подойдут 11DF4, BYV26B/C/D, HER156/157, HER105—108, HER205—208, SF28, SF106—109. Диод должен располагаться как можно ближе к микросхеме.

Микросхема DA1 — IR2151, она заменяется на IR2152, IR2153, IR2153D, IR21531, IR2155. При использовании IR2153D диод VD2 не требуется, т. к. он установлен внутри микросхемы.

Конденсаторы C1...C3 — К73-17 на 630 В; C4 — оксидный импортный на номинальное напряжение не менее 350 В; C5 — оксидный на 25 В; C6 — керамический на 50 В; C7 — керамический или К73-17 на напряжение не менее 100 В; C8, C9 — К73-17 на 400 В; C10 — полипропиленовый К78-2 на 1600 В.

Варистор RU1 фирмы Epcos — S14K275, S20K275, заменим на TVR(FNR) 14431, TVR(FNR) 20431 или отечественный CH2-1а-430В.

Терморезистор (термистор) RK1 с отрицательным температурным коэффициентом (NTC — Negative Temperature

Coefficient) — SCK 105 (10 Ом, 5 А) или фирмы Epcos — B57234-S10-M, B57364-S100-M.

Термистор можно заменить на проводочный резистор 4,7 Ом мощностью 5 Вт.

RK2 — термистор PTC (Positive Temperature Coefficient) с положительным температурным коэффициентом (позистор). Разработчики IR2151 рекомендуют использовать позистор фирмы Vishay Cera-Mite — 307C1260.

Его основные параметры:

- номинальное сопротивление при +25 °С — 850 Ом;

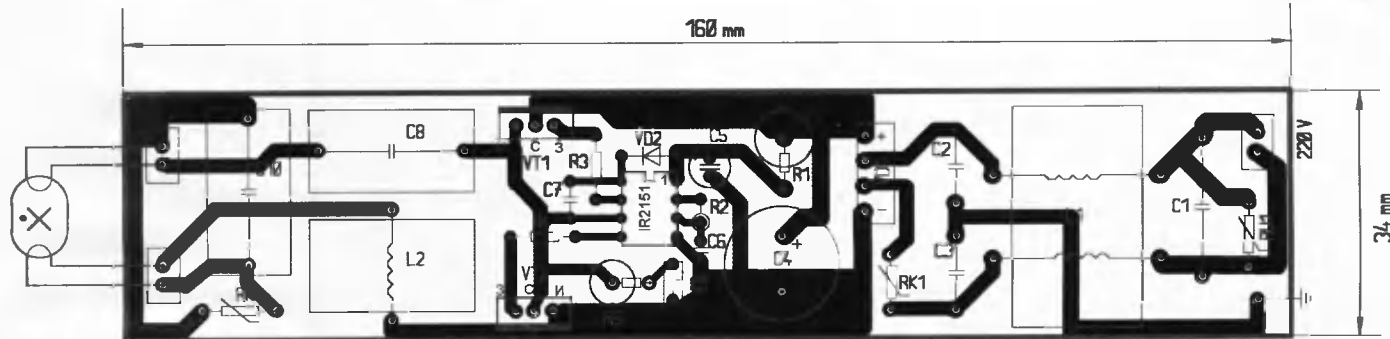


Рис. 5

- мгновенное (максимально допустимое) среднеквадратичное напряжение, прикладываемое к позистору при зажигании лампы — 520 В;
- постоянное (максимально допустимое) среднеквадратичное напряжение, прикладываемое к позистору при нормальной работе лампы — 175 В;
- максимальный ток переключения (переводящий позистор в высокоомное состояние) — 190 мА;
- диаметр — 7 мм.

Возможная замена — импульсные позисторы фирмы Epcos (число циклов переключения 50000...100000) — B59339-A1801-P20, B59339-A1501-P20, B59320-J120-A20, B59339-A1321-P20.

Если люминесцентную лампу предполагается использовать в режиме редко-включения/выключения, то позистор можно исключить.

Резисторы R1—R5 — ОМЛТ или МЛТ. Балласт собран на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита и помещен в алюминиевый экранирующий кожух. Печатная плата и расположение элементов показаны на рис. 5.

Внимание! Устройство гальванически связано с электрической сетью и опасно из-за возможного поражения электрическим током. Поэтому при изготовлении, проверке, налаживании и эксплуатации следует помнить о строгом соблюдении мер электробезопасности.

Конструкция должна быть выполнена так, чтобы исключить случайное касание оголенных выводов проводников или деталей. Проверять работу устройства, не следует касаться руками никаких ее деталей или цепей, а заменяемые детали перепаявать только при вынутой из розетки сетевой вилке.

Юрий Давиденко,
david@leasat.net

Литература:

1. <http://www.irf.com>
2. <http://lampa4.narod.ru/lampsh.htm>
3. Л. Зуев. Экономичный преобразователь для питания люминесцентной лампы от аккумуляторной батареи. — Радио, 2001, № 2, с. 34, 35.
4. В. Широков. Компактные электронные люминесцентные лампы: выбираем, применяем, ремонтируем... — Радиолюбитель, 2001, № 3, с. 48—52.
5. Д. Хрусталева. Электронные балласты для люминесцентных ламп. — М.: Схемотехника, 2001, № 2, с. 35.
6. Б. Семенов. Силовая электроника для любителей и профессионалов. — М.: Солон-Р, 2001.

ARGUSSOFT

Департамент Микроэлектроники

ANALOG DEVICES

Новые серии прецизионных операционных усилителей

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ

ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибьютор фирм:

ANALOG DEVICES
TRACO POWER
BRAUN
CLARE
MICROELECTRONICS
HONEYWELL

Модель	Количество усилителей в корпусе	Входной ток (нА)	Входное сопротивление (кОм)	Входное сопротивление (кОм)	Входное сопротивление (кОм)	Входное сопротивление (кОм)	Входное сопротивление (кОм)
AD8571/2/4	1/2/4	1	10 nA	140	+2.7 +5	rail-to-rail	
AD8551/2/4	1/2/4	1	10 nA	140	+2.7 +5	rail-to-rail	
OP1177/2177	1/2	15	0.5 nA	126	±2.5 ±15		
OP777/2177	1/2/4	20/30/30	5.5 nA	110	+2.7 ±15	rail-to-rail	
AD8610	1	45	2 nA	95	±5 ±13		
OP193/293/493	1/2/4	75	15 nA	116	+1.7 ±18		
AD8601/2/4	1/2/4	80	0.2 nA	83	+2.7 +6	rail-to-rail	
AD8605/6/8	1/2/4	80	0.2 nA	95	+2.7 +6	rail-to-rail	
OP191/291/491	1/2/4	80	30 nA	90	+2.7 +12	rail-to-rail	

Хотите попробовать?

Закажите бесплатные образцы у нас:

Офис в Москве:
129085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел. (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505
Факс: (095) 216-8642, E-mail: components@argussoft.ru

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

Офис в Екатеринбурге:
620219, Екатеринбург, ул. Писемского, д. 104, оф. 206/5
Тел./факс: (3432) 78-32-42, 78-32-41
E-mail: ura@argussoft.ru

Офис в Новосибирске:
630090, Новосибирск, ул. Советская, д. 65, оф. 47а
Тел. (3832) 27-11-55, факс: 22-40-31
E-mail: nsk@argussoft.ru

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

ПЛАТАН

www.platan.ru

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ

ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

BOURNS

ЭНКОДЕРЫ BOURNS

- Бесконтактные двухканальные оптические энкодеры до 256 импульсов на оборот;
- Контактные энкодеры до 36 импульсов на оборот для применения в бытовой и офисной технике вместо обычных кнопочных переключателей;
- Миниатюрные (9 мм) контактные энкодеры;
- Контактные энкодеры со встроенным кнопочным переключателем по оси Z;
- Датчик абсолютного положения ротора с 8-разрядным двоичным кодом, на 128 абсолютных положений (разрешающая способность 2,8 г).

РЕГИСТР
PG
МСО 9809

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

Почта: 121351, Москва, ая 100
E-mail: platan@aha.ru

Kingbright

Стенд МАСТЕР КИТ на выставке «Связь-Экспокомм 2003» расположен в павильоне 3, его номер — 4344.

Новые автомобильные УМЗЧ

Эта статья продолжает ряд публикаций, посвященных усилителям мощности, предлагаемым радиолюбителям фирмой «Мастер КИТ». Усилители спроектированы с учетом всех необходимых требований. Они предназначены для установки в автомобилях с целью повышения выходной мощности автомагнитолы или в других устройствах с напряжением питания не более 18 В. УМЗЧ выполнены на современной интегральной элементной базе и имеют различные технические характеристики. Это позволяет максимально расширить сферу их применения и удовлетворить требования самого взыскательного пользователя. Каждая модель обладает высокими эксплуатационными характеристиками, высокой надежностью, простотой в изготовлении и подключении и оптимальным соотношением цена/качество, что на сегодняшний день является немаловажным фактором. Собрать устройства можно из наборов «Мастер КИТ» NM2039, NM2040 и NM2041.

Перед специалистами «Мастер КИТ» была поставлена и успешно решена задача по подготовке технической документации и выпуску новых моделей современных и качественных автомобильных УМЗЧ. Основное назначение этих усилителей — установка в вашей автомагнитоле вместо старого усилителя НЧ для повышения ее выходной мощности или для проведения мероприятий на открытом воздухе с использованием аккумуляторной батареи 12 В в качестве источника питания аппаратуры. Благодаря использованию мостовой схемы включения УМ удалось получить удвоенную выходную мощность на стандартной нагрузке при напряжении питания 14,4 В. Все предлагаемые модели усилителей объединяет минимальный уровень собственных шумов, нелинейных искажений и широкая полоса воспроизводимых частот. Различаются модели по максимальной выходной мощности, числу каналов и внешнему конструктивному исполнению.

Радиолюбители сами могут развести печатную плату, однако нужно учитывать, что это очень ответственная и серьезная работа. Не все знают, что неправильная трассировка печатных проводников в мощном усилителе может в десятки раз увеличить уровень его нелинейных искажений или даже сделать вообще неработоспособным. Поэтому для разработки печатных плат привлекались профессиональные конструкторы, специализирующиеся в этой области.

Краткая характеристика разработанных устройств с каталожными номерами приведена в табл. 1.

Рассмотрим каждую модель.

Таблица 1

NM2039	Мощный автомобильный мостовой усилитель низкой частоты 2×40 Вт (TDA8560Q/TDA8563Q)
NM2040	Мощный автомобильный мостовой усилитель низкой частоты 4×40 Вт (TDA8571J)
NM2041	Автомобильный мостовой усилитель низкой частоты 22 Вт (TDA1516BQ/TDA1518BQ)

NM2039. Мощный автомобильный мостовой усилитель низкой частоты 2×40 Вт (TDA8560Q/TDA8563Q)

Этот автомобильный усилитель низкой частоты выполнен на интегральной микросхеме TDA8560Q/TDA8563Q (DA1). Микросхема представляет собой УМЗЧ класса В и устанавливается в аудиоустройствах для получения высококачественного выходного музыкального сигнала средней мощности. Микросхема содержит два идентичных мостовых усилителя, развивающих мощность до 40 Вт на нагрузке 2 Ом в каждом канале.

Диагностический выход микросхем DA1 позволил реализовать индикацию (светодиод HL1) следующих аварийных ситуаций:

- перегрузка;
- замыкание в нагрузке;
- перегрев микросхемы.

Переключатель SA1 предназначен для управления режимом работы микросхемы (ВКЛ/ВЫКЛ). Замыканием контактов SA1 осуществляется перевод микросхемы из дежурного режима в рабочий.

Особое внимание следует обратить на подключение усилителя к источнику питания, поскольку микросхема чрезвычайно чувствительна к напряжению источника — максимум 18 В, а переполусовка источника приводит к выходу микросхемы из строя ($U_{OEP} = 6$ В максимум).

Усилитель выполнен на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита. Конструкция предполагает установку платы в корпус, для этого на плате выполнены монтажные отверстия под винты 2,5 мм. Для удобства подключения питающего напряжения, источника сигнала и нагрузки на плате предусмотрены посадочные места под клеммные винтовые зажимы или штыревые контакты.

Микросхему усилителя необходимо установить на теплоотвод площадью не менее 600 см². В качестве

радиатора можно использовать металлический корпус или шасси устройства, в которое производится установка УМЗЧ. Для повышения надежности работы микросхем при монтаже рекомендуется использовать теплопроводящую пасту КТП-8.

Общий вид усилителя представлен на рис. 1, принципиальная схема — на рис. 2, расположение элементов на плате и подключение усилителя — на рис. 3, вид печатной платы со стороны проводников — на рис. 4. Перечень элементов приведен в табл. 2, технические характеристики усилителя — в табл. 3.

NM2040. Мощный автомобильный мостовой усилитель низкой частоты 4×40 Вт (TDA8571J)

УМЗЧ выполнен на интегральной микросхеме TDA8571J (DA1). Эта микросхе-

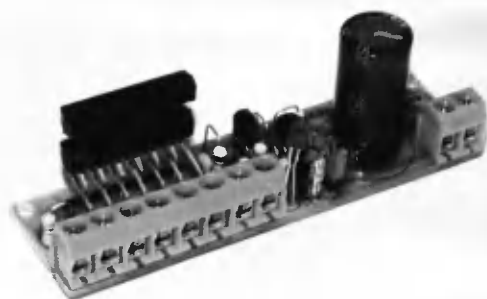


Рис. 1

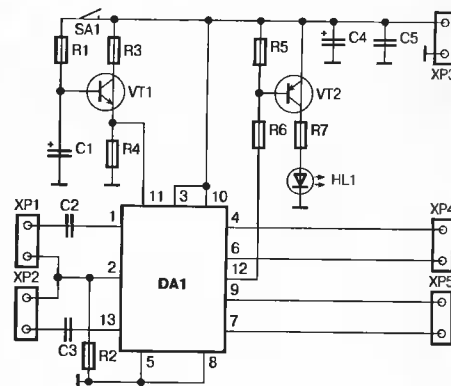


Рис. 2

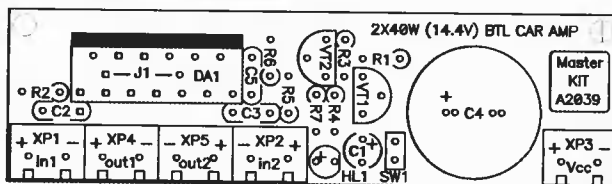


Рис. 3



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

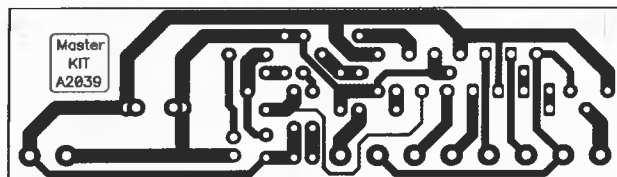


Рис. 4

Таблица 2

Позиция	Наименование	Кол.
C1	47 мкФ/16 В	1
C2, C3	0,47 мкФ	2
C4	2200 мкФ/25 В	1
C5	0,1 мкФ	1
DA1	TDA8560Q, TDA8563Q	1
HL1	LED, 3 мм красный	1
R1, R5, R6	10 кОм	3
R2	4,7 Ом	1
R3	100 Ом	1
R4	100 кОм	1
R7	1 кОм	1
VT1	BD548, BD547	1
VT2	BD558, BD557	1
—	Клеммный зажим двойной	5
—	Штыревой разъем двойной	1
—	Съемная перемычка	1

Таблица 3

Напряжение питания, В	6...18, типовое 14,4
Пиковое значение выходного тока, А	7,5
Ток в режиме покоя, мА	120
Долговременная выходная мощность, Вт, при $R_H = 4 \text{ Ом}$, КНИ = 10 %, $F = 1 \text{ кГц}$	25
$R_H = 2 \text{ Ом}$, КНИ = 10 %, $F = 1 \text{ кГц}$	40
Коэффициент усиления по напряжению A_U , дБ	40
Входное сопротивление, кОм	30
Входная чувствительность, мВ	100
Диапазон воспроизводимых частот, Гц	20...20000
Размеры печатной платы, мм	83×24

ма представляет собой усилитель класса В и устанавливается в аудиоустройствах для получения высококачественного выходного музыкального сигнала средней мощности. Микросхема содержит четыре идентичных мостовых усилителя, развивающих до 40 Вт на нагрузке 4 Ом.

Диагностический выход микросхемы DA1 позволил реализовать индикацию (светодиод HL1) перегрузки, замыкания в нагрузке и перегрева микросхемы.

Переключатель SA1 предназначен для управления режимом работы микросхем (ВКЛ/ВЫКЛ). Замыканием контактов SA1 осуществляется перевод микросхемы из дежурного режима в рабочий.

Микросхема чрезвычайно чувствительна к напряжению питания, максимальное его значение не должно быть более 18 В. Переполюсовка источника приводит к выходу микросхемы из строя ($U_{OEP} = 6 \text{ В}$ максимум).

Конструктивно усилитель выполнен на печатной плате из фольгированного стек-

лотекстолита. Для установки платы в корпус в ней предусмотрены монтажные отверстия под винты 2,5 мм. Для удобства подключения питающего напряжения,

источника сигнала и нагрузки на плате выполнены посадочные места под клемные винтовые зажимы или штыревые контакты.

Микросхему усилителя необходимо установить на теплоотвод площадью не менее 600 см². В качестве радиатора можно использовать металлический корпус или шасси устройства, в которое производится установка УМЗЧ. При монтаже рекомендуется использовать теплопроводящую пасту КТП-8.

Общий вид усилителя представлен на рис. 5, принципиальная схема — на рис. 6, схема расположения элементов на плате и подключение усилителя — на рис. 7, вид печатной платы со стороны проводников — на рис. 8. Перечень элементов приведен в табл. 4, а технические характеристики — в табл. 5.

NM2041. Автомобильный мостовой усилитель низкой частоты 22 Вт (TDA1516BQ/TDA1518BQ)

Автомобильный УМЗЧ выполнен на интегральной микросхеме TDA1516BQ/TDA1518BQ (DA1). Эта микросхема представляет собой усилитель класса В и устанавливается в авто-аудиоустройствах для получения высококачественного выходного музыкального сигнала средней мощности. Микросхема содержит два идентичных усилителя, включенных по мостовой схеме для получе-

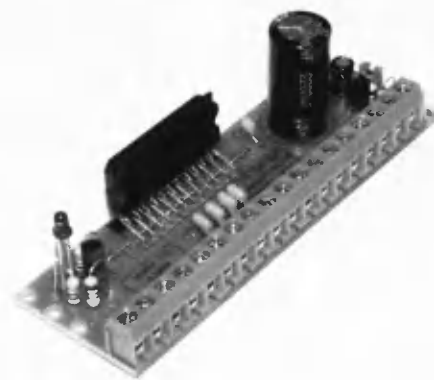


Рис. 5

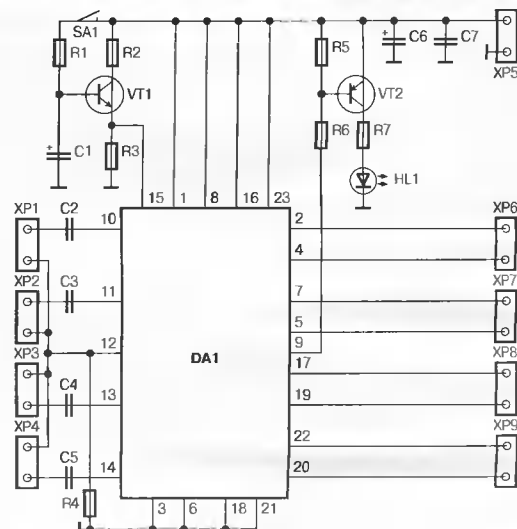


Рис. 6

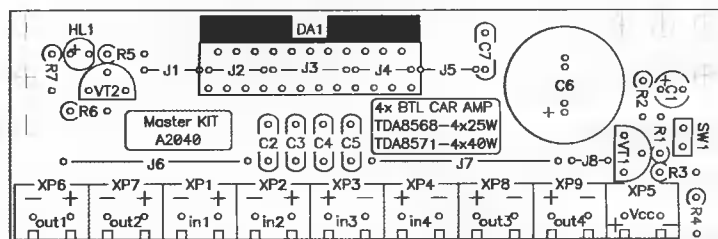


Рис. 7

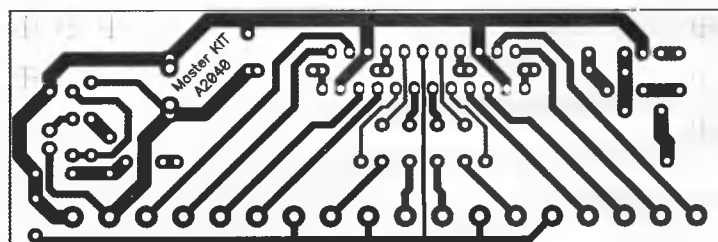


Рис. 8

Таблица 4

Позиция	Наименование	Кол.
C1	47 мкФ/16 В	1
C2, C3, C4, C5	0,47 мкФ	4
C6	2200 мкФ/25 В	1
C7	0,1 мкФ	1
DA1	TDA8571J	1
HL1	LED, 3 мм красный	1
R1, R5, R6	10 кОм	3
R2	100 Ом	1
R3	100 кОм	1
R4	4,7 Ом	1
R7	1 кОм	1
VT1	BD548, BD547	1
VT2	BD558, BD557	1
—	Клеммный зажим двойной	9
—	Штыревой разъем двойной	1
—	Съемная перемычка	1

ния выходной мощности 22 Вт на нагрузку 4 Ом.

Конструкция отличается минимальным числом компонентов. Переключатель SA1 предназначен для управления режимом работы микросхем (ВКЛ/ВЫКЛ). Замыканием контактов SA1 осуществляется перевод микросхемы из дежурного режима в рабочий.

Таблица 5

Напряжение питания, В	6...18, типичное 14,4
Пиковое значение выходного тока, А	7,5
Ток в режиме покоя, мА	200
Долговременная выходная мощность, Вт	
$R_H = 4 \text{ Ом}$, $K_{НИ} = 0,5 \%$	19
$F = 1 \text{ кГц}$	26
$R_H = 4 \text{ Ом}$, $K_{НИ} = 10 \%$, $F = 1 \text{ кГц}$	40
$R_H = 4 \text{ Ом}$, $K_{НИ} > 10 \%$, $F = 1 \text{ кГц}$	
Коэффициент усиления по напряжению A_U , дБ	34
Входное сопротивление, кОм	30
Входная чувствительность, мВ	500
Диапазон воспроизводимых частот, Гц	20...20000
Размеры печатной платы, мм	97×32

Особое внимание следует обратить на подключение микросхемы к источнику питания, поскольку микросхема чрезвычайно чувствительна к напряжению источника — максимум 18 В, а переплюсовка источника приводит к выходу микросхемы из строя ($U_{OEP} = 6 \text{ В}$ максимум).

Усилитель выполнен на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита. Конструкция предполагает установку платы в корпус, для этого на плате выполнены монтажные отверстия под винты 2,5 мм. Для удобства подключения питающего напряжения, ис-

точника сигнала и нагрузки на плате предусмотрены посадочные места под клеммные винтовые зажимы или штыревые контакты.

Микросхему усилителя необходимо установить на теплоотвод (в набор не входит) площадью не менее 400 см². В качестве радиатора можно использовать металлический корпус или шасси устройства, в которое производится установка УМЗЧ. При монтаже рекомендуется использовать теплопроводящую пасту КТП-8.

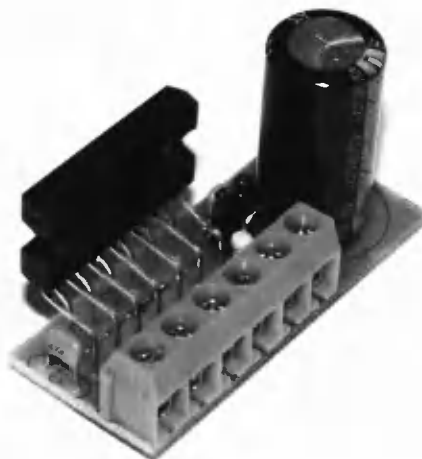


Рис. 9

Общий вид усилителя представлен на рис. 9, принципиальная схема — на рис. 10, схема расположения элементов на плате и подключение усилителя — на рис. 11, вид печатной платы со стороны проводников на рис. 12. Перечень элемен-

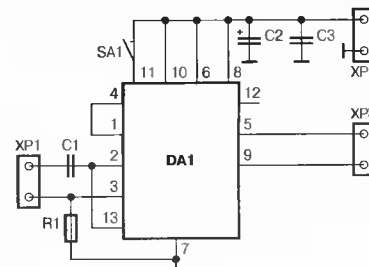


Рис. 10

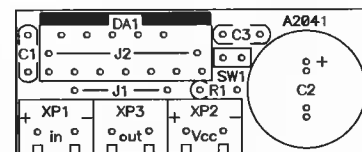


Рис. 11

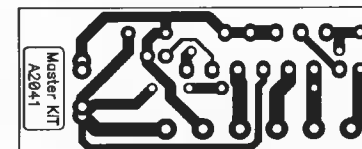


Рис. 12

Fastwel: европейское качество в России



100% РЕНТГЕН-КОНТРОЛЬ МОНТАЖА

**Контрактная сборка
электронных модулей
любой сложности**

**Заказные разработки
электронного оборудования**



Вы сможете познакомиться с нашим производством,
заказав у нас CD-RDM с фильмом о Fastwel

Fastwel

ООО «ФАСТВЕЛ» Москва, 119313, а/я 242
Тел.: (095) 234-0639 Факс: (095) 232-1654
E-mail: info@fastwel.com
http://www.fastwel.com

Контрактная сборка
E-mail: product@fastwel.com
Тел.: (095) 234-0639 Факс: (095) 232-1654
Заказные разработки
E-mail: sdesign@fastwel.com
Тел.: (095) 234-0639 Факс: (095) 232-1654

тов приведен в табл. 6, основные технические характеристики — в табл. 7.

Таблица 6

Позиция	Наименование	Кол.
C1	0,47 мкФ	1
C2	2200 мкФ/25 В	1
C3	0,1 мкФ	1
DA1	TDA1518BQ, TDA1516BQ	1
R1	4,7 Ом	1
—	Клеммный зажим двойной	3
—	Штыревой разъем двойной	1
—	Съемная перемычка	1

Таблица 7

Напряжение питания, В	6...18, типовое 14,4
Пиковое значение выходного тока, А	4
Ток в режиме покоя, мА	30
Долговременная выходная мощность, Вт	
$R_H = 4 \text{ Ом}$, КНИ = 0,5 %, $F = 1 \text{ кГц}$	17
$R_H = 4 \text{ Ом}$, КНИ = 10 %, $F = 1 \text{ кГц}$	22
Коэффициент усиления по напряжению A_u , дБ	46
Входное сопротивление, кОм	30
Диапазон воспроизводимых частот, Гц	20...20000
Размеры печатной платы, мм	48x20

Григорий Ганичев,
ganichev@masterkit.ru

В статье Г. Ганичева «Активный трехполосный фильтр» (Схемотехника, 2003, № 1, с. 46—50) допущены следующие неточности. На принципиальной схем (рис. 13) проводник от X4 до $-U_{пит}$ не должен соединяться с общим проводом, а должен быть подключен к контактам X8—X10, на печатной плате все соединения выполнены правильно. Неуказанный номинал резистора R7 составляет 75 кОм.

Чтобы сэкономить время и избавить вас от рутинной работы по поиску необходимых компонентов и изготовлению печатных плат МАСТЕР КИТ предлагает наборы NM2039, NM2040 и NM2041. Каждый набор состоит из печатной платы, всех необходимых компонентов и инструкции по сборке и эксплуатации.

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

На сайте МАСТЕР КИТ работает конференция и электронная подписка на рассылку новостей, в разделе «КИТы в журналах» предложены радиотехнические статьи, а также много интересной информации для специалистов и радиолюбителей.

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

Адреса магазинов, в которых можно приобрести наборы и модули МАСТЕР КИТ и журналы «Схемотехника», приведены на с. 53 журнала.

Отечественные электронные комплектующие

000
ЗИП
2002

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

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

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



А. И. Щедрин

Новые металлоискатели для поиска кладов и реликвий

Издательство «Горячая линия-Телеком» в серии «Массовая радиобиблиотека» (вып. 1261) выпустило третье издание завоевавшей популярность книги, посвященной описанию оригинальных конструкций металлоискателей различной сложности.

Эта книга является, прежде всего, пособием для любителей, увлеченных конструированием электронной аппаратуры. Все приведенные конструкции описаны подробнейшим образом, оп-

робованы на практике и могут быть рекомендованы к повторению в условиях домашней лаборатории. Некоторые из них выпускаются в виде готовых наборов фирмой «Мастер КИТ» их можно собрать даже начинающий любитель.

Книга может быть также полезна студентам институтов и колледжей с изучением аналоговой и цифровой схемотехники и программирования микроконтроллеров. Вопросы изложены в книге достаточно подробно, иллюстрируя, как на практике реализуются современные электронные устройства.

Описываемые конструкции предназначены для самых разных вариантов использования и различны по принципу действия, от самых традиционных — на биециях — до металлоискателей, работающих по принципу «передача-прием», импульсных металлоискателей, устройств, работающих по принципу частотомера, магнитометров. Некоторые конструкции имеют повышенную гибкость за счет использования микроконтроллера для управления и обработки сигналов.

Очень полезным является раздел, в котором приведены ответы на вопросы, часто задаваемые читателями первых изданий книги.

В книге 176 с., 41 рис.

Москва, Горячая линия-Телеком, 2003

Усилители мощности звуковой частоты TDA7233, TDA7233D

В статье описаны микросхемы УМЗЧ фирмы ST Microelectronics с выходной мощностью до 1 Вт, предназначенные для портативных плееров, беспроводных и сотовых телефонов и многих других устройств.

сайте фирмы ST Micro-electronics по адресу <http://us.st.com/stonline/books/pdf/docs/1055.pdf>.

Образцы микросхем TDA7233D для экспериментов были любезно представлены редакции фирмой «Макро Тим». Проверка работы микросхем в стандартном варианте включения подтвердила заяв-

Микросхемы TDA7233, TDA7233D работают в широком диапазоне напряжений питания — 1,8...15 В, имеют функцию выключения (MUTE), существенно снижая потребление тока в этом режиме, очень хорошо подавляют пульсации источника питания. Микросхемы (рис. 1) выпускаются в восьмивывод-

Таблица 1

Параметр	Условия измерения	Значение		
		Мин.	Тип.	Макс.
Напряжение питания, В	—	1,8	—	15
Выходное постоянное напряжение, В	$U_{ПИТ} = 3 В$	—	1,2	—
	$U_{ПИТ} = 6 В$	—	2,7	—
	$U_{ПИТ} = 9 В$	—	4,2	—
Ток потребления, мА	В состоянии «включено»	—	3,6	9
	В состоянии «выключено»	—	0,4	—
Входной ток, нА	—	—	100	—
Кoeffициент нелинейных искажений (КНИ), %	$R_{ВЫХ} = 0,5 В$, $f = 1 кГц$, $U_{ПИТ} = 9 В$, $R_{НАГР} = 8 Ом$	—	0,3	—
	$U_{ПИТ} = 12 В$, $R_{НАГР} = 8 Ом$	—	1,9	—
	$U_{ПИТ} = 9 В$, $R_{НАГР} = 4 Ом$	—	1,6	—
Выходная мощность, Вт, при $f = 1 кГц$ и КНИ = 10 %	$U_{ПИТ} = 9 В$, $R_{НАГР} = 8 Ом$	—	1	—
	$U_{ПИТ} = 6 В$, $R_{НАГР} = 8 Ом$	—	0,4	—
	$U_{ПИТ} = 6 В$, $R_{НАГР} = 4 Ом$	—	0,7	—
	$U_{ПИТ} = 3 В$, $R_{НАГР} = 4 Ом$	—	0,11	—
	$U_{ПИТ} = 3 В$, $R_{НАГР} = 8 Ом$	—	0,07	—
	—	—	—	—
Кoeffициент усиления, дБ	$f = 1 кГц$	—	39	—
Входное сопротивление, кОм	$f = 1 кГц$	100	—	—
Напряжение шумов, приведенное ко входу, мкВ	Кривая А	—	2	—
	$f = 22...22000 Гц$	—	3	—
Подавление пульсаций напряжения питания, дБ	$f = 100 Гц$, $R_{ИСТ} = 10 кОм$	—	45	—
Ослабление сигнала в состоянии «выключено», дБ	$U_{ВЫХ} = 1 В$, $f = 100...10000 Гц$	—	70	—
Пороговое напряжение переключения в состояние «выключено», В	—	—	0,6	—
Ток по входу выключения, мА	$U_{ПИТ} = 15 В$	—	0,4	—
Предельное напряжение питания, В	—	—	—	16
Пиковый выходной ток, А	—	—	—	1
Мощность рассеяния для TDA7233, Вт	$T_{ОКР} = 50 °C$	—	—	1
Температура хранения, °C	—	—40	—	+150
Рабочая температура кристалла, °C	—	—40	—	+150
Тепловое сопротивление переход-окружающая среда, °C/Вт	TDA7233	—	100	—
	TDA7233D	—	200	—

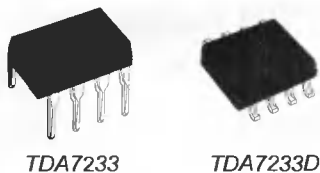


Рис. 1

ных корпусах двух типов — Minidip (TDA7233) и в корпусе для поверхностного монтажа SO8 (TDA7233D). Разводка выводов микросхем TDA7233 и TDA7233D несколько отличается (см. рис. 2).

Типовая схема включения приведена на рис. 3. Конденсаторы C3 и C4 — блокировочные по цепи питания, C5 — выходной разделительный, цепь C6R2 служит для обеспечения устойчивости усилителя. Конденсатор C2 подавляет пульсации напряжения источника питания. Микросхемы имеют два вывода для подключения к общему проводу — сигнальный (вывод 1) и выходного каскада (вывод 4 у TDA7233 и вывод 3 у TDA7233D), они должны быть соединены. Выход микросхемы активизируется при соединении вывода 2 с общим про-

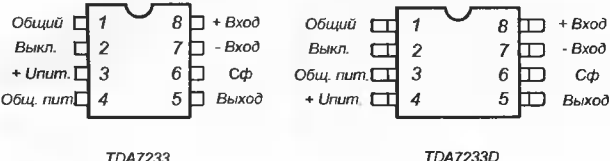


Рис. 2

водом, если же этот вывод свободен, микросхема выключается.

В табл. 1 приведены параметры микросхем, они определены для напряжения питания 6 В и температуры окружающей среды 25 °C.

Типовые зависимости параметров приведены на рис. 4—8. Графики на рис. 4 иллюстрируют возможный уровень выходной мощности в зависимости от напряжения питания при коэффициенте нелинейных искажений 10 % для двух сопротивлений нагрузки. График коэффициента подавления пуль-

саций в функции частоты приведен на рис. 5. Зависимости постоянного напряжения на выходе микросхемы, тока потребления и рассеиваемой мощности от

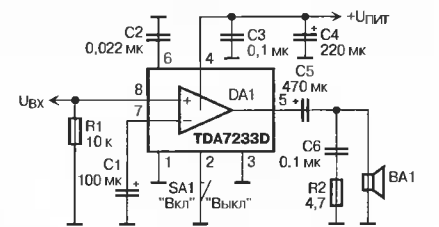


Рис. 3

напряжения питания проиллюстрированы на рис. 6—8 соответственно.

Справочные сведения по микросхемам TDA7233, TDA7233D можно найти на

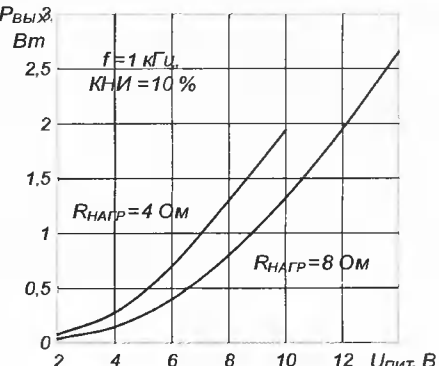


Рис. 4

ленные параметры. Можно отметить, что ограничение выходного сигнала при увеличении уровня входного происходит симметрично во всем диапазоне питающих напряжений. При замыкании SA1 появление выходного сигнала происходит с за-

Макро Тим

www.macro-tim.ru

4000 "Макро Тим"

111141, Москва, Ленинский проспект, 2/10

Тел: (495) 366-0006 / 4721-4708

Факс: (495) 366-0285

e-mail: sales@macro-tim.ru

КОМПАНИЯ "Макро Тим" ПОЗДРАВЛЯЕТ СВОИХ ПАРТНЕРОВ, КОЛЛЕГ И ВСЕХ РАДИОЛЮБИТЕЛЕЙ С ДНЕМ РАДИО!

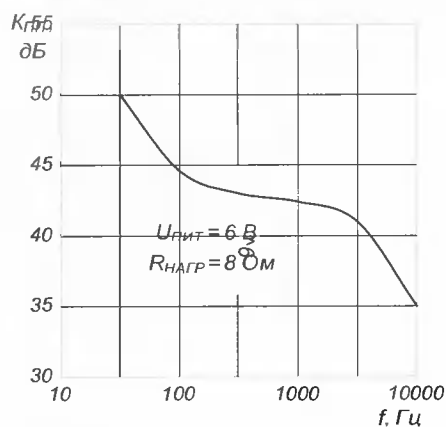


Рис. 5

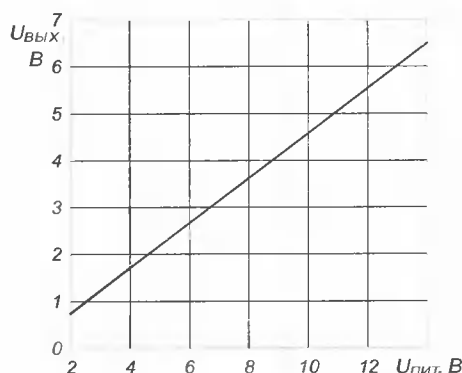


Рис. 6

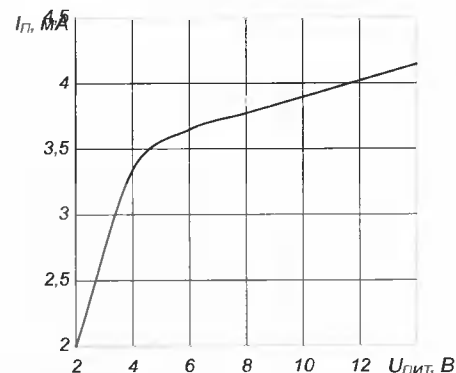


Рис. 7

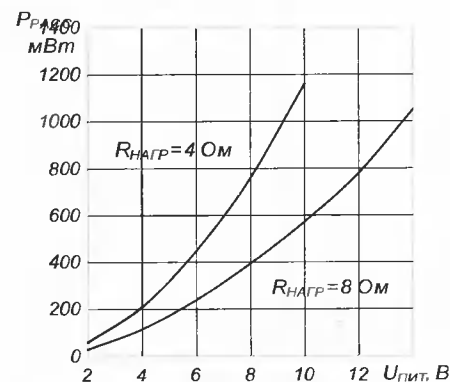


Рис. 8

метной на слух задержкой $\sim 0,2$ с и с некоторым переходным процессом, в течение которого по осциллографу заметно несимметричное ограничение сигнала. Уменьшение емкости конденсатора C_1 приводит к сокращению задержки. Выключение при размыкании ключа происходит практически мгновенно.

Увеличение сопротивления резистора R_1 до 100 кОм не изменяет заметно по-

ложения рабочей точки усилителя, а при $R_1 = 1$ МОм выходное постоянное напряжение увеличивается примерно на 150 мВ.

Входное сопротивление при подаче сигнала через конденсатор C_1 на инверсный вход 7 микросхемы составляет приблизительно 750 Ом, что определяет относительно большую требуемую емкость этого конденсатора. При низком выходном сопротивлении источника сигнала коэффициент усиления с этого входа практически такой же, как и с входа 8.

Наличие инвертирующего входа позволяет собрать из двух микросхем усилитель с вдвое большей выходной мощностью, при этом сопротивление нагрузки должно быть не менее 8 Ом. Схема такого усилителя представлена на рис. 9. Конденсатор C_7 служит для устранения генерации микросхемы DA_2 на частоте порядка единиц мегагерц. Подборкой резистора R_3 устанавливают одинаковую амплитуду сигнала на выходах обеих микросхем.

Усилитель на микросхеме TDA7233 или TDA7233D несложно превратить в относительно мощный генератор, например для генерации тревожного звукового сигнала (рис. 10). Частота генерации по порядку величины составляет 1 кГц при емкости конденсатора C_4 1000 пФ и в первом приближении обратно пропорциональна его емкости, она также зависит от емкости C_1 и сопротивлений резисторов R_1 и R_2 . Емкость конденсатора C_5 определяет тембр сигнала и его громкость. Мани-

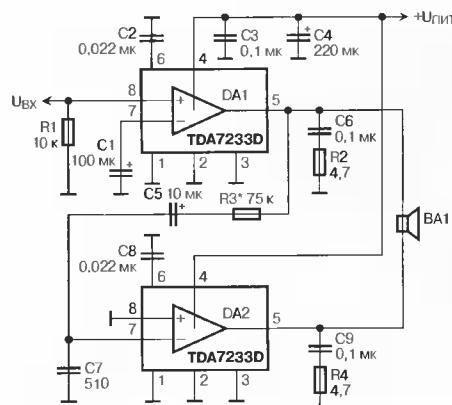


Рис. 9

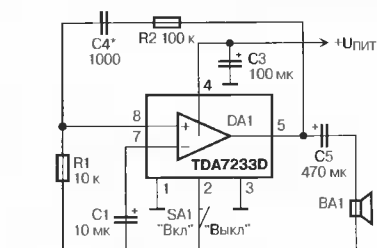


Рис. 10

пуляция сигнала происходит практически без задержки за счет уменьшения емкости конденсатора C_1 по сравнению с рис. 3, но с заметным щелчком. Конденсатор C_2 (рис. 3), служащий для подавления пульсаций источника питания, в генераторе практически не нужен.

На двух микросхемах TDA7233 или TDA7233D можно собрать двухтональ-

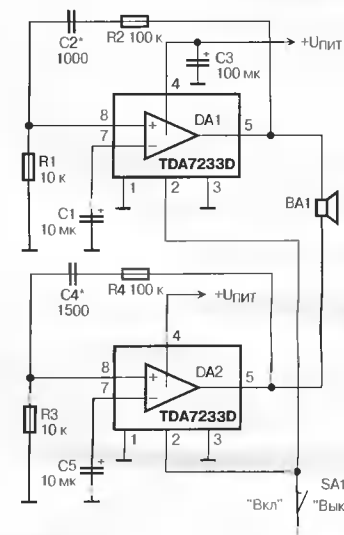


Рис. 11

ный генератор (рис. 11), обеспечивающий более громкий и заметный сигнал. Генераторы на микросхемах DA_1 и DA_2 работают на разных частотах, их выходные сигналы суммируются непосредственно на динамической головке BA_1 . При соотношении частот генераторов, близком к отношению целых чисел, например 2:3, возможна взаимная синхронизация генераторов, что обеспечивает звучание аккорда.

Используя генератор на микросхеме TDA7233 или TDA7233D можно построить источник отрицательного напряжения (рис. 12) или повышающий преобразователь (рис. 13). При указанном на рис. 12 и 13 значении емкости C_4 частота генерации составляет около 13 кГц, уменьшение емкости C_4 до 51 пФ увеличивает частоту почти в два раза, практически не влияя на параметры преобразователей. На рис. 14 приведены зависимости выходного напряжения преобразователя по схеме рис. 12 и потребляемого им тока от тока нагрузки при напряжении питания 9 В. Нетрудно видеть, что потребляемый ток больше выходного примерно на табличное значение собственного тока потребления

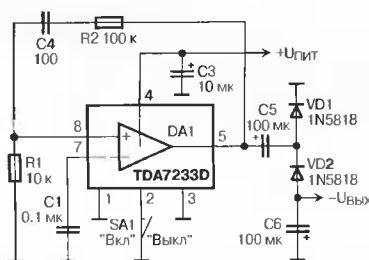


Рис. 12

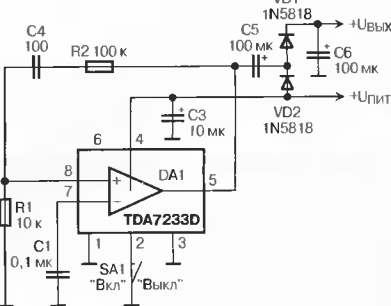


Рис. 13

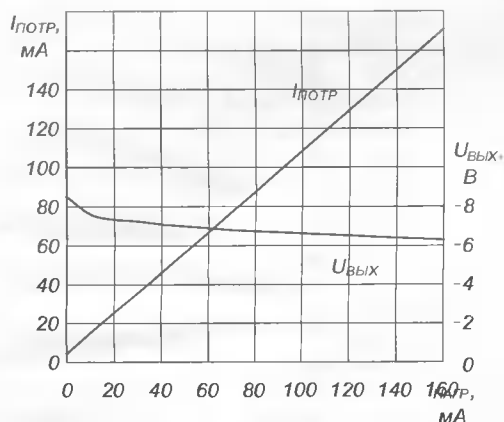


Рис. 14

микросхемы, т. е. на 4...8 мА. Замена диодов Шоттки на обычные уменьшает выходное напряжение примерно на 1 В.

При необходимости получения еще более высокого напряжения можно использовать повышающий трансформатор, который можно намотать на ферритовом кольце или использовать готовый, например, выходной трансформатор от двухтактного усилителя «карманного» приемника, включенный «наоборот». Пример схемы такого преобразователя с двуполярным выходом приведен на рис. 15.

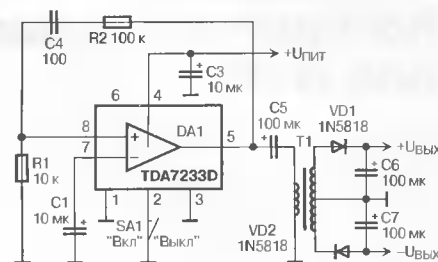


Рис. 15

Сергей Бирюков,
editor@diar.ru

АДРЕСА НЕКОТОРЫХ МАГАЗИНОВ, В КОТОРЫХ МОЖНО ПРИОБРЕСТИ ПРОДУКЦИЮ МАСТЕР КИТ

РОССИЯ

Москва

«МитраКит», e-mail: mtk@mitracon.ru
3-й Павловский пер, д. 14/18, стр. 1. Тел.: (095) 959-83-85, тел./факс: 959-90-66, 959-96-32. Проезд до ст. м. «Серпуховская», «Павелецкая», далее 10 мин. пешком.

«Чип и Дип», e-mail: sales@chip-dip.ru, www.chip-dip.ru
ул. Беговая, д. 2,
ул. Гиляровского, д. 39. Тел. единой справочной: (095) 945-52-51, 945-52-81.

«Митинский» радиорынок, место С19. Вывеска «Мастер Кит».
Проезд до ст. м. «Тушинская», авт. 2 или маршрутным такси до радиорынка.
Время работы 10.00—17.00 (ежедневно, без выходных).

«Царицыно», радиорынок, место 126.
Проезд до ст. метро «Царицыно», далее пешком 5 мин. Время работы: 9.00—16.00 без выходных.

«На Можайке», радиорынок, пав. 14/22.
Проезд до ст. м. «Киевская» или «Молодежная», далее бесплатным экспрессом до магазина «Три кита». Время работы: 9.00—18.00. Выходной день: понедельник.

«Посылторг», наборы по почте наложенным платежом,
e-mail: post@solon.ru, http://www.solon.ru
111401, г. Москва, а/я 1. Тел.: (095) 304-72-31.

С.-Петербург. «Мега-Электроника», e-mail: info@megachip.ru, www.icshop.ru — магазин электронных компонентов on-line
ул. Большая Пушкарская, д. 41. Тел.: (812) 327-32-71, факс: (812) 325-44-09

Барнаул. «Поток», e-mail: escor_radio@mail.ru
ул. Титова, д. 18, 2-ой этаж. Тел.: (3852) 33-48-96, 36-09-61

Владивосток. «Электромаркет»,
e-mail: elektro@eastnet.febras.ru, www.elektro.febras.ru
Партизанский проспект, д. 20, к. 314. Тел.: (8152) 40-69-03, факс: 26-17-27

Волгоград. «ChipSet», e-mail: chipset@interdacom.ru
ул. Петровградская, д. 3. Тел.: (8442) 43-13-30

Екатеринбург. «Мататрон», e-mail: 3271@mail.ur.ru
ул. Малышева, д. 90. Тел.: (3432) 56-48-36

Мурманск. «Радиоклуб», e-mail: rclub137@aspol.ru
ул. Папанина, д. 5. Тел.: (8152) 45-62-91

Набережные Челны. «Радиолавка», «Радиотехника», «Электроника» сеть магазинов, e-mail: nafikof@radel.kazan.ru
Тел. единой справочной: (8552) 42-75-04, 42-02-95

Новокузнецк. «Дельта», e-mail: vic@nvkz.kuzbass.net, http://www.delta-n.ru
ул. Воровского, д. 13. Тел.: (3843) 74-59-49

Новосибирск. «Радиотехника», e-mail: wolna@online.sinor.ru
ул. Ленина, д. 48. Тел./факс: (3832) 54-10-23

Новосибирск. «Радиодетали», e-mail: wolna@online.sinor.ru
ул. Геодезическая, д. 17. Тел./факс: (3832) 54-10-23

Норильск. «Радиомагазин», e-mail: alex.minus@norcom.ru
ул. Мира, д. 1. Тел./факс: (3919) 48-12-04

Ставрополь. «Радиотовары», e-mail: stavtvt@mail.ru
ул. Доваторцев, д. 4а. Тел.: (8652) 35-68-24

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

Тольятти. «Радиодетали», e-mail: alexsa1@infopac.ru
ул. Революционная, д. 52. Тел.: (8482) 37-49-18

Тольятти. «Электронные компоненты»,
e-mail: impulse@infopac.ru
ул. Дзержинского, д. 70. Тел.: (8482) 32-91-19

Тула. «Радиомаркет», e-mail: radiom@tula.net
Красноармейский проспект, д. 7, офис 1.12. Тел.: (0872) 20-01-93

Тюмень. «Саша», e-mail: vissa@sibtel.ru
ул. Тульская, д. 11. Тел./факс: (3452) 32-20-04

Уфа. «Электроника», e-mail: bes@diaspro.com
пр. Октября, д. 108. Тел.: (3472) 33-10-29, 33-11-39

Хабаровск. «ТВ Сервис», e-mail: tvservice@pop.redcom.ru
ул. Шеронова, д. 75, оф. 13. Тел.: (4212) 30-43-89

БЕЛАРУСЬ

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

Брест. ОДО «Лебедь»
ул. Гоголя, д. 82. Тел.: 26-31-06

Гомель. «DAEWOO»
ул. Интернациональная, д. 10. Тел.: 8-(029)-651-39-17

Мозырь. УП «Гала»
ул. Я. Коласа, д. 21. Тел.: 8-(023-51)-2-64-74

УКРАИНА

Киев. «Инициатива», e-mail: mgkic@gu.kiev.ua.
Тел.: (044) 224-02-50, 235-21-58, факс: (044) 235-04-91,
ул. Ярославов Вал, 28, помещение сервисного центра «SAMSUNG»;
рынок «Радиолюбитель» (ул. Ушинского, 4), торговые места № 43, 44.

«Имрад», e-mail: masterkit@tex.kiev.ua
ул. Дегтяревская, д. 62, 5-й этаж, офис 67.
Тел./факс: (044) 495-21-09, 495-21-10,
рынок «Радиолюбитель» (ул. Ушинского, 4), торговые места № 45, 46, 47.

«НикС», e-mail: chip@nics.kiev.ua, http://www.nics.kiev.ua
ул. Флоренции, 1/11, 1 этаж, 24. Тел.: (044) 516-47-71, 290-46-51
рынок «Радиолюбитель» (ул. Ушинского, 4), торговые места № 108, 109.

Компилятор языка C ImageCraft для AVR

Компилятор ICCAVR представляет собой интегрированную среду разработки (IDE) для Windows 9x/NT. Помимо IDE пакет включает в себя собственно C-компилятор, ассемблер и линковщик. По стоимости и размеру программы его можно поставить в один ряд с CodeVision AVR. В данной статье кратко описывается версия ICCAVR 6.27 (PROFESSIONAL).

Интегрированная среда содержит мастер построения программ (Application Builder), с помощью которого вы можете создать заготовку проекта для заданного процессора. Окно мастера снабжено очень полезной, на мой взгляд, кнопкой "Preview". Она пригодится в случае, если необходимо добавить инициализацию какого-либо устройства в готовый проект или проинициализировать устройство в другом режиме. Задав необходимые параметры мастера и нажав "Preview", можно скопировать нужный кусок кода в проект. Окно ICCAVR с вызванным мастером и нажатой кнопкой "Preview" показано на рис. 1.

Кроме Application Builder из меню Tools можно запустить программу AVRCalc. Это своеобразный калькулятор для расчета параметров UART и таймера для выбранной частоты процессора и для перевода в удобочитаемый формат содержимого ячеек ОЗУ, где хранятся числа с плавающей запятой. AVRCalc частично дублирует Application Builder и, видимо, остался от предыдущих версий ICCAVR, когда Application Builder еще не было. Однако в результате эту программу можно скопировать в любой каталог и пользоваться ей, даже когда ICCAVR у вас не установлен. После установки ICCAVR AVRCalc находится в каталоге BIN.

В том же меню Tools имеется опция In System Programmer, которая предоставляет возможность зашить скомпилированную программу в процессор. Можно пользоваться программаторами, подклю-

чаемыми как по LPT (STK-200, DT-006), так и по COM-порту (STK-500, Si-Prog). Окно In System Programmer показано на рис. 2.

Вариант ICCAVR PROFESSIONAL имеет несложную программу управления версиями вашего проекта — Revision Control System (RCS). Вы можете положить очередную версию в архив, достать одну из предыдущих версий, посмотреть, чем одна версия отличается от другой.

Как уже упоминалось, ICCAVR имеет собственный ассемблер, отличающийся в лучшую сторону от AVR-ассемблера Atmel большим количеством различных директив, возможностью объявления локальных и глобальных меток и некоторыми другими особенностями.

Мое знакомство с ICCAVR начиналось с версии 6.13. Проект состоял из одного файла на языке C и одного ассемблерного файла (расширение s). COFF-файл, получаемый после компиляции, в AVRStudio 3.53 загружался, но работать с ним она практически отказывалась. Не знаю, кто здесь больше поработал — разработчики AVRStudio или IMAGECRAFT, но в версии AVRStudio 4.06 Release Candidate файл от ICCAVR 6.27 загружается и работает почти без глюков, как в режиме симулятора, так и с JTAG ICE.

Наиболее существенные нововведения, появившиеся в последних версиях ICCAVR:

- генератор кода (Application Builder);
- навигатор кода (можно «путешествовать» как по файлам проекта, так по функциям и переменным);
- компрессор кода;
- возможность выбора типа программы: приложение или загрузчик;
- встроенная функция контроля переполнения стеков.

Что касается компрессора кода, пользоваться им необходимо с осторожностью, он может удалить куски кода, бессмысленные с его точки зрения, но совершенно необходимые для нормальной работы программы. Например, NOPы, вводимые при работе с регистрами «медленного» устройства. Кстати, в последних версиях существенно улучшена оптимизация, так сказать «по умолчанию». Проект, скомпилированный в версии 6.27 (при выключенном компрессоре кода), занимал программной памяти на 20 % меньше, чем тот же проект, скомпилированный в версии 6.13.

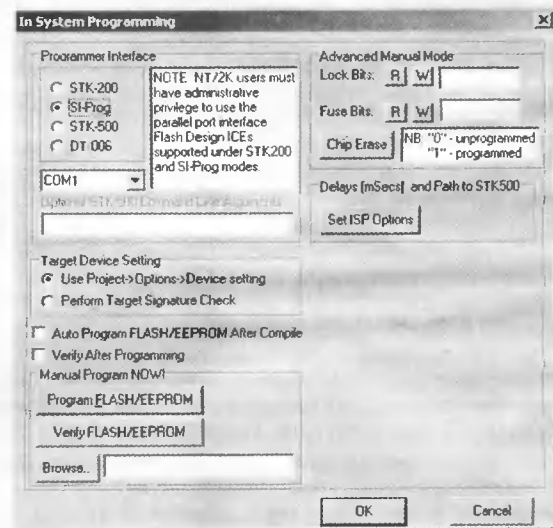


Рис. 2

Единственное, что не совсем удачно реализовано в ICCAVR — это работа с внешней памятью. Для того, чтобы разместить переменную (структуру, массив) по абсолютному адресу в CodeVision или IARC, достаточно после определения переменной написать @«адрес». В ICCAVR для этих целей приходится создавать ассемблерный файл и потом в файле C объявлять переменную как внешнюю, либо использовать inline ассемблер. Пример приведен на страничке помощи Addressing Absolute Memory Locations. Впрочем, разработчики обещают исправить ситуацию в следующих версиях.

Скачать демонстрационную версию ICCAVR можно по адресу <http://www.imagecraft.com/software/demos.html>, ограничением является срок работы 30 дней. После установки аппаратного ключа или считывания лицензии с ключевой дискеты версия становится рабочей.

Надеюсь, вышеизложенная информация будет полезной при выборе подходящего C-компилятора для Atmel AVR.

Николай Макаре́в,
makarev@inbox.ru

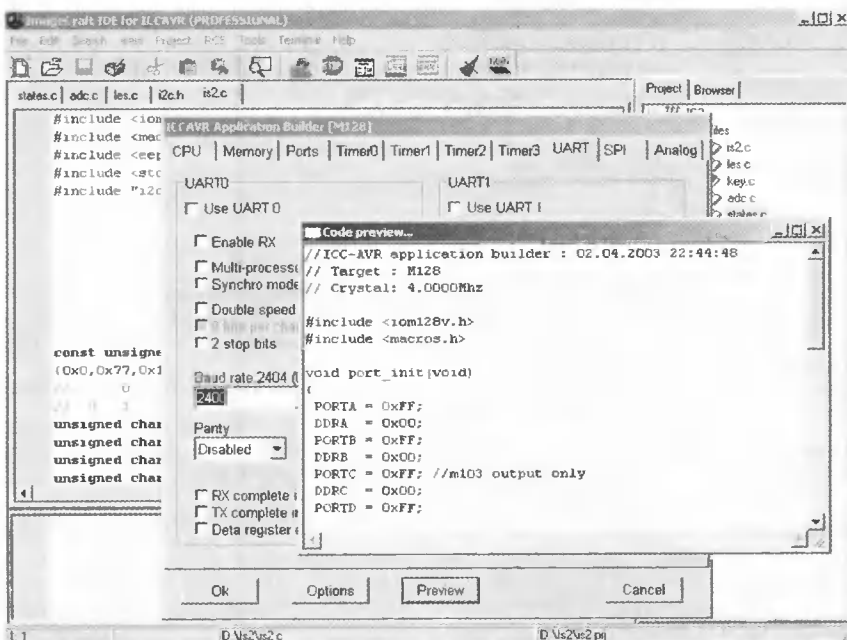


Рис. 1