

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

СХЕМОТЕХНИКА



№ 2
ФЕВРАЛЬ
2003

АУДИОТЕХНИКА

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

СИСТЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ

ЭЛЕКТРОНИКА В БЫТУ

Главный редактор:

Сергей Бирюков

Редакционная коллегия:

Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Иовчик
Юлия Герасимова

Дизайн и верстка:

Ирина Ермолаева
Ирина Чикина

Отдел распространения:

(095) 777-1214, 777-1215
e-mail: sales@dian.ru
Марина Трофимова
Юрий Царев
Сергей Лукин

Отдел рекламы:

Юлия Суханова

Адрес редакции:

Москва, ул. Обручева,
д. 29, офис 216
тел./факс: (095) 777-1215
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: ЗАО «Холдинговая
компания «Блиц-Информ»

Тираж 5 200 экз.

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

Редакция не несет ответственности
за информацию, приведенную
в рекламных материалах

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

Подписной индекс:
по каталогу «Роспечати» — 80724,
с. 323.
по каталогу «Пресса России» —
41733, с. 315.

Информацию о подписке см. на
последней странице журнала

Цена свободная

Автоматика

В. Тушнов. Автомат управления холодильной установкой 2

Источники питания

С. Бирюков. Сетевые обратнотокходовые источники питания на микросхемах TopSwitch-GX 6

А. Бутов. Устройство защиты галогенных ламп накаливания 10

Аудиотехника

С. Лозицкий. УМЗЧ с токовой обратной связью 12

Автоэлектроника

А. Бирюков. Комбинированный электронный блок зажигания 16

Основы схемотехники

В. Днищенко. Формирователи команд для аппаратуры пропорционального управления моделями 18

Связь и сетевые технологии

О. Николайчук. Комплект микросхем для передачи данных по радиоканалу фирмы Atmel 20

Системы безопасности

Ю. Виноградов. О контроле α -излучений 24

Софт

В. Зотов. Использование шаблонов HDL-редактора при создании описаний цифровых устройств с помощью языка VHDL 26

О. Петраков. Функциональное PSpice описание цифровых устройств 29

А. Фрунзе. Как восстанавливать рухнувшие Windows 32

Цифровая техника

О. Вальпа. Контроллер с дистанционной модификацией программ 33

С. Якорев. Модуль аналого-цифрового преобразователя SHD-ADC/485 35

О. Николайчук. Эксперименты с микроконтроллерами фирмы Cygnal: эволюционная плата семейства C8051F30x и программатор EC-2 38

Электроника в быту

Н. Заец. Многофункциональный таймер на микроконтроллере PIC16F84A 41

А. Бутов. Устройство контроля напряжения сети 44

С. Костицын. Переделка видеоусилителей в старом телевизоре 46

Мастер КИТ

Ю. Садиков. Охранная сигнализация для дома и магазина 48

Справочный листок

О. Николайчук. Современные цифро-аналоговые преобразователи фирмы MAXIM 51

Вниманию читателей (с. 4, 32). Семинары «Макро Тим» (с. 8).
Обмен опытом. Е. Власов. Измерение при большом пусковом токе (с. 23).
Новости (с. 46). Наш анонс (с. 55). Подписка-2003 (с. 56).

На нашей обложке: импульсный обратнотокходовый блок питания на микросхеме TOP249Y (см. статью на с. 6).

Автомат управления холодильной установкой

Предлагаемое устройство разработано для использования в бытовых и промышленных холодильных установках, работающих по принципу включения/выключения электродвигателя компрессора охладителя на основе напряжения, снимаемого с датчика температуры, а также периодического включения нагревательного элемента оттаивателя. С целью защиты от перенапряжений, часто приводящих к выходу из строя дорогостоящих импортных компрессоров, устройство дополнено узлом контроля/измерения сетевого напряжения, который автоматически блокирует силовые выходы прибора в случае увеличения этого напряжения выше установленного значения. Кроме того, в устройстве предусмотрены блокировки, исключающие одновременное включение компрессора и нагревательного элемента оттаивателя при возможных неисправностях системы.

Прибор имеет следующие функциональные возможности: контроль и измерение температуры испарителя, измерение температуры внутри холодильной камеры, измерение напряжения в сети, автоматическая блокировка силовых цепей при увеличении этого напряжения выше предельно допустимого значения. Оттаиватель включается периодически, с регулируемым интервалом 0,5...10 ч, причем его включение производится только после того, как отключился компрессор и началось увеличение температуры испарителя. Это облегчает режим работы холодильной установки и ведет к значительной экономии электроэнергии (особенно при большой мощности нагревательного элемента). Оттаиватель выключается при достижении определенной температуры испарителя. Включение электродвигателя компрессора после этого произойдет не ранее, чем через несколько минут. В случае чрезмерного повышения температуры испарителя, например, при открытой в течение длительного времени двери или по другим причинам, осуществится аварийное отключение всех силовых цепей прибора с включением соответствующего индикатора. К дополнительным сервисным функциям прибора, как уже отмечалось выше, относится возможность непрерывного измерения температуры в холодильной камере с отображением ее на цифровом индикаторе, а также при нажатии и удержании соответствующих кнопок. При этом происходит поочередное отображение температуры испарителя, напряжения в сети, установленного значения верхнего порога напряжения до срабатывания защиты. Верхний температурный порог до отключения нагревателя, а также порог срабатывания аварийной защиты задаются при настройке прибора и на индикацию не выводятся.

Принципиальная схема прибора изображена на рис. 1. Напряжения, линейно зависящие от температуры в холодильной камере и на испарителе, снимаются с термодатчиков DA1 и DA2. Базовое для этих датчиков напряжение –2,73 В формируется микросхемой регулируемого стабилизатора напряжения DA3. Это напряжение необходимо для сдвига сигнала датчика на указанную величину и правильной ра-

боты измерителя температуры. Далее напряжение с DA2 поступает на входы ОУ DA6.1—DA6.4, включенных в режиме компараторов. Опорные напряжения для задания порога их переключения формируются резисторами R6—R8, R11, R12, R21, R24, R25. На основе сигналов с этих компараторов вырабатываются сигналы для управления компрессором охладителя и нагревательным элементом оттаивателя. Компараторы DA6.1 и DA6.2 определяют, соответственно, температуру выключения и включения электродвигателя компрессора. При указанных на схеме номиналах резисторов разница между этими температурами составляет около 3 °С. С помощью сигнала с компаратора DA6.3 реализуется режим задержки включения нагревательного элемента (после выключения компрессора) до того момента, пока температура на испарителе не начнет повышаться. Порог срабатывания компаратора DA6.4 определяет верхний предел температуры испарителя, когда нагревательный элемент должен выключиться. Генератор на элементах DD1.1, DD1.2, R1, R2, C1 является задающим для циклического включения/выключения оттаивателя. Сигнал с этого генератора поступает на вход цепочки счетчиков DD2.1 и DD3. Цепь сброса на элементах C2, R3 служит для установки счетчика DD3 в начальное состояние. Далее сигнал через логические элементы DD1.3, DD1.4 поступает на вход сброса счетчика DD5, определяющего время задержки до включения компрессора после выключения оттаивателя. Импульсы для этого счетчика формируются генератором на логических элементах DD4.1, DD4.2. Счетчик DD2.2 служит для деления частоты с этого генератора до нужного значения, а также для формирования сетки частот для других цепей устройства, в частности, для синхронизации работы триггеров DD7.2, DD8.1, DD8.2, благодаря чему происходит подавление помех. Цепь на элементах R27, C10 устанавливает триггер DD7.1 в требуемое состояние сразу после включения напряжения питания.

Узел защиты от перенапряжения в сети и аварийного превышения температуры испарителя собран на ОУ DA7.1—DA7.3, включенных также в режиме ком-

параторов. Напряжение, используемое для контроля и измерения напряжения в сети, снимается с отдельной обмотки трансформатора питания T1. Через выпрямительный мост VD10 напряжение, сглаженное конденсатором C12, через резистивный делитель R31, R32 поступает на входы компараторов DA7.1 и DA7.2. Напряжения переключения последних, а значит и пороги срабатывания защиты, задаются резисторами R33, R35, R36. На компараторе DA7.3 реализована защита от критического превышения температуры испарителя при внештатных ситуациях.

Электронные ключи DD9, DD11 служат для коммутации напряжений, поступающих с термодатчиков DA1, DA2, либо с цепей измерения сетевого напряжения, на вход микросхемы цифрового измерителя DD12. Управление этими ключами осуществляется с помощью триггера DD8.1 и логических элементов DD10.1—DD10.3.

Рассмотрим более подробно работу устройства. При начальном включении, когда температура испарителя выше значения, заданного резистором R7, на прямом выходе триггера DD6.1 присутствует сигнал лог. 1, триггер DD7.2 при этом также находится в единичном состоянии, благодаря этому включения компрессора беспрепятственно проходит на базу транзистора VT4. В результате срабатывает реле K2 и включается светодиод HL4, индицирующий работу электродвигателя компрессора. В это же время начинается отсчет времени таймера на счетчике DD3 до срабатывания оттаивателя. Когда температура на испарителе достигает порога срабатывания компаратора DA6.1, происходит переключение триггера DD6.2 и компрессор отключается. Следующее его включение произойдет, когда температура испарителя повысится до порога срабатывания компаратора DA6.1. Сигнал с компаратора DA6.3, имеющий промежуточный между компараторами DA6.1 и DA6.2 порог переключения, поступает на логический элемент DD4.3 и далее через триггер DD6.2 на логические элементы DD1.3, DD1.4 блокировки запуска счетчика DD5.

Теперь рассмотрим работу устройства в режиме, когда уже пришел сигнал лог. 1 с таймера включения оттаивателя на счетчике DD3. Если в этот момент компрессор включен, то на выводе 6 триггера DD6.1 будет уровень лог. 0, блокирующий через резистор R54 прохождение этой лог. 1 на вход 8 логического элемента DD1.3. Таким образом, на выходе логического элемента DD1.4 сохранится уровень лог. 0, транзистор VT3 останется закрытым, и следовательно, нагреватель оттаивателя будет оставаться отключенным. После выключения компрессора дальнейшая работа устройства будет определяться состоянием компаратора DA6.3. Через логический элемент DD4.3 и триггер DD6.2 он будет блокировать переключение элементов DD1.3, DD1.4 до тех пор, пока температура на испарителе не повысится до уровня, необходимого для его срабатывания. Этим обеспечивается защита от неблагоприятного

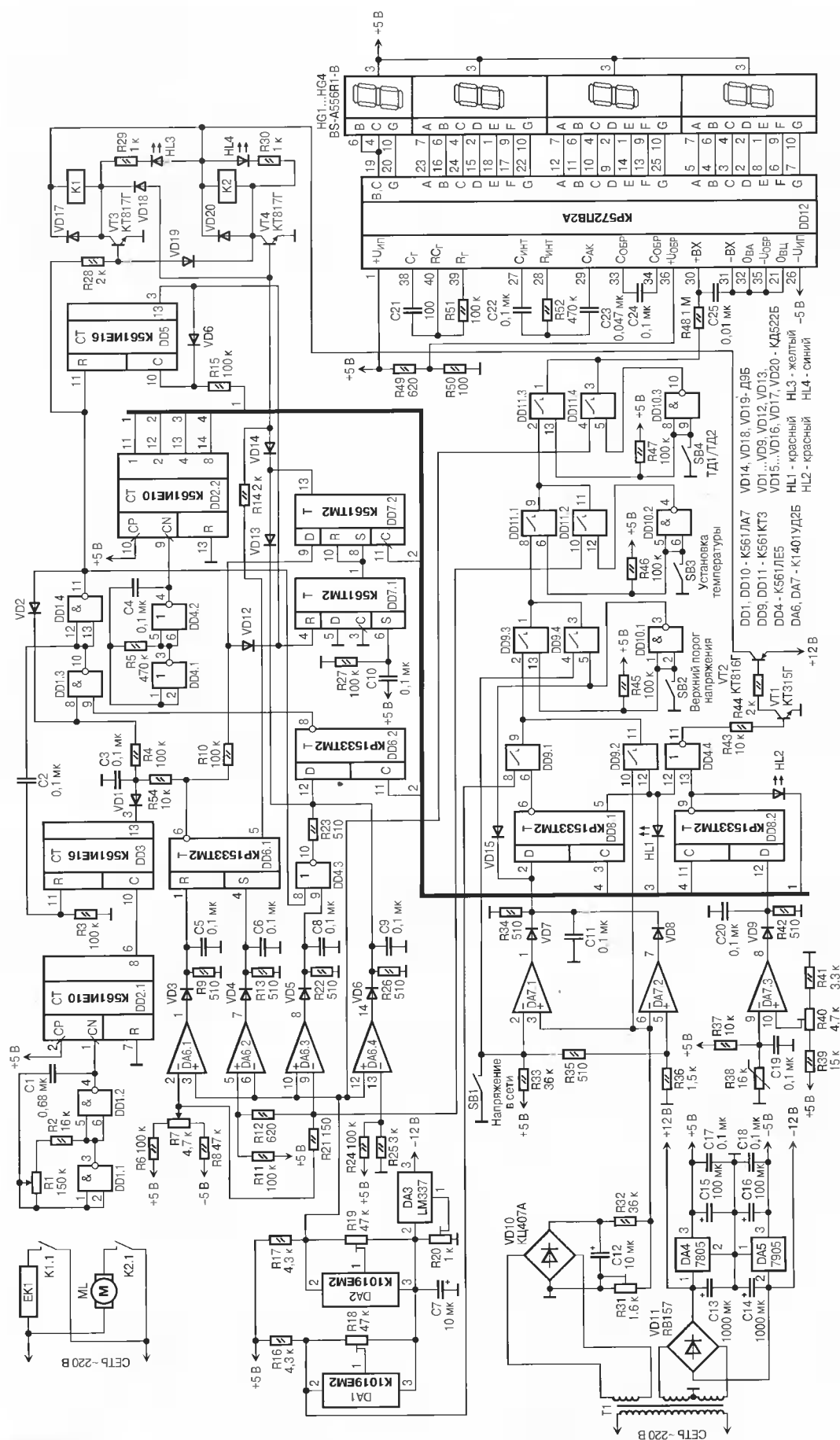


Рис. 1

воздействия оттаивателя на сильно охлажденный испаритель (чем страдают многие промышленные устройства). Как только логические элементы DD1.3, DD1.4 переключаются, счетчик DD5 обнуляется сигналом лог. 1 с вывода 11 элемента DD1.4, транзистор VT3 откроется и сработает реле включения нагревателя от-

таивателя K1, о чем будет сигнализировать светодиодный индикатор HL3. Выключение оттаивателя произойдет при нагреве испарителя до температуры, соответствующей порогу срабатывания компаратора DA6.4. При этом начнется отсчет времени таймера на счетчике DD5 до включения компрессора. Диод VD2

блокирует обратное переключение элементов DD1.3, DD1.4 триггером DD6.1 при увеличении температуры испарителя, а также в случае, если за время оттаивания счетчик DD3 успел переключиться в нулевое состояние. Благодаря этому исключается возможность преждевременного отключения нагревателя оттаивателя до срабатывания компаратора DA6.4. Триггер DD7.1 служит для запрета прохождения сигнала выключения компрессора, формируемого счетчиком DD5 в начале работы при включении питания. Через несколько минут (время задержки до включения компрессора после отключения оттаивателя) счетчик DD5 перейдет в единичное состояние, через диод VD16 заблокируется в этом состоянии и более не будет оказывать влияния на работу устройства до прихода сигнала обнуления с выхода логического элемента DD1.4. Диод VD12 служит для развязки сигналов лог. 1 с инверсного вывода триггера DD6.1 и лог. 0 с вывода 3 счетчика DD5. Через диод VD13 на вход триггера DD6.2 подступает сигнал запрещения работы счетчика DD5 при включенном компрессоре. Диоды VD18, VD19 служат для блокировки одновременного включения реле K1 и K2 при внешних ситуациях.

Узел контроля и защиты от превышения сетевого напряжения работает следующим образом. Когда напряжение, снимаемое с диодного моста VD10, меньше порога переключения компаратора DA7.1, триггер DD8.1 находится в нулевом состоянии, индикатор аварийного превышения сетевого напряжения HL1 при этом выключен, через инвертирующий элемент DD4.4 сигнал, разрешающий работу силовых цепей, проходит на транзисторы VT1, VT2. При увеличении сетевого напряжения выше нормы происходит переключение компаратора DA7.1 и триггера DD8.1, в результате включается светодиод HL1. Для наглядности HL1 работает в мигающем режиме, необходимый для этого сигнал снимается с вывода 13 счетчика DD2.2. На

выходе логического элемента DD4.4 появляется уровень лог. 0, и транзисторы VT1, VT2 блокируют включение реле K1, K2. При этом ключ DD9.1, обеспечивающий прохождение напряжения с термодатчика DA1 на измерительную часть прибора, размыкается, а ключ DD9.2 замыкается, и далее через замкнутые клю-

чи DD9.3, DD11.1, DD11.3 на вход измерителя поступает напряжение, пропорциональное сетевому. Обратное переключение триггера DD8.1 произойдет лишь при снижении напряжения в сети до уровня, соответствующего порогу срабатывания компаратора DA7.1. Если напряжение в сети меньше значения, необходимого для срабатывания компаратора DA7.1, можно его принудительно переключить нажатием и удержанием кнопки SB1, при этом прибор также перейдет на отображение значения напряжения сети и сработает аварийная защита.

Защита от аварийного превышения температуры осуществляется узлом на термодатчике R38, компараторе DA7.3 и элементах R37—R41, C19. При увеличении температуры выше порога переключения этого компаратора триггер DD8.2 переходит в единичное состояние, при этом включается индикатор аварийного превышения температуры HL2, мигающий с частотой импульсов, формируемых на выводе 11 счетчика DD2.2. Элемент DD4.4 при этом блокирует силовые цепи.

При нажатии и удержании кнопки SB2 происходит переключение логического элемента DD10.1, в результате ключ DD9.3 размыкается, а ключ DD9.4 замыкается, что обеспечивает прохождение на вход измерителя напряжения порога переключения компаратора DA7.1 и, следовательно, он отображает значение напряжения в сети, при котором сработает защита. Аналогично работает узел на элементах DD10.2, DD11.1, DD11.2, только здесь производится переключение кнопкой SB3 между действующим и задаваемым значением температуры испарителя. И наконец, узел на элементах DD10.3, DD11.3, DD11.4 служит для переключения кнопкой SB4 индикации температуры в камере, измеряемой термодатчиком DA1, и температуры на испарителе. Каждый последующий узел имеет более высокий приоритет, т. е. при нажатии на кнопку SB4 на индикацию будет выводиться именно температура с термодатчика DA2, даже если при этом нажаты все остальные кнопки или сработала защита от превышения напряжения в сети.

Следует обратить внимание, что узел защиты от перенапряжения и аварийного превышения температуры целесообразно подключить не к питающим выводам электромагнитных реле K1, K2 через трансисторы VT1, VT2, как это показано на рис. 1, а через соответствующие цепи, непосредственно к элементам силовой части холодильной установки. Это значительно повысит эффективность работы защитной части устройства (например, в случае залипания контактов электромагнитных реле). На схеме такой вариант включения не показан по той простой причине, что многие холодильные установки имеют специфические пускозащитные устройства, подключение к которым может выполняться самыми различными способами.

В устройстве могут быть использованы постоянные резисторы МЛТ, подстроечные СП5-2, переменные СП3-45 и другие. Конденсаторы C7, C12—C16 — оксидные

K50-35 или их малогабаритные зарубежные аналоги, C22—C24 — K73-17, остальные — керамические. Микросхема DD12 KP572PB2A заменима на ICL7107. Электромагнитные реле K1, K2 следует использовать с напряжением срабатывания 12 В и соответствующим рабочим током. Трансформатор питания T1 мощностью около 15 Вт имеет две вторичных обмотки, одна из которых — обмотка питания с отводом от середины — имеет выходные напряжения 2/12 В при токе до 1,5 А, на соответствующий ток должен быть рассчитан и диодный мост VD11 подключаемый к ней. Другая маломощная низковольтная обмотка этого же трансформатора используется для контроля за напряжением в сети (при указанных на схеме номиналах резистивного делителя R32, R33 ее напряжение должно составлять около 5 В). Максимальный ток, на который рассчитана эта обмотка, как и ток диодного моста VD10, может быть практически любым. Для обеспечения надежной работы устройства первичную обмотку трансформатора желательно намотать с запасом по напряжению, чтобы при увеличении напряжения в сети выше номинального трансформатор не перегревался.

Налаживание устройства начинают с установки подстроечным резистором R20 напряжения на выходе интегрального стабилизатора DA3, равного –2,73 В. Далее резисторами R18, R19 добиваются нулевых показаний термометра при соответствующей температуре интегральных датчиков DA1, DA2. Проверку срабатывания защиты от перенапряжения проводят следующим образом. Нажав кнопку SB2, запоминают значение сетевого напряжения, при котором должна сработать защита, в случае необходимости это значение можно изменить подбором резистора R33. Далее кнопку SB2 отпускают, а нажимают и удерживают кнопку SB1, изменением сопротивления подстроечного резистора R31 устанавливают несколько большее значение напряжения. При отпускании этой кнопки нагрузка должна оставаться отключенной, а индикатор аварийного превышения напряжения в сети HL1 — включенным. После этого вновь нажимают кнопку SB1 и подстроечным резистором R31 добиваются правильных показаний измерителя сетевого напряжения при ее удержании. В случае нормальной работы устройства защиты при отпускании кнопки SB1 индикатор аварийного превышения должен выключиться, а нагрузка включиться (если, конечно, напряжение в сети не превышает предельно допустимого значения). Установку максимальной температуры резистора R38, при которой сработает защита, осуществляют подстроечным резистором R40. Оперативную регулировку температуры испарителя производят в процессе работы переменным резистором R7. При необходимости подбором резисторов R12, R21, можно изменить разницу между температурой включения и выключения компрессора, а также включения нагревательного элемента. Резистором R1 задают время до срабатывания оттаивателя.

В заключение следует отметить, что при необходимости логика работы авто-

мата может быть изменена. Так, в некоторых случаях, например, при использовании устройства в холодильных витринах требуется, чтобы компрессор охладителя включался не при нагревании испарителя до определенной температуры, как это делается в большинстве бытовых холодильников, а при повышении температуры в камере. Например, при открытии дверей большой площади температура в холодильной камере может резко увеличиться, а испаритель будет оставаться охлажденным еще довольно длительное время. В этом случае для уменьшения инерционности системы целесообразно сделать, что бы компрессор включался сразу же при увеличении температуры в камере. Этим уменьшится время до набора нужной температуры при закрытии дверей. Чтобы реализовать такой режим работы, в устройстве достаточно отключить инверсный вход OY DA6.2 (вывод 6) от других элементов и подключить его к выводу 2 термодатчика DA1.

Вячеслав Тушнов,
profesor@lep.lg.ua

Литература:

1. В. С. Гутников. *Интегральная электроника в измерительных устройствах*. Изд. второе. — Л.: Энергоатомиздат, 1988.

2. С. А. Бирюков. *Устройства на микросхемах. Цифровые измерительные приборы, источники питания, любительские конструкции*. — М.: Символ-Р, 1998.

От редакции. Для обеспечения нормальных уровней лог. 1 на выходах 5 и 9 микросхемы DD8 последовательно со светодиодами HL1 и HL2 следует включить по резистору с сопротивлением 2,2 кОм.

Редакция журнала «Схемотехника»

приглашает авторов
к сотрудничеству

По всем вопросам обращаться:
e-mail: editor@dian.ru
тел./факс (095)777-1214,
777-1215

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

Гонорары выплачиваются
авторам, проживающим
на территории СНГ.

(Окончание. Начало — № 1/2003)

Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах TOPSwitch-GX

Расчет преобразователей на микросхемах TOPSwitch-GX производится также, как и для преобразователей на микросхемах TOPSwitch-FX.

Расчет начинают с выбора необходимой микросхемы. На рис. 19 и 20 приведены кривые, облегчающие этот выбор: на рис. 19 — для выходного напряжения преобразователя 12 В, на рис. 20 — для 5 В [5]. По этим кривым можно оценить ожидаемый КПД и рассеяние мощности на микросхеме. Расчеты преобразователя ведутся для наиболее тяжелого случая — минимального входного напряжения. Графики (рис. 19 и 20) построены для напряжения сети 230 В — 15 %, т. е. для 195 В переменного тока. В отечественной сети 220 В с допуском — 20 % минимальное напряжение составляет 176 В, и расчет надо вести именно для него. Поправку по мощности можно определить по рис. 12 [1].

При выборе рекомендуется учесть, что при рассеянии мощности на микросхеме менее 1,5 Вт целесообразно использовать их в корпусах DIP-8B и SMD-8B.

Следующий этап расчета — определение индуктивности первичной обмотки трансформатора. Здесь можно воспользоваться табл. 4 [3]. В ней приведены типовые параметры трансформатора преобразователя. Рекомендуемое значение индуктивности первичной обмотки должно быть увеличено по тем же причинам и с тем же коэффициентом, что и мощность для выбора микросхемы.

Суммарное напряжение на нагрузке и диоде выпрямителя вторичной цепи, приведенное к первичной обмотке (U_{OR}), как и для микросхем TOPSwitch-II и TOPSwitch-FX, должно составлять 135 В, демпфирующий стабилитрон выбирается на 200 В. Значение K_{FP} (отношение приращения тока первичной обмотки I_p к пиковому значению тока через нее $I_{p\pi}$) для наиболее тяжелого режима работы может быть выбрано в диапазоне 0,6...1. Чем ниже это отношение, тем большую выходную мощность можно получить от преобразователя на данной микросхеме.

Полученное в результате расчета значение индуктивности первичной обмотки является минимально допустимым. Практически можно выбрать индуктивность обмотки в интервале между этим значением и максимальным, взятым из табл. 4.

Также как и в преобразователях на микросхемах TOPSwitch-FX, для получения максимального КПД и минимальных размеров трансформатора целесообразно установить при помощи внешнего резистора, как показано на рис. 9 и 10 [1], соответствие между рассчитанным значением пикового тока I_p и током ограничения применяемой микросхемы $I_{\text{ЛМТ}}$. Кроме того, для повышения КПД можно применить более мощную микросхему, чем это рекомендуют рис. 19 и 20 (с меньшим сопротивлением сток-исток в открытом состоянии, что снизит потери), и уменьшить ток ограничения $I_{\text{ЛМТ}}$ до I_p . Следует учитывать, что минимальное значение $I_{\text{ЛМТ}}$ (нижняя кривая на рис. 10) должно превышать пиковое значение тока I_p в 1,04 раза.

На сайте фирмы Power Integrations можно найти программное обеспечение, автоматизирующее расчет преобразователей напряжения. Для первичного ознакомления с работой источников питания на микросхемах серии TOPSwitch-GX фирма Power Integrations выпускает наборы Design Acceleration Kit — DAK-11 и DAK-12. В набор DAK-11 входят готовый обратноходовый преобразователь 19 В, 3,6 А, печатная плата для такого же преобразователя, по две микросхемы TOP245Y, TOP247Y и TOP249Y в корпусе TO-220-7C, описание преобразователя и документация [4, 5]. Набор DAK-12 аналогичен, но его источник питания содержит два преобразователя — прямоходовый трехканальный на микросхеме TOP247Y (12 В, 3 А; 5 В, 15 А и 3,3 В, 12 А, суммарная мощность не должна превышать 150 Вт) и обратноходовый на TNY266P (5 В, 2 А).

Рассмотрим преобразователь набора DAK-11. Он рассчитан на входное напряжение переменного тока в диапазоне 85...265 В, его параметры приведены в табл. 5. Принципиальная схема (рис. 21) и конструкция содержат ряд особенностей. Двухобмоточный дроссель L3 и конденсатор C12 (сохранены оригинальные позиционные обозначения элементов) снижают проникновение синфазных высокочастотных помех из первичных цепей преобразователя, а дроссели L3 и L2 и конденсаторы C5 и C15 ослабляют помехи от импульсов зарядного тока конденсатора C7 и импульсов тока через первичную обмотку трансформатора. Термистор RT1 уменьшает бросок зарядного тока C7 в момент включения преобразователя. Конденсатор C6, включенный параллельно демпфирующему стабилитрону D2, снижает рассеяние мощности на нем.

Резисторы R14 и R15, установленные между плюсом накопительного конденсатора C7 и выводом L микросхемы U1, обеспечивают выключение преобразователя при превышении напряжения постоянного тока на его входе порога 450 В и

конструкция содержат ряд особенностей. Двухобмоточный дроссель L3 и конденсатор C12 (сохранены оригинальные позиционные обозначения элементов) снижают проникновение синфазных высокочастотных помех из первичных цепей преобразователя, а дроссели L3 и L2 и конденсаторы C5 и C15 ослабляют помехи от импульсов зарядного тока конденсатора C7 и импульсов тока через первичную обмотку трансформатора. Термистор RT1 уменьшает бросок зарядного тока C7 в момент включения преобразователя. Конденсатор C6, включенный параллельно демпфирующему стабилитрону D2, снижает рассеяние мощности на нем.

Резисторы R14 и R15, установленные между плюсом накопительного конденсатора C7 и выводом L микросхемы U1, обеспечивают выключение преобразователя при превышении напряжения постоянного тока на его входе порога 450 В и

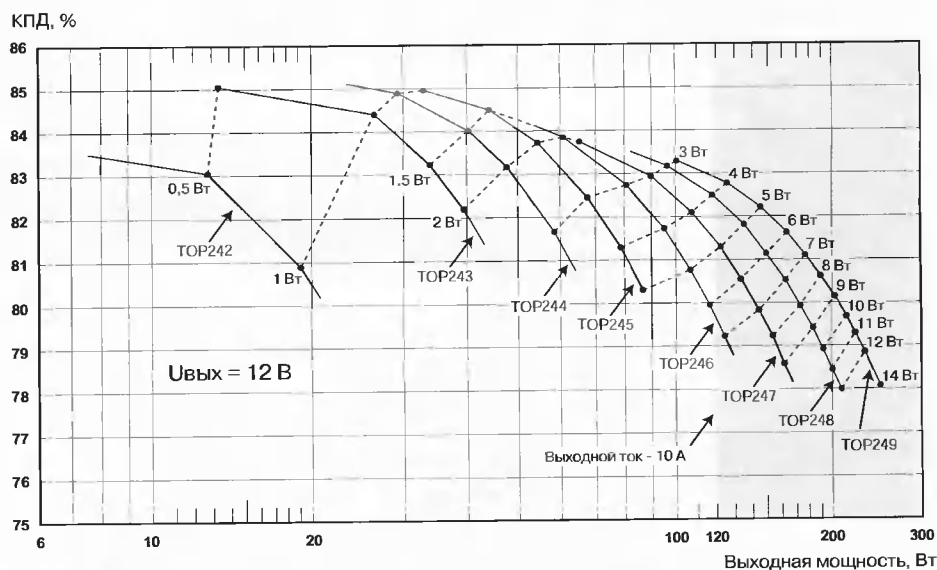


Рис. 19

Таблица 4

Микросхема	TOP242	TOP243	TOP244	TOP245	TOP246	TOP247	TOP248	TOP249
Выходное напряжение 12 В								
Максимальная полная индуктивность первичной обмотки, мкГн	3190	1593	1062	797	531	398	319	265
Индуктивность рассеяния первичной обмотки, % от полной индуктивности	1,5	1	1	1	1	1	1	1
Сопротивление первичной обмотки, Ом	5,6	2,8	1,84	1,2	1	0,8	0,6	0,4
Сопротивление вторичной обмотки, мОм	30	15	10	8	6	4	2	1
Выходное напряжение 5 В								
Максимальная полная индуктивность первичной обмотки, мкГн	3190	1593	1062	797	531	398	319	265
Индуктивность рассеяния первичной обмотки, % от полной индуктивности	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5
Сопротивление первичной обмотки, Ом	4,6	2,4	1,6	1,2	1	0,8	0,6	0,4
Сопротивление вторичной обмотки, мОм	12	6	4	3	2	1	0,75	0,5

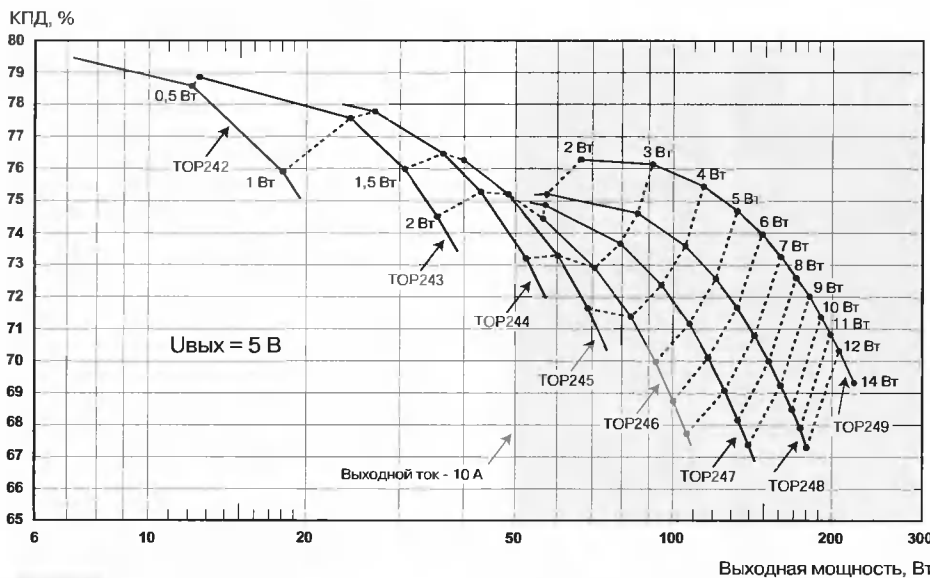


Рис. 20

Таблица 5

исключение «дребезга» выходного напряжения во время включения и выключения преобразователя при плавном увеличении и уменьшении напряжения на конденсаторе C7. Установка двух резисторов последовательно (как и R5, R6) позволяет использовать более дешевые и допускающие меньшее рабочее напряжение компоненты мощностью 0,25 Вт. При увеличении входного напряжения преобразователь начинает работать при 100 В, а при уменьшении будет работать пока поддерживается выходное напряжение или при достижении входным уровнем 40 В в зависимости от того, что наступит раньше.

Резисторы R5, R6 и R12, подключенные к выводу X микросхемы U1, обеспечивают точное слежение пикового значения тока через микросхему в зависимости от входного напряжения, что особенно важно при максимальной нагрузке и минимальном напряжении на входе. Это позволяет использовать трансформатор минимальных габаритов и с максимальной

Параметр	Мин.	Ном.	Макс.
Напряжение сети, В	85	115/230	265
Частота, Гц	47	50/60	64
Выходное напряжение, В	18,7	19,2	19,7
Напряжение пульсаций, мВ, от пика до пика	—	—	120
Выходной ток, А	0	—	3,66
Выходное напряжение при воздействии всех дестабилизирующих факторов, %	-2	12	+2
Температура окружающей среды, °C	0	25	40
Выходная мощность, Вт	—	—	70
Коэффициент полезного действия, %	89	—	—

Примечание. Нестабильность указана как отклонение выходного напряжения от номинального, измеренного при напряжении сети 115 В и токе нагрузки 3,66 А.

индуктивностью первичной обмотки для заданной выходной мощности при исключении насыщения сердечника во время включения преобразователя или при переходных процессах в нагрузке.

Особенностью вторичной цепи является наличие двух параллельно работающих обмоток, каждая из которых имеет собственный выпрямительный диод — D1 и D5. Активные сопротивления обмоток выравнивают токи через эти диоды. Двухобмоточный дроссель L1 и конденсаторы C4 и C14 сглаживают пульсации выходного напряжения и уменьшают проникновение высокочастотных помех преобразователя в нагрузку.

Стабилизация выходного напряжения осуществляется в соответствии с рис. 13, г

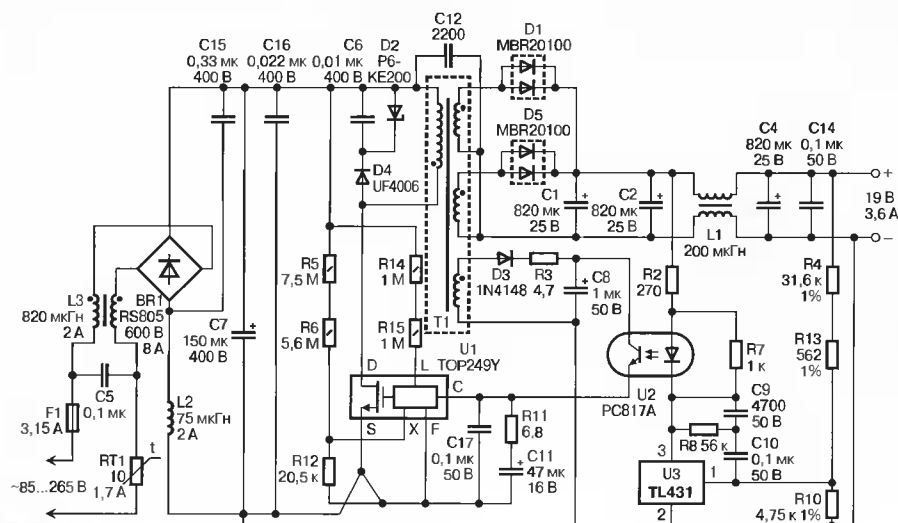


Рис. 21

Где взять

Компания «МакроТим» предлагает продукцию фирмы Power Integrations

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

Основные особенности микросхем:

- ограничение тока;
- защита ключа при снижении напряжения;
- защита от перенапряжения;
- EcoSmart-технология, позволяющая существенно уменьшить потребление энергии в режиме работы на холостом ходу.

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

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

Консультации и техническая поддержка

POWER
INTEGRATIONS, INC.



МАКРО
ТИМ

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



статьи [1]. Для получения другого выходного напряжения необходимо пересчитать делитель R4R13R10 и число витков вторичных обмоток трансформатора T1. Конденсатор C11 является основным элементом, обеспечивающим стабильность цепи авторегулирования, элементы R11, C9, R8 и C10 также улучшают параметры этой цепи.

Специальный резистор начальной нагрузки в преобразователе отсутствует, поскольку микросхемы TOPSwitch-GX нормально работают без нее, при этом потребляемая от сети мощность составляет около 520 мВт.

Для питания микросхемы U1 по входу обратной связи используется выпрямитель D3R3C8. Резистор R3 обеспечивает фильтрацию выбросов на индуктивности рассеяния первичной обмотки трансформатора, проникающих через емкость между обмотками в цепь указанного выпрямителя.

Конденсатор C17 фильтрует пульсации на выводе С микросхемы U1 и совместно с R11 и C11 определяет частоту попыток автозапуска при перегрузке.

Трансформатор T1 намотан на Ш-образном ферритовом сердечнике FRQ26/20-A TDK PC40. В сердечник введен зазор, ширина которого не приведена, но указано, что он обеспечивает значение A_L , равное 0,873 мкГн. Первичная обмотка состоит из двух секций по 9 витков в два провода диаметром 0,4 мм в двойной изоляции. Каждая из вторичных обмоток содержит по три витка и намотана в три провода диаметром 0,4 мм в тройной изоляции. Обмотка для питания цепи обратной связи — два витка полоски медной фольги на всю ширину каркаса, естественно, с изолирующей прокладкой.

Порядок намотки такой — вначале первая секция сетевой обмотки, затем экран из одного незамкнутого витка медной фольги на всю ширину каркаса, поверх экрана две вторичные обмотки рядом, затем обмотка для питания цепи обратной связи, выполняющая также роль экрана и, наконец, вторая секция первичной обмотки. Готовый трансформатор заэкранирован замкнутым витком медной фольги.

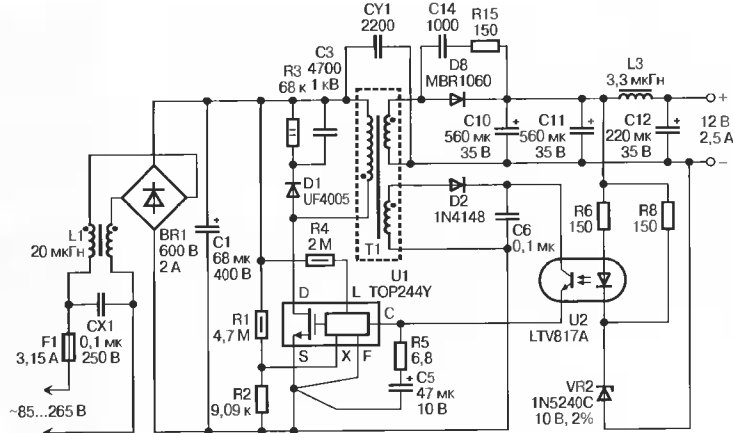


Рис. 22

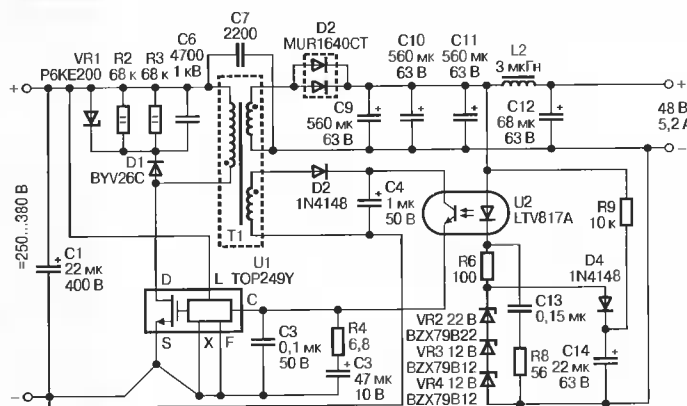


Рис. 23

Индуктивность первичной обмотки составляет 273 мкГн, индуктивность рассеяния, определенная как половина от индуктивности первичной обмотки при замкнутых остальных — 1,5 мкГн.

Фотография преобразователя приведена на первой странице обложки. Микросхема U1 и выпрямительный мост BR1 установлены на П-образный теплоотвод из медной полосы сечением 20×1,5 мм и длиной 137 мм, а диоды D1 и D5 — на Г-образный из такой же полосы длиной 75 мм.

Небольшая площадь теплоотводов определяет жесткий температурный режим элементов преобразователя: при температуре окружающей среды 40 °С микросхема U1 нагревается до 118 °С, диоды D1 и D5 — до 110 °С, а трансформатор — до 108 °С.

Принципиальная схема еще одного преобразователя напряжения на микросхеме TOPSwitch-FX приведена на рис. 22 [4]. Его выходная мощность составляет 30 Вт. Подключение вывода L

микросхемы U1 к плюсу источника питания через резистор R4 сопротивлением 2 МОм обеспечивает четкое отключение преобразователя при снижении входного постоянного напряжения ниже 100 В и при превышении уровня 450 В.

Резисторы R1 и R2, подключенные к выводу X микросхемы U1, также как и в предыдущей конструкции, обеспечивают слежение пикового значения тока через микросхему в зависимости от входного напряжения.

Схема преобразователя напряжения мощностью 250 Вт (48 В, 5,2 А) без входного выпрямителя приведена на рис. 23 [4]. Микросхема TOP249Y используется здесь на пределе своих возможностей, поэтому ее вход X соединен с выводом истока.

Для гашения довольно большой мощности импульсов на индуктивности рассеяния первичной обмотки служит демпфирующая цепь D1VR1R2R3. Резисторы R2R3 рассчитаны так, что стабилитрон в нормальном режиме работы рассеивает небольшую мощность. Его основная

роль — устранить всплески напряжения повышенной амплитуды при переходных процессах и перегрузке.

Особенностью вторичной цепи является включение элементов D4 и C14 параллельно стабилитронам VR2—VR4, определяющим совместно с падением напряжения на светодиоде оптрона U2 выходное напряжение. Конденсатор C14 обеспечивает плавное повышение выходного напряжения в момент включения преобразователя. После его зарядки диод D4 закрывается, и C14 не влияет на дальнейшую работу. Резистор R9 необходим для разрядки конденсатора C14 после выключения преобразователя.

Цепочка C13R8 необходима для повышения устойчивости петли обратной связи.

Более подробные сведения о параметрах и свойствах микросхем TOPSwitch-GX можно на сайте фирмы Power Integrations <www.powerint.com>.

Сергей Бирюков,
editor@dian.ru

Семинары «Макро Тим» в 2003 г.

Февраль — CML с участием представителя от производителя. Тема: «Обзор новых компонентов».

Март — STMicroelectronics с участием представителя фирмы WBC. Тема: «Неполностью управляемые ключи для маломощных приложений типа управления двигателями постоянного тока, микроконтроллерные системы управления ими».

Апрель — Power Integration с участием представителя от производителя. Тема: «Представление "Макро Тим" как официального дистрибьютора. Обзор новых компонентов, направление ECOSmart».

Май — Hyperstone+SNД с участием представителей от производителей. Тема: «RISC+DSP процессоры фирмы HYPERSTONE. Сетевые решения фирмы SNД для телекоммуникационных приложений. Особенности архитектуры микропроцессоров HYPERSTONE, программные и аппаратные средства разработки для RISC+DSP процессоров HYPERSTONE. Обзор современных сетевых решений с поддержкой Ethernet, Bluetooth фирмы SNД». В рамках выставки «Связь ЭкспоКом».

Июнь — MOLEX с участием представителя от производителя. Тема: «Разъемы серии DIN. Сравнение с аналогичными изделиями от других производителей».

Предварительная информация:

Сентябрь — Hitachi с участием представителя. Тема: «Новые разработки Hitachi в области микроконтроллеров, LCD, транзисторов»

Регистрация посетителей:

training@macroteam.ru тел. +7(095)306-0026/4721/4789

факс +7(095)306-0283

www.macroteam.ru chipnews.gaw.ru

Устройство защиты галогенных ламп накаливания

Используя специализированную микросхему фазового регулятора мощности КР1182ПМ1 относительно несложно построить устройство для защиты перекальных фотоосветительных или «криптоновых» галогенных ламп накаливания на 220 В, которые обычно используются для подсветки рекламных вывесок. Предлагаемая конструкция предотвращает разрушительный бросок тока через нить накала таких ламп в момент включения и не допускает превышения действующего значения напряжения сверх установленного, осуществляя стабилизацию напряжения.

Схема предлагаемого устройства приведена на рис. 1. При замыкании контактов выключателя SA1 на его цепи подается сетевое напряжение питания. Так как конденсатор C1 в это время разряжен, напряжение на нагрузку не подается. Сразу же после подачи напряжения конденсатор C1 начинает заряжаться от встроенного в микросхему генератора тока. По мере его зарядки действующее значение напряжения на нагрузке плавно увеличивается до номинального.

Для защиты нагрузки от повышенного напряжения питания предназначен узел на транзисторах VT1, VT2 и оптроне U1. При росте напряжения питания нагрузки сверх установленного значения растет напряжение на выводах конденсатора C7. Если напряжение на движке резистора R7 превысит 14 В, транзисторы VT1, VT2 откроются, через светодиод оптрона U1 потечет ток, что приведет к частичному открыванию фототранзистора и уменьшению напряжения на конденсаторе C1, в результате напряжение питания нагрузки снизится. Чем больше будет напряжение сети, тем сильнее будут открыты транзисторы и фототранзистор. Таким образом, лампы накаливания будут надежно защищены от повышенного напряжения, что ощутимо увеличит срок их службы. О том, что устройство работает в режиме ограничения выходного напряжения, сигнализирует светодиод HL1.

Резистор R1 предназначен для разряда конденсатора C1 после отключения напряжения питания. Резистор R3 уменьшает импульсный ток через транзисторы микросхемы DA1. Конденсатор C6 предназначен для уменьшения уровня проникающих в сеть помех. При более жестких требованиях для этой цели желательно использовать LC-сетевой фильтр. По сравнению с

типовой схемой включения емкость конденсаторов, подключенных к выводам микросхемы 9 и 11, 14 и 16 уменьшена вдвое, что позволило добиться более раннего открывания транзисторов микросхемы DA1, благодаря чему на нагрузку может подаваться напряжение питания, близкое входному сетевому (при закрытом или отключенном фототранзисторе).

Резистор R3 желательно использовать проволочный мощностью 2...7 Вт, например, типа С5-37. Подстроечный — СПЗ-386, РП1-63М, СП4-1 или многооборотные СПЗ-39, СП5-14. Остальные резисторы — типов С1-4, С2-23, С2-33, МЛТ. Оксидные конденсаторы — импортные аналоги К50-35; C4, C6 — полиэтилентерефталатные К73-17, К73-24В, К73-39 на рабочее напряжение не ниже 400 В; C2, C3 — К73-17 на 63 В. Диоды можно заменить на КД209Б—Г, КД221В, Г, КД243Г—Ж, 1N4004—1N4007. На месте стабилитрона VD3 могут работать Д814Б; Д814Б1, В; КС191А, Ж, М; КС482А; КС510А; ВЗХ/ВЗВ55С-8В2; ТЗМС-9В1; VD4 — КС207В, КС213Б, КС512А, ВЗХ/ВЗВ55С-12, ТМЗС-12. Светодиод работает при относительно малом прямом токе, если вы захотите, чтобы он светился с достаточной яркостью, то нужно взять светодиод с повышенной светоотдачей, например, типов L-383SRDT, L-383SRWT, L-1503EC. Так как в данном устройстве нет необходимости применять оптрон с высоким напряжением гальванической развязки, то U1 можно взять серий АОТ123, АОТ127, АОТ128, 4N32. При установке оптрона необходимо уточнить его цоколевку. Транзисторы можно применить любые из серий КТ3102, КТ342, КТ6111, SS9014, BC550, 2SC1222, 2SC1845. С указанным на схеме типом симистора суммарная мощность подключаемых ламп

микросхемы при неправильном подключении симистора или его неисправности, последовательно с резистором R3 можно включить предохранитель на 0,5 А. Микросхема в теплоотводе не нуждается.

Внешний вид возможного варианта конструкции дан на фотографии (рис. 2). Настройка сводится к установке резистором максимально допустимого выходного напряжения (номинальное значение 220 В). Чтобы резистор R1 не оказывал заметного влияния на напряжение пита-

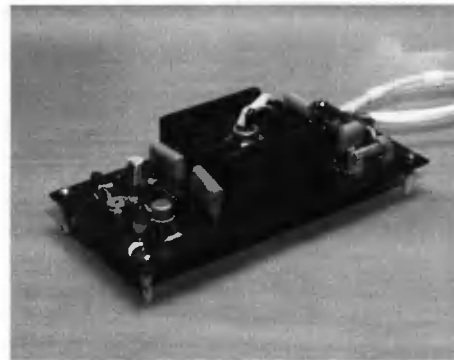


Рис. 2

ния нагрузки, его сопротивление желательно взять максимально большим, но при этом будет возрастать время, необходимое для разрядки времязадающего конденсатора C1. Наиболее просто решить эту проблему можно установкой выключателя SA1 с дополнительной группой контактов, которая бы замыкала выводы C1 при отключении напряжения питания, тогда R1 можно не устанавливать. Конструкция выключателя должна обязательно исключать появление дуги между первой и второй группами контактов, при мощности нагрузки до 400 Вт подойдет ПКН41-1-2. Возможен и такой вариант — выключатель питания SA1 можно перенести из цепи коммутации 220 В в цепь шунтирования C1, но тогда устройство будет постоянно находиться под напряжением сети переменного тока 220 В, что не всегда допустимо.

Так как все элементы устройства находятся под напряжением осветительной сети, необходимо соблюдать соответствующие меры осторожности.

Андрей Бутов,
butov@friends.ill.pp.ru

Литература:

1. И. Кольцов. Микросхема фазового регулятора мощности КР1182ПМ1. — Схемотехника, 2001, № 10, стр. 51—53.
2. А. Немич. Микросхема КР1182ПМ1 — фазовый регулятор мощности. — Радио, 1999, № 7, стр. 44—46.
3. А. Бутов. Акустическое реле. — Схемотехника, 2002, № 3, стр. 2, 3.
4. А. Бутов. Терморегулятор на микросхеме КР1182ПМ1. — Схемотехника, 2002, № 10, стр. 33, 34.
5. Тиристоры фирмы Motorola. — Схемотехника, 2002, № 1, стр. 62, 63.
6. Стандартные симисторы фирмы Philips Semiconductor. — Радиоаматор-Электрик, 2002, № 9, стр. 16, 17.

В статье А. Бутова «Сенсорный регулятор освещения» («Схемотехника», 2001, № 12, с. 59, 60) при подготовке материала редакцией была допущена опечатка. Номинал резистора R10 должен быть 1 кОм.

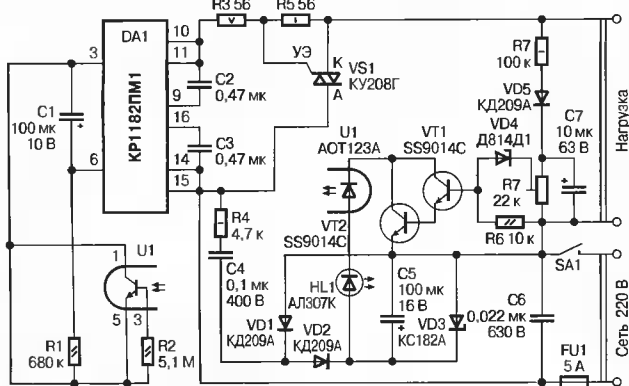


Рис. 1

УМЗЧ с токовой обратной связью

Тема построения УМЗЧ с токовой обратной связью весьма интересна, поскольку такие усилители могут обеспечить весьма высокие результаты. В двух последних номерах журнала «Схемотехника» за прошлый год был описан УМЗЧ с токовой обратной связью, в этой статье предложен еще один вариант подобного усилителя.

Многие западные фирмы-производители электронных компонентов освоили и быстро наращивают выпуск интегральных ОУ с токовой обратной связью (ОУОСТ). Динамические параметры ОУОСТ впечатляют: частотная полоса «перешагнула» гигагерцовый рубеж, а максимальные скорости изменения выходного сигнала измеряются сотнями и тысячами вольт в микросекунду. Сравнительный анализ параметров классических ОУ с обратной связью по напряжению и ОУ с обратной связью по току позволяет сделать вывод о следующих достоинствах и недостатках последних [1, 2].

Достоинства:

- более высокая максимальная скорость нарастания/спада выходного сигнала;
- меньшие нелинейные и интермодуляционные искажения;
- более широкая полоса пропускания и ее слабая зависимость от глубины обратной связи.

Недостатки:

- более высокое напряжение смещения входа;
- более высокий уровень шума;
- необходимость использования сравнительно низкоомной цепи обратной связи;
- меньшее значение коэффициента подавления нестабильности питания.

Идея разработки схемы УМЗЧ, базирующейся на технических решениях, используемых в схемотехнике ОУОСТ, непосредственно вытекает из того обстоятельства, что перечисленные выше достоинства ОУОСТ одновременно являются и наиболее трудно выполнимыми требованиями, которые предъявляются к УМЗЧ классов Hi-Fi и Hi-End. Что же касается недостатков ОУОСТ, то они, как показал анализ, либо не имеют существенного значения применительно к УМЗЧ (повышенный уровень шума, низкоомная цепь ОС), либо же их негативное влияние может быть значительно ослаблено дополнительными мерами. На рис. 1 изображена функциональная схема типичного ОУОСТ, а на рис. 2 — принципиальная схема предлагаемого УМЗЧ.

Принципы построения и основные параметры ОУОСТ достаточно подробно изложены в [1—3] и в данной статье не рассматриваются. Функциональная же схема ОУОСТ приведена только для того, чтобы наглядно показать взаимосвязь схемы УМЗЧ со схемотехникой ОУОСТ (см. табл. 1).

Следует подчеркнуть, что механический перевод схемных решений аналоговых ИМС на дискретные компоненты, как правило, не дает ожидаемых результатов. Объясняется это следующим: компоненты ИМС (транзисторы, резисторы), изготовленные в одном технологическом цикле и близко расположенные на кристалле, име-

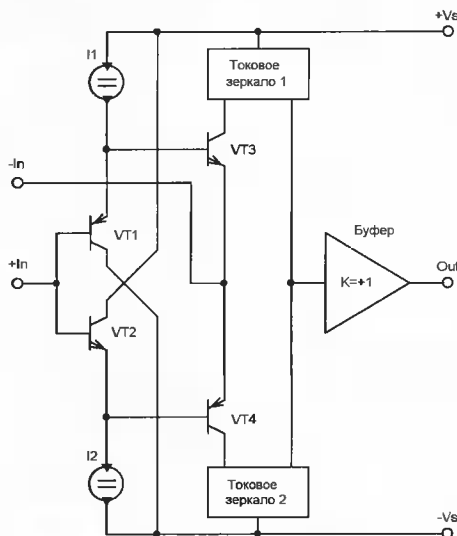


Рис. 1

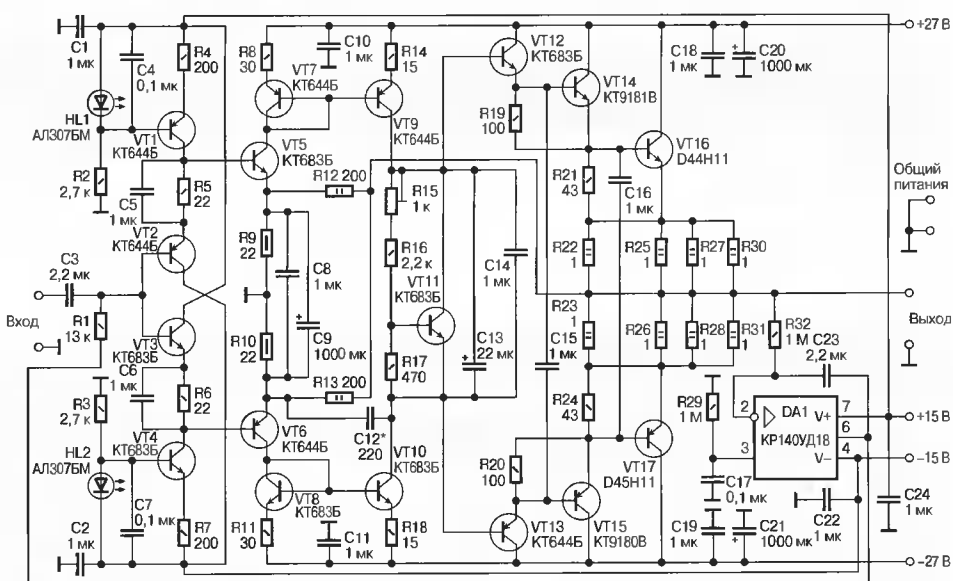


Рис. 2

Таблица 1

Компоненты ОУОСТ	Соответствующие компоненты УМЗЧ
VT1, VT2, VT3, VT4	VT2, VT3, VT5, VT6
Источник тока I1	VT1, HL1, R2, R4, C4
Источник тока I2	VT4, HL2, R3, R7, C7
Токовое зеркало 1	VT7, VT9, R8, R14
Токовое зеркало 2	VT8, VT10, R11, R18
Буфер	VT11—VT17, R15—R17, R19—R28, R30, R31, C13—C16

ют хорошо согласованные параметры и практически равные температуры. Это позволяет в полной мере использовать преимущества принципа взаимности компонентов. Степень согласованности параметров однотипных дискретных компонентов значительно ниже, а их температуры могут существенно отличаться. По этой причине в схемах, реализуемых на дискретных компонентах, должны быть предус-

мотрены дополнительные меры, повышающие стабильность их работы. Так, в частности, коэффициент передачи интегрального отражателя тока (токового зеркала) хорошо предсказуем и определяется отношением площадей эмиттерных переходов транзисторов. При дискретной же реализации токового зеркала предсказуемость и стабильность его параметров может быть обеспечена только путем включения в эмиттерные цепи транзисторов токостабилизирующих резисторов. В УМЗЧ коэффициенты передачи отражателей тока выбраны равными двум и определяются сопротивлениями резисторов R8, R11, R14, R18. Резисторы R5, R6, R9, R10 обеспечивают температурную стабилизацию тока покоя транзисторов VT5, VT6.

Отмеченный выше недостаток ОУОСТ, заключающийся в повышенном уровне напряжения смещения входа, применительно к УМЗЧ становится серьезной проблемой, поскольку дискретные транзисторы имеют большие разбросы напряжений переходов база-эмиттер. Решается эта проблема с помощью цепи компенсации постоянной составляющей выходного напряжения УМЗЧ, в которую входит резистор R1 задания смещения на базы вход-

ных транзисторов VT2, VT3 и интегратор, реализованный на компонентах DA1, C17, C23, R29, R32. При использовании в интеграторе ОУ с малыми входными токами (желательно использовать ОУ с полевыми транзисторами на входе), уровень постоянной составляющей напряжения УМЗЧ приблизительно равен напряжению смещения ОУ DA1. Следует, однако, иметь в виду, что включение в цепь обратной связи интегратора повышает порядок передаточной функции УМЗЧ, превращая его в фильтр высокой частоты второго порядка с параметрами:

$$FP = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{C3R1C23R32}},$$

$$Q = \sqrt{K \frac{C3R1}{C23R32}},$$

где K — коэффициент усиления УМЗЧ; F_P и Q — соответственно частота и добротность пары полюсов, реализуемых фильтром.

При величине $Q > 0,707$ АЧХ усилителя имеет выброс в области низких частот, что обычно нежелательно. Номиналы компонентов C_3 , C_{23} , R_1 , R_{32} следует выбирать так, чтобы обеспечить величину $Q \leq 0,5$, при которой фильтр реализует вещественную пару полюсов. Указанным на схеме номиналам соответствует величина $Q = 0,36$, при которой гарантированно обеспечивается монотонный спад АЧХ УМЗЧ в области низких частот.

Негативное влияние другого недостатка усилителей с токовой ОС — сравнительно небольшое подавление пульсаций питающих напряжений — значительно ослабляется за счет использования стабилизированных источников для питания входных повторителей, реализованных на VT_1 , VT_4 , HL_2 , R_2 — R_4 , R_7 , C_4 , C_7 .

Начальное смещение транзисторов выходного буфера (разность напряжений на базах транзисторов VT_{12} и VT_{13}) задается с помощью транзистора VT_{11} и резисторов R_{15} — R_{17} , которые образуют схему так называемого умножителя напряжения перехода база-эмиттер:

$$V_{ce_{VT_{11}}} = V_{be_{VT_{11}}} \left(1 + \frac{R_{15} + R_{16}}{R_{17}} \right),$$

где V_{ce} и V_{be} — напряжение между выводами коллектор-эмиттер и база-эмиттер транзистора VT_{11} соответственно.

Величина множителя напряжения V_{be} с помощью подстроечного резистора R_{15} устанавливается приблизительно равной шести, то есть числу прямо смещенных эмиттерных переходов транзисторов, используемых в выходном буфере. В идеальном случае, когда транзисторы VT_{12} — VT_{17} и транзистор VT_{11} имеют равные температуры и одинаковые температурные коэффициенты напряжений переходов база-эмиттер, ток покоя буфера не зависит от температуры. К сожалению, на практике эти условия выполняются лишь отчасти даже в том случае, когда транзистор VT_{11} конструктивно размещен на радиаторе мощного транзистора VT_{16} (или VT_{17}). Дополнительная мера, направленная на снижение температурного дрейфа тока покоя транзисторов VT_{16} , VT_{17} — включение в их эмиттерные цепи резисторов R_{22} , R_{23} , R_{25} — R_{28} , R_{30} , R_{31} . Выбор номиналов указанных резисторов является компромиссом между стабильностью тока покоя мощных транзисторов и КПД усилителя.

Резисторы R_9 , R_{10} , зашунтированные конденсаторами C_8 , C_9 , по переменному току включены параллельно и одновременно выполняют две функции: стабилизируют ток покоя транзисторов VT_5 , VT_6 и являются нижним плечом делителя напряжения цепи общей отрицательной ОС усилителя. Верхнее плечо делителя напряжения цепи ООС образовано включенными параллельно по переменному току резисторами R_{12} , R_{13} . Коэффициент усиления УМЗЧ может быть рассчитан по формуле:

$$K = 1 + \frac{Req_{v1}}{Req_{v2}},$$

где Req_{v1} — эквивалентное сопротивление параллельно включенных резисторов R_{12} и R_{13} ; Req_{v2} — эквивалентное сопротивление параллельно включенных резисторов R_9 и R_{10} .

Динамические характеристики (АЧХ, переходная характеристика, максимальные скорости нарастания и спада выходного сигнала) УМЗЧ определяются частотными свойствами и режимами работы транзисторов, а также сопротивлением резисторов R_{12} , R_{13} цепи ООС и емкостью конденсатора C_{12} частотной коррекции. Следует заметить, что при вариации коэффициента усиления УМЗЧ синхронным изменением сопротивлений резисторов R_9 , R_{10} ширина полосы пропускания изменяется незначительно. Этим усилитель с токовой ОС принципиально отличается от традиционных УМЗЧ, у которых произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания является постоянной величиной.

Анализ качественных показателей УМЗЧ осуществлялся с помощью подсистемы схемотехнического моделирования, входящей в состав профессиональной САПР радиоэлектронных устройств OrCAD 9.2. Анализ производился при следующих условиях:

- номинальные значения напряжения источников питания — ± 27 В и ± 15 В;
- ток покоя транзисторов VT_{16} , VT_{17} — 130 мА;
- сопротивление нагрузки УМЗЧ и емкость корректирующего конденсатора C_{12} (если они не указываются ниже явно) — соответственно 4 Ом и 220 пФ;
- источники испытательных сигналов имеют нулевое выходное сопротивление.

Таблица 3

Емкость конденсатора C_{12} , пФ	Верхняя частота полосы пропускания на уровне -3 дБ, МГц	Запас устойчивости по фазе, градусы	Максимальная емкость нагрузки	Максимальная скорость изменения выходного сигнала, В/мкс	
				нарастания	спада
51	27,09	70,44	1300 пФ	1388	1859
75	14,18	77,71	2200 пФ	953,4	982,3
100	10,11	80,98	4000 пФ	722,1	750,5
220	4,41	85,87	∞	336,8	339,7
330	2,93	87,17	∞	225,7	225,8
470	2,05	87,93	∞	158,5	158,4

В результате анализа получены следующие результаты:

- коэффициент усиления на частоте 1000 Гц — 10,1;
- выходная мощность при сопротивлении нагрузки 4 Ом и уровне нелинейных искажений 1,5 % — 72 Вт;
- нижняя граница полосы пропускания на уровне минус 3 дБ — 4,9 Гц;
- входное сопротивление на частоте 1 кГц — 12,9 кОм;
- выходное сопротивление на частоте 1 кГц — 0,000433 Ом;
- проникновение на выход пульсаций с частотой 100 Гц порядка 1,3 мВ/В при пульсациях одного из источников и около 0,13 мВ/В при симметричных противофазных пульсациях двух источников.

Коэффициент нелинейных искажений для различных сочетаний выходной мощности, сопротивления нагрузки на частотах 1 и 10 кГц приведен в табл. 2, зависимость основных динамических характеристик УМЗЧ от емкости корректирующего конденсатора — в табл. 3.

На рис. 3 и 4 изображены АЧХ, полученные в результате анализа УМЗЧ при вариации емкости корректирующего конденсатора C_{12} (рис. 3) и емкости нагрузки (рис. 4). На рис. 3 отмечены точки, соответствующие спаду АЧХ на 3 дБ.

Временные диаграммы (рис. 5) — отклик УМЗЧ на входное воздействие, представляющее собой последовательность прямоугольных импульсов с параметрами:

- размах напряжения — 3 В;
 - период следования импульсов — 1 мкс;
 - длительность нарастания и спада импульсов — 10 нс;
 - скважность импульсов — 2.
- Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы:

- динамические характеристики УМЗЧ могут предсказуемо варьироваться в широких пределах путем изменения емкости конденсатора C_{12} частотной коррекции;

Таблица 2

Условия тестирования			КНИ, %
F , кГц	$R_{вых}$, Вт	$R_{нагр}$, Ом	
1	7,5	8	0,00099
1	25	8	0,00198
1	15	4	0,00151
1	50	4	0,00229
10	7,5	8	0,00127
10	25	8	0,00216
10	15	4	0,00141
10	50	4	0,00290

- в звуковом диапазоне частот нелинейные искажения УМЗЧ слабо зависят от частоты (при увеличении частоты на порядок нелинейные искажения увеличиваются не более чем в 1,26 раза);
- питание силовой части УМЗЧ может осуществляться от нестабилизированных источников со значительным уровнем пульсаций.

Теперь следует особо сказать о назначении конденсаторов C_{15} , C_{16} . В процессе моделирования выяснилось, что при отсутствии этих конденсаторов и высокой скорости нарастания выходного напряжения УМЗЧ скорость увеличения эмиттерных токов транзисторов VT_{14} , VT_{16} верхнего плеча буфера существенно превышает скорость уменьшения

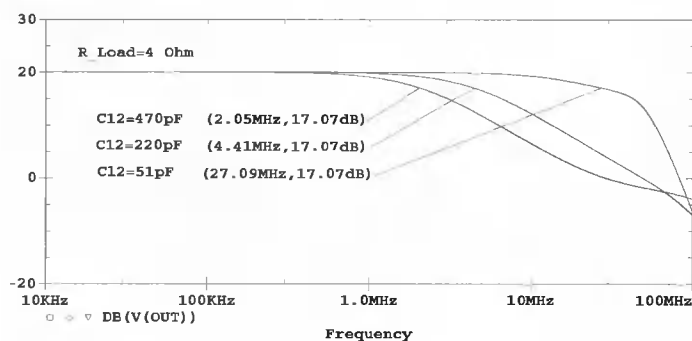


Рис. 3

эмиттерных токов транзисторов VT15, VT17 нижнего плеча буфера. При быстром спаде выходного сигнала УМЗЧ события развиваются «с точностью до наоборот»: эмиттерные токи транзисторов VT14, VT16 уменьшаются медленнее, чем возрастают токи транзисторов VT15, VT17. Фактически складывается следующая ситуация: преобразователь ток-напряжение (отражатели тока) обеспечивают столь высокую скорость изменения входного напряжения буфера, что она вызывает динамическую перегрузку последнего. Динамическая перегрузка буфера имеет, как минимум, два негативных последствия:

- через пары транзисторов VT14, VT15 и VT16, VT17 протекают значительные пульсирующие сквозные токи;
- для восстановления буфера после снятия перегрузки требуется определенное время.

Конденсаторы C15, C16 форсируют процесс закрывания тех из транзисторов VT14—VT17, эмиттерные токи которых в данный момент должны уменьшаться, что практически устраняет динамическую перегрузку выходного буфера. На рис. 6 приведены временные диаграммы эмиттерных токов транзисторов VT16, VT17, полученные в результате двухвариантного моделирования УМЗЧ: при наличии и отсутствии конденсаторов C15, C16.

В обоих случаях на вход УМЗЧ подавался гармонический сигнал с амплитудой 2 В и частотой 1,8 МГц. На диаграммах хорошо видно, что при наличии конденсаторов C15, C16 транзисторы VT16, VT17 находятся в проводящем состоянии поочередно, что исключает возможность протекания через них значительных сквозных токов. При отсутствии этих конденсаторов транзисторы VT16, VT17 одновременно находятся в проводящем состоянии (на протяжении всего периода усиливаемого сигнала), что и предопределяет наличие сквозного

тока. Здесь важно отметить, что при дальнейшем увеличении скорости изменения (частоты и/или амплитуды) входного сигнала процесс нарастания сквозного тока мощных транзисторов приобретает характер лавины. При отсутствии конденсаторов C15, C16 и увеличении частоты входного гармонического сигнала с 1,8 до 2 МГц (амплитуда по-прежнему равна 2 В) сквозной ток транзисторов VT16, VT17 возрастает до катастрофической величины, приблизительно равной 48 А.

Моделирование показало, что в УМЗЧ могут использоваться современные транзисторы других типов. Так, в частности, при замене VT1, VT2, VT6, VT13 и VT3, VT4, VT5, VT12 на транзисторы соответственно КТ6116А (2N5401) и КТ6117А (2N5551) основные параметры УМЗЧ даже несколько улучшаются. Если коэффициенты передачи отражателей тока установить равными единице (использовать резисторы R14, R18 с номиналом 30 Ом), то транзисторы VT7, VT9 и VT8, VT10 также можно заменить на транзисторы типов КТ6116А и КТ6117А. Сложнее обстоит дело с возможностью замены мощных транзисторов VT16, VT17. Комплементарные транзисторы D44H11, D45H11 фирмы Motorola характеризуются уникальным сочетанием параметров:

- максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер — 80 В;
- максимальный ток коллектора — 10 А;
- граничная частота коэффициента передачи тока — не менее 40 МГц.

Подобрать адекватную замену этим транзисторам из отечественных автору не удалось. Однако при некотором ухудшении динамических характеристик в УМЗЧ вполне могут использоваться мощные низкочастотные транзисторы. Сравнительный анализ исходной схемы (рис. 2) УМЗЧ и варианта, в котором использовались низкочастотные транзисторы VT16, VT17 типов 2N3055, MJ2955

(отечественные аналоги КТ819, КТ818), показал следующее:

- при использовании низкочастотных транзисторов ухудшение АЧХ (сужение полосы, выброс АЧХ в области высоких частот) имеет место при емкости корректирующего конденсатора C12 меньше 220 пФ;
- при емкости конденсатора C12, превышающей 220 пФ, динамические характеристики (АЧХ, максимальная скорость изменения выходного сигнала, устойчивость при работе на емкостную нагрузку) обоих вариантов схемы практически одинаковы.

Потенциальные возможности усилителя могут быть реализованы только при оптимальной топологии печатной платы (ПП), минимизирующей паразитные электромагнитные связи, которые могут оказывать существенное негативное влияние на характеристики УМЗЧ. Учитывая специфические особенности усилителя (сравнительно небольшой коэффициент усиления по напряжению и низкое входное сопротивление, большие уровни токов выходного буфера, достаточно широкая полоса пропускания) можно сделать вывод о том, что доминирующими видами паразитной связи в УМЗЧ являются [4, 5]:

- связь через конечное сопротивление общего участка «земляной» шины;
- связь через внутреннее сопротивление и соединительные провода источников питания.

Методика минимизации паразитных связей через общие участки «земляной» шины очевидна: топология ПП и проводной монтаж усилителя должны исключать протекание больших токов выходного буфера и малых токов входных каскадов (входной повторитель, преобразователь ток-напряжение) через одни и те же (общие) участки «земляной» шины. Следует, однако, заметить, что очевидность методики вовсе не означает простоту

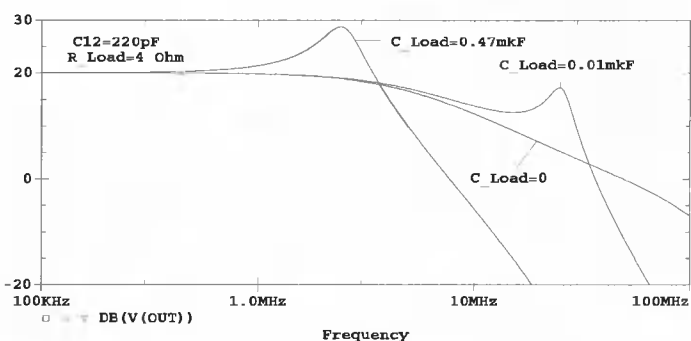


Рис. 4

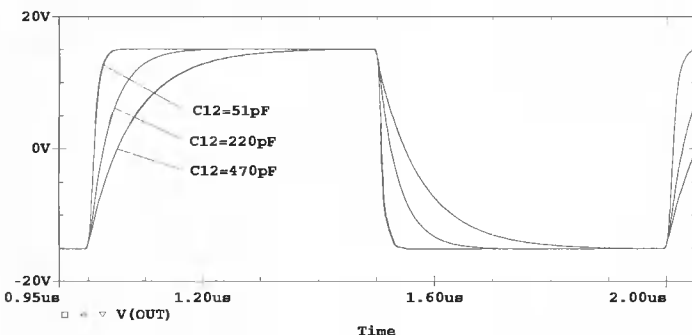


Рис. 5

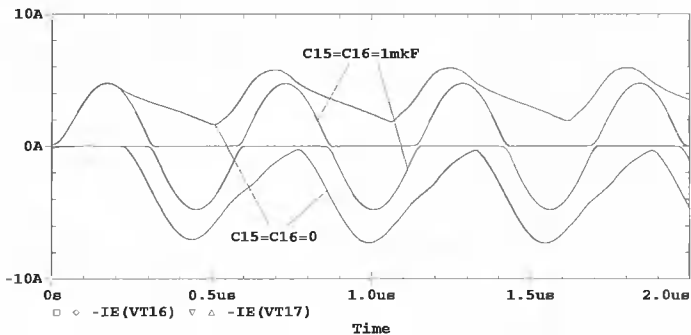


Рис. 6

практической реализации ее рекомендаций. Ослабление паразитных связей через внутреннее сопротивление и соединительные провода источников питания достигается следующими мерами:

- использованием низкочастотных (оксидных) и высокочастотных (керамических) развязывающих конденсаторов;
- использованием отдельных (слаботочной и силовоточной) шин питания преобразователя ток-напряжение и выходного буфера;
- использованием стабилизированных напряжений для питания входных повторителей напряжения;
- подключением источников питания +27 В и -27 В отдельными витыми парами проводов минимально возможной длины.

Изложенные рекомендации иллюстрирует рис. 7, на котором условно изображены элементы и проводники, в наибольшей степени влияющие на уровни паразитных связей.

На рис. 7 жирными линиями выделены проводники, по которым протекают переменные или пульсирующие токи значительной величины. Точка, помеченная буквой «А», является опорной силовой «землей», которая соединяется с точками сигнального заземления отдельным печатным проводником (возможно, несколькими). Печатные проводники слаботочных шин питания должны начинаться в точке подключения выводов электролитических конденсаторов C20, C21. Желательно, чтобы эти конденсаторы имели малую величину эквивалентного последовательного сопротивления (ESR) на высоких частотах. Точки запайки потенциальных выводов керамических конденсаторов C18, C19 должны находиться в непосредственной близости от точек подключения выводов коллекторов транзисторов VT16, VT17. Точки запайки выводов керамических конденсаторов C10, C11 должны находиться рядом с точками соединения соответствующих выводов пар резисторов R8, R14 и R11, R18. «Заземленные» выводы всех развязывающих конденсаторов должны соединяться с опорной землей (точка А на рис. 7) отдельными печатными проводниками достаточной ширины и минимально возможной длины.

Помимо этого при разработке конструкции усилителя необходимо учитывать следующие рекомендации:

- транзистор VT11 необходимо укрепить на радиаторе мощного транзистора

VT16 (или VT17). Место расположения транзистора VT11 на радиаторе и тепловое сопротивление корпус транзистора—радиатор подбирается экспериментально по приведенной ниже методике;

- интегральные стабилизаторы напряжений ± 15 В (на рис. 2 не показаны) желательно разместить непосредственно на печатной плате УМЗЧ. Рекомендуемые типы стабилизаторов — KP1157ЕН15А, KP1179ЕН15;
- если не представляется возможным разместить транзисторы VT16, VT17 так, чтобы их выводы запаивались непосредственно в печатную плату, необходимо использовать жгуты минимально возможной длины, состоящие из трех свитых проводников с сечением жилы не менее 0,5 мм².

Важно понимать, что реализация перечисленных конструктивных мер существенно ослабляет нежелательные паразитные связи, но принципиально не может подавить их до нулевого уровня. Негативное влияние остаточных паразитных связей заключается, как минимум, в искажении амплитудно-частотной и переходной характеристик усилителя. Во многих случаях внешние проявления действия паразитных связей (но не сами паразитные связи!) могут быть ослаблены «грубой силой», а именно, увеличением емкости корректирующего конденсатора C12. Однако это только кажущееся решение проблемы, поскольку за него приходится расплачиваться неизбежным ухудшением динамических характеристик усилителя: как минимум, сужается частотная полоса и уменьшаются максимальные скорости изменения выходного сигнала. Существует распространенное заблуждение, которое заключается в том, что ухудшение качественных показателей, обусловленное паразитными связями (конструктивными факторами), «списывается» на схемотехнику усилителя, т. е. по существу делается неверный вывод о предельных возможностях схемного решения УМЗЧ. К сожалению, не существует методики испытаний усилителя, которая позволяет по раздельности количественно оценить вклады «схемной» и «паразитной» составляющих в ухудшение параметров УМЗЧ. Вывод из сказанного очевиден: достижение высоких качественных показателей УМЗЧ возможно только при сбалансированном качестве его схемных и конструктивных решений.

Настройка УМЗЧ сводится к выполнению трех операций:

- установке суммарного тока покоя транзисторов выходного буфера равным 80...150 мА с помощью подстроечного резистора R15;
- установке оптимальной тепловой связи транзисторов VT11 и VT16;
- выбору оптимальной емкости конденсатора C12 частотной коррекции.

Перед первым включением УМЗЧ необходимо, во-первых, установить движок подстроечного резистора R15 в нижнее по схеме положение, во-вторых, обеспечить максимально возможную тепло-

вую связь транзисторов VT11, VT16 и, в третьих, установить в схему конденсатор C12 с номиналом 430...620 пФ. Ток покоя транзисторов выходного буфера удобно (без разрыва силовой цепи) оценивать по общему падению напряжения на резисторах R22, R23, R25—R28, R30, R31, эквивалентное сопротивление которых равно 0,5 Ом. Оптимальной тепловой связи транзисторов VT11, VT16 соответствует равенство токов:

$$I_0 = I_{0p},$$

где I_0 — ток покоя транзисторов выходного буфера, измеренный после длительного (достаточного для установления теплового режима) нахождения УМЗЧ в режиме «молчания»; I_{0p} — ток покоя транзисторов буфера, измеренный незамедлительно после длительного нахождения УМЗЧ в режиме работы, при котором транзисторы VT16, VT17 рассеивают максимальную мощность.

При гармоническом испытательном сигнале мощность рассеивания транзисторов VT16, VT17 максимальна, когда амплитуда выходного сигнала УМЗЧ составляет 64 % от напряжения питания одного плеча усилителя. Если выполняется условие $I_0 > I_{0p}$, то это означает, что имеет место температурная перекompенсация тока покоя и необходимо ослабить тепловую связь транзисторов VT11, VT16. Ослабление тепловой связи может быть достигнуто перемещением транзистора VT11 на периферийный участок радиатора мощного транзистора и/или использованием теплоизолирующих прокладок. Если же выполняется условие $I_0 < I_{0p}$, то это означает, что имеет место температурная недокомпенсация тока покоя и необходимо всеми доступными средствами увеличивать тепловую связь транзисторов VT11, VT16. Здесь важно отметить два момента:

- контроль токов I_0 , I_{0p} необходимо осуществлять при закрытом корпусе усилителя, т. е. в реальных условиях охлаждения радиаторов;
- полная температурная компенсация тока покоя недостижима. Результат можно считать удовлетворительным, если отношение токов I_0/I_{0p} находится в диапазоне значений 0,6...1,4.

Оптимальной величины емкости корректирующего конденсатора C12 соответствует критический (граничный между колебательным и апериодическим) характер установления УМЗЧ при подаче на его вход скачка (перепада) напряжения. Практически подбор номинала конденсатора C12 необходимо осуществлять, подавая последовательность прямоугольных импульсов на вход УМЗЧ и наблюдая его выходной сигнал на экране широкополосного осциллографа. Размах напряжения и частота следования входных импульсов могут варьироваться в пределах соответственно 100...200 мВ и 100...500 кГц. Длительности нарастания и спада входных импульсов не должны превышать 50 нс. Необходимо, чтобы в процессе подбора номинала конденсатора C12 к выходу УМЗЧ была подключена реальная нагрузка (акустическая система).

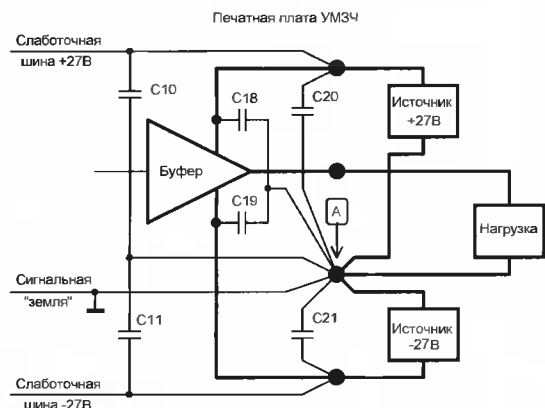


Рис. 7

В заключение рискну высказать предположение о том, что в скором времени усилитель с токовой ОС станет популярным (возможно базовым) схемотехническим решением УМЗЧ высокой верности воспроизведения.

Сергей Лозицкий
radioavt@online.debrysk.ru

Литература:

1. Л. Ридико. Усилитель мощности с токовой обратной связью. — Схемотехника, 2002, № 11, с. 2—6, № 12, с. 2—6.
2. Г. Волович. Широкополосные интегральные усилители. — Схемотехника, 2002, № 3, с. 22—27.

3. Операционные усилители и компараторы. Справочник, том 12. — М.: Додэка, 2001.

4. М. Л. Волин. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. — М.: Радио и связь, 1981.

5. Дж. Барнс. Электронное конструирование: методы борьбы с помехами. — М.: Мир, 1990.

автоэлектроника

Комбинированный электронный блок зажигания

Главное отличие предлагаемого вниманию читателей электронного блока зажигания от ранее описанных устройств заключается в том, что длительность искры, формируемой блоком, примерно обратно пропорциональна квадрату напряжения питания, другими словами, если при напряжении питания 14 В установить длительность искры в пределах 1,5...2 мс, то при снижении напряжения на аккумуляторной батарее до 7...8 В при пуске двигателя длительность искры возрастает до 7...8 мс. Это обеспечивает уверенный пуск при любых погодных условиях и повышает ресурс аккумуляторной батареи.

Блок формирует искру из двух фаз — начальной (тиристорной) и конечной (транзисторной). Узлы формирования фаз искры в нем разнесены, что несколько усложняет блок, но упрощает настройку и повышает надежность. Все детали, используемые в электронной системе зажигания (ЭСЗ), кроме трансформатора Т1, стандартные. ЭСЗ эксплуатируется около 10 лет, и каких-либо отказов в ее работе не наблюдалось.

Принципиальная схема блока приведена на рис. 1. ЭСЗ состоит из двух похожих по строению частей: верхней и нижней. Верхняя часть формирует короткую тиристорную фазу искры, длительность которой практически не зависит от напряжения питания и составляет около 0,2 мс. Тиристорная часть ЭСЗ управляет работой нижней части, формирующей транзисторную фазу, длительность которой обратно пропорциональна квадрату напряжения питания.

Входные цепи обеих половин системы зажигания очень похожи. В верхней части схемы они предназначены для подавления «дребезга» контактов прерывателя (элементы С1, R2, C2, R4, VD6). Диоды VD2—VD5 ограничивают амплитуду входного импульса. Аналогичные элементы в нижней части схемы устраняют помехи, возникающие при переключении триггера, собранного на транзисторах VT2 и VT3.

Когда контакты прерывателя замкнуты, оба транзистора этого триггера и управляющий транзистор VT4 закрыты. Закрыты и мощные транзисторы VT5, VT6. Транзистор VT1 и диод VD1 уменьшают взаимное влияние тиристорной и транзисторной частей блока. При размыкании контактов прерывателя триггер VT2, VT3 включается и открываются транзисторы VT5, VT6. Транзистор VT4 остается закрытым. Через первичную обмотку трансформатора Т1 и резистор R13 начнет протекать линейно нарастающий ток. Когда он достигнет величины примерно 6 А, падение напряжения на резисторе R13 окажется достаточным для открывания транзистора VT4, что приведет к быстрому переключению триггера VT2, VT3 в исходное состояние и закрытию транзисторов VT5, VT6.

Накопленную энергию трансформатор Т1 преобразует в импульс напряжения на обмотке III, который, пройдя через диод VD7, зарядит конденсатор C5 до напряжения 110...120 В. Столь низкое напряжение на накопительном конденсаторе, по сравнению с обычными тиристорными системами зажигания 350...400 В, объясняется очень большим коэффициентом трансформации катушки зажигания Б114 — более 350, а энергия искры сохраняется благодаря увеличению емкости накопительного конденсатора C5 до 10 мкФ.

Напряжение, до которого заряжается конденсатор C5, не зависит от напряжения питания, но при его снижении резко возрастает время накопления энергии в трансформаторе Т1. Это свойство используется для управления транзисторной частью ЭСЗ. Замыкание контактов прерывателя не приводит к каким-либо переключениям в блоке.

При очередном размыкании контактов прерывателя повторяется описанный процесс переключения триггера VT2, VT3. В момент открывания транзисторов VT5 и VT6 с обмотки II трансформатора Т1 на управляющий электрод триггера VS1 подается открывающий импульс. Конденсатор C5 разряжается через первичную обмотку катушки зажигания Т2. При этом формируется первичная тиристорная фаза искры.

Одновременно с открыванием транзисторов триггера VT2 и VT3 открывается транзистор VT1 и через диод VD1 подается напряжение питания и запускающий импульс на триггер VT7, VT8. Открывается и транзистор VT10. На базу транзистора VT11 подается отпирающее напряжение.

По мере разрядки конденсатора C5 напряжение на нижнем выводе первичной обмотки катушки зажигания увеличивается. Как только оно пройдет через нуль, откроется диод VD13 и через первичную обмотку катушки зажигания и транзистор VT12 начнет протекать в том же направлении нарастающий ток, который будет поддерживать искру в свече. Одновременно с этим будет происходить накопление энергии в первичной обмотке катушки зажигания. Время этого процесса зависит от времени накопле-

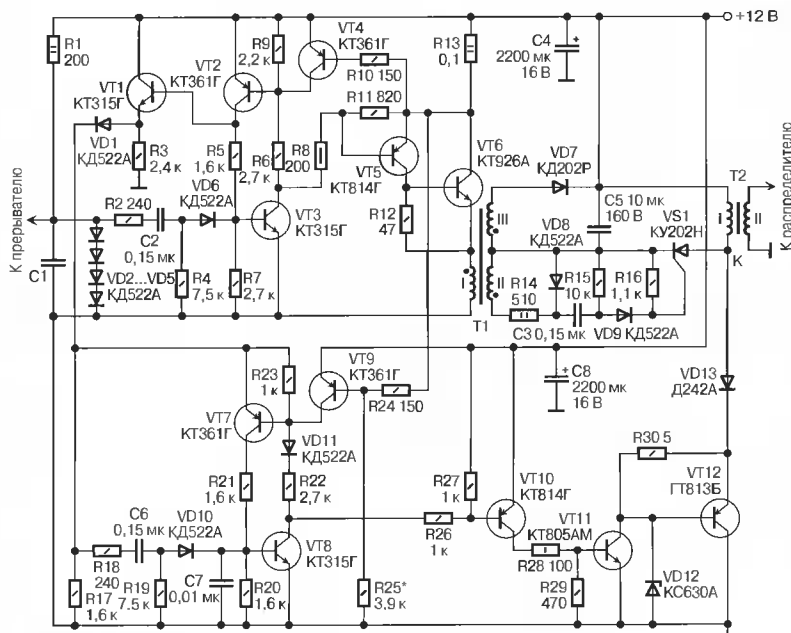


Рис. 1

ния энергии в первичной обмотке трансформатора Т1, а это время в свою очередь определяется напряжением питания и резко возрастает при его снижении.

Напряжение с резистора R13 поступает на базу транзистора VT9 через делитель R24, R25. Когда это напряжение окажется достаточным для открывания транзистора VT9, триггер VT7, VT8 выключится и закроет транзисторы VT10, VT11, VT12. Это приведет к резкому прерыванию тока через первичную обмотку катушки зажигания Т2, и на ее вторичной обмотке сформируется высоковольтный импульс противоположной полярности, поддерживая искровой разряд. Форма тока во вторичной обмотке катушки зажигания в зависимости от напряжения питания приведена на рис. 2.

Почти все элементы блока электронного зажигания смонтированы на двух одинаковых по размеру Г-образных печатных платах из односторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Чертежи плат приведены на сайте журнала по адресу www.dian.ru/programs/index.html. Транзисторы VT5, VT11 установлены на П-образных теплоотводах размерами 15×10×15 мм, изготовленных из мягкого пистового дюралюминия толщиной 1 мм. Транзисторы VT6, транзистор VS1, диоды VD7, VD13 смонтированы на односторонних ребристых радиаторах. Радиатор VD13 имеет пять ребер, VD7 — 2 ребра, VS1 — 4 ребра, VT6 — 4 ребра. Высота ребер около 15 мм.

Эти радиаторы расположены между печатными платами ребрами наружу и служат стойками, связывающими платы. Высота радиаторов выбрана такой, чтобы элементы, расположенные на печатных платах и радиаторах, не касались друг друга. Транзистор VT12 установлен на аналогичном ребристом радиаторе снаружи корпуса на его боковой стенке. Размеры радиатора должны быть примерно равны размерам боковой стенки корпуса. Радиатор электрически соединен с корпусом системы зажигания, но между ними следует оставить теплоизолирующий зазор около 5 мм. Ребра всех радиаторов должны быть расположены вертикально. Резистор R12 припаян к соответствующим выводам транзистора VT6.

В блоке в основном использованы резисторы МЛТ. Резистор R30 — включенные параллельно два резистора по 10 Ом. Резистор R13 — типа С5-16 или самодельный. Оксидные конденсаторы C4 и C8 — К50-38, конденсатор C5 — МБГЧ, остальные — КМ-5, КМ-6. Диоды VD1—VD6, VD8, VD10, VD11 — любые кремниевые маломощные, VD7 и VD13 должны быть рассчитаны на обратное напряжение не менее 200 В и прямой ток 3 и 10 А соответственно.

Вместо транзисторов KT315Г и KT361Г можно использовать любые кремниевые маломощные транзисторы соответствующей структуры. Транзисторы VT11 и VT12 должны выдерживать напряжение 130 В и ток коллектора не менее 1 и 15 А соответственно. В качестве замены KT805AM подойдет KT805BM, KT854, KT858, KT859 с любым буквенным индексом. На замену ГТ813Б — ГТ813В,

ГТ806В, ГТ806Д. При этом напряжение стабилизации стабилитрона VD12 должно соответствовать максимально допустимому напряжению транзисторов VT11 и VT12.

Для трансформатора Т1 использован магнитопровод ШЛ12×25. Обмотка 1 содержит 60 витков провода ПЭВ-2 1,2 мм, обмотка 2 — 100 витков провода ПЭВ-2 1,25 мм, а обмотка 3 — 180 витков ПЭВ-2 0,4 мм. В зазор магнитопровода вложена прокладка толщиной 0,2 мм, это может быть тонкий плотный картон, например, перфокарта. Магнитопровод ШЛ12×25 проще всего использовать от стандартных дросселей Д25—Д33, Д144—Д156, которые широко применялись в блоках питания устаревшей вычислительной техники. Дроссели покрыты компаундом, поэтому их разборку следует производить в определенной последовательности.

Сначала, не снимая бандаж, срезают ножовкой выступающие части обмоток как можно ближе к сердечнику. Затем удаляют остатки обмотки из окон сердечника, остатки компаунда и только потом снимают бандаж и окончательно очищают части сердечника.

При сборке готового трансформатора все части тщательно смазывают эпоксидным компаундом, в том числе и каркас трансформатора с обмотками, затем трансформатор заворачивают в полиэтилен и зажимают в тиски так, чтобы все части сердечника были хорошо сжаты, а детали сердечника стояли так же, как в дросселе. После отверждения компаун-

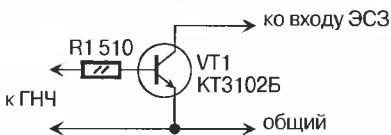


Рис. 3

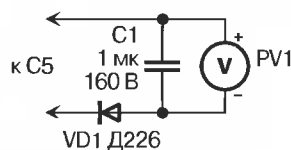


Рис. 4



Рис. 5

да полиэтилен удаляют и надевают бандаж.

Все блоки системы зажигания установлены на текстолитовой пластине толщиной 7...10 мм. Трансформатор Т1 и конденсатор C5 расположены в Г-образном вырезе печатных плат. Сверху вся конструкция накрыта кожухом из листового дюралюминия. Кожух должен быть герметичен, так как система зажигания располагается под капотом автомобиля.

Катушка зажигания Б114Б применяется в автомобилях ЗИЛ-130, автобусах ЛИАЗ. Вместо нее можно применить и другую низкоомную катушку с сопротивлением первичной обмотки 0,4...0,5 Ом.

Налаживание системы зажигания начинают с отключенным диодом VD13. На вход системы зажигания подключают звуковой генератор, нагруженный герконовым реле или коммутатором (рис. 3). При использовании герконового реле

следует помнить, что частота замыкания его контактов вдвое больше частоты звукового генератора.

Источник питания должен обеспечивать напряжение 14 В и максимальный ток не менее 5 А. Его необходимо зашунтировать оксидным конденсатором емкостью не менее 10000 мкФ. Ко вторичной обмотке катушки зажигания подключают разрядник. Расстояние между его электродами должно быть 10...15 мм.

Сначала включают источник питания, а затем генератор. На разряднике должна образоваться тонкая голубая искра. При напряжении питания 14 В система зажигания должна устойчиво работать в диапазоне частот до 200 Гц. При частоте входных импульсов 20 Гц работоспособность должна сохраняться при напряжении до 6 В. Затем при включенном генераторе импульсным вольтметром (рис. 4) измеряют напряжение на конденсаторе C5. Оно должно быть в пределах 100...130 В в зависимости от типа транзистора VT12, при необходимости напряжение корректируется подбором резистора R13. Его увеличение приводит к снижению напряжения на конденсаторе C5. Затем желательно осциллографом проконтролировать форму напряжения на резисторе R13, она соответствует форме тока в первичной обмотке трансформатора Т1 и должна быть строго пилообразной. Если форма напряжения заметно отличается от указанной, это говорит о неисправности трансформатора Т1.

После этого в разрыв общего провода вторичной обмотки катушки зажигания Т2 включают резистор сопротивлением 20...50 Ом и параллельно ему осциллограф, а диод VD13 включают согласно схеме на рис. 1. Длительность импульсов на дополнительном резисторе соответствует длительности искры. При напряжении питания 14 В она устанавливается в пределах 1,5...2 мс подбором

резистора R25, при этом искра в разряднике должна стать значительно толще и приобрести оранжевый цвет. Большую длительность искры устанавливать нежелательно, так как это приводит к повышенному износу электродов свечей и распределителя, повышает потребляемый ток, а следовательно и нагрев системы зажигания. Максимальный потребляемый ток при напряжении питания 14 В и частоте искрообразования 200 Гц не должен превышать 4,5 А.

При установке системы зажигания на автомобиль к внешнему контакту бегунка распределителя следует приклепать с последующей пропайкой дополнительную пластину (рис. 5), это необходимо для того, чтобы искра не прерывалась раньше времени.

Александр Бирюков,
editor@dian.ru

Формирователи команд для аппаратуры пропорционального управления моделями

В последних номерах журнала за 2002 г. автором опубликован ряд статей, посвященных схемотехнике радиоканалов аппаратуры радиоуправления моделями. Любая аппаратура дистанционного управления, помимо прочего, должна содержать устройства, формирующие команды управления. Вниманию читателей предлагаются два варианта таких формирователей.

Двухканальный формирователь

При рассмотрении общих принципов пропорционального управления [1] отмечалось, что командные импульсы каждого из каналов должны следовать с постоянным периодом повторения, в противном случае возникает взаимосвязь между каналами и нарушается линейная зависимость между длительностью командного импульса и средним значением напряжения (U_{cp}), подаваемого на исполнительное устройство соответствующего канала. Большинство простейших формирователей собирают по схеме автоколебательного мультивибратора с разделением управлением длительностями как положительного, так и отрицательного импульсов, которые выступают в качестве командных. Легко убедиться, что в таких устройствах взаимное влияние каналов весьма существенно. На рис. 1 изображены зависимости напряжения U_{cp} для одного канала от длительности разностного импульса этого канала ($\Delta\tau_1$) при различных длительностях разностного импульса ($\Delta\tau_2$) в другом канале.

Кривые построены по формуле (2) [1]. Сплошные линии соответствуют одинаков-

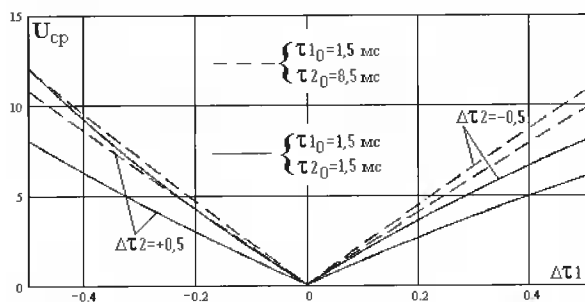


Рис. 1

вой исходной длительности канальных импульсов $\tau_{10} = \tau_{20} = 1,5$ мс. В отсутствие команд в обоих каналах период повторения равен $T_{п0} = 3$ мс (рис. 2, а). Штриховые линии изображают зависимость при введении асимметрии между импульсами. Период повторения в этом случае взят равным $T_{п0} = 10$ мс (рис. 2, б).

Пусть первый командный импульс (τ_1) управляет скоростью движения модели, а второй (τ_2) — углом поворота передних колес. Напряжение питания выберем равным 12 В. Из графиков видно, что при одинаковой исходной длительности канальных импульсов и повороте вправо ($\Delta\tau_2 = +0,5$ мс), напряжение на тяговом двигателе при полном отклонении рукоятки управления вперед ($\Delta\tau_1 = +0,5$ мс)

будет равно $U_{cp} = 6$ В. Перевод передних колес в крайнее левое положение ($\Delta\tau_2 = -0,5$ мс) вызовет возрастание среднего напряжения тягового двигателя до 8 В. Если при этом включить еще и задний ход ($\Delta\tau_1 = -0,5$ мс), то на тяговый двигатель будет подано уже 12 В. Понятно, что при такой существенной связи между каналами возникают неудобства при управлении моделью.

Введение асимметрии между канальными импульсами улучшает ситуацию. Для рассмотренных в примере исходных параметров командных импульсов (штриховые линии) среднее напряжение на двигателе при тех же изменениях положения ручки управления меняется лишь в пределах 10...12 В. Можно оставить исходные длительности одинаковыми, но увеличить их абсолютные значения. При

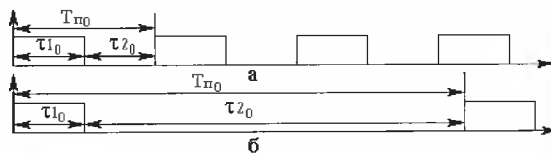


Рис. 2

этом будет расти период повторения (безболезненно его можно увеличивать до 20 мс), и, как это следует из формулы (2) упоминавшейся статьи, относительное влияние каналов будет уменьшаться. Имеется в виду, что максимальное значение $\Delta\tau$ в каждом канале остается при этом неизменным и равным 0,5 мс.

В предлагаемой конструкции применен компромиссный вариант с увеличением периода повторения до 10 мс за счет использования асимметричных канальных импульсов (рис. 2) с параметрами, приведенными на рис. 1.

Формирователь построен на базе таймера КР1006ВИ1 по схеме автоколебательного мультивибратора с разделной регулировкой длительностей положительного и отрицательного импульсов. Его схема приведена на рис. 3. Длительность положительных импульсов определяется постоянной времени заряда конденсатора C_1 через диод VD_1 и регулируется в пределах $\tau_1 = 1...2$ мс переменным резистором R_2 , связанным механически с ручкой управления моделью. Разряд конденсатора происходит че-

рез диод VD_2 и вывод 7 микросхемы на общий провод. Длительность формируемого при этом на выходе (вывод 3) микросхемы отрицательного импульса регулируется в пределах 8...9 мс переменным резистором R_4 , также связанным с ручкой управления. Резисторы R_1 , R_3 служат для подгонки границ диапазонов изменения длительностей командных импульсов. Командные импульсы (рис. 2, б) через вызывающий резистор R_7 подаются на модулятор высокочастотной части аппаратуры.

Фрагмент печатной платы передатчика, использующего описываемый формирователь, изображен на рис. 4. Переменные резисторы R_2 , R_4 закрепляют параллельно плате с помощью хомутиков, охватывающих втулки, через которые выходят оси резисторов и проводников, соединяющих выводы резисторов с соответствующими отверстиями на плате. Овальные отверстия в плате предназначены для вывода рычагов управления, закрепляемых на осях резисторов. Габаритные размеры рассчитаны на установку резисторов СП4-1, имеющих высокую износостойкость (25000 циклов). Возможно применение и других типов с соответствующей коррекцией размеров печатной платы, важно лишь чтобы резисторы относились к группе А, обеспечивающей линейную зависимость сопротивления от угла поворота. Время-задающий конденсатор C_1 должен быть обязательно пленочным, например К73-17.

Диоды VD_1 , VD_2 — КД521Б или любые аналогичные. Микросхема DA_1 типа КР1006ВИ1 может быть заменена импортным аналогом, например, таймером 555 производства любой фирмы.

Настройка заключается в установке исходных значений для

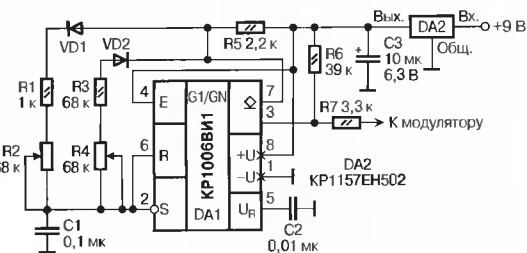


Рис. 3

длительностей командных импульсов и диапазонов их изменения. После проверки правильности монтажа необходимо подать питание на устройство и проверить наличие +5 В на выходе стабилизатора DA_2 . Затем подключают осциллограф к выходу формирователя (правый по схеме вывод резистора R_7). Регулировкой осциллографа добиваются на экране изображения одного-двух периодов ко-

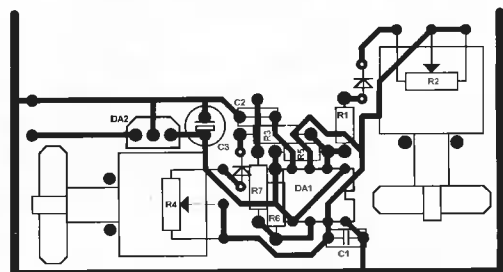


Рис. 4

мандных импульсов (рис. 2). Поворотом оси резистора R2 необходимо установить длительность $\tau_{10} = 1,5$ мс. После этого следует закрепить рычаг управления на оси резистора в вертикальном положении и, отклоняя его на $\pm 30^\circ$, убедиться, что длительность меняется на $\pm 0,5$ мс.

Аналогично устанавливают параметры второго командного импульса с тем лишь отличием, что исходная длительность должна быть равна $\tau_{20} = 8,5$ мс.

Многоканальный формирователь

Такой формирователь необходим, если на модели управлению подлежат более двух параметров, либо один передатчик используется для управления несколькими моделями одновременно. В этом случае без стабилизации периода повторения командных посылок уже не обойтись. Структурная схема такого формирователя и принцип его функционирования были рассмотрены в [1]. На рис. 5 представлен один из возможных вариантов принципиальной схемы восьмиканального формирователя.

Тактовый генератор собран на элементах DD1.1, DD1.2. Он вырабатывает прямоугольные импульсы, период повторения которых определяется, в основном, постоянной времени цепи R1C2. Для восьмиканального варианта аппаратуры период повторения должен быть равен 20 мс. Регулировка периода осуществляется резистором R1. Спад генерируемых импульсов через дифференцирующую цепочку C3R4 запускает ждущий мультивибратор первого канального импульса, собранный на элементах DD2.1, DD2.2. Длительность вырабатываемого импульса определяется сопротивлением резистора R5, ось которого связана с ручкой управления первого канала. На выводе 11 элемента DD2.1 формируется командный импульс t_{k1} положительной полярности (рис. 4, а в [1]). Своим спадом этот импульс через дифференцирующую цепь C6R7 запускает ждущий мультивибратор второго канального импульса (рис. 4, б в [1]), собранный на элементах DD2.3, DD2.4 и так далее, вплоть до восьмого.

Нижние по схеме элементы каждого ждущего мультивибратора инвертируют канальные импульсы таким образом, что их спады соответствуют положительные перепады напряжения. Короткие положительные импульсы с выходов соответствующих дифференцирующих цепей (C5R6, C8R9 и т. д.), пройдя через диоды VD2, VD3...VD9, суммируются на резисторе R3. Сюда же через диод VD1 поступает положительный импульс, соответствующий фронту первого канального импульса. Временные задержки между соседними импульсами этой последовательности равны длительностям соответствующих канальных импульсов.

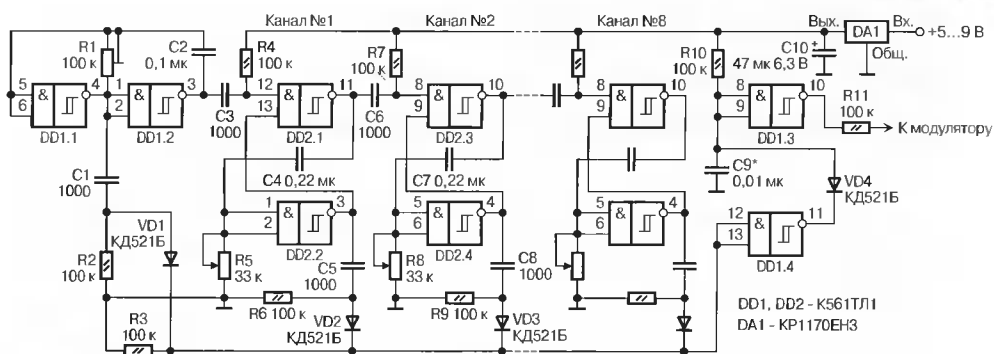


Рис. 5

Через инвертор DD1.4 эти импульсы запускают нормализатор, собранный на элементе DD1.3 и интегрирующей цепочке C9R10. Каждый из коротких отрицательных импульсов, соответствующих границам между канальными импульсами, быстро разряжает конденсатор C9 через малое сопротивление открытого диода VD4. На выводе 10 элемента DD1.3 устанавливается уровень лог. 1. Затем напряжение на конденсаторе начинает расти в результате его заряда через резистор R10. При достижении напряжения переключения (для микросхем серии K561 оно равно примерно половине питающего напряжения) на выходе DD1.3 устанавливается напряжение лог. 0. Длительность сформированного таким образом положительного импульса на выводе 10 выбрана равной 0,5 мс. Сформированная последовательность (рис. 4, г в [1]) подается на модулятор передатчика. Она содержит девять коротких импульсов, расстояния между фронтами каждой из соседних пар которых равны длительности соответствующего канального импульса. Временной интервал до начала следующей командной посылки колеблется в пределах 4...12 мс и играет роль синхрозащелки, определяющей на приемной стороне момент начала каждой очередной посылки.

Число каналов в каждом конкретном случае может быть легко скорректировано. Исключая лишние ячейки ждущих мультивибраторов, начиная с последнего, число каналов можно менять от одного до восьми. Формирователь совместно с передатчиком удобно использовать для независимого одновременного управления четырьмя моделями, например, при орга-

низации соревнований. Для каждой из моделей достаточно изготовить свой пульт управления, содержащий только два резистора, связанные с ручками управления. Пульта должны соединяться трехпроводными кабелями с командоаппаратом, в котором размещается передатчик (один на всех) и собственно формирователь.

Печатная плата формирователя приведена на рис. 6. Приведен вариант для шифратора, содержащего только два канала. При необходимости их увеличения разработка печатной платы не вызовет затруднений, так как добавлять нужно будет узлы, аналогичные имеющимся в предлагаемом варианте.

На плате предусмотрено место для одного из вариантов передатчика. Конденсаторы C2, C4, C7, C9, участвующие в формировании временных интервалов, должны быть пленочными, C10 — любой оксидный. Остальные конденсаторы могут быть керамическими (например, КМ-6). Микросхемы K561ТЛ1 можно заменить на K561ЛА7, но при этом обязательно необходимо повысить питающее напряжение с 3 до 5 В.

Настройка формирователя сводится к установке периода повторения командной посылки (резистор R1) и исходных длительностей канальных импульсов. Операции при этом полностью аналогичны вышеописанным. При использовании формирователя в двухканальном варианте период повторения целесообразно уменьшить до 10 мс, что позволит уменьшить емкости конденсаторов в удлинителях импульсов приемной части аппаратуры. Для этой цели емкость конденсатора C2 необходимо снизить до 0,068 мкФ.

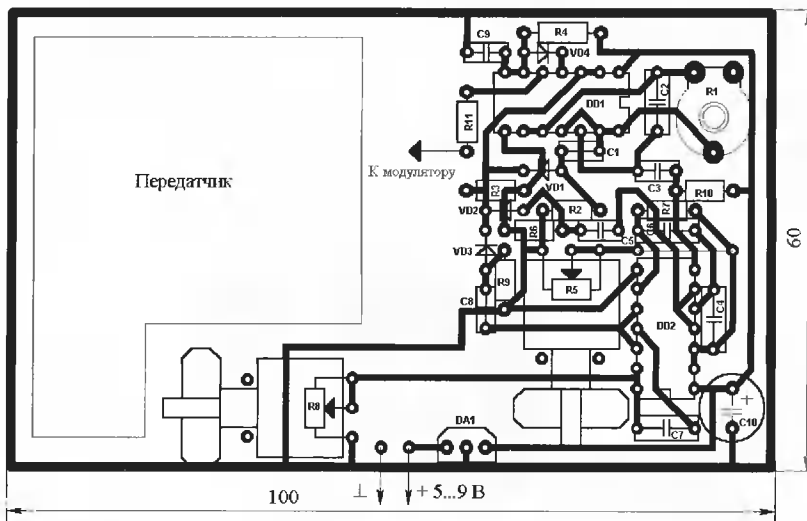


Рис. 6

Продолжение следует

Владимир Днищенко,
m408@rbcmail.ru

Литература:

1. В. Днищенко. Основные принципы пропорционального радиоуправления моделями. — Схемотехника, 2002, № 12, с. 20—23.

Комплект микросхем для передачи данных по радиоканалу фирмы Atmel

Настоящая статья призвана ознакомить читателей с новым комплектом микросхем T5750—T5760/61 фирмы Atmel, предназначенным для организации локальных сетей по радиоканалу в диапазоне частот от 868 до 928 МГц.

Фирма Atmel [1, 2] широко известна на отечественном рынке электронных компонентов как производитель популярных микроконтроллеров семейств AT89 и AVR. Однако мало кто из читателей знает, что Atmel является также одним из мировых лидеров по производству комплектов микросхем для беспроводной связи (Wireless Data Communications). Фирмой Atmel выпускаются комплекты приемников и передатчиков различной сложности и назначения, предназначенные для работы в различных частотных диапазонах. Микросхемы беспроводной связи получили в последнее десятилетие очень широкое распространение. К традиционным областям их применения относятся сотовая и радиотелефонная связь, а также системы охраны и безопасности, сбора метеорологических данных, автоматизации агропромышленного комплекса, идентификации и отслеживания передвижения личного состава, мониторинга движения транспорта и т. п. В последнее время микросхемы беспроводной связи стали использоваться в специальных локальных сетях сбора данных и управления.

Новый комплект микросхем предназначен, в первую очередь, для построения таких локальных сетей. Отличительной особенностью нового комплекта являются высокая рабочая частота (от 868 до 928 МГц), малые габариты корпусов, малое число внешних элементов, достаточно высокая выходная мощность передатчика при низком потреблении, низковольтное питание. Структура организации беспроводной связи микроконтроллеров приведена на рис. 1.

Микросхема передатчика T5750

Микросхема T5750 [3] представляет собой передатчик со встроенным умножителем частоты, построенным по принципу фазового детектора. Микросхема предназначена для построения низкостомостных систем передачи данных на скоростях до 32 кБод. Диапазон рабочих частот передатчика — от 868 до

928 МГц. Рабочая частота определяется внешним по отношению к микросхеме кварцевым резонатором. Микросхема может работать в режимах амплитудной или фазовой модуляции. По сравнению с существующими аналогичными микросхемами она имеет ряд неоспоримых достоинств, среди которых:

- наличие встроенного умножителя частоты кварцевого генератора с фазо-

Таблица 1

Вывод	Название	Назначение
1	CLK	Выходной сигнал кварцевого генератора с частотой, деленной на 4, для тактирования управляющего микроконтроллера
2	PA_ENABLE	Вход включения выходного усилителя мощности. Используется при амплитудной модуляции
3	ANT2	Свободный эмиттер антенного выходного транзистора
4	ANT1	Свободный коллектор антенного выходного транзистора
5	XLAT	Вход для подключения кварцевого резонатора
6	VS	Вход напряжения питания
7	GND	Общий вывод
8	ENABLE	Вход разрешения работы передатчика

вой автоподстройкой частоты;

- встроенная защита от электростатики двух антенных выводов;
- высокая выходная мощность (5,5 дБм) при достаточно малом токе потребления, составляющем в режиме передачи всего 8,5 мА;
- амплитудная модуляция осуществляется без дополнительных внешних элементов;
- частотная модуляция осуществляется с только одним дополнительным внешним конденсатором;
- использование одного низкого напряжения питания (от 2 до 4 В), допускаю-

щего применение передатчика в системах с питанием от литиевого элемента;

- широкий диапазон рабочих температур — от -40 до 85/125 °C;
- сверхминиатюрный плоский корпус TSSOP8L;
- наличие выхода кварцевого генератора (с делителем) для тактирования управляющего микропроцессора;
- наличие одноэлементной антенны с высокоэффективным усилителем мощности.

Название и описание выводов микросхемы T5750 приведено в табл. 1.

На рис. 2 изображена функциональная схема передатчика. Частотообразующим узлом является кварцевый генератор XTO, работающий на последовательном резонансе внешнего кварцевого резонатора и соединенного последовательно с ним единственного конденсатора. Штриховой

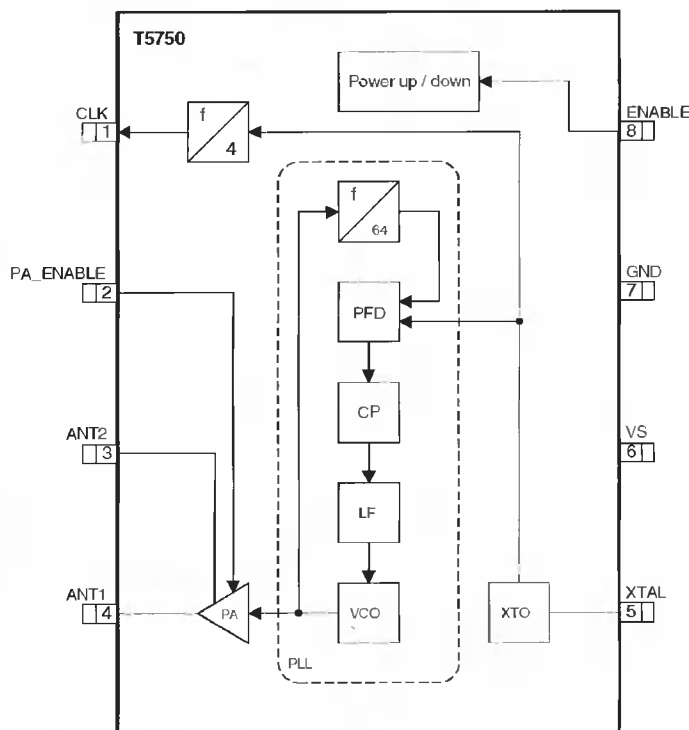


Рис. 2

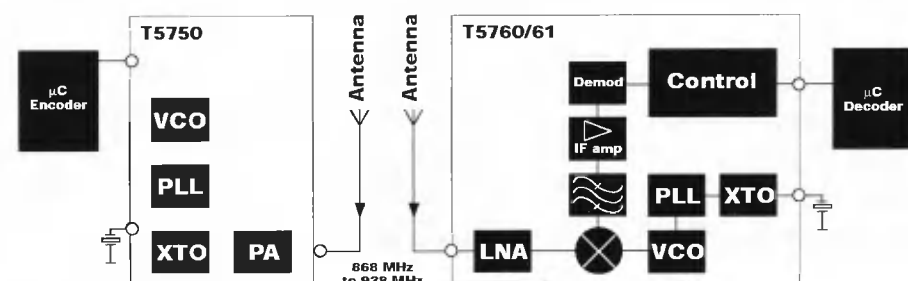


Рис. 1

линией обведен узел PLL — умножитель частоты с фазовой петлей обратной связи. На вход этого узла поступает частота с выхода кварцевого генератора XTO, эта частота умножается на 64. Таким образом, при подключении кварцевого резонатора с частотой 13,5672 МГц на выходе мы получаем частоту 868,3 МГц, а при кварцевом резонаторе на частоту 14,2969 МГц выходная частота получается равной 915 МГц. Кварцевый генератор вместе с умножителем выходят на режим стабильной частоты примерно через 1 мс после

включения. Для гарантированной работоспособности пользователь должен сделать паузу с момента включения не менее 4 мс.

Как видно из табл. 1, для управления работой микросхемы используются два входа — ENABLE и PA_ENABLE. Если оба этих входа находятся в низком состоянии, т. е. на них поданы уровни лог. 0. Микросхема находится в режиме энергосбережения и потребляет меньше 350 нА. Это позволяет микросхеме работать в системах с питанием от одного литиевого элемента. При этом срок службы элемента может исчисляться годами. Подача на вход ENABLE лог. 1 включает кварцевый генератор и умножитель частоты. Подача на вход PA_ENABLE высокого логического уровня включает передатчик.

Переключая логический уровень на входе PA_ENABLE, мы получаем простейший вариант амплитудной манипуляции. Схема включения передатчика для работы в этом режиме показана на рис. 3, а.

Для получения частотной модуляции необходимо добавить к приведенной схеме еще один конденсатор, подсоединив его в точку соединения кварцевого резонатора с последовательным конденсатором. Второй вывод дополнительного конденсатора необходимо коммутировать на общий провод выходом микросхемы микроконтроллера с открытым истоком. Поскольку микросхема передатчика предназначена для создания систем с питанием от литиевой элемента, микроконтроллеры также желательно использовать с пониженным напряжением питания и малым потреблением, например, производства фирмы Cynnal, которые, к тому же, могут работать в режиме с открытым истоком. Схема включения передатчика для работы в режиме частотной модуляции показана на рис. 3, б.

В [3] рекомендуется использовать $C4 = 9,2 \text{ пФ} \pm 2\%$ и $C5 = 6,8 \text{ пФ} \pm 5\%$. При емкости открытого истока, примерно равной 3 пФ, достигается типовая девиация частоты $\pm 21,5 \text{ кГц}$ с возможным разбросом от $\pm 16,8$ до $\pm 28,0 \text{ кГц}$.

Выход CLK может использоваться для тактирования управляющего микроконтроллера в тех системах, в которых не происходит выключение передатчика по входу ENABLE, а также если вход микроконтроллера имеет емкость не более 10 пФ.

Выходная мощность передатчика устанавливается регулировкой сопротивления антенны. Максимальная выходная

мощность 5,5 дБм соответствует сопротивлению антенны $Z_{\text{load, opt}} = (166 + j226) \text{ Ом}$ при частоте 868,3 МГц. Выходной усилитель имеет максимальную выходную мощность при токе 7,7 мА и резистивной нагрузке, равной 475 Ом, если емкость выходной цепи не превышает 0,53 пФ.

Рекомендуется использовать следующие номиналы внешних элементов передатчика: $C3 = 68 \text{ пФ}$; $C1 = 3,9 \text{ пФ}$; $C2 = 1,1 \text{ пФ}$. Поскольку номинал $C2$ труднодоступен, рекомендуется использовать два последовательно включенных конденсатора по 2,2 пФ. Ширина проводника рамочной антенны не должна превышать 1,5 мм, иначе добротность ее будет слишком велика. Индуктивность катушки $L1$ обычно порядка 50...100 нГ, ее рекомендуется выполнить на печатной плате.

В заключение описания микросхемы передатчика T5750 приведем некоторые параметры, не упоминавшиеся выше: предельное напряжение составляет 5 В, предельная мощность рассеяния — 100 мВт, предельная рабочая температура перехода — 150 °С.

Микросхема приемника T5760/61

Микросхемы T5760/61 [4] представляют собой приемники с фазовой автоподстройкой частоты, выполненные в малогабаритном корпусе SO-20. Эти микросхемы специально разработаны для создания дешевых беспроводных систем передачи данных с использованием микросхем передатчиков T5750. Приемники могут использоваться для передачи данных по радиоканалу со скоростями от 1 до 10 кБод. Предусмотрена возможность работы в кодах «Манчестер» или двухфазных кодах. Основные области применения — системы телеметрии, защиты контроля доступа, специализированные локальные сети. Микросхема T5760 предназначена для работы в диапазоне частот 866...871 МГц,

а микросхема T5761 — в диапазоне 900...929 МГц.

Основными достоинствами новых микросхем приемников T5760/61 являются:

- достаточно большой диапазон частот приема;
- подавление помех по зеркальному каналу — не хуже 30 дБ;
- принимаемая полоса частот — до 600 кГц;
- полностью интегрированная система умножения частоты с фазовой автоподстройкой;
- очень высокая чувствительность на согласованной антенне;
- наличие встроенных систем шумоподавления IIP3 (–16 дБм) и «I-dB Compression Point» (–25 дБм);
- возможность функционирования в диапазоне больших сигналов мобильной системы связи GSM;
- интерфейс данных, совместимый с питанием 5...20 В;
- стробирование данных при работе в «манчестерском» или двухфазном кодах;
- возможность программируемого шумоподавления;
- малое энергопотребление благодаря управляемому умножителю частоты;
- широкий диапазон рабочих температур — от –40 до 105 °С;
- встроенная электростатическая защита;
- однопроводный интерфейс связи с микроконтроллером;
- низкая стоимость системы благодаря минимуму внешних элементов;
- миниатюрный корпус SO-20.

Название и назначение выводов микросхем T5760/61 приведено в табл. 2.

На рис. 4 изображена функциональная схема приемника. Даже беглого взгляда на приведенную структуру достаточно, чтобы сказать, что микросхема приемника T5760/61 намного сложнее микросхемы передатчика T5750 и имеет большие функциональные возможности. В рамках этой статьи мы только рассмотрим функциональную схему приемника и дадим ее краткое описание.

Таблица 2

Вывод	Название	Назначение
1	SENS	Резистор подстройки чувствительности
2	IC_ACTIVE	Вывод индикатора режима работы: "0" — режим энергосбережения, "1" — активный режим
3	CDEM	Выход демодулятора
4	AVCC	Аналоговое напряжение питания
5	TEST1	Тестовый вывод, во время работы должен быть соединен с общим проводом (GND)
6	AGND	Аналоговый общий вывод
7	NC	Не подсоединен, во время работы должен быть соединен с общим проводом (GND)
8	LNAREF	Выход смесителя
9	LNAIN	Радиочастотный вход
10	LNAGND	Общий вывод смесителя
11	TEST 2	Тестовый вывод, не подсоединять во время работы
12	TESTS	Тестовый вывод, во время работы должен быть соединен с общим проводом (GND)
13	NC	Не подсоединен, во время работы должен быть соединен с общим проводом (GND)
14	XTAL	Вход подключения кварцевого резонатора
15	DVCC	Цифровое напряжение питания
16	TEST 4	Тестовый вывод, во время работы должен быть соединен с цифровым питанием (DVCC)
17	DATA_CLK	Выход стробирования потока данных
18	DGND	Цифровой общий провод
19	POLLING/ ON	Выбор режима поллинга "1" или режима приема "0"
20	DATA	Вход данных/вход конфигурации

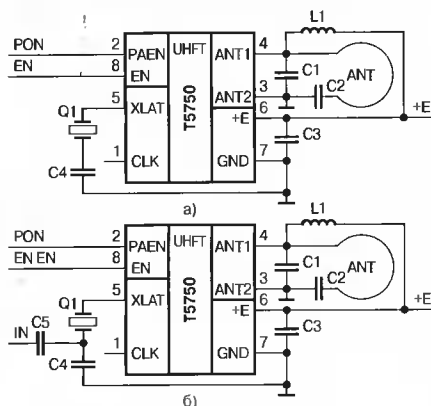


Рис. 3

Входная часть микросхемы приемника построена по классической гетеродинной схеме с преобразованием входного сигнала в сигнал промежуточной частоты, примерно равной 0,95...1 МГц с подавлением помех по зеркальному каналу порядка 30 дБ. Входная часть приемника содержит входной низкошумящий усилитель LNA (Low Noise Amplifier), гетеродин LO (Local Oscillator), смеситель (I/Q mixer), многофазный фильтр с частотой среза около 7 МГц, усилитель промежуточной частоты (IF), второй фильтр с частотой среза около 2,2 МГц и фильтр с полосой пропускания от 950 кГц до 1 МГц.

Система умножителя генерирует несущую частоту для смесителя. Она состоит из низкочастотного малошумящего генератора, управляемого напряжением LC-VCO (Voltage Controlled Oscillator) и петли фазовой автоподстройки частоты (PLL). Кварцевый генератор (XTO) генерирует опорную частоту f_{XTO} , определяемую внешним кварцевым резонатором. Генератор LC-VCO генерирует сигналы для смесителя f_{VCO} . Петля фазовой автоподстройки частоты работает стандартным образом с коэффициентом умножения частоты, равным 256. С учетом дополнительного делителя на 2 частота кварцевого генератора связана с несущей частотой соотношением:

$$f_{XTO} = f_{LO}/128.$$

Кварцевый генератор работает в режиме последовательного резонанса кварцевого резонатора, и поэтому имеет один вход XLAT для его подключения. Второй вывод резонатора подключается на общий провод через конденсатор. Емкость конденсатора зависит от конструкции и разводки печатной платы и характеристик кварцевого резонатора. Рекомендуется обеспечить возможность подбора этого конденсатора. Рекомендуется и в передатчике T5750, и в приемнике T5760/61 использовать кварцевые резонаторы с одинаковыми характеристиками. Промежуточная частота используется разная. Для микросхем приемников T5760, работающих в диапазоне частот 866...871 МГц, промежуточная частота составляет 950 кГц, а для микросхем T5761 (900...929 МГц) — 1 МГц.

Радиочастотный сигнал с антенны или измерительного генератора должен быть согласован с входом радиоприемника LNA_IN. Полные электрические характеристики входа приводятся в технической документации [4]. Паразитные индуктивности и емкости печатной платы сильно влияют на входные параметры, поэтому проектированию фрагмента печатной платы входной части следует уделить особое внимание.

Промежуточная частота после фильтрации имеет полосу 600 кГц. Сигнал промежуточной частоты прежде, чем попасть на демодулятор, усиливается управляемым усилителем RSSIF. Динамический диапа-

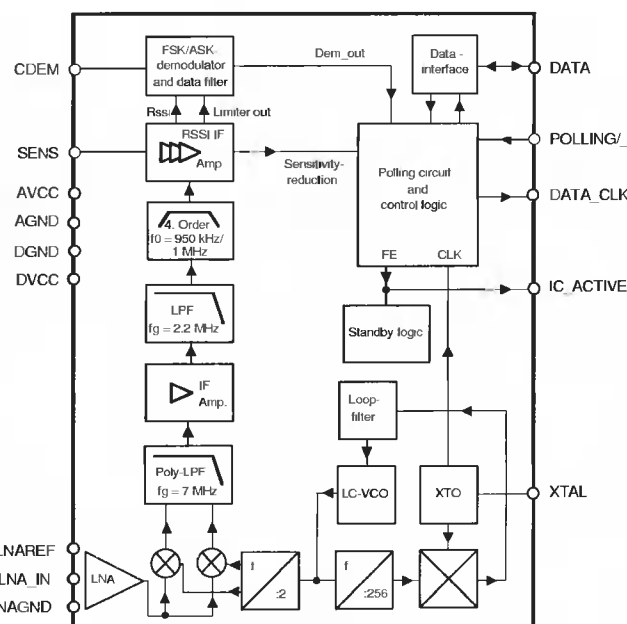


Рис. 4

зон этого усилителя составляет 60 дБ. Если этот усилитель используется на линейном участке, то при амплитудной модуляции входного сигнала обеспечивается лучшее соотношение сигнал/шум. На отношение сигнал/шум входного сигнала с частотной модуляцией усилитель влияния не оказывает. Выходное напряжение усилителя сравнивается с пороговым напряжением V_{Th_red} , определяемым внешним резистором, подключаемым между выводом SENS и общим GND. Выходной сигнал сравнения поступает на цифровую схему контроля и управления. Это позволяет снижать чувствительность приемника для некоторых применений. Если вывод SENS соединен с общим проводом, то чувствительность максимальна, а если с плюсом питания, то чувствительность минимальна. Очевидно, что этот вход может использоваться для управления чувствительностью с помощью микроконтроллера. В режиме поллинга приемник не будет включаться, если принятый входной сигнал ниже установленного порога чувствительности. Если приемник уже принимает данные, а уровень входного сигнала снизится ниже установленного порога, поток данных прекратится и вместо него на микроконтроллер поступит последовательность, извещающая, что сигнал снизился.

Входной сигнал с выхода усилителя RSSIF преобразуется в необработанный сигнал данных на демодуляторе и выходном фильтре. Рабочий режим демодулятора (амплитудная, либо частотная демодуляция) устанавливается путем программирования бита ASK_FSK в регистре OPMODE. Низкий логический уровень соответствует режиму частотной демодуляции, высокий — амплитудной. При амплитудной демодуляции используется автоматический пороговый узел для установки оптимального соотношения сигнал/шум. Этот же узел подавляет любые шумы или конкурирующие передатчики. Для уверенного приема данных достаточно соотношения сигнал/шум 10 дБ. Частотный режим демодулятора настроен на функционирование при девиации от 10 до 100 кГц. Сигнал может быть

уверенно принят при соотношении сигнал/шум приблизительно 2 дБ.

Выходной сигнал демодулятора фильтруется в выходном фильтре, прежде чем поступает на цифровой сигнальный процессор. Фильтр данных улучшает соотношение сигнал/шум. Выходной фильтр состоит из последовательно соединенных фильтров высоких частот первого порядка и фильтра низких частот второго порядка. Частота отсечки фильтра низких частот определяется конденсатором, подсоединяемым к выводу CDEM. С одной стороны, емкость этого конденсатора не должна быть очень большой, чтобы обеспечить быстрый поллинг (обнаружение и захват частоты) приемника, а с другой — не очень маленькой для эффективной работы фильтра. Рекомендуемые значения приводятся в технической документации. Частота отсечки фильтра высоких частот определяется заданной скоростью передачи — биты BR_RANGE в регистре OPMODE.

Важное замечание: рассматриваемые микросхемы приемников разработаны для работы с сигналами, в которых уровень постоянной составляющей около 50 %. Это имеет силу для кодов «Манчестер» и двухфазного кодирования. Если используются другие системы кодирования, постоянная составляющая не должна быть ниже 33 % и выше 66 %.

Микросхема разрабатывалась специально для систем с низким энергопотреблением — ток собственно приемной части составляет не более 1 мА. Чтобы обеспечить низкое потребление цифровой части и высокоэффективную работу всей системы, в микросхеме реализован так называемый режим поллинга, заключающийся в том, что приемная часть все время отслеживает заданный частотный диапазон, и только если приемник принял сигнал, превышающий заданный порог чувствительности, данные передаются в микроконтроллер. До обнаружения данных микроконтроллер может находиться в состоянии энергосбережения. Подробные временные диаграммы режима поллинга, пояснения и рекомендации для европейских и американских пользователей приведены в технической документации [4].

Микросхема приемника имеет встроенный сигнальный процессор с весьма развитым интерфейсом. Пользователь может использовать для управления и передачи данных только одну двунаправленную линию, либо программно задать до пяти линий управления. Надо сказать, что интерфейс однопроводной связи оригинальный (не соответствует 1-Wire). Сигнальный процессор имеет достаточно сложный алгоритм работы, а непосредственного выхода входного сигнала микросхема не имеет. Такая реализация микросхемы приемника не позволяет использовать ее для простейших приложений и передавать по радиоканалу, например, данные UART от микроконтроллера.

Не останавливаясь подробно на особенностях работы сигнального процессора, отметим только общие заложенные прин-

ципы обработки, направленные на выявление и коррекцию входных кодовых последовательностей («Манчестер» или двухфазовый код). Входной сигнал может быть обработан в режиме поразрядной проверки. В этом режиме входной сигнал проверяется методом последовательных проверок цикла, что позволяет выявлять шумовые паразитные импульсы в кодах с 50 % постоянной составляющей. Параметры временного окна также задаются в регистре OPMODE. При обнаружении достоверного входного сигнала на выходе DATA появляются данные, сопровождаемые тактовыми импульсами на выходе DATA_CLK. Важно отметить, что в отсутствие достоверного сигнала на выходе DATA_CLK сигнал также отсутствует. Несмотря на то, что специального выхода данных до сигнального процессора не предусмотрено, необработанный сигнальный процессором входной сигнал может быть снят с вывода CDEM при малых скоростях передачи и небольшой емкости, соединяющей этот вывод с общим проводом. При получении в режиме поллинга достоверного сигнала приемник автоматически переключается из режима поллинга в режим приема. При этом управляющий микроконтроллер может быть активирован по фронту импульса на выходе DATA_CLK. Входные данные передаются на микроконтроллер. После окончания передачи со стороны передатчика стробирующие импульсы на выходе DATA_CLK исчезают. Сигнальный процессор может настраиваться на определенные скорости передачи (четыре диапазона: 1...1,8 кБод; 1,8...3,2 кБод;

помощью программирования двух 16-битных регистров OPMODE и LIMIT. С подробным описанием можно ознакомиться в [4]. Отметим только, что выход DATA совместим с питанием от 5 до 20 В и выполнен с открытым истоком, при этом подразумевается внешний резистор к напряжению питания. Величины рекомендуемых резисторов (от 1,6 до 470 кОм) зависят от емкости входа микроконтроллера, напряжения питания и скорости принимаемых данных.

Несколько слов о электрических параметрах. Номинальное напряжение питания составляет от 4,5 до 6 В, максимальная рабочая температура кристалла — 150 °С, максимальный входной сигнал — не более 10 дБм. Типовой период тактовых импульсов составляет 2,0662 мкс при частоте кварцевого резонатора 6,77617 МГц и частоте входного сигнала 868,3 МГц; и 1,9607 мкс при частоте кварцевого резонатора 7,14063 МГц и частоте входного сигнала 915 МГц. Максимальный ток потребления в режиме поллинга — 276 мкА. Максимальный ток потребления в режиме приема при амплитудной модуляции — 9,9 мА, при частотной модуляции — 9,6 мА. Емкость последовательного конденсатора в цепи кварцевого резонатора — 6,5 пФ. Типовая принципиальная схема включения приемника показана на рис. 5.

В схеме на рис. 5 сохранены обозначения, приведенные в [4]. Схема иллюстрирует простейший вариант приемника без входного фильтра, настроенный на 868,3 МГц. В случае необходимости введения SAW фильтра он включается между антенной и конденсатором C17. В качестве SAW фильтра по документации

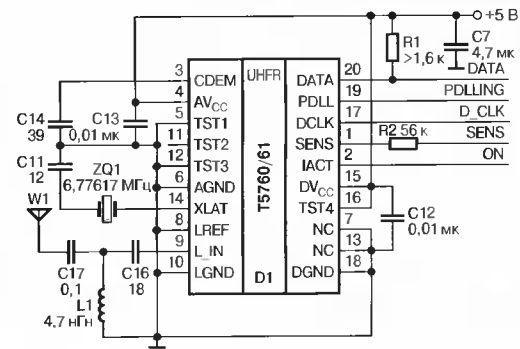


Рис. 5

используется EPCOS B3570. Следует сказать, что и для преобразования входного сигнала для передатчика T5750 может использоваться специальная микросхема, преобразующая входную последовательность в «манчестерский» или двухфазный код, например M4xCx9x [4].

В заключение следует отметить, что фирма Atmel выпускает еще целый ряд микросхем приемников и передатчиков для беспроводных сетей, беспроводного управления и беспроводной идентификации. Каждая из этих трех групп имеет свои диапазоны рабочих частот, режимы работы и особенности применения. Более подробная информация по этому вопросу представлена в [1].

Олег Николайчук,
onic@ch.moldpac.md

Литература:

1. <http://www.atmel.com>.
2. <http://www.atmel.ru>.
3. <http://www.atmel.com/doc3ad41e2838413.pdf>.
4. <http://www.atmel.com/doc3ac08091c4710.pdf>.

3,2...5,6 кБод; 5,6...10 кБод), тип модуляции (амплитудная или частотная), режимы коррекции и подавления шумов с

дения SAW фильтра он включается между антенной и конденсатором C17. В качестве SAW фильтра по документации

обмен опытом

Измерение при большом пусковом токе

Есть много причин, когда приходится измерять ток, потребляемый каким-то устройством. Как правило, пусковой ток любого устройства (электродвигатель, блок питания с емкостным фильтром в выпрямителе, лампа накаливания, фильтр по питанию и пр.) существенно превышает рабочий ток. Из-за этого амперметр приходится устанавливать на предел измерения, безопасный для пускового тока, но при этом измерение рабочего тока приходится выполнять в начале шкалы и поэтому с очень низкой точностью. К сожалению у большинства авометров (самый распространенный для радиолобителя измерительный прибор) переключение с одного предела на другой происходит с разрывом цепи, т. е. при переходе на более чувствительный предел прибор снова попадает под пусковой ток — «горят шунты и гнутся стрелки». И даже если бы ток при таком переключении не менялся, то контакты авометра, работая в качестве выключателя, подвергались тем же самым воздействиям — возникновение микродуги. Результат это-

го — увеличение сопротивление контактов переключателя, которое приводит к искажению показаний прибора.

От этих трудностей несложно избавиться «одним махом», если параллельно амперметру установить кнопочный выключатель согласно приведенной схеме.

Предлагаемый вариант измерения не только прост, но и неприхотлив к качеству кнопочного выключателя и «многофункционален».

Неприхотливость к «кнопке» объясняется тем, что сопротивление ее контактов никак не влияет на точность измерений — они производятся при разомкнутых контактах. Более того, измеряемый ток может существенно превышать номинальный для этого переключателя, поскольку в данном случае контакты «работают» только с разностью токов: током, протекающим через замкнутые контакты и током, протекающим через ампер-

метр (эта разница невелика), а уже замкнутые контакты выдерживают ток, гораздо больший номинала.

Что касается «многофункциональности», то по такой схеме удобно проверять контактное сопротивление любого коммутирующего устройства, поскольку большой ток, требуемый для таких измерений, обеспечен нагрузкой, а измерительный прибор (амперметр) не пострадает даже при полном нарушении контакта. Из практики — полезно несколько раз «пощелкать» проверяемыми контактами, чтобы определить стабильность их сопротивления (при этом у «залежавшихся-застоявшихся» контактов сопротивление обычно уменьшается, а у бывших в употреблении ведет себя очень «самостоятельно»). Если известно входное сопротивление амперметра R_A , то при желании по его показаниям можно узнать сопротивление замкнутых контактов:

$$R_K = R_A / (I_{\text{раз}} / I_{\text{зам}} - 1),$$

где $I_{\text{раз}}$ — показания амперметра при разомкнутых контактах, $I_{\text{зам}}$ — показания амперметра при замкнутых контактах.

Евгений Власов,
e.vlasov@mtu-net.ru

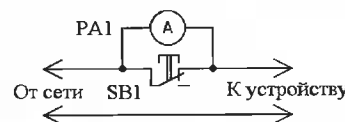


Рис. 1

О контроле α -излучений

Радиационное загрязнение окружающей среды, начавшееся с испытаний ядерного оружия и постоянно пополняемое обычными, аварийными, а время от времени и катастрофическими выбросами радионуклидов на объектах мирного назначения (тех же АЭС), привело к тому, что сегодня под облучение “вышедшими из-под контроля” источниками ионизирующей радиации может попасть любой человек. Но, в отличие от привычных опасностей, он этого даже не заметит: природа не снабдила нас рецепторами, способными “видеть” радиацию. Человек может получить повреждения, в том числе и несовместимые с жизнью, просто оставаясь под ее воздействием некоторое время.

В ионизирующем излучении радионуклидов выделяют α -излучение, представляющее собой поток ядер гелия, β -излучение — поток электронов (позитронов) и γ — электромагнитное излучение, отличающееся от обычного света лишь значительно более короткой длиной волны.

Какое же излучение контролируют приборы, которые у нас принято называть бытовыми дозиметрами? Как ни странно, но почти все они “видят” лишь γ -излучение. Странно потому, что γ -излучение как самостоятельное излучение радионуклида почти не встречается. Сопровождая распад ядра, оно может быть чрезвычайно слабым по сравнению с активностью образующихся при этом α - и β -частиц или его может не быть совсем.

Но даже если в бытовом дозиметре стоит тонкостенный металлический счетчик Гейгера, чувствительный и к β -излучению (стеклянный реагирует лишь на γ), разработчики “дозиметров для населения” закрыли его специальным фильтром, сводящим β -чувствительность прибора к нулю.

Бытовой дозиметр не реагирует и на α -излучение — самое опасное для всего живого* и это при том, что многие α -излучающие радионуклиды, как извлеченные из руд, так и синтезированные, уже попали в окружающую среду и вошли в тесный контакт с человеком.

В табл. 1 приведен далеко не полный перечень α -излучающих радионуклидов. Так, торий-232, нептуний-237, уран-238 и уран-235 существуют не только сами по себе, но и порождают множество дочерних радионуклидов с самыми разными спектрами излучений. У тория-232 таких дочерних радионуклидов 11 (из которых 6 α -излучающих), у нептуния-237 — 12 (8 α -излучающих), у урана-238 — 19 (11 α -излучающих) и у урана-235 — 16 (10 α -излучающих).

Правда, α -излучение любой из этих четырех групп сопровождается и γ -излучением дочерних радионуклидов. А это значит, что такой многокомпонентный излучатель может быть обнаружен (хотя и с явной недооценкой его активности) обычным бытовым дозиметром. Хуже, если α -излучающий радионуклид не имеет излучений вне α -спектра или оно настолько слабое, что теряется в естественном радиационном фоне.

* По сегодняшним представлениям α -излучение опаснее γ -примерно в 50 раз (при равных активностях). По токсичности плутоний-239 опаснее β -излучающего стронция-90 в 45—200 раз [2, с. 206].

Из-за слабой γ -“подсветки” плутония бытовой дозиметр не обратит внимания и на этот радионуклид.

Суммарная активность $^{239}\text{Pu} + ^{240}\text{Pu}$, выброшенных в окружающую среду в результате испытаний ядерного оружия в 1945—1976 годах — $13 \cdot 10^{12}$ Бк [2], активность $^{239}\text{Pu} + ^{240}\text{Pu}$ чернобыльского выброса — $63 \cdot 10^6$ Бк [3] (на этот плутоний составляли тогда карты распределения на местности). Кое-что добавили сгоревшие спутники, кое-что — распадающиеся от старости блоки энергетических и транспортных реакторов. О числе “вышедших из-под контроля” плутонийсодержащих мелочей (пожарные датчики и т. п.) можно лишь гадать...

Для нашей цивилизации плутоний — не известный земной экосистеме элемент —

стал фактором постоянной опасности, поражающее воздействие которого вряд ли ограничится тем, что мы о нем уже знаем.

Некоторое представление о поражающей способности α -излучения и возможностях его обнаружения дает табл. 2.

Ионизирующая способность α -частицы — это те разрушения, которые она нанесет любой оказавшейся на ее пути структуре, живой или неживой.

В качестве внешнего облучателя α -источник не представляет для человека большой опасности: защитой от него служит даже довольно тонкий слой воздуха. По-настоящему опасным он становится лишь в качестве внутреннего облучателя. Проникнув в организм человека по одному из трех путей — с пищей, при дыхании или через поверхность кожных покровов, он нанесет повреждения непосредственно жизненно важным его органам.

Столь малая проникающая способность α -излучения создает и большие трудности в его обнаружении. Среди относительно доступных сегодня счетчиков Гейгера заметной α -чувствительностью обладает лишь СБТ11, имеющий довольно тонкое слюдяное “окно” большой площади (по торможению α -частиц слюда

Таблица 2. Пробег α -частиц и полная ионизация в ткани плотностью $\rho = 1 \text{ г/см}^3$ [4]

E_α , МэВ	Воздух, см	Биоткань, мкм	Алюминий, мкм	Полная ионизация, число пар ионов
4	2,5	31	16	$1,1 \cdot 10^5$
4,5	3,0	37	20	$1,3 \cdot 10^5$
5	3,5	43	23	$1,4 \cdot 10^5$
5,5	4,0	49	26	$1,6 \cdot 10^5$
6	4,6	56	30	$1,7 \cdot 10^5$
6,5	5,2	64	34	$1,9 \cdot 10^5$
7	5,9	72	38	$2,0 \cdot 10^5$

Таблица 1. α -излучающие радионуклиды [1]

Радионуклид	Символ	$T_{1/2}$	Вид и энергия излучения, МэВ, (% выхода на распад)
Америций-241	^{241}Am	433 года	$E_\alpha = 5,49$ (85); $E_\alpha = 5,44$ (13); $E_\gamma = 0,06$ (36)
Плутоний-238	^{238}Pu	87,7 года	$E_\alpha = 5,50$ (72); $E_\alpha = 5,46$ (28); E_γ — слаб.
Плутоний-239	^{239}Pu	24119 лет	$E_\alpha = 5,15$ (88); $E_\alpha = 5,10$ (11,5); $E_\gamma = 0,039$ (0,007); $E_\gamma = 0,052$ (0,020); $E_\gamma = 0,129$ (0,005); $E_\gamma = 0,375$ (0,0012); $E_\gamma = 0,414$ (0,0012);
Плутоний-240	^{240}Pu	6537 лет	$E_\alpha = 5,17$ (76); $E_\alpha = 5,12$ (24); $E_\gamma = 0,65$ ($1,6 \cdot 10^{-4}$)
Полоний-210	^{210}Po	138 сут	$E_\alpha = 5,305$ (100); E_γ — слаб.
Полоний-216	^{216}Po	0,15 с	$E_\alpha = 6,78$ (100)
Полоний-218	^{218}Po	3,5 мин	$E_\alpha = 6,00$ (100)
Радон-220	^{220}Rn	55,6 с	$E_\alpha = 6,29$ (100); $E_\gamma = 0,55$ (0,07)
Радон-222	^{222}Rn	3,82 сут	$E_\alpha = 5,49$ (100); $E_\gamma = 0,510$ (0,07)
Уран-234	^{234}U	$2,45 \cdot 10^5$ лет	$E_\alpha = 4,77$ (72); $E_\alpha = 4,72$ (28); $E_\gamma = 0,053$ (0,2)
Торий-232	^{232}Th	$14,1 \cdot 10^9$ лет	$E_\alpha = 4,01$ (77); $E_\alpha = 3,95$ (23)
Нептуний-237	^{237}Np	$2,14 \cdot 10^6$ лет	$E_\alpha = 4,79$ (51); $E_\alpha = 4,77$ (5); $E_\alpha = 4,65$ (9)
Уран-238	^{238}U	$4,468 \cdot 10^9$ лет	$E_\alpha = 4,20$ (77); $E_\alpha = 4,15$ (23)
Уран-235	^{235}U	$7,038 \cdot 10^8$ лет	$E_\alpha = 4,58$ (8); $E_\alpha = 4,40$ (62); $E_\alpha = 4,36$ (18); $E_\alpha = 4,22$ (6); $E_\gamma = 0,143$ (11); $E_\gamma = 0,185$ (54); $E_\gamma = 0,204$ (5)

близка к алюминию — другому материалу примерно такой же плотности).

Основные параметры счетчика СБТ11:

- рекомендуемое рабочее напряжение (U_p) — 390 В;
- протяженность плато счетной характеристики — ≥ 80 В;
- напряжение начала счета — 260...320 В;
- наклон плато счетной характеристики — $\leq 0,5$ %/В;
- амплитуда импульса — ≥ 10 В;
- радиационная чувствительность (по кобальту-60) — 50 имп/мкР;
- собственный фон счетчика (НФ) — $\leq 0,7$ имп/с;
- мертвое время (одна секция при $U_p = 390$ В) — 25 мкс;
- размеры слюдяного "окна" — 33×17 мм;
- толщина слюды — 9...11 мкм;
- габариты — 55,5×29×23,5 мм;
- масса — 30 г.

На рис. 1 приведена принципиальная схема прибора, в полной мере использующего спектральные возможности счетчика СБТ11.

высшему напряжению на плато счетчика, что позволит сохранять радиационную чувствительность прибора почти неизменной при снижении напряжения питания, по крайней мере, до 6 В.

При возбуждении счетчика СБТ11 ионизирующей частицей на его объединенных анодах (все четыре секции счетчика соединяют параллельно) возникает короткий "треугольный" импульс, который преобразуется в импульс длительностью $T_{\text{им}} \approx 0,7R5C5 \approx 8,5$ мс одновибратором, выполненном на элементах DD1.1, DD1.2. Этот импульс разрешает возбуждение звукового генератора DD1.3, DD1.4, формирующего на частоте

$$F_{\text{ЗБ}} \approx 1/(1,4R13C6) \approx 2 \text{ кГц}$$

"пачку" импульсов. Это его короткое возбуждение будет воспроизведено в виде акустического щелчка пьезоизлучателем BA1.

Хотя для обнаружения источника радиации такой индикации вполне достаточно (при появлении источника редкое фоновое пощелкивание пьезоэлемента резко ускоряется), в прибор

введена и инерционная светодиодная индикация. В ее основе — микромощный операционный усилитель DA1, на инверсном входе которого интегрирующей цепочкой R6—R8C7C8 формируется напряжение, зависящее от числа возбуждений счетчика Гейгера в единицу времени.

Электронную часть прибора монтируют на плате размером 55×37 мм,

которую изготавливают из двусторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Фольгу под деталями используют лишь в качестве нулевой шины.

Рисунок печатной платы и расстановку деталей на ней можно найти на сайте журнала по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html>. На рисунке места подключения выводов элементов к фольге общего провода показаны зачерненными квадратами (соединяемые с общим проводом выводы микросхем предварительно отгибают в сторону), положение «прокалывающей» плату перемычки, соединяющей с общим проводом минусовой вывод конденсатора C9, показано квадратом со светлой точкой в центре. В местах пропусков проводников в фольге должны быть выправлены защитные кружки диаметром 1,5...2 мм.

Если нет доступа в Интернет, рисунки можно получить письмом, сделав запрос в редакцию.

Резистор R1 — КИМ-0,125 или С1-4, R10 — СПЗ-386, остальные — МЛТ-0,125. Конденсатор C1 — КД-26 или другой керамический с рабочим напряжением не менее 500 В, C2 — К73-9, C4 — К53-30; C3, C5—C8 — КМ-6 или К10-176, C9 — любой оксидный подходящих размеров.

Светодиод HL1 — любой, имеющий достаточно яркое свечение при токе 3...3,5 мА. Пьезоэлемент ЗП-1 можно заменить на ЗП-22, а если громкость акустического щелчка не очень важна, то и любым другим.

Трансформатор Т1 наматывают на кольцевом ферритовом магнитопроводе М3000НМ (никель-марганцевый феррит) типоразмера К16×10×4,5 мм. Острые ребра сердечника предварительно заглаживают шкуркой, а затем его покрывают электрически и механически прочной изоляцией, например, обматывают тонкой лавсановой или фторопластовой лентой.

Первой наматывают обмотку I (число витков — 420, провод ПЭВ-2 0,07). Намотку ведут почти виток к витку в одну сторону, оставляя между ее началом и концом промежутков в 1...2 мм. Обмотку I покрывают слоем изоляции и по ней наматывают проводом ПЭВШО 0,15...0,2 обмотку II (8 витков) и таким же проводом обмотку III (3 витка). Обмотки II и III должны быть распределены по сердечнику равномерно и так, чтобы положение их выводов соответствовало рисунку печатной платы. Фазировка обмоток должна соответствовать указанной на принципиальной схеме (синфазные концы обмоток — входящие в отверстие ферритового кольца с одной стороны — обозначены точками).

Изготовленный трансформатор покрывают слоем гидроизоляции, например, обматывают узкой полоской липкой изолянт ПВХ и крепят на плату между двумя эластичными (не продавливающими обмоток) шайбами винтом М3.

В правильно изготовленном приборе останется лишь выставить порог срабатывания светодиодного индикатора: резистор R10 ставят в положение, при котором в поле естественного радиационного фона $U_{2 \text{ DA1}} < U_{3 \text{ DA1}}$. В этом случае напряжение на выходе DA1 (вывод 6) останется высоким, транзистор VT2 — закрытым, а светодиод HL1 — выключенным. Диапазон регулировки порога включения светодиода может быть сдвинут изменением сопротивлений резисторов R9 ($\geq 1 \text{ МОм}$) и R11 ($\geq 10 \text{ кОм}$). Полезно уточнить и сопротивление резистора R13 = 20...51 кОм, от которого зависит частота возбуждения звукового генератора. При ее совпадении с резонансной частотой пьезоизлучателя громкость его щелчка достигнет максимума.

Зависимость токов $I_{\text{деж}}$ и $I_{\text{тр}}$, потребляемых прибором в дежурном режиме (контроль фона) и при срабатывании световой сигнализации, от напряжения питания $U_{\text{пит}}$ показана в табл. 3.

Для питания прибора годится любая батарея на напряжение 9 В, например, "Корунд".

В конструкции скомпонованного прибора важно минимизировать воздушную

$U_{\text{пит}}, \text{В}$	$I_{\text{деж}}, \text{мА}$	$I_{\text{тр}}, \text{мА}$
9	0,16	3,6
8	0,15	3,2
7	0,14	2,8
6	0,12	2,2
5	0,1	1,8

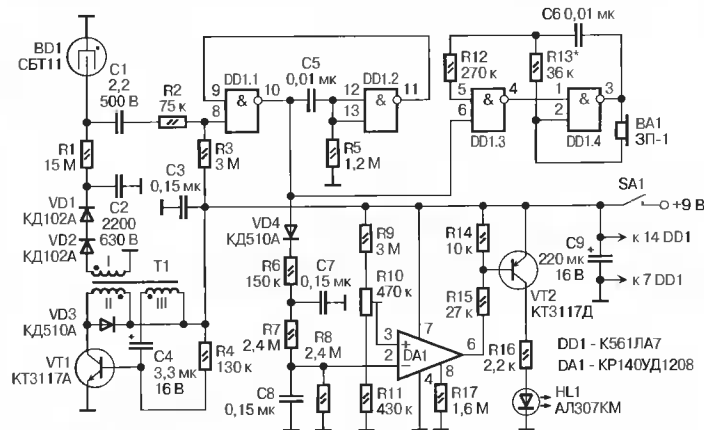


Рис. 1

Высокое напряжение, необходимое для нормальной работы счетчика, формирует блокинг-генератор (VT1, T1 и др.). Периодически возникающие на обмотке I трансформатора Т1 короткие (4...5 мкс) импульсы высокого напряжения через диоды VD1 и VD2 заряжают конденсатор C2, который и становится источником питания счетчика Гейгера. Частота подпитки этого конденсатора:

$$F \approx 1/\{R4C4 \ln[U_{\text{пит}}/(U_{\text{пит}} - U_{\text{бз отс}})]\} \approx 30 \text{ Гц},$$

где $U_{\text{пит}} = 9 \text{ В}$ — напряжение питания, $U_{\text{бз отс}} \approx 0,6 \text{ В}$ — напряжение отсечки транзистора VT1.

В первом приближении

$$U_{C2} \approx (U_{\text{пит}} - U_{K3 \text{ VT1}})n1/n2 \approx 440 \text{ В},$$

где U_{C2} — напряжение на конденсаторе C2, $U_{\text{пит}} = 9 \text{ В}$ — напряжение источника питания, $U_{K3 \text{ VT1}} \approx 0,5 \text{ В}$ — падение напряжения на переходе коллектор-эмиттер транзистора VT1 в режиме насыщения (при токе в импульсе 0,5...1 А), $n1 = 420$ и $n2 = 8$ — число витков в обмотках I и II трансформатора Т1. Это напряжение (его можно измерить электростатическим вольтметром, например, C50) близко к

“подушку”, образующуюся между контролируемой поверхностью и слюдой счетчика. Ее можно уменьшить на 2...3 мм, если снять с СБТ11 лицевую обойму. Правда, эта операция потребует большой аккуратности.

Чтобы в процессе контроля не пачкать сам прибор, рекомендуется пользоваться тонкими полиэтиленовыми прокладками, имеющими вырез по размеру слюдяного “окна” счетчика. Особенно важно не допустить загрязнения самой слюды, поскольку очистить ее вряд ли удастся (допустим лишь легкий ее обдув).

Как правило, к проверке готовят и контролируемый объект. Если это половинка яблока, ломоть сыра, гладкая доска, плита и т. п., прибор ставят непосредственно на исследуемую поверхность (влажную предварительно подсушивают). Что-то жидкое (молоко, сок и т. п.) наливают тонким слоем на стекло и дают просохнуть до затвердевания. Примерно так же поступают с ягодами (на стекло выкладывают тонким слоем сок с перемолотой в кашу шкуркой) и иными продуктами такой консистенции. В общем, идея подготовки понятна: для проверки на α -излучение вполне достаточен

слой сухого продукта толщиной 0,1 мм. Однако даже тонкий слой воды на его поверхности (0,03...0,07 мм) сделает это излучение необнаружимым.

Но если прибор покажет явное увеличение уровня радиации, это еще не говорит о радиационном загрязнении исследуемого. Возможно, это всего лишь калий (входящий и во многие продукты питания), обязательный радионуклид которого — калий-40 (0,0118%) — является γ -излучателем [5]. Но отличить такое излучение от α -излучения очень просто: достаточно положить между прибором и контролируемой поверхностью лист плотной бумаги. Напрочь “отрезающий” α -излучение (счет возвращается к фоновому), он практически никак не скажется на γ - и жестком β -излучении калия-40. Правда, почти также прибор отреагирует и на очень мягкое β -излучение (пробег β -частицы с $E_\beta = 0,05$ МэВ составит в воздухе 3,94 см, в алюминии — 21,2 мкм, в железе — 8,36 мкм), но нам нет необходимости как-то выделять такой излучатель — следует держаться подальше и от него.

Юрий Виноградов,
editor@dian.ru

Литература:

1. А. П. Баби́чев и др. Физические величины. Справочник.— М.: Энергоатомиздат, 1991. с. 994—1044.
2. Вредные химические вещества. Радиоактивные вещества: Справ. изд. под ред. В. А. Филова и др. — Л.: Химия, 1990, с. 198.
3. Л. В. Николайчук, К. В. Фомиченко. Растения: противорадиационное питание.— Мн.: “Современное Слово”, 1998, с. 247.
4. А. А. Моисеев, В. И. Иванов. Справочник по дозиметрии и радиационной гигиене.— М.: Энергоатомиздат, 1990, с. 33.
5. Ю. А. Виноградов. Ионизирующая радиация: обнаружение, контроль, защита.— М.: Солон-Р, 2002, с. 201, 202.

В статье Ю. Виноградова «Прибор радиационного контроля» (Схемотехника, 2003, № 1, с. 32—34) на рис. 1 между минусовым выводом СЗ и входом 5 DD4.3 необходимо установить пропущенный при подготовке статьи резистор R6 сопротивлением 47 кОм. В правой части формулы в центре с. 33 плохо пропечатан сомножитель $\sqrt{T_{10}/T_{11}}$.

(Продолжение. Начало — №7/2002)

Использование шаблонов HDL-редактора при создании описаний цифровых устройств с помощью языка VHDL

PHASE_CLK2X представляет типовой вариант применения модуля DCM для формирования тактового сигнала с удвоенной частотой синхронизации, точной подстройкой фазы и предотвращением временных перекосов при его распространении внутри кристалла.

```

- Module: BUFG_PHASE_CLK2X_SUBM
library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;
- synopsys translate_off
library UNISIM;
use UNISIM.VCOMPONENTS.ALL;
- synopsys translate_on

entity BUFG_PHASE_CLK2X_SUBM is
    port (
        CLK_IN    : in std_logic;
        RST       : in std_logic;
        PSEN      : in std_logic;
        PSINDEC   : in std_logic;
        CLK2X     : out std_logic;
        LOCK      : out std_logic;
        PSDONE    : out std_logic
    );
end BUFG_PHASE_CLK2X_SUBM;

architecture BUFG_PHASE_CLK2X_SUBM_arch of BUFG_PHASE_CLK2X_SUBM
is
- Components Declarations:
    component BUFG
        port (
            I      : in std_logic;
            O      : out std_logic
        );
    end component;
    component DCM
- synopsys translate_off
        generic (

```

```

        DLL_FREQUENCY_MODE : string := «LOW»;
        DUTY_CYCLE_CORRECTION : boolean := TRUE;
        CLKOUT_PHASE_SHIFT : string := «VARIABLE»;
        PHASE_SHIFT : integer := 0;
        STARTUP_WAIT : boolean := FALSE
    );
- synopsys translate_on
    port ( CLKIN      : in std_logic;
            CLKFB      : in std_logic;
            DSSEN      : in std_logic;
            PSINDEC    : in std_logic;
            PSEN       : in std_logic;
            PSCLK      : in std_logic;
            RST        : in std_logic;
            CLKO       : out std_logic;
            CLK90      : out std_logic;
            CLK180     : out std_logic;
            CLK270     : out std_logic;
            CLK2X      : out std_logic;
            CLK2X180   : out std_logic;
            CLKDV       : out std_logic;
            CLKFX      : out std_logic;
            CLKFX180   : out std_logic;
            LOCKED     : out std_logic;
            PSDONE     : out std_logic;
            STATUS     : out std_logic_vector(7 downto 0)
    );
end component;
- Attributes
attribute DLL_FREQUENCY_MODE : string;
attribute DUTY_CYCLE_CORRECTION : string;
attribute CLKOUT_PHASE_SHIFT : string;
attribute PHASE_SHIFT : integer;
attribute STARTUP_WAIT : string;
attribute DLL_FREQUENCY_MODE of U_DCM: label is «LOW»;
attribute DUTY_CYCLE_CORRECTION of U_DCM: label is «TRUE»;
attribute CLKOUT_PHASE_SHIFT of U_DCM: label is «VARIABLE»;
attribute PHASE_SHIFT of U_DCM: label is 0;
attribute STARTUP_WAIT of U_DCM: label is «FALSE»;

```

```

- Signal Declarations:
signal GND : std_logic;
signal CLK2_W: std_logic;
signal CLK2X_W: std_logic;
begin
GND <= "0";
CLK2X <= CLK2_W;
- DCM Instantiation
- DCM instantiation for the VARIABLE mode
U_DCM: DCM
port map (
    CLKIN => CLK_IN,
    CLKFB => CLK2_W,
    DSEN => GND,
    PSINCDEC => PSINCDEC,
    PSEN => PSEN,
    PSCLK => CLK_IN,
    RST => RST,
    CLK2X => CLK2X_W,
    LOCKED => LOCK,
    PSDONE => PSDONE
);
- DCM Instantiation for the FIXED mode. Note that the
PSCLK, PSEN, PSINCDEC signals
- are tied to Ground. The PSEN, PSINCDEC, PSDONE signals have
to be removed from the
- entity declaration and port list.
- U_DCM: DCM
- port map (
-     CLKIN => CLK_IN,
-     CLKFB => CLK2_W,
-     DSEN => GND,
-     PSCLK => GND,
-     PSEN => GND,
-     PSINCDEC => GND,
-     RST => RST,
-     CLK2X => CLK2X_W,
-     LOCKED => LOCK
- );
- BUFG Instantiation
U_BUFG: BUFG
port map (
    I => CLK2X_W,
    O => CLK2_W
);
end BUFG_PHASE_CLK2X_SUBM_arch;

```

PHASE_CLKDV представляет собой образец описания конструкции, реализующей синтез тактового сигнала с частотой, определяемой разработчиком, с точной подстройкой фазы и устранением перекосов при его распространении. Соотношение частот входного и сформированного сигналов синхронизации определяется коэффициентом, который задается с помощью атрибута CLKDV_DIVIDE.

```

- Module: BUFG_PHASE_CLKDV_SUBM
library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;
- synopsys translate_off
library UNISIM;
use UNISIM.VCOMPONENTS.ALL;
- synopsys translate_on

entity BUFG_PHASE_CLKDV_SUBM is
port (
    CLK_IN : in std_logic;
    RST : in std_logic;
    PSEN : in std_logic;
    PSINCDEC : in std_logic;
    CLK_DIV : out std_logic;
    CLK1X : out std_logic;
    LOCK : out std_logic;
    PSDONE : out std_logic
);
end BUFG_PHASE_CLKDV_SUBM;
architecture BUFG_PHASE_CLKDV_SUBM_arch of BUFG_PHASE_CLKDV_SUBM
is
- Components Declarations:
component BUFG
port (
    I : in std_logic;
    O : out std_logic
);
end component;
component DCM

```

```

- synopsys translate_off
generic (
    DLL_FREQUENCY_MODE : string := «LOW»;
    DUTY_CYCLE_CORRECTION : boolean := TRUE;
    CLKOUT_PHASE_SHIFT : string := «VARIABLE»;
    PHASE_SHIFT : integer := 0;
    CLKDV_DIVIDE : real := 2.0;
    STARTUP_WAIT : boolean := FALSE
);
- synopsys translate_on
port ( CLKIN : in std_logic;
        CLKFB : in std_logic;
        DSEN : in std_logic;
        PSINCDEC : in std_logic;
        PSEN : in std_logic;
        PSCLK : in std_logic;
        RST : in std_logic;
        CLK0 : out std_logic;
        CLK90 : out std_logic;
        CLK180 : out std_logic;
        CLK270 : out std_logic;
        CLK2X : out std_logic;
        CLK2X180 : out std_logic;
        CLKDV : out std_logic;
        CLKFX : out std_logic;
        CLKFX180 : out std_logic;
        LOCKED : out std_logic;
        PSDONE : out std_logic;
        STATUS : out std_logic_vector(7 downto 0)
);
end component;
- Attributes
attribute DLL_FREQUENCY_MODE : string;
attribute DUTY_CYCLE_CORRECTION : string;
attribute CLKOUT_PHASE_SHIFT : string;
attribute PHASE_SHIFT : integer;
attribute CLKDV_DIVIDE : real;
attribute STARTUP_WAIT : string;
attribute DLL_FREQUENCY_MODE of U_DCM: label is «LOW»;
attribute DUTY_CYCLE_CORRECTION of U_DCM: label is «TRUE»;
attribute CLKOUT_PHASE_SHIFT of U_DCM: label is «VARIABLE»;
attribute PHASE_SHIFT of U_DCM: label is 0;
attribute CLKDV_DIVIDE of U_DCM: label is 2.0;
attribute STARTUP_WAIT of U_DCM: label is «FALSE»;
- Signal Declarations:
signal GND : std_logic;
signal CLK0_W: std_logic;
signal CLK1X_W: std_logic;
signal CLKDV_W: std_logic;
signal CLK_DIV_W: std_logic;
begin
GND <= "0";
CLK1X <= CLK1X_W;
CLK_DIV <= CLK_DIV_W;
- DCM Instantiation
- DCM instantiation for the VARIABLE mode
U_DCM: DCM
port map (
    CLKIN => CLK_IN,
    CLKFB => CLK1X_W,
    DSEN => GND,
    PSINCDEC => PSINCDEC,
    PSEN => PSEN,
    PSCLK => CLK_IN,
    RST => RST,
    CLK0 => CLK0_W,
    CLKDV => CLKDV_W,
    LOCKED => LOCK,
    PSDONE => PSDONE
);
- DCM Instantiation for the FIXED mode. Note that the
PSCLK, PSEN, PSINCDEC signals
- are tied to Ground. The PSEN, PSINCDEC, PSDONE signals have
to be removed from the
- entity declaration and port list.
- U_DCM: DCM
- port map (
-     CLKIN => CLK_IN,
-     CLKFB => CLK1X_W,
-     DSEN => GND,
-     PSCLK => GND,
-     PSEN => GND,
-     PSINCDEC => GND,
-     RST => RST,
-     CLK0 => CLK0_W,
-     CLKDV => CLKDV_W,

```

```

- LOCKED => LOCK
- BUFG Instantiation for CLK0
U0_BUFG: BUFG
  port map (
    I => CLK0_W,
    O => CLK1X_W
  );
- BUFG Instantiation for CLKDV
U1_BUFG: BUFG
  port map (
    I => CLKDV_W,
    O => CLK_DIV_W
  );
end BUFG_PHASE_CLKDV_SUBM_arch;

```

PHASE_CLKFX_FB описывает способ применения модуля DCM для синтеза тактового сигнала с коэффициентом деления частоты синхронизации, определяемым с помощью атрибутов CLKFX_MULTIPLY и CLKFX_DIVIDE, точной подстройкой фазы и предотвращением временных перекосов при его распространении внутри кристалла.

```

- Module: BUFG_PHASE_CLKFX_FB_SUBM
library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;
- synopsys translate_off
library UNISIM;
use UNISIM.VCOMPONENTS.ALL;
- synopsys translate_on

```

```

entity BUFG_PHASE_CLKFX_FB_SUBM is
  port (

```

```

    CLK_IN      : in std_logic;
    RST         : in std_logic;
    PSEN        : in std_logic;
    PSINCDEC    : in std_logic;
    CLK1X       : out std_logic;
    CLKFX       : out std_logic;
    CLKFX180    : out std_logic;
    LOCK        : out std_logic;
    PSDONE      : out std_logic
  );

```

```

end BUFG_PHASE_CLKFX_FB_SUBM;

```

```

architecture BUFG_PHASE_CLKFX_FB_SUBM_arch
  BUFG_PHASE_CLKFX_FB_SUBM is

```

```

- Components Declarations:

```

```

component BUFG
  port (
    I : in std_logic;
    O : out std_logic
  );

```

```

end component;

```

```

component DCM

```

```

- synopsys translate_off

```

```

generic (
  DLL_FREQUENCY_MODE : string := «LOW»;
  DUTY_CYCLE_CORRECTION : boolean := TRUE;
  CLKOUT_PHASE_SHIFT : string := «VARIABLE»;
  PHASE_SHIFT : integer := 0;
  CLKFX_MULTIPLY : integer := 4;
  CLKFX_DIVIDE : integer := 1;
  STARTUP_WAIT : boolean := FALSE
);

```

```

- synopsys translate_on

```

```

  port ( CLKIN : in std_logic;
    CLKFB : in std_logic;
    DSSSEN : in std_logic;
    PSINCDEC : in std_logic;
    PSEN : in std_logic;
    PSCLK : in std_logic;
    RST : in std_logic;
    CLK0 : out std_logic;
    CLK90 : out std_logic;
    CLK180 : out std_logic;
    CLK270 : out std_logic;
    CLK2X : out std_logic;
    CLK2X180 : out std_logic;
    CLKDV : out std_logic;
    CLKFX : out std_logic;
    CLKFX180 : out std_logic;
    LOCKED : out std_logic;
    PSDONE : out std_logic;
    STATUS : out std_logic_vector(7 downto 0)
  );

```

```

end component;
- Attributes
attribute DLL_FREQUENCY_MODE : string;
attribute DUTY_CYCLE_CORRECTION : string;
attribute CLKOUT_PHASE_SHIFT : string;
attribute PHASE_SHIFT : integer;
attribute CLKFX_MULTIPLY : integer;
attribute CLKFX_DIVIDE : integer;
attribute STARTUP_WAIT : string;
attribute DLL_FREQUENCY_MODE of U_DCM: label is «LOW»;
attribute DUTY_CYCLE_CORRECTION of U_DCM: label is «TRUE»;
attribute CLKOUT_PHASE_SHIFT of U_DCM: label is «VARIABLE»;
attribute PHASE_SHIFT of U_DCM: label is 0;
attribute CLKFX_MULTIPLY of U_DCM: label is 4;
attribute CLKFX_DIVIDE of U_DCM: label is 1;
attribute STARTUP_WAIT of U_DCM: label is «FALSE»;
- Signal Declarations:

```

```

signal GND : std_logic;
signal CLK0_W: std_logic;
signal CLK1X_W: std_logic;
signal CLKFX_W: std_logic;
signal CLKF_W: std_logic;
signal CLKFX180_W: std_logic;
signal CLKF180_W: std_logic;
begin
  GND <= "0";
  CLK1X <= CLK1X_W;
  CLKFX <= CLKF_W;
  CLKFX180 <= CLKF180_W;
- DCM Instantiation
- DCM instantiation for the VARIABLE mode.
U_DCM: DCM
  port map (

```

```

    CLKIN => CLK_IN,
    CLKFB => CLK1X_W,
    DSSSEN => GND,
    PSINCDEC => PSINCDEC,
    PSEN => PSEN,
    PSCLK => CLK_IN,
    RST => RST,
    CLK0 => CLK0_W,

```

```

    CLKFX => CLKFX_W,
    CLKFX180 => CLKFX180_W,
    LOCKED => LOCK,
    PSDONE => PSDONE
  );

```

- DCM Instantiation for the FIXED mode. Note that the PSCLK, PSEN, PSINCDEC signals

- are tied to Ground. The PSEN, PSINCDEC, PSDONE signals have to be removed from the

- entity declaration and port list.

```

- U_DCM: DCM

```

```

  port map (
    CLKIN => CLK_IN,
    CLKFB => CLK1X_W,
    DSSSEN => GND,
    PSCLK => GND,
    PSEN => GND,
    PSINCDEC => GND,
    RST => RST,
    CLK0 => CLK0_W,
    CLKFX => CLKFX_W,
    CLKFX180 => CLKFX180_W,
    LOCKED => LOCK
  );

```

```

- BUFG Instantiation for CLK0

```

```

U0_BUFG: BUFG
  port map (
    I => CLK0_W,
    O => CLK1X_W
  );

```

```

- BUFG Instantiation for CLKFX

```

```

U1_BUFG: BUFG
  port map (
    I => CLKFX_W,
    O => CLKF_W
  );

```

```

- BUFG Instantiation for CLKFX180

```

```

U2_BUFG: BUFG
  port map (
    I => CLKFX180_W,
    O => CLKF180_W
  );

```

```

end BUFG_PHASE_CLKFX_FB_SUBM_arch;

```

Окончание следует

Валерий Зотов,
walerry@euro.ru

Функциональное PSpice описание цифровых устройств

Примеры моделей

Модель счетчика 564IE19

Условное графическое изображение счетчика 564IE9 представлено на рис. 4, а его функциональное описание приведено ниже.

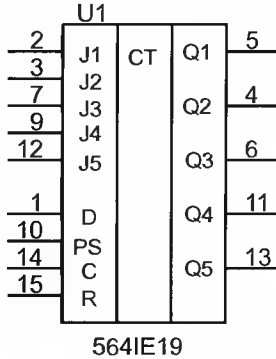


Рис. 4

```
* 564IE19, K561IE19 - CD4018A CMOS PRESETTABLE DIVIDE-BY-N
COUNTER
*
.SUBCKT 564IE19 CLK_I PSENABLE_I RESET_I DATA_I JAM1_I JAM2_I
JAM3_I JAM4_I
+ JAM5_I Q1BAR_0 Q2BAR_0 Q3BAR_0 Q4BAR_0 Q5BAR_0
+ OPTIONAL: VDD=$G_CD4000_VDD VSS=$G_CD4000_VSS
+ PARAMS: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
*
U18ALOG LOGICEXP(12,20) VDD VSS
+ CLK_I PSENABLE_I RESET_I DATA_I JAM1_I JAM2_I JAM3_I JAM4_I
JAM5_I Q1BAR
+ Q2BAR Q3BAR
+ CLK PSENABLE RESET DATA JAM1 JAM2 JAM3 JAM4 JAM5 RST1 RST2
RST3 RST4 RST5
+ PST1 PST2 PST3 PST4 PST5 TOD3
+ DO_GATE IO_4000A IO_LEVEL={IO_LEVEL}
+
LOGIC:
* BUFFERS
+ CLK = { CLK_I }
+ PSENABLE = { PSENABLE_I }
+ RESET = { RESET_I }
+ DATA = { DATA_I }
+ JAM1 = { JAM1_I }
+ JAM2 = { JAM2_I }
+ JAM3 = { JAM3_I }
+ JAM4 = { JAM4_I }
+ JAM5 = { JAM5_I }
+
+ RST1 = { ~(RESET | (PSENABLE & ~JAM1)) }
+ RST2 = { ~(RESET | (PSENABLE & ~JAM2)) }
+ RST3 = { ~(RESET | (PSENABLE & ~JAM3)) }
+ RST4 = { ~(RESET | (PSENABLE & ~JAM4)) }
+ RST5 = { ~(RESET | (PSENABLE & ~JAM5)) }
+
+ PST1 = { ~(PSENABLE & JAM1) }
+ PST2 = { ~(PSENABLE & JAM2) }
+ PST3 = { ~(PSENABLE & JAM3) }
+ PST4 = { ~(PSENABLE & JAM4) }
+ PST5 = { ~(PSENABLE & JAM5) }
+ TOD3 = { ~( (Q1BAR & Q3BAR) | Q2BAR ) }
*
U1FF DFF(1) VDD VSS
+ PST1 RST1 CLK DATA Q1 Q1BAR
+ DO_EFF IO_4000A
*
U2FF DFF(1) VDD VSS
+ PST2 RST2 CLK Q1 $D_NC Q2BAR
+ DO_EFF IO_4000A
*
U3FF DFF(1) VDD VSS
+ PST3 RST3 CLK TOD3 Q3 Q3BAR
+ DO_EFF IO_4000A
```

```
*
U4FF DFF(1) VDD VSS
+ PST4 RST4 CLK Q3 Q4 Q4BAR
+ DO_EFF IO_4000A
*
U5FF DFF(1) VDD VSS
+ PST5 RST5 CLK Q4 $D_NC Q5BAR
+ DO_EFF IO_4000A
*
U18ADLY PINDLY (5,0,9) VDD VSS
+ Q1BAR Q2BAR Q3BAR Q4BAR Q5BAR
+ CLK DATA RESET PSENABLE JAM1 JAM2 JAM3 JAM4 JAM5
+ Q1BAR_0 Q2BAR_0 Q3BAR_0 Q4BAR_0 Q5BAR_0
+ IO_4000A MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL={IO_LEVEL}
+
PINDLY:
+ Q5BAR_0 = {
+ DELAY(-1,350NS,1300NS)
+ }
+
Q1BAR_0 Q2BAR_0 Q3BAR_0 Q4BAR_0 = {
+ DELAY(-1,500NS,1600NS)
+ }
+
FREQ:
+ NODE = CLK
+ MAXFREQ = 0.6MEG
+
WIDTH:
+ NODE = CLK
+ MIN_HI = 830NS
+ MIN_LO = 830NS
+
WIDTH:
+ NODE = RESET
+ MIN_HI = 830NS
+
WIDTH:
+ NODE = PSENABLE
+ MIN_HI = 830NS
+
WIDTH:
+ NODE = JAM1
+ MIN_HI = 830NS
+ MIN_LO = 830NS
+ MESSAGE = «PRESET PULSE WIDTH IS TOO SHORT»
+
WIDTH:
+ NODE = JAM2
+ MIN_HI = 830NS
+ MIN_LO = 830NS
+ MESSAGE = «PRESET PULSE WIDTH IS TOO SHORT»
+
WIDTH:
+ NODE = JAM3
+ MIN_HI = 830NS
+ MIN_LO = 830NS
+ MESSAGE = «PRESET PULSE WIDTH IS TOO SHORT»
+
WIDTH:
+ NODE = JAM4
+ MIN_HI = 830NS
+ MIN_LO = 830NS
+ MESSAGE = «PRESET PULSE WIDTH IS TOO SHORT»
+
WIDTH:
+ NODE = JAM5
+ MIN_HI = 830NS
+ MIN_LO = 830NS
+ MESSAGE = «PRESET PULSE WIDTH IS TOO SHORT»
+
SETUP_HOLD:
+ DATA(2) RESET PSENABLE
+ CLOCK LH = CLK
+ RELEASETIME_HL = 1000NS
+
SETUP_HOLD:
+ DATA(1) DATA
```

```

+   CLOCK LH = CLK
+   SETUPTIME = 700NS
+   WHEN = { RESET!='1' & PSENABLE!='1' }
+
+ .ENDS
+

```

Модель счетчика 564IE9

Условное графическое изображение счетчика 564IE9 представлено на рис. 5, а его функциональное описание приведено ниже.

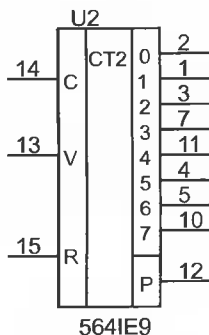


Рис. 5

```

* 564IE9, 561IE9 - CD4022B CMOS COUNTER/DIVIDERS
*
.SUBCKT 564IE9 CLK_I CLKINHIBIT_I RESET_I 00_0 01_0 02_0
03_0 04_0 05_0
+       06_0 07_0 P
+   OPTIONAL: VDD=$G_CD4000_VDD VSS=$G_CD4000_VSS
+   PARAMS: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
*
U22BBUF BUF VDD VSS
+ CLK_I CLK
+ DO_GATE IO_4000B_ST IO_LEVEL={IO_LEVEL}
*
U22BLOG LOGICEXP(11,14) VDD VSS
+ CLK CLKINHIBIT_I RESET_I Q1 Q2 Q3 Q4 Q1BAR Q2BAR Q3BAR Q4BAR
+ CLKINHIBIT RESET CLOCK RST 00 01 02 03 04 05 06 07 P1 TOD3
+ DO_GATE IO_4000B IO_LEVEL={IO_LEVEL}
+
+ LOGIC:
* BUFFERS
+   CLKINHIBIT = { CLKINHIBIT_I }
+   RESET = { RESET_I }
+
* OUTPUT ASSIGNMENTS
+   CLOCK = { ~(~CLK | CLKINHIBIT) }
+   RST = { ~RESET }
+   TOD3 = { ~( (Q1BAR & Q3BAR) | Q2BAR ) }
+
+   00 = { Q4BAR & Q1BAR }
+   01 = { Q1 & Q2BAR }
+   02 = { Q2 & Q3BAR }
+   03 = { Q3 & Q4BAR }
+   04 = { Q1 & Q4 }
+   05 = { Q1BAR & Q2 }
+   06 = { Q2BAR & Q3 }
+   07 = { Q3BAR & Q4 }
+   CARRYOUT = { ~Q4 }
*
U22BFF DFF(4) VDD VSS
+ $D_HI RST CLOCK Q4BAR Q1 TOD3 Q3
+ Q1 Q2 Q3 Q4 Q1BAR Q2BAR Q3BAR Q4BAR
+ DO_EFF IO_4000B
*
U22BDLY PINDLY (9,0,4) VDD VSS
+ 00 01 02 03 04 05 06 07 P1
+ CLOCK RESET CLK CLKINHIBIT
+ 00_0 01_0 02_0 03_0 04_0 05_0 06_0 07_0 P
+ IO_4000B MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL={IO_LEVEL}
+
+ BOOLEAN:
+   CH_CLOCK = { CHANGED_LH(CLOCK,0) }
+   CH_RESET = { CHANGED_LH(RESET,0) }
+
+ PINDLY:
+   00_0 01_0 02_0 03_0 04_0 05_0 06_0 07_0 = {
+   CASE(

```

```

+   CH_RESET, DELAY(-1,265NS,530NS),
+   CH_CLOCK, DELAY(-1,325NS,650NS),
+   DELAY(-1,326NS,651NS)
+   )
+   )
+   CARRYOUT_0 = {
+   CASE(
+   CH_RESET, DELAY(-1,265NS,530NS),
+   CH_CLOCK, DELAY(-1,300NS,600NS),
+   DELAY(-1,301NS,601NS)
+   )
+   )
+
+   FREQ:
+   NODE = CLK
+   MAXFREQ = 2.5MEG
+
+   WIDTH:
+   NODE = CLK
+   MIN_HI = 200NS
+   MIN_LO = 200NS
+
+   WIDTH:
+   NODE = RESET
+   MIN_HI = 260NS
+
+   SETUP_HOLD:
+   DATA(1) RESET
+   CLOCK LH = CLK
+   RELEASETIME_HL = 400NS
+
+   SETUP_HOLD:
+   DATA(1) CLKINHIBIT
+   CLOCK LH = CLK
+   SETUPTIME = 230NS
+   WHEN = { RESET!='1' }
+
+ .ENDS

```

Модель реверсивного счетчика 564IE11

Условное графическое изображение счетчика 564IE11 представлено на рис. 6.

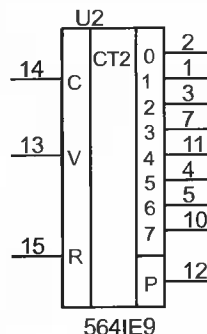


Рис. 6

564IE11 представляет собой четырехразрядный двоичный реверсивный счетчик. Важнейшей его особенностью является изменение направления счета в зависимости от уровня сигнала на управляющем входе ± 1 .

```

* 564IE11 - CD4516B DUAL UP-COUNTERS
*
.SUBCKT 564IE11 PS_EN_I RESET_I CLOCK_I UP/DOWN_I CINBAR_I
P1_I P2_I P3_I P4_I
+ COUTBAR_0 Q1_0 Q2_0 Q3_0 Q4_0
+ OPTIONAL: VDD=$G_CD4000_VDD VSS=$G_CD4000_VSS
+ PARAMS: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
*
U564IE11LOG LOGICEXP(13,27) VDD VSS
+ PS_EN_I RESET_I CLOCK_I UP/DOWN_I CINBAR_I P1_I P2_I P3_I
P4_I Q1 Q2 Q3 Q4
+ PS_EN RESET CLOCK UP/DOWN CINBAR P1 P2 P3
P4
+ COUTBAR T2 T3 T4 PRESET1 PRESET2 PRESET3 PRESET4 RESET1
RESET2 RESET3 RESET4
+ U1 U2 U3 U4 CLK CIN
+ DO_GATE IO_4000B IO_LEVEL={IO_LEVEL}
+ LOGIC:
* BUFFER:
+ PS_EN = { PS_EN_I }

```

```

+ RESET = { RESET_I }
+ CLOCK = { CLOCK_I }
+ UP/DOWN = { UP/DOWN_I }
+ CINBAR = { CINBAR_I }
+ P1 = { P1_I }
+ P2 = { P2_I }
+ P3 = { P3_I }
+ P4 = { P4_I }
+
* INTERMEDIATE TERMS:
+ RESETBAR = { ~RESET } ; UP/DOWN&Q2 AND UP/DOWN|Q2 CAN
MINIMIZE
+ U1 = { ~(Q1 ^ UP/DOWN) & ~CINBAR }
+ U2 = { (UP/DOWN & Q2 & Q3 & Q4) | ~(UP/DOWN | Q2 | Q3
| Q4) }
+ U3 = { (UP/DOWN & Q2) | ~(UP/DOWN | Q2) }
+ U4 = { (UP/DOWN & Q2 & Q3) | ~(UP/DOWN | Q2 | Q3) }
+ CIN = { ~CINBAR }
+
* OUTPUT ASSIGNMENTS:
+ CLK = { ~(CLOCK | RESET | PS_EN) }
+ PRESET1 = { RESET | ~PS_EN | ~P1 }
+ PRESET2 = { RESET | ~PS_EN | ~P2 }
+ PRESET3 = { RESET | ~PS_EN | ~P3 }
+ PRESET4 = { RESET | ~PS_EN | ~P4 }
+ RESET1 = { RESETBAR & (~PS_EN | P1) }
+ RESET2 = { RESETBAR & (~PS_EN | P2) }
+ RESET3 = { RESETBAR & (~PS_EN | P3) }
+ RESET4 = { RESETBAR & (~PS_EN | P4) }
+ COUTBAR = { ~(U1 & U2) }
+ T2 = { U1 } ; T1 = CINBAR
+ T3 = { (U1 & U3) }
+ T4 = { (U1 & U4) }
+
*
U1 JKFF(1) VDD VSS PRESET1 RESET1 CLK
+ CIN CIN Q1 Q1BAR
+ DO_EFF IO_4000B
*
U2 JKFF(1) VDD VSS PRESET2 RESET2 CLK
+ T2 T2 Q2 Q2BAR
+ DO_EFF IO_4000B
*
U3 JKFF(1) VDD VSS PRESET3 RESET3 CLK
+ T3 T3 Q3 Q3BAR
+ DO_EFF IO_4000B
*
U4 JKFF(1) VDD VSS PRESET4 RESET4 CLK
+ T4 T4 Q4 Q4BAR
+ DO_EFF IO_4000B
*
U564IE11DLY PINDLY (5,0,9) VDD VSS
+ Q1 Q2 Q3 Q4 COUTBAR
+ CLOCK CINBAR RESET PS_EN P1 P2 P3 P4 UP/DOWN
+ Q1_0 Q2_0 Q3_0 Q4_0 COUTBAR_0
+ IO_4000B MNTYMXDLY={MNTYMXDLY} IO_LEVEL={IO_LEVEL}
+
PINDLY:
+ Q1_0 Q2_0 Q3_0 Q4_0 = {
+ CASE(
+ CHANGED(RESET,0) | CHANGED(PS_EN,0), DELAY(-
1,210NS,420NS),
+ CHANGED_LH(CLOCK,0), DELAY(-
1,200NS,400NS),
+ DELAY(-
1,211NS,421NS) ;DEFAULT
+ )
+ }
+
COUTBAR_0 = {
+ CASE(
+ CHANGED(RESET,0) | CHANGED(PS_EN,0), DELAY(-
1,320NS,640NS),
+ CHANGED_LH(CLOCK,0), DELAY(-
1,240NS,480NS),
+ CHANGED(CINBAR,0), DELAY(-
1,125NS,250NS),
+ DELAY(-
1,321NS,641NS) ;DEFAULT
+ )
+ }
+

```

```

+
+ FREQ:
+ NODE = CLOCK
+ MAXFREQ = 2MEG
+
+ WIDTH:
+ NODE = CLOCK
+ MIN_HI = 150NS
+ MIN_LO = 150NS
+
+ WIDTH:
+ NODE = RESET
+ MIN_HI = 220NS
+ MIN_LO = 220NS
+
+ WIDTH:
+ NODE = PS_EN
+ MIN_HI = 220NS
+ MIN_LO = 220NS
+
+ SETUP_HOLD:
+ DATA(1) = CINBAR
+ CLOCK LH = CLOCK
+ SETUPTIME = 130NS
+ HOLDTIME = 60NS
+ WHEN = { PS_EN!='1 & RESET!='1 }
+
+ SETUP_HOLD:
+ DATA(1) = UP/DOWN
+ CLOCK LH = CLOCK
+ SETUPTIME = 360NS
+ HOLDTIME = 30NS
+ WHEN = { PS_EN!='1 & RESET!='1 & CINBAR!='1 }
+
+ SETUP_HOLD:
+ DATA(1) = PS_EN
+ CLOCK LH = CLOCK
+ RELEASETIME_HL = 150NS
+
+ SETUP_HOLD:
+ DATA(1) = RESET
+ CLOCK LH = CLOCK
+ RELEASETIME_HL = 150NS
+
+ SETUP_HOLD:
+ DATA(4) = P1 P2 P3 P4 ; CHECK SETUPTIME PS_EN TO Pn
+ CLOCK HL = PS_EN
+ SETUPTIME = 70NS
+ WHEN = { RESET!='1 & CINBAR!='1 }
+ MESSAGE = «SETUPTIME PRESET_ENABLE TO Pn TOO SHORT»
+
+ SETUP_HOLD:
+ DATA(4) = P1 P2 P3 P4 ; CHECK HOLDTIME PS_EN TO Pn
+ CLOCK LH = PS_EN
+ HOLDTIME = 25NS
+ WHEN = { RESET!='1 & CINBAR!='1 }
+ MESSAGE = «HOLDTIME PRESET_ENABLE TO Pn TOO SHORT»
+
*
.ENDS

```

Наличие хороших библиотек компонентов напрямую определяет успех моделирования. Как правило, модели простых компонентов легко создаются или легко доступны. Однако современная аппаратура строится на микросхемах высокой сложности. Именно моделей этих микросхем часто не хватает. Метод логического проектирования — адекватный инструмент для создания таких моделей.

Олег Петраков,
petrakov@mtu-net.ru

Литература:

1. В. Д. Разевиг. Система схемотехнического проектирования MICRO-CAP 5. — М.: Солон, 1997.
2. В. Д. Разевиг. Система проектирования OrCAD 9.2. — М.: Солон, 2001.

Как восстанавливать рухнувшие Windows

Бессмертные творения Билла Гейтса, которыми нам, простым юзерам, изредка приходится пользоваться, имеют то свойство, что, решая одну проблему, они создают кучу других. Я понимаю, что не ругает основателя Microsoft только ленивый, но слабость защиты операционных систем Windows 9х действительно создает массу неприятностей. Проблема не нова, ей посвящены сотни, если не тысячи страниц в специализированной компьютерной и всяческой околокомпьютерной прессе, но ее решения, приемлемого для среднего пользователя, я там так и не нашел. Не ставить же Linux!

Не знаю, как вас, а меня ужасно раздражает, когда установка какой-нибудь новой программы приводит к появлению непредсказуемых фортелей в работающих старых. Когда такое происходит, я заново переставляю операционную систему, ибо установка ее поверх сломавшейся чаще всего не спасает. В то же время переустановка отнимает кучу времени и нервов. И хотя делать мне это приходится не так уж часто, каждая подобная переустановка отнимает у меня два-три вечера — пока инсталлируешь и настроишь локальную сеть, Интернет, видеокарту, звуковую карту, нужные программы, CD-RW, нестандартное «железо»... Вечно путаешь настройки, забываешь правильную последовательность установки драйверов, под рукой не оказывается диска с нужным дистрибутивом, словом, сплошное раздражение. И никак не можешь отделаться от мысли, что все это уже однажды было настроено и работало. Ну почему этой ерундой приходится заниматься снова и снова?

Подобные малоприятные занятия обычно очень подстегивают мозг на поиски обходных путей, которые позволили бы минимизировать эту длительную и утомительную процедуру. И я нашел приемлемый для себя способ быстрого восстановления подпорченной операционки. В данной заметке я поделюсь с вами своим вариантом решения этой проблемы. Он может оказаться вполне приемлемым для тех, кто не гнушается открывать корпус компьютера и устанавливать в него какое-либо дополнительное оборудование.

Идея довольно проста. После того, как вы хоть раз правильно инсталлируете все аппаратные устройства и требуемое ПО, вам нужно сохранить информацию, расположенную в ключевых директориях и в корневом каталоге диска C. При этом в ходе сохранения ваш компьютер должен работать под управлением какой-либо другой ОС, абсолютно независимой от сохраняемой и не использующей какие-либо программные ресурсы последней. Когда-то, когда мы работали с DOS и Windows 3.11, это было просто. Вы, не входя в Windows (т. е. оставаясь в DOS), могли просто скопировать содержащую все настройки директорию Windows в какой-нибудь резервный каталог. Далее, когда выяснялось, что с работающей Windows 3.11 что-то не так, достаточно было из DOS стереть теку-

щую директорию Windows и средствами простого копирования (по кнопке F5 в NC) скопировать на ее место ту, которая хранилась в резерве. И все, через несколько минут вы получали настроенную правильным образом ОС.

К сожалению, с Windows 9х не так просто, как с Windows 3.11. DOS не понимает длинных имен и FAT32, поэтому в рассматриваемом случае она непригодна. Для решения проблемы нужен второй, дополнительный винчестер объемом 200...500 Мбайт, на котором и должна быть установлена дополнительная ОС.

Упомянутый винчестер должен быть подключен как master к Primary IDE. На нем обычным способом нужно установить Windows 95 или Windows 98. При этом нет необходимости инсталлировать звуковую карту, отличные от стандартного VGA видеорежимы, сеть, модем и т. д. — они не понадобятся. Просто инсталлируйте на нем Windows 9х в минимальном объеме и Windows Commander версии 3.51 или более поздней.

Основной винчестер, на котором вы уже установили ОС, правильно поддерживающую все ваши аппаратные ресурсы и минимально необходимое для вас ПО, нужно подключить как master к Secondary IDE. При этом в Setup'e ни в коем случае не должна быть выбрана загрузка системы с какого-либо из дополнительных жестких дисков (D, E, F, G или H). Тогда при включении загрузится ОС с дополнительного винчестера, а сохраняемая ОС будет лежать на диске D в виде неиспользуемых в настоящий момент файлов в корневом каталоге и в директориях Windows и Program Files.

Далее создайте на основном винчестере директорию с названием Rezerv или с каким-либо аналогичным и при помощи Windows Commander скопируйте в нее директории Windows и Program Files с диска D, а также файлы из его корневого каталога (обращаю ваше внимание на то, что при наличии дополнительного винчестера ваш основной из жесткого диска C превратится в жесткий диск D). Все, резервная копия готова. Отключите питание, отсоедините разъем питания от дополнительного винчестера. Шлейфы, соединяющие дополнительный винчестер с Primary IDE, а основной — с Secondary IDE, оставьте без изменений. Закройте системный блок и включайте его. Поскольку питание с дополнительного винчестера снято, компьютер его не

видит и грузит ОС с вашего основного винчестера. А там пока все в порядке...

Когда же придет срок, и вы почувствуете, что операционная система уже не та, что ранее, и требует ремонта, вы сможете восстановить ее за 10...20 минут. Откройте системный блок. Воткните розетку питания в соответствующую вилку дополнительного винчестера. Убедитесь, что шлейфы, соединяющие дополнительный винчестер с Primary IDE, а основной — с Secondary IDE, остались без изменений. Включите питание, и в компьютер загрузится ОС с дополнительного винчестера. При помощи Windows Commander'a перепишите хранящиеся в директории Rezerv файлы корневого каталога поверх одноименных, имеющихся в корне на диске D (основном). Удалите директории Windows и Program Files с диска D и скопируйте вместо них директории с этими же названиями из директории Rezerv. Все, выключайте питание, обесточивайте дополнительный винчестер, закрывайте системный блок — система восстановлена, вам осталось только установить те программы, которые вы устанавливали после описанной в начале процедуры резервного копирования.

К неудобствам описанного способа можно отнести необходимость приобретения дополнительного винчестера — если у вас не осталось подобного от вашего предыдущего компьютера, вам придется потратить на него 15...25 у. е. Но если вы оцениваете ваше время и нервы выше этой суммы, то рекомендую воспользоваться описанным способом резервного копирования правильно установленной операционной системы — не пожалеете.

Александр Фрунзе,
alex.fru@mtu-net.ru

Вниманию читателей!

На сайте журнала «Схемотехника» по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> выложены программы и таблицы прошивки ПЗУ к статье «Частотомер на микроконтроллере AT89C51» (№ 2, 2002), к публикациям в последних номерах журнала, 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 журналов «Схемотехника».

Контроллер с дистанционной модификацией программ

При автоматизации производства или технических процессов, как правило, применяются запрограммированные контроллеры или контроллеры с постоянным запоминающим устройством (ПЗУ), в котором хранятся рабочие программы. А как быть, если программе требуется модифицировать в процессе работы и к тому же дистанционно? Об одном из вариантов решения этой задачи автор и хочет рассказать в данной статье.

Несмотря на неординарность данной задачи, ее актуальность очевидна. Ярким примером такого решения является повседневная работа на компьютере. Ведь мы даже не задумываемся о том, как много раз за день меняем программу для процессора компьютера, загружая различные программы и приложения. В данном случае задача облегчается тем, что компьютер имеет встроенный носитель данных в виде жесткого диска, на котором размещены все программы. Но вот мы подключаемся к сети Интернет. Теперь нам доступны программы с любого конца света, которые мы можем загрузить и выполнить! А теперь представим себе, что наш контроллер установлен на каком-либо станке и управляет его работой с помощью рабочей программы. Для того чтобы сменить режим работы станка, необходимо заменить управляющую программу контроллера. Лучше всего сделать это дистанционно, поскольку при таком способе процедура многократно ускоряется, не изнашивается оборудование, нет ограничений по числу итераций. Одним словом, налицо все преимущества данного способа. А теперь о самой реализации.

Для решения большинства задач автоматизации подходят хорошо известные многим разработчикам цифровой техники микроконтроллеры семейства MSC, другое название которых — однокристальные микроЭВМ. Известно также, что данные микроконтроллеры в отличие от классической организации процессоров «фон-неймановского» типа имеют «гарвардскую» архитектуру, поэтому память программ и память данных у них физически и логически разделены. По этой причине MSC микроконтроллеры не позволяют производить дистанционную загрузку новой программы во время работы при стандартном включении внешней памяти, что ограничивает возможность их применения. Однако этот недостаток легко устраняется путем нестандартного подключения памяти программ и данных. Данный прием реализован в разработанном автором и предлагаемом вниманию читателей контроллере.

Контроллер построен на базе процессора 80C31 семейства MSC. Этот процессор позволя-

ет подключить 64 К внешней памяти программ и такой же объем памяти данных. Поскольку обращение к памяти программ производится с помощью отдельного сигнала процессора, память данных не может быть использована для хранения и выборки из нее кода программ. Однако, если объединить с помощью простой логики сигналы выборки памяти программ и памяти данных, то для процессора уже не будет разницы между этими типами данных. Именно этот прием и реализован в контроллере.

В качестве канала связи с внешним миром используется интерфейс RS-232. С целью расширения функциональных возможностей контроллер снабжен регистрами ввода/вывода, которые можно устанавливать по мере необходимости. Ниже приведены основные технические характеристики контроллера:

- тип процессора — 80C31(51);
- тактовая частота процессора — 11052 кГц;
- емкость постоянного запоминающего устройства — 8 К;
- емкость оперативного запоминающего устройства — 8 К;
- звуковой излучатель — пьезоэлектрический.
- интерфейсы:
 - один порт аппаратно формируемого интерфейса RS-232;
 - один вход внешнего прерывания (INT0);
 - один вывод таймера (T0);
 - шесть двунаправленных программируемых выводов (P11—P16)
 - два восьмиразрядных регистра ввода (RIA, RIB);
 - два восьмиразрядных регистра вывода (ROA, ROB).

Питание контроллера производится от источника +5 В. потребляемый ток — не более 4 А.

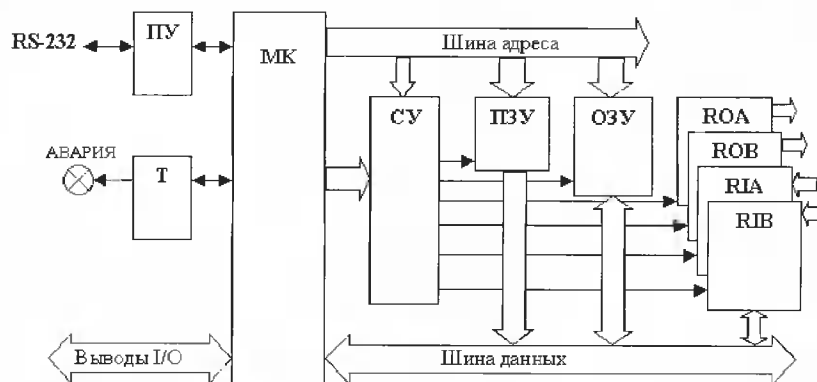


Рис. 1

Параметры сигналов входных и выходных портов соответствуют уровням ТТЛ. На рис. 1 приведена структурная схема контроллера.

Микроконтроллер МК имеет доступ к ОЗУ, ПЗУ, регистрам ввода RIA, RIB и вывода ROA, ROB через шину адреса и шину данных. Выбор конкретного устройства производится с помощью схемы управления СУ. Связь с управляющим компьютером происходит по интерфейсу RS-232. Преобразователь уровней ПУ обеспечивает прямое и обратное преобразование сигналов ТТЛ уровней в уровни сигналов интерфейса RS-232. Принципиальная схема контроллера приведена на рис. 2.

В контроллере применены, в основном, комплектующие импортного производства, которые допускают прямую замену на отечественные аналоги.

При включении контроллера программа загружается из ПЗУ в МК. Под управлением этой программы выполняются команды, поступающие по интерфейсу RS-232, в том числе и команда загрузки новой рабочей программы в ОЗУ и передачи ей управления. Таким образом, в контроллер можно загружать новые программы со скоростью 115 КБод, причем неограниченное число раз. Кроме перечисленных устройств, контроллер имеет в своем составе таймер аварии, построенный на микросхеме NE555. Данный таймер примерно раз в секунду формирует сигнал прерывания INT1 для контроллера. В ответ на это прерывание контроллер должен сбрасывать таймер сигналом T1. В случае, если контроллер «зависнет» или выйдет из строя, сброс таймера не будет осуществляться, и последний включит индикатор «Авария», сигнализирующий о неисправности контроллера.

Вся внешняя память контроллера разделена с помощью дешифратора на области по 8 К. Две области отведены для ПЗУ и ОЗУ, а остальные используются для доступа к регистрам ввода и вывода. Данный способ подключения регистров позволяет использовать при обращении к ним любые команды для работы с памятью, что бывает весьма удобно во многих случаях. Карта адресации устройств контроллера приведена в табл. 1.

В качестве примера рабочей программы была написана тестовая программа ukmsc для данного контроллера. Данная программа принимает от компьютера пакеты команд, трансформирует их в коды управления и выводит данные коды через регистры вывода ROA и ROB. Если пакет команд заканчивается символом «0», происходит передача управления программе в ОЗУ. Программа снабжена комментариями, которые позволяют легко разобраться в ней.

Текст программы ukmsc контроллера можно найти на сайте журнала по адресу www.dian.ru/programs/index.html в архиве 2003_02_Valpa.

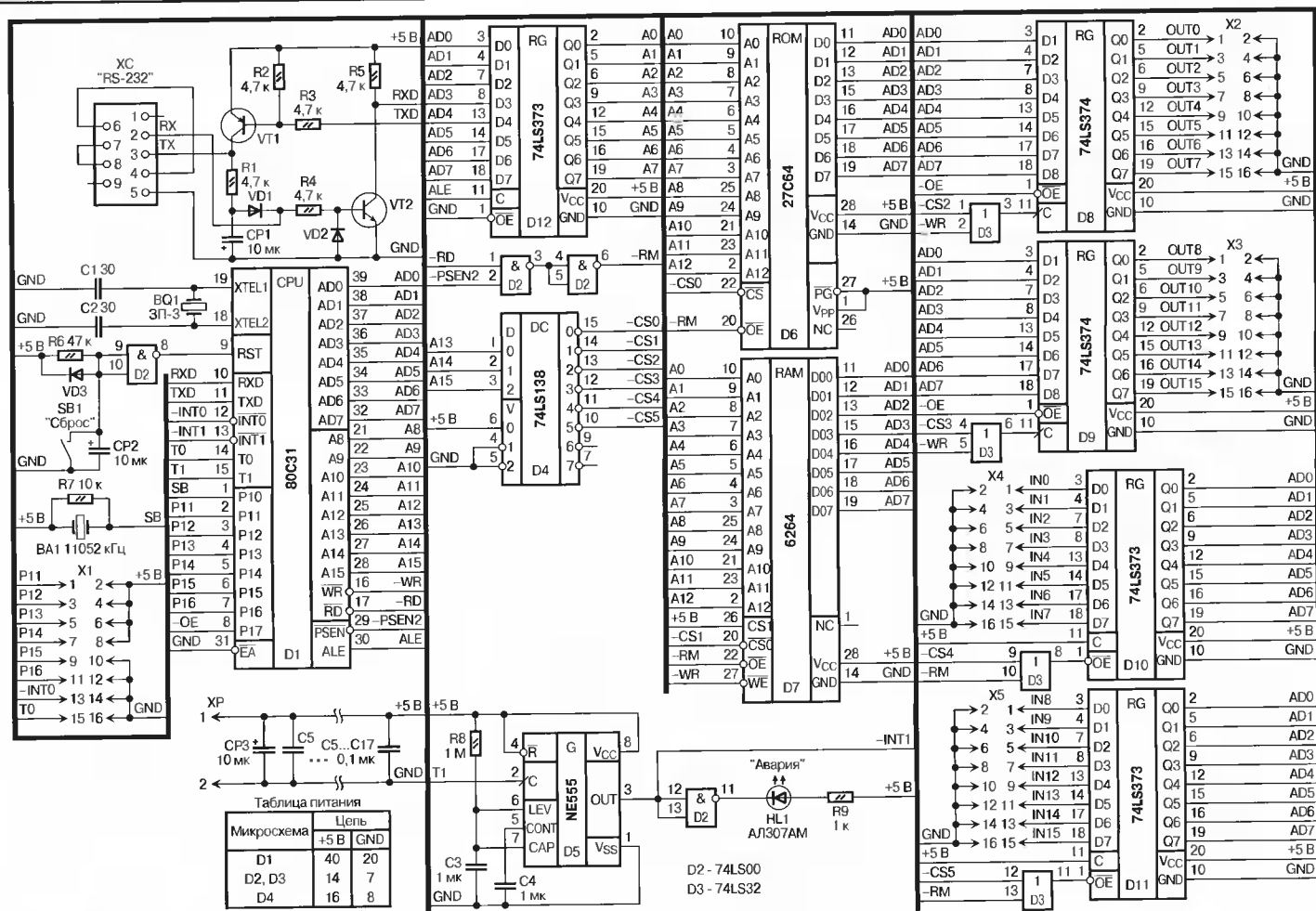


Рис. 2

Таблица 1

Карта адресации устройств контроллера				
Номер устройства	Диапазон адресов (HEX формат)	Выход дешифратора	Условное обозначение устройства	Наименование устройства
1	0000—1FFF	—CS0	ROM	ПЗУ
2	2000—3FFF	—CS1	RAM	ОЗУ
3	4000—5FFF	—CS2	ROA	Регистр вывода A
4	6000—7FFF	—CS3	ROB	Регистр вывода B
5	8000—9FFF	—CS4	RIA	Регистр ввода A
6	A000—BFFF	—CS5	RIB	Регистр ввода B
7	C000—DFFF	—CS6	—	Резерв
8	E000—FFFF	—CS7	—	Резерв

В качестве устройства управления использовался персональный компьютер IBM PC с интерфейсом RS-232 (COM-порт) и программой тестирования контроллера test.msc. Данная программа написана на языке программирования C++ и находится в том же архиве. При работе программы на экран монитора выводится основное рабочее окно (рис. 3).

Нажатие на клавиатуре любой из доступных клавиш-команд приводит к передаче команды по COM порту контроллеру и переходу к ожиданию ответа от него. Если при передаче не произошло ошибок и команда правильно воспринята контроллером, последний посылает подтверждение. Подробно формат команды и ответ на нее можно увидеть, вызвав подсказку программы с помощью клавиши F1. На рис. 4 приведено данное окно программы.

Для дистанционной загрузки программы в ОЗУ контроллера и передаче ей управления, следует подготовить бинарный файл новой рабочей программы для кон-

троллера и записать его в файл с именем boot.bin. Необходимо также учесть, что область ОЗУ в контроллере начинается с адреса 2000h, поэтому в новой програм-

ме для обеспечения правильных условий и безусловных переходов в начале программы следует вставить строку команды org 2000h. Поскольку после компиляции данного файла будет создан би-

Таблица 2

```
org 02000h : Стартовый адрес в ОЗУ
WORKRAM:
por; Пустая операция ; здесь ваша программа
jmp WORKRAM ; Зациклить
end
```

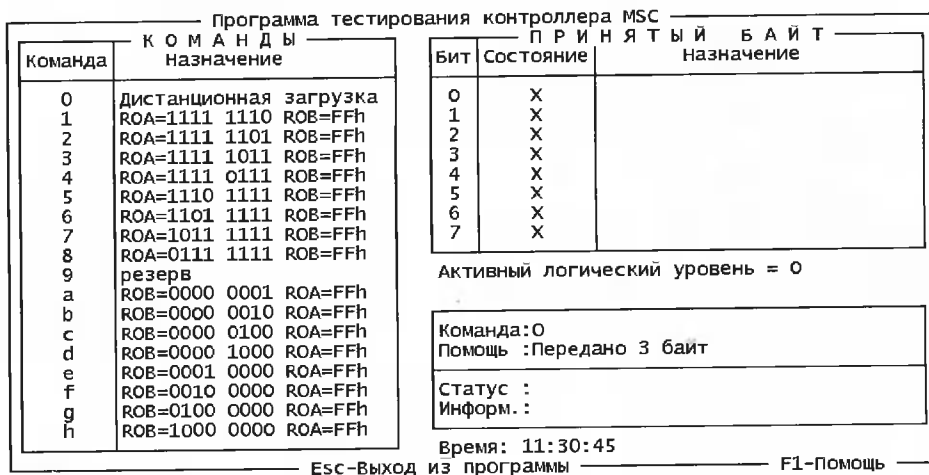


Рис. 3

Протокол обмена информацией

1. Оператор вводит по запросу команду для контроллера.

2. Программа передает команду по COM порту контроллеру.

3. Формат послыки:

FF	LL	LH	I1	I2	. . .	IN	KS
начало							конец
FF	- маркер (1 байт)						
LL	- мл. байт длины массива команд						
LH	- ст. байт длины массива команд						
I1...IN	- массив команд						
KS	- контр. сумма массива без учета переноса (1 байт)						

4. В течение 110мс ожидается статусный ответ модуля: FF, BS, где

FF - маркер (1 байт)

BS - статусный байт (00-норма, 80-брак послыки, 40-ошибка теста ОЗУ)

5. Затем в течение 5с ожидается информационный ответ модуля: FF, BI, где

FF - маркер (1 байт)

BI - информационный байт

Для продолжения нажмите любую клавишу

Рис. 4

Цепь	X1 Розетка DB-9F	X2 Розетка DB-9F	Цепь
RxD	2	3	TxD
TxD	3	2	RxD
CTS	8	7	RTS
RTS	7	8	CTS
DTR	4	6	DSR
DSR	6	4	DTR
SG	5	5	SG
DCD	1	1	DCD
RI	9	9	RI

Рис. 5

нарный файл с нулевого адреса, первые 8 К будут нулевыми. Удаление первых 8 К байт из файла boot.bin происходит автоматически в программе test_msc. Новая программа может использовать все подпрограммы и обработчики прерываний, записанные в ПЗУ контроллера, так как они являются неотъемлемой частью контроллера и всегда доступны. Это своего рода bios контроллера. Пример такой программы с именем boot.asm приведен в табл. 2.

При выполнении команды "0" данный файл будет передан компьютером в контроллер и ему автоматически будет передано управление.

В таблице основного окна имеются комментарии для каждой команды. В зависимости от модификации программы их можно заменить любыми другими комментариями и вновь скомпилировать программу, после чего она превратится в новый инструмент для конкретной задачи.

Текст программы test_msc с комментариями приведен в упомянутом архиве.

Для тестирования контроллер соединяют с компьютером с помощью стандартного кабеля, схема которого приведена на рис. 5.

Олег Вальпа,
sandh@narod.ru

(Окончание. Начало — № 1/2003)

Модуль аналого-цифрового преобразователя SHD-ADC/485

Функционирование программного обеспечения модуля SHD-ADC/485

Модуль SHD-ADC/485 является сложным микропроцессорным устройством, его основу составляет микропроцессор PIC16F877. Основная часть функций модуля реализована программными методами. Для модуля написаны программы интерфейса пользователя, управления индикацией, чтения клавиатуры. Пользователь имеет возможность просмотра и изменения содержимого регистров в HEX и DEC виде. Имеется библиотека подпрограмм для облегчения написания основной программы устройства. Это напоминает программу «Монитор» для восьмиразрядных компьютеров 80-х годов типа 86PK, «Микроша» и др. Библиотека подпрограмм позволяет легко добавлять новый код в исходный текст программы и разрабатывать устройства в короткие сроки. Основная часть ПО выполняется в теновом режиме, поэтому для пользователя все программы выполняются в реальном времени.

ПО предоставляет следующие сервисные функции:

- индикацию значений переменных, находящихся в ОЗУ в шестнадцатеричном и десятичном виде;

- коррекцию значений переменных, находящихся в ОЗУ в шестнадцатеричном и десятичном виде;
- изменение значений констант, находящихся в EEPROM в шестнадцатеричном виде;
- ввод команд непосредственно с клавиатуры.

В режиме индикации возможен просмотр измеряемых величин, значений переменных, счетчиков, таймеров и т. д. Каждый модуль имеет системные переменные (общие для всех модулей) и переменные, характерные только для данного модуля. Для каждого модуля существует своя таблица индивидуальных переменных. Режим коррекции предназначен для диагностики, настройки, ремонта системы. В режиме программирования возможно занесение в EEPROM микропроцессора констант, данных, различных коэффициентов (делителей опорной частоты и т. д.) в шестнадцатеричном виде в соответствии с таблицами программирования. При вводе значений пользователю следует быть очень внимательным, так как некорректные значения могут привести к зависанию системы или полной ее неработоспособности. Режим ручного ввода команд ССР позволяет ввести команду с клавиатуры. Этот режим используется для проверки работоспособности модуля и сети передачи данных.

Модуль SHD-ADC/485 способен функционировать в следующих режимах:

- автономный контроллер;
- Slave-устройство в промышленной сети под управлением компьютера.

Режим «Автономный контроллер»

Функционирование модуля в режиме автономного контроллера осуществляется под управлением двух программ. Первая программа написана разработчиком модуля на ассемблере для PIC16F877 и является постоянно функционирующей и неизменной для пользователя. Второй программой является встроенный интерпретатор. Он имеет постоянный набор команд, который, однако, может быть изменен по требованию заказчика. Применение интерпретатора предоставляет пользователю дополнительные возможности по использованию модуля за счет написания собственных программ. Эта программная часть является изменяемой и доступна пользователю для расширения возможностей модуля. Строка программы имеет следующий вид:

Код команды	Операнд 1	Операнд 2
-------------	-----------	-----------

Для программ интерпретатора в памяти отведены ячейки 016—025 (пункты меню Pro016—Pro025).

Код команды, операнд 1 и операнд 2 выбираются из таблицы кодирования команд. Рассмотрим пример. Пусть возникла необходимость в отслеживании напряжения, поступающего на вход АЦП1, и включении реле, когда это напряжение превысит, например, 2,5 В. Для реализации этой задачи с использованием интер-

Таблица 1. Пример программы интерпретатора

Номер ячейки	Команда	Описание выполняемой команды
16	660C11	Сравнение значения двух ячеек памяти ОЗУ и EEPROM
17	FF0808	Если значение результата сравнения — истина, выполнить команду включения реле
18	000000	Иначе закончить программу

претатора команд необходимо в область программы интерпретатора занести команды, которые представлены в табл. 1.

Режим «Slave-устройство»

Управление модулем основано на принципе общей памяти. Адрес ячейки состоит из адреса модуля и адреса ячейки в памяти контроллера. Доступ к ячейкам памяти со стороны РС осуществляется путем посылки команд и приема данных от модуля. Программа модуля считывает информацию из ячеек памяти и производит все необходимые действия. В информационной модели модуля, представленной на рис. 6, перед назначением ячеек памяти указаны их шестнадцатеричные адреса.

Сопряжение модуля SHD-ADC/485 с компьютером позволяет значительно расширить возможности использования модуля. С точки зрения программиста модуль АЦП представляет собой ряд регистров, доступных компьютеру для записи и чтения. Запись и чтение данных производится путем подачи команд управления через интерфейс RS-232 (COM-

Таблица 2. Таблица кодирования команд

Операнд 2	Операнд 1	Код опер.	Описание команды
Ячейка 2 ОЗУ	Ячейка 1 ОЗУ	00	Признак конца программы
Ячейка 2 ОЗУ	Ячейка 1 ОЗУ	01	Операция сравнения — если больше
Ячейка 2 ОЗУ	Ячейка 1 ОЗУ	02	Операция сравнения — если меньше
Ячейка 2 ОЗУ	Ячейка 1 ОЗУ	03	Операция сравнения — если равно
Ячейка 2 ОЗУ	Ячейка 1 ОЗУ	04	Операция сравнения — если неравно
Бит	Адрес байта	05	Установить бит в 1
Бит	Адрес байта	06	Сбросить бит в 0
Бит	Адрес байта	07	Инвертировать бит
Байт	Адрес байта	08	Записать байт в ОЗУ
Байт	Адрес байта	09	Записать байт в EEPROM
Параметр 2	Параметр1	0A	Запись параметров
Не используется	Номер строки	0B	Условный переход
Не используется	Адрес байта	0C	Запрос данных
Байт	Адрес байта	0D	Ответ на запрос данных
Число данных	Адрес начала	0E	Переслать данные из ОЗУ
Не используется	Не используется	0F	Сброс (инициализация системы)
		10	резерв
Ячейка ОЗУ	Ячейка EEPROM	11	Операция сравнения — если больше
Ячейка ОЗУ	Ячейка EEPROM	12	Операция сравнения — если меньше
Ячейка ОЗУ	Ячейка EEPROM	13	Операция сравнения — если равно
Ячейка ОЗУ	Ячейка EEPROM	14	Операция сравнения — если неравно
		15—1D	резерв
Число данных	Адрес начала	1E	Переслать данные из EEPROM
Не используется	Не используется	1F	Сброс (инициализация системы)

Примечание:

- 1. Ячейка 2, Ячейка 1 — данные, находящиеся в трех смежных байтах памяти, начиная с указанных адресов.
- 2. Адрес байта — адрес расположения байта в памяти (ОЗУ или EEPROM).
- 3. Байт — байт данных, расположенный по указанному адресу или непосредственно в Операнде 2.
- 4. Бит — номер бита в байте, принимает значение 0...7.

порт) компьютера. В этом режиме основные вычисления и принятие решения происходит под управлением программы, находящейся в РС. Набор команд одинаков для режима ручного ввода команд, для интерпретатора команд и команд управления, поступающих по сети, и представлен в табл. 2.

Далее команды приводятся в шестнадцатеричном виде. Все сообщения предназначены для модуля с сетевым адресом 01. Формат посылки — восемь бит данных и один стоп-бит без контроля четности. Все байты передаются, начиная с кода начала команды и заканчивая байтами конца единым потоком. Допускается наличие паузы между байтами команды. Между командами работы с EEPROM необходимо наличие паузы не менее 0,01 с на время записи данных. Модуль может работать в среде DOS и WINDOWS.

Общий вид пакета команды:

- 3A — код начала команды;
- XX — адрес контроллера;
- XX — код команды;
- XX — операнд 1;
- XX — операнд 2;
- XX — байт контрольной суммы (в данной версии не поддерживается);
- 0D — первый байт конца команды;
- 0A — второй байт конца команды.

Команды работы с памятью разделяются на две группы — работа с оперативной памятью и работа с EEPROM памятью.

Работа с оперативной памятью

Команды для работы с оперативной памятью делятся на два типа: команды чтения содержимого ОЗУ и команды модификации ОЗУ.

Ниже приведены примеры команды чтения содержимого ОЗУ.

Команда чтения содержимого нескольких подряд идущих ячеек памяти ОЗУ:

Запрос 3A 01 0E 55 02 00 0D 0A.
Ответ — 8590.

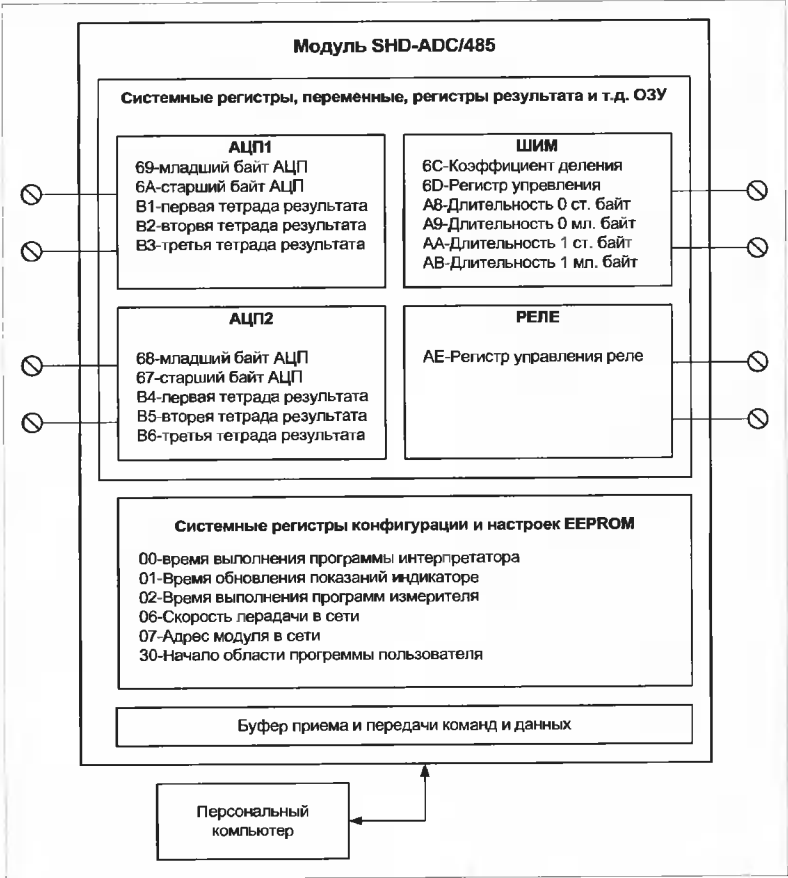


Рис. 6

Эта команда означает, что нужно передать содержимое двух ячеек памяти, начиная с адреса 55.

Команда чтения содержимого ячейки памяти ОЗУ:

Запрос 3A 01 0C 55 00 0D 0A.
Ответ — 3A 01 0D 55 85 00 0D 0A.

Эта команда означает, что нужно передать содержимое ячейки памяти с адресом 55.

Ответ имеет вид команды и может использоваться для идентификации данных.

Команды модификации содержимого ОЗУ:

- установить бит в 1 — 3A 01 05 55 01 00 0D 0A;
- установить бит в 0 — 3A 01 06 55 01 00 0D 0A;
- инвертировать бит — 3A 01 07 55 01 00 0D 0A;
- запись байта по адресу — 3A 01 08 55 01 00 0D 0A.

Работа с памятью EEPROM

В памяти EEPROM хранятся константы для настройки сетевых параметров (адрес и скорость передачи), частоты прерывания для выполнения программ модуля и индивидуальные настройки модуля. Все данные, находящиеся в памяти EEPROM, сохраняют свое значение при выключении питания. На случай сбоев в работе программ ПК и модуля имеется сброс параметров модуля по умолчанию. Для этого необходимо включить питание модуля, удерживая нажатой кнопку Esc. После инициализации системы модуль будет доступен по сетевому адресу 01 со скоростью передачи данных 9600 бит/с.

Чтобы изменить скорость передачи данных по последовательному каналу, необходимо записать значение скорости передачи в шестнадцатирочном виде, взятое из таблицы стандартных скоростей или рассчитанное по формуле, в ячейку памяти EEPROM с адресом 07. После изменения скорости передачи необходимо произвести инициализацию выключением и включением питания или подать команду инициализации системы. Пример командного пакета данных для установки скорости передачи 115200 бит/с:

3A 01 09 07 08 00 0D 0A — команда записи в EEPROM

3A 01 0F 00 00 0D 0A — команда инициализации системы.

После инициализации системы модуль будет настроен на необходимую скорость передачи данных.

Для того, чтобы модуль постоянно передавал данные с установленным интервалом, необходимо выполнить следующие действия:

- запретить выполнение внутренней программы, записав в регистр 30 значение 00;
- установить время выполнения основной программы, записав в регистр с адресом 00 необходимое значение;
- записать в регистр 32 число передаваемых байт;
- записать в регистр 31 адрес первого передаваемого байта;

- записать в регистр 30 код команды передачи данных OE.

Пример пакетного сообщения для передачи значения первого АЦП (2 байта, расположенных с адреса 69) с периодичностью 1000 раз в секунду:

3A 01 09 30 00 0D 0A — команда запрета выполнения внутренней программы;

3A 01 09 00 01 0D 0A — команда записи времени выполнения основной программы;

3A 01 09 32 02 0D 0A — команда записи числа передаваемых байт;

3A 01 09 31 69 0D 0A — команда записи адреса первого передаваемого байта;

3A 01 09 30 0E 0D 0A — команда записи кода команды передачи данных OE.

После выполнения данного пакета команд модуль начнет передавать данные с периодичностью, определяемой значением переменной по адресу 00 в EEPROM. Используя подобный алгоритм, пользователь имеет возможность организовать обмен данными между модулем и ПК, как в режиме запроса-ответа, так и режиме, когда модуль передает данные непрерывно.

На основе модуля SHD-ADC/485 был разработан автоматизированный программно-аппаратный комплекс (АПАК), функционирующий под управлением РС, для измерения и анализа электрофизических и светотехнических характеристик электролюминесцентных структур (ЭЛС).

Функциональная схема комплекса представлена на рис. 7. Главным элементом в АПАК является РС, который играет роль генератора команд и получателя информации. Другими словами, инициатором любых процессов в АПАК может быть только РС. Модуль SHD-ADC/485 лишь получает и распознает команды, исполняет их, производит первичную обработку и при необходимости передает данные обратно РС. На персональный компьютер, как на наиболее мощный и оснащенный периферией элемент, возлагаются задачи по вторичной обработ-

ке и сохранению данных, их интерпретации и визуализации.

Вся электронная часть АПАК работает под управлением программного обеспечения. Используемое специализированное программное обеспечение является двухуровневым. На низком уровне это программа, работающая на стороне процессорного модуля и обеспечивающая его функциональные возможности. На высоком уровне это программа, работающая на стороне персонального компьютера и обеспечивающая согласованную работу АПАК в целом.

Управляющая программа на стороне РС непосредственно ведет весь эксперимент, задавая текущие его параметры (параметры блока питания, режим возбуждения и т. д.), а также запрашивая у модуля результаты измерений (значений тока и яркости). Программа на стороне модуля преобразует команды управляющего РС непосредственно в сигналы управления отдельными узлами оборудования, организует измерения и передачу результатов эксперимента обратно в РС по запросу.

Программное обеспечение было разработано с использованием языков программирования ассемблер (программа на стороне модуля) и Delphi 5 (программа на стороне РС). Хранение результатов и условий проведения эксперимента осуществлялось в специально разработанных структурах с использованием базы данных MySQL.

Разработанный автоматизированный программно-аппаратный комплекс позволяет:

- проводить одновременное измерение вольт-яркостных, вольт-амперных и ампер-яркостных характеристик ЭЛС как в стационарном, так и в импульсном режиме возбуждения путем ступенчатого увеличения или уменьшения напряжения;
- проводить процесс формовки ЭЛС как в стационарном, так и в импульсном режиме возбуждения, а также в режимах стабилизации тока или напряжения, постоянной мощности, постоянной яркости.

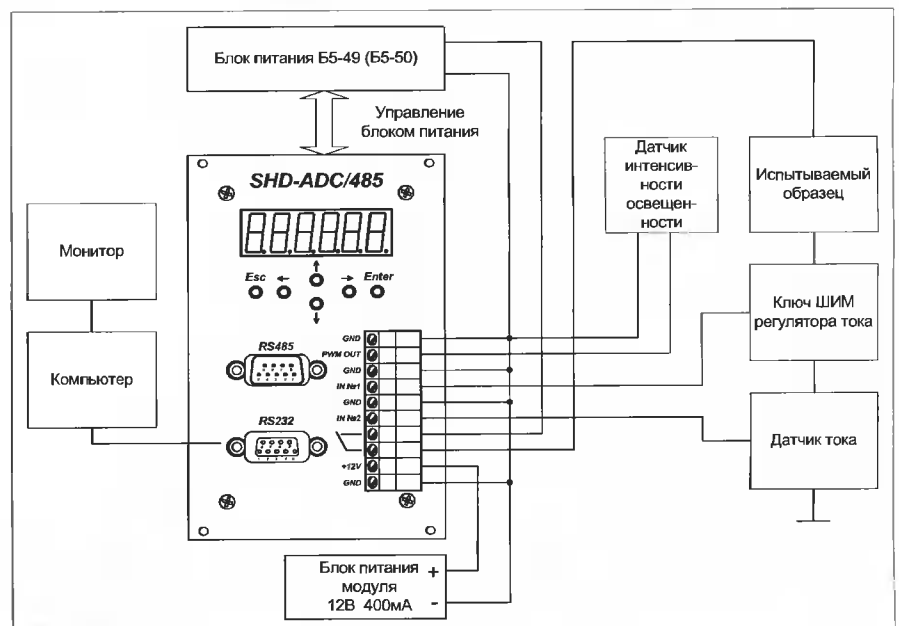


Рис. 7

• графически оформить результаты в виде вольт-яркостных, вольт-амперных и ампер-яркостных характеристик, диаграмм изменения во времени яркости и тока в произвольно заданных координатах.

Благодаря тому, что комплекс работает под управлением РС, исключается че-

ловеческий фактор, обеспечивается высокая скорость измерений (временной разрыв между последовательными измерениями всех параметров не превышает 10 мс), что значительно повышает достоверность получаемых данных.

Программы прошивки и другую информацию о модуле можно скачать с сайтов

разработчиков <http://iskra.stavropol.ru/~automatic> и <http://www.owen.ru>.

Сергей Яковев,
Виталий Семьяков,
Андрей Нестрогаев,
yakorev@s-service.ru

(Продолжение. Начало — № 10/2002)

Эксперименты с микроконтроллерами фирмы Cugnal: эволюционная плата семейства C8051F30x и программатор ЕС-2

Основные параметры семейства микроконтроллеров C8051F30x фирмы Cugnal

В состав семейства C8051F30x входит шесть микроконтроллеров [1]. Основные характеристики микроконтроллеров этого семейства приведены в табл. 1.

Микроконтроллер состоит из трех функциональных групп: высокопроизводительного контрольного ядра, цифровой периферии и аналоговой периферии. Микроконтроллеры этого семейства значительно отличаются от других микроконтроллеров фирмы Cugnal. Это семейство на сегодняшний день является самым миниатюрным, так как габаритные размеры микроконтроллеров составляют всего 3x3 мм. Все микроконтроллеры (кроме C8051F300P) выпускаются в оригинальном корпусе с 11 выводами и имеют достаточно мощный набор периферии.

Как и в других семействах, в этом имеется основной микроконтроллер — C8051F300, отличающийся от остальных

наиболее полным набором периферии.

В состав аналоговой периферии входят:

- быстродействующий (до 500 ksp/s) 8-битный аналого-цифровой преобразователь;
- аналоговый мультиплексор, коммутирующий до восьми внешних входов;
- программируемый предварительный усилитель с коэффициентами усиления 4, 2, 1 и 0,5;
- один аналоговый компаратор с программируемыми гистерезисом и временем реакции.

Аналоговые узлы в качестве опорного напряжения могут использовать либо внешний источник, подключаемый через специальный вход, либо напряжение питания. К девятому (внутреннему) входу аналогового мультиплексора подключен встроенный датчик температуры.

В состав цифровой периферии и ядра входят:

- многофункциональный последовательный порт UART;
- последовательный интерфейс SMBus, совместимый с I²C;

- три 16-разрядных таймера общего назначения;
 - программируемый массив-счетчик PCA с тремя модулями захвата/сравнения и режимом таймера реального времени;
 - встроенный тактовый генератор 24,5 МГц с поддержкой UART;
 - внешний генератор с возможностью работы от кварцевого или пьезокерамического резонатора, RC-цепочки или конденсатора;
 - встроенная RAM объемом 256 байт и Flash-память программ/данных объемом 8 К (C8051F304 — 4 К, C8051F305 — 2 К);
 - оригинальное ядро CIP-51, обеспечивающее пиковую производительность до 25 MIPS (при тактовой частоте 25 МГц), 70% инструкций выполняются за 1-2 периода тактовой частоты.
- Все микроконтроллеры имеют только один порт ввода/вывода.

Flash-память программируется внутрисистемно через встроенный интерфейс JTAG (I²C). Следует особенно подчеркнуть, что в составе цифровой периферии нет охранного таймера WDT.

Все микроконтроллеры семейства работают при напряжении питания от 2,7...3,6 В при типовом токе потребления 5,8 мА в промышленном диапазоне температур от -45 до +85 °С. Линии портов ввода/вывода, сброса и JTAG работоспособны при питании узлов, подключенных к этим линиям, напряжением 5 В.

Как уже отмечалось, микроконтроллеры семейства C8051F30x производятся в корпусах двух типов. Все они выпускаются в корпусе с 11-ю выводами (MLP-11), а C8051F300P — также в корпусе с 14-ю выводами (DIP14). Назначение выводов микроконтроллеров семейства C8051F30x приведено в табл. 2.

Эволюционный комплект 30x фирмы Cugnal

В состав эволюционного комплекта Development Kit 300 входят [2]:

- Собственно эволюционная плата с установленным микроконтроллером C8051F320.
- Адаптер-программатор, преобразующий входной интерфейс персонального компьютера RS-232C в интерфейс программирования JTAG. В последнее время поставляется ком-

Таблица 1. Состав семейства C8051F30x

ХАРАКТЕРИСТИКА	C8051F300	C8051F301	C8051F302	C8051F303	C8051F304	C8051F305
Производительность, MIPS	25	25	25	25	25	25
Flash-память программ, К	8	8	8	8	4	2
RAM — оперативная память данных, байт	256	256	256	256	256	256
Разрядность ADC (500 ksp/s)	8	—	8	—	—	—
Число входных каналов ADC	8	—	8	—	—	—
Коэффициент усиления входов	4, 2, 1, 0,5	—	4, 2, 1, 0,5	—	—	—
Встроенный датчик температуры	+	—	+	—	—	—
Число компараторов	1	1	1	1	1	1
Наличие встроенной системы отладки	+	+	+	+	+	+
Число линий ввода/вывода	8	8	8	8	8	8
Наличие интерфейсов	SMBus (I ² C), UART					
16-разрядный счетчик-массив PCA	+	+	+	+	+	+
Число 16-разрядных таймеров	3	3	3	3	3	3
Наличие охранного таймера WDT	+	+	+	+	+	+
Таймер реального времени	+	+	+	+	—	—
Встроенный монитор питания	+	+	+	+	+	+
Встроенный генератор, МГц	25	25	20	20	25	25
Температурный диапазон, °C	−40... +85					
Тип корпуса	MLP11 DIP14	11-Pin Micro Lead (MLP11)				
Напряжение питания, В	2,7...3,6 В (5,8 мА)					

Таблица 2. Нумерация, название и назначение выводов семейства C8051F30хм

Имя	Выводы		Тип	Описание
	MLP-11	DIP14 (C8051F300P)		
VREF/	1	2	A In	Внешний вход опорного напряжения
P0.0			D I/O A In	Линия порта P0.0
P0.1	2	3	D I/O A In	Линия порта P0.1
VDD	3	4	—	Напряжение питания
XTAL1 /	4	5	A In	Вход кварцевого резонатора или внешнего генератора
P0.2			D I/O A In	Линия порта P0.2
XTAL2 /	5	6	A Out	Выход кварцевого резонатора
P0.3			D I/O	Линия порта P0.3
P0.4	6	8	D I/O A In	Линия порта P0.4
P0.5	7	9	D I/O A In	Линия порта P0.5
C2CK/	8	10	D I/O	Тактовый сигнал C2 отладочного интерфейса
/RST			D I/O	Внешний вход сброса или вход/выход с открытым истоком внутреннего монитора
P0.6/	9	11	D I/O A In	Линия порта P0.6
CNVSTR			D I/O	Вход внешнего запуска ADC
C2D/	10	12	D I/O	Двухнаправленная линия данных C2 отладочного интерфейса
P0.7			D I/O A In	Линия порта P0.7
GND	11	13	—	Общий

бинированный адаптер EC2, поддерживающий два возможных интерфейса программирования (JTAG и I²C). Адаптер выполнен в пластмассовом корпусе с размерами 50×58×26 мм. Внутри находится контроллер программатора, выполненный на микросхеме C8051F012. В качестве интерфейсной микросхемы RS-232C использована Sipex3223. Кроме того, имеется стабилизатор напряжения на 3,3 В, кварцевый резонатор и два светодиода. Входной разъем для RS-232C — DB9F (розетка). Выходной разъем — двухрядный штырьковый разъем PLD-10 (2×5). В нормальном рабочем режиме адаптер питается от эволюционной платы через 10-проводный плоский кабель. Напряжение питания — 3...3,6 В. Кроме того, адаптер может питаться от внешнего источника с выходным напряжением 5...9 В, для чего предусмотрено стандартное гнездо.

- Настенный малогабаритный источник питания с размерами 55×42×35. Выходное напряжение — 9 В, ток нагрузки — до 100 мА.
- Стандартный компьютерный кабель с двумя разъемами DB9F (розетка) — DB9 (вилка) для подсоединения адаптера к персональному компьютеру.
- 10-проводный плоский кабель с двумя разъемами DPS10 (2×5) для соединения адаптера и эволюционной платы.
- Техническое описание и руководство по эксплуатации.
- CD-ROM с программным обеспечением. В состав программного обеспечения входят:

- фирменная среда программирования Cugnal Integrated Development Tools;
- комплект программного обеспечения фирмы Keil (макросемблер, линкер, библиотекар и эволюционная версия

компилятора языка C с ограничением по размеру выходного кода 2 К);

- инсталляционная утилита Setup.exe;
- исходные тексты примеров и файлов определения регистров;
- документация.

Эволюционная плата семейства C8051F30х

Принципиальная схема эволюционной платы C8051F30х разделена на три фрагмента. На рис. 1 показан узел микроконтроллера с обвязкой, на рис. 2 — стабилизатор напряжения и на рис. 3 — узел интерфейса RS-232C.

Узел микроконтроллера содержит собственно микроконтроллер D1 (C8051F300), кнопку сброса S1, светодиод питания VD3 и набор штырьковых разъемов. Перечень штырьковых разъемов приведен в табл. 3.

В табл. 4 приведены контакты выходного разъема эволюционной платы C8051F30х.

Микроконтроллеры семейства C8051F30х, в отличие от микроконтроллеров остальных семейств, программируются через интерфейс C2. При этом также как и для программирования через JTAG, используется адаптер-программатор EC2, однако наименования сигналов программирования отличаются от приведенных в предыдущих статьях сигналов интерфейса JTAG (см. табл. 5).

Узел стабилизатора питания выполнен на микросхеме A2 (LM2937-3.3V) на напряжение 3,3 В по стандартной схеме.

Узел интерфейса RS-232C также выполнен по стандартной схеме включения на микросхеме SP3223ECY. Контакты выходного разъема приведены в табл. 6.

Размеры эволюционной платы составляют 85×103 мм. Макетные поле одно, но довольно большое, имеет 11×26 металлизированных отверстий с шагом 2,54 мм. С двух сторон этого поля располагаются шины общего провода GND и питания VA+. На всех шинах с шагом 2,54 мм имеются металлизированные отверстия. Эволюционная плата выполнена по технологии SMD (поверхностного монтажа) с защитным покрытием («зеленкой»).

Описанный эволюционный комплект позволяет производить разработку и от-

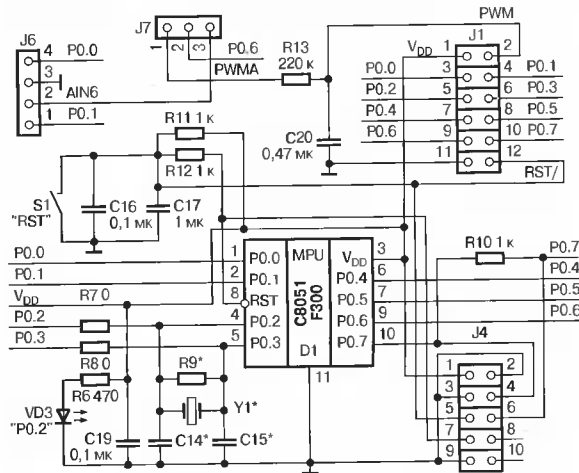


Рис. 1

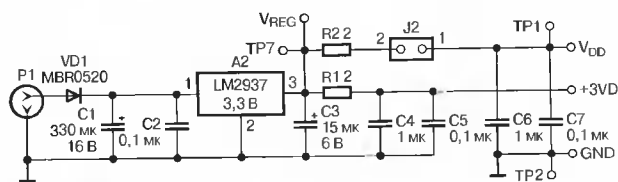


Рис. 2

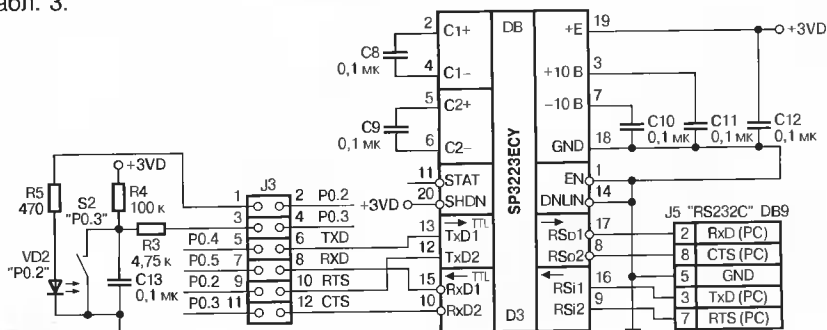


Рис. 3

Таблица 3. Перечень разъемов эволюционной платы C8051F30x

Обозначение	Назначение
J1	Выходной разъем PLD12 (2x6) (см. табл. 4)
J2	Переключатель для подключения питания к микроконтроллеру
J3	Разъем для установки переключателей, которые предназначены для подключения сигналов от кнопки S2 (к линии порта P0.3), светодиода VD2 (к линии порта P0.2) и сигналов интерфейса RS-232C
J4	Разъем для подключения адаптера-программатора EC-2 (см. табл. 5)
J5	Выходной разъем интерфейса RS-232C (см. табл. 6)
J6	Клеммник винтовой для подключения внешних аналоговых сигналов типа 310-04-2-3
J7	Разъем для установки переключки, которая может подключить на вывод P0.6 либо клеммник винтовой J6/2, либо RC-фильтр для исследования широко-импульсного модулятора PWM

Таблица 4. Контакты выходного разъема эволюционной платы C8051F30x

Контакт	Описание	Контакт	Описание
1	VDD цифровое питание	2	PWM
3	P0.0	4	P0.1
5	P0.2	6	P0.3
7	P0.3	8	P0.5
9	P0.6	10	P0.7
11	GND	12	RST/

Таблица 5. Контакты разъема J4 программирования по интерфейсу C2

Контакт	Описание
1	Вход питания от эволюционной платы 3,0...3,6 В
2	Цифровой общий провод
4	C2DAT (для интерфейса JTAG — TCK)
5	TMS
6	TDO
7	C2CLK (для интерфейса JTAG — TDI)
3, 8, 9, 10	Не используются

ладку тестового программного обеспечения, а также на практике изучать особенности работы встроенных аналоговых и цифровых узлов.

Программатор-адаптер EC2

Конечно, каждый из специалистов, ознакомившись с содержимым предыдущих

Таблица 6. Выходной разъем интерфейса RS-232C эволюционной платы C8051F30x

Контакт	Описание
2	RxD (вход PC), в контроллере соединен с P0.5
3	TxD (выход PC), в контроллере соединен с P0.4
8	CTS (вход PC), в контроллере соединен с P0.3
7	RTS (выход PC), в контроллере соединен с P0.2
5	GND

статей, в которых были описаны некоторые эволюционные платы для микроконтроллеров фирмы Cygnal, и планируя использовать эти микроконтроллеры в своих изделиях, задумается над тем, как их запрограммировать. Готовые адаптеры-программаторы, а также необходимое программное обеспечение и кабели, и конечно же, сами микроконтроллеры производства фирмы Cygnal можно приобрести в фирме «Атос» [3]. Однако многие специалисты могут изъявить желание изготoвить такой программатор собственными силами. При этом придется тщательно изучить документацию по интерфейсам JTAG и C2, дополнительные сведения о особенностях встроенного в микроконтроллеры интерфейса, а также написать свою собственную программу (firmware) для микроконтроллера программатора.

Для ознакомления с опытом разработки адаптера-программатора на рис. 4 при-

водится принципиальная схема оригинального адаптера-программатора EC-2 фирмы Cygnal [4]. Естественно, схема приводится без оригинального программного обеспечения.

Приведенная схема полезна для общего ознакомления еще и тем, что дает представление об используемых сигналах интерфейса RS-232C. Это может понадобиться при изготовлении или приобретении готового узла оптической развязки персонального компьютера от остального подключаемого экспериментального оборудования: адаптера-программатора, эволюционной платы и дополнительных макетных плат. Такой узел желательно использовать в условиях активной работы с измерительными приборами при подключенном персональном компьютере во избежание его выхода из строя. Ведь известно, что большинство персональных компьютеров у нас используются без заземления в связи с особенностями сети электропитания (отсутствия шины заземления), а корпус такого компьютера в зависимости от используемого в нем блока питания может находиться под напряжением до ~110 В.

В этой и предыдущих статьях цикла были приведены описания четырех эволюционных плат фирмы Cygnal. Этого вполне достаточно для формирования общего представления об этих изделиях для любого семейства микроконтроллеров. В следующих статьях цикла мы ознакомимся со схемотехникой различных периферийных узлов для различных эволюционных плат, а также с примерами программного обеспечения для наиболее часто используемых функциональных узлов (UART, LCD, RTC и т. п.)

Олег Николайчук,
onic@ch.moldpac.md

Продолжение следует

Литература:

- 1. <http://www.cygnal.com/datasheets/c8051f30x.pdf>.
- 2. <http://www.cygnal.com/appnotes/c8051f30xug.pdf>.
- 3. <http://www.atos.ru>.
- 4. <http://www.cygnal.com/appnotes/EC-2sche mAtic.pdf>.

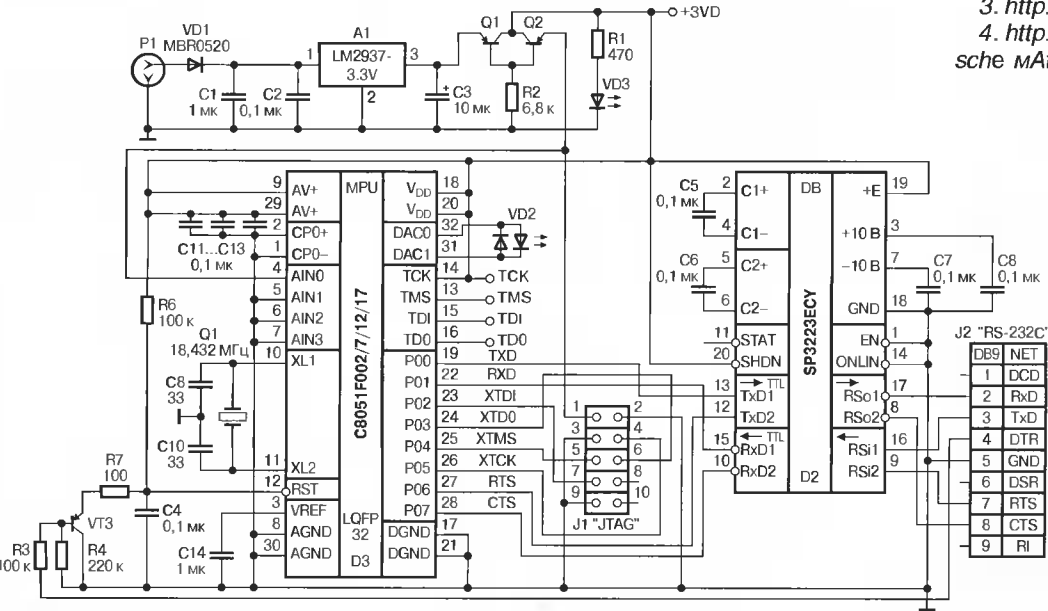


Рис. 4

Многофункциональный таймер на микроконтроллере PIC16F84A

После публикации статьи [1] автору пришло много писем по электронной почте с просьбой расширить функциональные возможности часов. Идя навстречу всем пожеланиям, автор создал описываемую далее конструкцию.

В энергонезависимую память таймера можно записать 32 значения моментов времени, в которые включится (выключится) исполнительное устройство. Дискретность установки — 1 мин. Поскольку исполнительных устройств может быть много, то для определенности будем называть их просто будильником. Будильники имеют следующие режимы звонков:

- «непрерывный режим» — непрерывное звучание будильника (т. е. работа устройства) от одного запрограммированного времени до следующего, затем пауза до следующего установленного времени и т. д.;
- режим «1 минута» — звучание будильника 1 мин;
- режим «5 секунд» — звучание будильника 5 с;
- режим «1 секунда» — звучание будильника 1 с.

Имеется возможность устанавливать ограничения работы будильников по дням:

- работа будильников все дни;
- работа все дни, кроме 6 и 7-го дня;
- работа все дни, кроме 7-го дня;
- отключение всех будильников.

Кроме этого, в таймере имеются следующие режимы работы:

- обнуление всех установок будильников;
- коррекция хода часов за неделю в пределах ± 4 с;
- ручная коррекция хода часов по сигналам точного времени;
- ежедневная автоматическая коррекция хода часов по сигналам точного времени в диапазоне ± 10 с от полуночи;

- установка и индикация дней недели;
- работа индикации в попеременном режиме: индикация текущего времени — 10 с, затем индикация значения запрограммированного времени будильника, следующего за сработавшим — 2 с.

Естественно, цифровые значения можно легко изменить в программе под конкретные требования.

Для использования всех перечисленных возможностей пришлось полностью изменить программу микроконтроллера, хотя принципиальная схема от такой переработки пострадала мало. Рассмотрим укрупненный алгоритм работы программы, который представлен на рис. 1.

После пуска и выполнения всех предварительных установок включается пред-

делитель с коэффициентом деления, равным 16. По переполнению таймера TMR0, имеющего коэффициент деления 256, происходит прерывание и инкрементируется регистр делителя на 250. Если регистр делителя переполняется, последовательно инкрементируются значения регистров секунд, минут, часов и дней. Таким образом, с учетом машинного цикла общий коэффициент деления составляет $4 \times 16 \times 256 \times 250 = 4096000$, и регистр секунд инкрементируется с частотой 1 Гц. После инициализации программа переходит к индикации нулевого разряда. Нулевым разрядом считается младший, т. е. единицы секунд. Индикация всех разрядов происходит одинаково, и достаточно подробно рассмотреть индикацию нулевого разряда. Сначала значение нулевого регистра индикации переписывается во временный регистр индикации. Временный регистр в подпрограмме индикации дополняется в случае необходимости установкой запятой и включением будильника. После выполнения подпрограммы индикации процессор переходит к выполнению функций таймера, которые установлены после этого разряда. Закончив работу по сравнению и установкам, программа ожидает прерывания. После отработки прерывания вся процедура повторяется со следующим разрядом. После последнего, пятого, разряда программа возвращается к индикации нулевого разряда. Таким образом, индикация каждого разряда длится 4 мс. За это время можно выполнить 4096 команд.

Чтобы не загружать таймер выполнением всех функций после одного разряда, они распределены следующим образом:

- при индикации нулевого разряда происходит сравнение установленных значений будильников с текущим временем;
- при индикации первого разряда проверяется запрет будильников по дням;
- при индикации второго разряда проверяется значение часов для коррекции по сигналам точного времени в полночь;
- при индикации третьего разряда проверяется состояние кнопок и выполняются установки по нажатым кнопкам;
- в четвертом разряде происходит смена индикации при изменении режима работы.

Каждую из перечисленных функций можно проиллюстрировать своим алгоритмом работы, но ничего интересного они представлять не будут. Единственное, на что можно обратить внимание, это запись в память 64-х регистров информации из регистров, которые по числу превышают Flash-память в два раза. Поскольку во всех регистрах записи занято только четыре разряда из восьми, то при записи в память старшие четыре разряда занимают десятки (минут, часов), а в младшие четыре разряда записывается значение единиц. Сравнение записанных значений времени с текущими производится в том же формате, что значительно экономит ресурсы при проверке всей Flash-памяти. Чтобы не возникло путаницы при считывании и записи, значения минут записываются в память с номером от 0 до 31, а адрес часов увеличен на 32. Сначала проверяется совпадение минут, затем, если произошло совпадение, проверяется адрес, увеличенный на 32, на совпадение часов.

Принципиальная схема таймера показана на рис. 2. Как видно, она мало отличается от схемы в [1] и, если вы уже сделали часы, то минимальные доработки позволят вам сделать таймер. В том и преимуществе микроконтроллеров, что изменив программу, можно придать устройству совершенно новые потребительские свойства. Эта схема оставлена из-за своей универсальности, т. е. возможности установки различных сегментных индикаторов. Для этого необходимо только заменить микросхемы дешифраторов, как это хорошо описано в различной литературе [2].

Выходы RA0—RA2 микроконтроллера управляют дешифратором DD3 индицируемого номера разряда, а выходы RB1—RB4 — преобразователем DD1 двоичного кода в семисегментный. Выход RB5 запрограммирован для управления запятой. Выход RB6

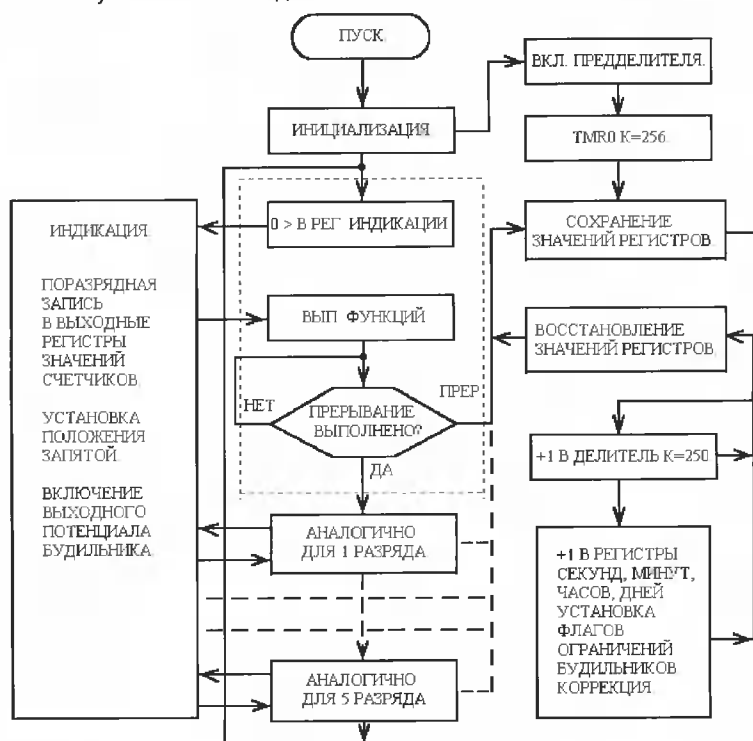


Рис. 1

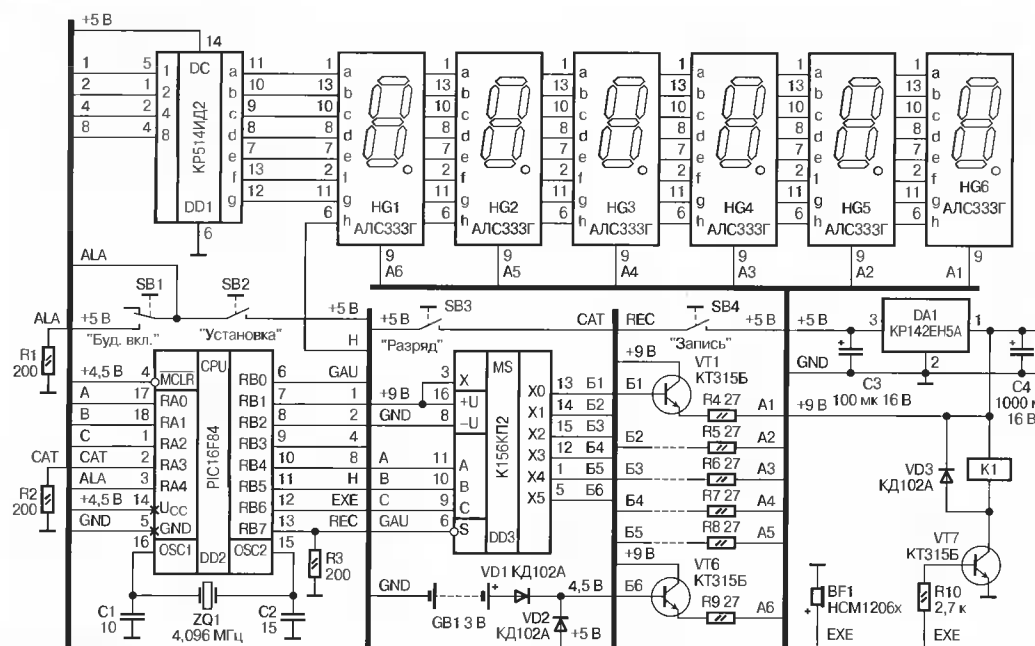


Рис. 2

управляет исполнительным устройством. Выходы RB7, RA3, RA4 используются как входы включения записи, разряда и установки соответственно. Вывод установки ALA используется для включения будильника. Выход RB0, который в часах использовался для гашения, имеет постоянный уровень лог. 0 для разрешения работы микросхемы мультиплексора DD3. Гашение в программе не используется, но выход оставлен для преемственности. В связи с увеличением числа команд в схему введен высокочастотный кварцевый резонатор на частоту 4,096 МГц, при этом скорректированы значения конденсаторов C1 и C2.

Для подключения силовоточной нагрузки через промежуточное реле установлен транзистор VT7, работающий в ключевом режиме. Для контроля включения нагрузки или в качестве будильника установлен звуковой излучатель HCM1206x с частотой излучения около 2 кГц. Резервное питание осуществляется от батареи G1 из двух элементов A10—A12 или AAA.

Работа с таймером

Кнопка «Разряд» перемещает запятую для выбора разряда установки.

Кнопка «Установка» прибавляет единицу в выбранный разряд.

Кнопка «Запись» фиксирует установленный режим работы, производит запись в память значений будильников и производит автоматическую коррекцию часов в полночь.

Режимы работы таймера устанавливаются следующими числами в двух младших разрядах:

- 40 — режим часов;
- 41 — попеременный режим;
- 42 — установка часов;
- 43 — установка дней;
- 45 — звонок звучит непрерывно;
- 46 — звонок звучит 1 мин;
- 47 — звонок звучит 5 с;
- 48 — звонок звучит 1 с;
- 49 — звонок отключен;
- 50 — звонок звучит все дни, кроме 6 и 7-го;

51 — звонок звучит все дни, кроме 7-го;

52 — звонок звучит все дни;

53 — установка коррекции;

54 — обнуление всех будильников;

55 — обнуление минут и секунд часов.

Все режимы установки начинают работать после фиксации их нажатием кнопки «Запись». Индикация произведенной записи выполняется сменой положения запятой. Если запятая находилась в любом разряде, кроме шестого и первого, то при выполнении фиксации режима запятая переместится в первый разряд. Это относится к режимам 45—52. При установке режимов работы 41, 42 и 55 запятая перемещается в шестой разряд, и индикатор высвечивает значение часов. Индикация установки режима 54 производится нулями во всех разрядах. Кнопку «Запись» не нужно нажимать при установках дней, коррекции и часов. Нельзя установить два взаимоисключающих режима таких, как 45 и 49, 50 и 52, будет работать только последний установленный режим. После установки значений часов необходима обязательная установка режима 40 или 41. После выполнения всех необходимых установок запятая выводится в шестой фиктивный разряд (выводится за пределы индикатора) и таймер переходит в режим индикации значений часов с секундами. Если установлен попеременный режим, то, как указывалось выше, время индицируется 10 с, затем индицируется время будильника по адресу, следующему за уже сработавшим. Если будильник еще не сработал, высвечивается время будильника по первому адресу. Если необходимо переместить запятую с первого разряда в нулевой, то делать это надо, не отрывая пальца от кнопки «Разряд», чтобы проскочить шестой разряд, иначе установка не будет выполнена.

Установка будильников производится установкой чисел в младших разрядах от 0 до 31. При установке значения от 32 до 39 индикатор сбрасывается в ноль. Это может произойти при установке режимов, если сначала установлено зна-

чение в нулевом разряде, а затем производится установка в первом разряде с переходом через тройку, поэтому сначала лучше устанавливать значение первого разряда. Значения будильников могут устанавливаться с дискретностью в 1 мин. Если вы предусматриваете работу таймера в попеременном режиме индикации, то желательно программировать значения будильников по возрастающей. При работе в непрерывном режиме первое значение от текущего времени будет включать исполнительное устройство, а следующее — выключать его. Нулевые значения установок игнорируются программой, поэтому если необходимо срабатывание будильника в полночь, нужно выставить значение 23 ч 59 мин или 00 ч 01 мин. Если

необходимо отключить выбранный будильник, достаточно установить фиктивное значение часов, например, 25. Если вы не предусматриваете работу в попеременном режиме, то будильники можно программировать в любой последовательности, поскольку сравнение на совпадение производится по всему массиву памяти. После установки адреса и значения будильника запись в память производится нажатием кнопки «Запись». Индикация выполнения записи производится перемещением запятой в нулевой разряд. Это сделано для упрощения установки адреса следующего будильника. Поскольку запись в память выполняется в третьем разряде индикации, то при удержании кнопки «Запись» яркость этого разряда увеличивается.

При выборе режима 43 (установка дней) номер дня недели индицируется в четвертом разряде. На табло высвечивается: с0—с0-43. Для установок дней недели необходимо запятую переместить в четвертый разряд. Номер дня не может быть установлен более семи. Установка дней недели необходима, если вы собираетесь ввести ограничение будильников по дням.

При выборе режима 53 (установка коррекции) на табло индицируется: с0—с0-53. Во втором разряде высвечивается устанавливаемое значение коррекции, а в четвертом разряде — значение знака коррекции. Величина коррекции не может быть более четырех. Знак коррекции положительный, если в четвертом разряде ноль, и отрицательный (часы спешат), если единица. Практика показала, что ежедневное введение коррекции нецелесообразно. При обычном резонаторе суточный ход часов лежит в пределах $\pm 0,5$ с. Поэтому коррекцию лучше вводить один раз в неделю. Коррекция вводится автоматически в 00-00-05 часов при переходе из седьмого дня в первый.

Если вы будете пользоваться автоматической коррекцией по сигналам точного времени, то вводить значение этого режима нет необходимости. Этот режим включается автоматически в

Таблица 1

:020000040000FA	:10027000861F08002717A712A7133010B0127B297A	:100500008B17110886228B1F5C2A832AAF000310E9
:020000000528D1	:100280001512861F0800A7172713A7123010B012E7	:10051000AF0D2E0814020319AF12031DAF16051EE
:08000000162B83160330810062	:100290007B291512861F08003014271427122713F4	:10052000942A15182F17151C2F132F0886002E0834
:10001000A0308B00183085008030860083120613D4	:1002A000A713B0127B291512861F08003015B01154	:100530008500A0A0800321AD428321DA42AB21D42
:10002000BA019501A701B001B20181018C018D01D6	:1002B00030127B291512861F0800B015301130123C	:10054000A92A321EAE2AB32A23303F0203193215DC
:10003000E018F0190019101A001A101A201A301F4	:1002C0007B291512861F08003016A711B0113011B6	:10055000800059303C020319B21508000530210289
:10004000A401A501C001C101B601B701B30193012B	:1002D0007B291512861F0800A715B01130123011A6	:10056000031232160800013021020319862A0800C5
:10005000A801AA01A90101309400A600A2005C2A0F	:1002E0007B291512B010861F080030178C018D0174	:100570003211B2113212063094000800A719080097
:1000600032183428861B42288519972032183A28D6	:1002F0009D017B214228013094000800151B8729AD	:10058000B01A080027190800151B0800250E2404B6
:10007000051AF32095183D28080005300C020319E5	:10030000151A9129A7189B29B018A92908001513B7	:10059000BF00230E2204BC0092010311003030F0271
:10008000A42B0800151B482827180800271A080069	:10031000E08C0000F08C1001008B6001108B70091	:1005A000031D042B031100303C02031D042B080023
:1000900015135328D08820700340A3414341E3413	:10032000108015120E08A2000F08A3001008A40070	:1005B000031108083F0203199517031D95112030F8
:1000A000283432343C3404300D203180800301B6D	:1003300011E0A5000800A710CA308E008F00910058	:1005C0009202951FFA2A27151208B8009511951363
:1000B00094284A200C07D00020301D0203188A282E	:100340000830100203189001031810141008A600BA	:1005D000271B1514A71AED2A08002A1C15142A181F
:1000C000301B6A28151B0800410E4004BC00370E87	:100350000800B0100A308F00910002301402031D13	:1005E000151008008083C02031D95110319951504
:1000D0000B13081208111408073C0319A0280800B5	:100360008B2905300E0203188E010B0E083000800EC	:1005F0009519012B0310920A2030120203180800EB
:1000E00076281D08203E89003F0888008B13831660	:1003700004301402031D080002301002031890011B	:10060000052B20309207052B9201120889008316D2
:1000F000081555308900A4C089008814081E7E280A	:100380001008BA000800851908001516271A232A34	:1006100008148312FF30080203191423151B0800B5
:100100000B13081208111408073C0319A0280800B5	:100390002710A7101516851908003218D921220830	:100620009519D82A951DF22A88010800B4000308FC
:10011000E286A2830138C018D010800C7019401D4	:1003A000E0023088F002408900025089100151165	:10063000B5000408B90023230B11350883003080BD
:10012000301F08009D0A5C28B0C1BF015C28151D1A	:1003B000080020088C002108B000800151202306A	:10064000840034080800930A1308063E0319292B76
:100130000800940A1511408073C0319A0280800A8	:1003C00014020318080053201D089200052080892	:10065000080093011515093020020318462800A43
:10014000940132100800063014020319CF2804303D	:1003D000C000F30C0050808C100C10E0F30C105B4	:100660003018352BA71B382B08001518151008005B
:100150000D020319B52805300D020319C228063017	:1003E00040088E0041088F0020309207052308083E	:10067000271D08001514A80A063028020319412B6B
:100160000D0203198D011517DE2915130808207DE	:1003F0008000F30B06050808B700B70E0F30B705C6	:100680000800A0801510271180160800A001031109
:100170002529232AC829072A1E2A2E29372940295A	:10040000360890003708910020309202080015123B	:100690002108FB3E03194E2BA10A0800A1010311FA
:100180004929692915130C08820753295A2961291D	:1004100085190800A7140A308E008F009100260865	:1006A0002208F73E03196A2BA20AA71BB012271BC8
:10019000122A7129D2280800800800800800321429	:1004200090000800151285190800B0140A308F00DA	:1006B0005D2BA71A622327110800271D08001510BB
:1001A0001513C329C8211512861F08000930202221	:10043000910033088E003A0890008008E018F0169	:1006C00027110800271D0800A0A0A2A1815142A1C39
:1001B00003197823A001A101A201A301321A882D08	:10044000900191010800151B0800861B522A85198E	:1006D0001510800A0201271B5D23A71A622327110A
:1001C00006309400CB29151D0800151140882076C	:10045000080002710E0800151D0800380A92001517D	:1006E00003112308FB3E0319772BA30A0800A3017B
:1001D000EF28F528FB2801290729D29C3298C0AB6	:10046000E62115130E08C8000F08C9001008CA00BD	:1006F00003112508FE3E0319852B2408F73E031934
:1001E0000A300C0203188C017E298D0A06300D029C	:100470001108CB00A90A03100B3029020318412AE6	:1007000008E2BA40A30181514080003112408FD3E8E
:1001F00003188D017E298E0A0A300E0203188E0123	:10048000C82903110C3029020319A9018C018D011F	:1007100003198E2BA40A301815140800A0013018F0
:100200007E298F0A06300F0203188F017E29900A7B	:100490004808E0049088F004A0890004B089100D8	:10072000151403112508FE3E0319982BA50A0800BD
:10021000A301002031890017E29910A033011025E	:1004A000151108002716271006309400080030198F	:100730000A50103112608F93E0319A02BA6A0A0800FB
:10022000031891017E291512073026020319A7151C	:1004B0001B29B01913290800A0E18B170C088622DE	:100740000130A0600951408003A1CA2B3038BB00FD
:10023000031DA71108001512063026020319A71581	:1004C000BE228B1F642A612A8B170D0886225722B1	:10075000BB093B0AA007951008003308A0079510B5
:10024000031DA711031D1329080027180800861F86	:1004D0008B1F6B2A682A8B170E0886229B228B1F84	:020760000800F8
:100250000800271427120630940008001512861F84	:1004E000722A6F2A8B170F08862230208B1F792AD9	:02400E00F13F80
:100260000800A7162713A7133010B0127B29151208	:1004F000762A8B1710088622A3208B1F802A7D2A3C	:00000001FF

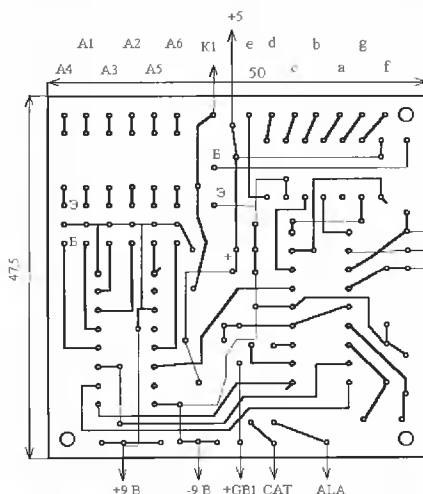


Рис. 3

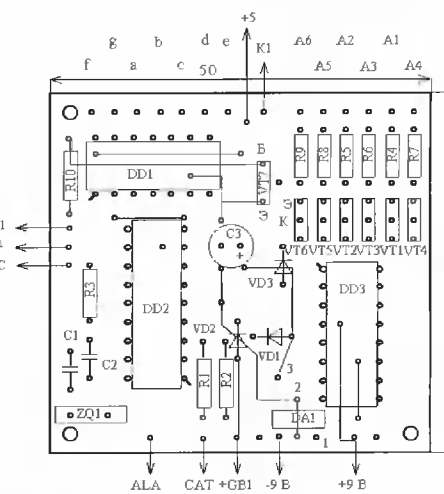


Рис. 4

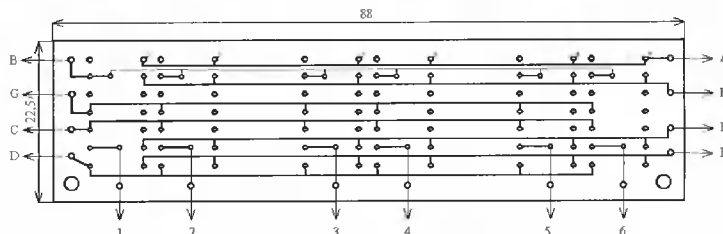


Рис. 5

пределах ± 10 с от полуночи. Импульс установок положительной полярности в уровнях ТТЛ должен быть подан на вывод RB7 (REC). Поскольку цикл индикации всех разрядов равен $4 \times 6 = 24$ мс, то длительность импульса установки не должна быть меньше этого значения. Естественно, при использовании автоматической коррекции устанавливаемое значение коррекции (режим 53) должно быть нулевым.

Режим 55 (обнуление минут и секунд) используется для ручной установки часов при нажатии кнопки «Запись». При индикации часов кнопка «Запись» не реагирует на нажатие. Кнопка «Установка» соединена параллельно с кнопкой с фиксатором «Вкл. будильника».

Непрерывный режим будильника предназначен для периодического включения и выключения сильноточной нагрузки при помощи промежуточного

реле. Использовано реле РЭС49 (паспорт РС.569.426), хотя это может быть любое другое на соответствующее напряжение и ток. Промежуточный каскад может быть выполнен и на оптопарах, и на симисторе.

Режим звучания будильника «1 минута» можно использовать как обычный будильник. Режим «5 секунд» предназначен для подачи звонков в учебном заведении. Режим звучания «1 секунда» может выполняться в начале каждого часа (кукушка) или использоваться для включения мелодии, например, имитации боя курантов.

Если установить таймер в учительской на попеременном режиме, то будет видно время, оставшееся до окончания перемены или урока.

Топология печатных плат и расположение элементов даны на рис. 3–5. Тонкими линиями обозначены проводники со стороны установки элементов. В табл. 1 представлен hex-файл программы таймера, его же можно найти на сайте журнала по адресу www.dian.ru/programs/index.html.

Николай Заец,
saes@mail.ru.

Литература:

1. Н. Заец. Часы на PIC-контроллере. — Схемотехника, 2002, № 8, с. 46, 47.
2. С. Бирюков. Цифровые устройства на МОП-интегральных микросхемах. — М.: Радио и связь, 1990.
3. М. Предко. Справочник по PIC-микроконтроллерам. — М.: ДМК Пресс, Додэка-XXI, 2002.

Устройство контроля напряжения сети

Сетевое напряжение переменного тока, номинальное значение которого в странах СНГ должно быть 220 В, в большинстве регионов отличается нестабильностью, что затрудняет нормальное пользование радиоаппаратурой и электроустановками. В радиотехнической литературе уже было описано несколько вспомогательных устройств, предназначенных для отключения потребителей тока от сети при выходе напряжения питания за заданные пределы. Здесь предлагается еще один вариант контроля за напряжением сети.

При всех достоинствах и надежности таких устройств их недостаток в том, что даже при незначительном и кратковременном выходе напряжения питания за допустимый диапазон они внезапно обесточивают нагрузку, что далеко не всегда приемлемо. Действительно, если какой-то аппарат может длительное время нормально работать при напряжении 240 В, то всегда ли есть смысл мгновенно отключать его питание при недолгом превышении этого напряжения на 5...10 В? Те, кто эксплуатирует компьютер без резервного источника питания или часто переписывает видеокассеты, меня поймут.

Простое устройство, схему которого вы видите на рис. 1, предназначено для аудиовизуального контроля за напряжением сети. Алгоритм его работы следующий: при номинальном напряжении сети переменного тока 220 В светодиоды HL1, HL2 светят с примерно одинаковой яркостью. Если напряжение начинает возрастать, то ярче светит светодиод HL1, если уменьшаться, то более ярким будет HL2. Если отклонение напряжения составит более ± 20 В, то останется светиться только один светодиод. Если напряжение увеличится до 250...270 В, то включится светозвуковая сигнализация на мигающем светодиоде HL3 и пьезокерамическом излучателе звука BF1.

Устройство условно можно разделить на два независимых функциональных узла, один из которых собран на малоомощных полевых транзисторах обогащенного типа VT1, VT2, другой — на биполярных р-п-р транзисторах VT3—VT6. Оба узла питаются напряжением -15 В, которое формируется бестрансформаторным источником питания на конденсаторе C1, предохранительном токоограничительном резисторе R3, диодах VD2, VD3. Выпрямленное напряжение ограничивается стабилитроном VD4 и фильтруется оксидным конденсатором C4.

Цепь из резисторов R1, R4, R6 представляет собой делитель входного напряжения для работы светодиодного узла индикации отклонений сетевого напряжения. При увеличении входного напряжения растет ток базы составного транзистора VT3, VT4. Ток через светодиод HL1 красного цвета свечения увеличивается, напряжение на верхнем по схеме выводе резистора R12 уменьшается, транзисторы VT5, VT6 закрываются, яркость свечения светодиода HL2 (зеленого) уменьшается. При дальнейшем ро-

сте входного сетевого напряжения транзисторы VT3, VT4 открываются полностью, напряжение на выводах их коллекторов уменьшается, что приводит к свечению светодиода HL1 с максимальной яркостью и полному погасанию HL2. При уменьшении напряжения процессы протекают в обратном порядке.

Если напряжение в сети станет менее 200 В, то светодиод HL1 погаснет, а HL2 будет светить с максимальной яркостью. Терморезистор R6 с отрицательным ТКС нужен для компенсации влияния окружающей температуры на работу этого узла.

При большом увеличении напряжения сети напряжение затвор-исток на выводах транзистора VT1 становится больше порогового открывающего напряжения, это ведет к увеличению напряжения на нагрузочном резисторе R7, и, соответственно, к открыванию транзистора VT2. На выводах конденсатора C5 появится постоянное напряжение около 9 В, мигающий светодиод начнет вспыхивать, в такт его всплеск будет раздаваться из BF1 двухтональный звуковой сигнал с переменной громкостью. Для полного открывания VT2 необходим прирост сетевого напряжения всего 5...7 В. Не рекомендую вводить триггерный режим работы транзисторов VT1, VT2, так как пользоваться устройством станет менее удобно.

В сигнализаторе можно применить постоянные резисторы МЛТ, С1-4, С2-23 или аналогичные импортные. Резистор R3 — P-17 или разрывной импортный. Подстроечные резисторы желательно взять многооборотные, например СПЗ-39, СП5-14, СП5-22. Если не найдется такого резистора с нужным номиналом, то последовательно с подстроечным резистором меньшего сопротивления можно установить подборный постоянный. Конденсатор C1 — полиэтилентерефталатный К73-17, К73-24в. В связи с круглосуточным режи-

мом работы этого устройства и возможной его работой при напряжении питания более 380 В (при авариях в системе трехфазного электроснабжения), рабочее напряжение этого конденсатора должно быть не менее 630 В. Можно установить два последовательно включенных конденсатора на 0,47 мкФ, 400 В. Диоды КД243Ж можно заменить на КД209В, КД221Г, КД243Д, КД247Д, 1N4004—1N4007 и другие аналогичные. Стабилитрон VD4 — КС215Ж, КС508Б, КС515Г, 1N6004В, 1N4744А. Транзисторы КТ209К заменяются на любые из серий КТ3107, КТ6112, SS9012, SS9015, BC307, 2SA542. VT1 можно установить типа КП304А, 2П301 А-В, КП301 Б-Г с любым буквенным индексом. Транзистор КП501А заменяется на любой из серий КП501, К1014КТ1, КР1064КТ1. Учитывая небольшой ток через светодиоды целесообразно выбрать экземпляры с повышенной яркостью их свечения, например L-1503SRD, L-1513IT, АЛ307КМ, КИПД40Л20-1К4 — красные, L-1503SGT, L-1513GT, АЛ307НМ, КИПД40Л20-1Л — зеленые, L-1503YT, АЛ307ЖМ, КИПД40Л20-1Ж — желтые, L-1543MWC — белый. Вместо двух светодиодов можно применить один трехвыводный двукристалльный с кристаллами красного и зеленого цвета свечения (HLG3392, L-799EGW и др.), но информативность такого индикатора будет несколько ниже, так как субъективное ощущение яркости в данном случае выше, чем восприятие спектральных различий. Мигающий светодиод можно взять любой из серий L-56В, L-36В, CМДФ333 желаемого цвета свечения. Излучатель звука со встроенным генератором можно заменить на близкие по параметрам EFM-250, EFM-475.

Для настройки вход собранного устройства подключают к выходу регулируемого автотрансформатора. Резисторами R4, R12 устанавливают свечение светодиодов HL1, HL2 с одинаковой яркостью при входном сетевом напряжении 220 В. Подстроечным резистором R5 устанавливается порог включения импульсного генератора на HL3, BF1. Для большинства применений целесообразно его выбрать в диапазоне 250...260 В. Так как повышенное сетевое напряжение более опасно, приводит к значительно более тяжким и многочисленным последствиям (взорванные конденсаторы, сгоревшие обмотки силовых трансформаторов, электродвигателей и т. д.) и бывает гораздо чаще чем пониженное, то тревожная сигнализация сильно заниженного напряжения в осветительной сети не предусмотрена. При желании ее можно ввести, добавив каскад на паре транзисторов и нескольких резисторах, подключив выход этого узла к затвору VT2.

Это устройство целесообразно вмонтировать в лабораторный блок питания, сетевой фильтр, настольные электронные часы, холодильник или другие аппараты, постоянно подключенные к сети.

Андрей Бутов,
editor@dian.ru

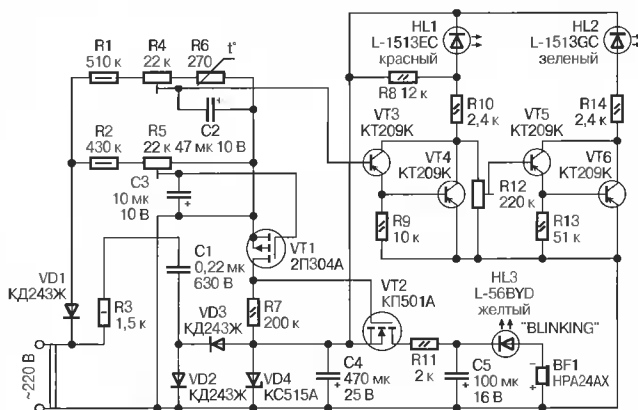


Рис. 1

Переделка видеоусилителей в старом телевизоре

В России и странах СНГ до сих пор находится в эксплуатации большое число телевизоров марок «Горизонт», «Витязь», «Чайка», «Юность» 3, 4 и 5-го поколений. Как было принято ранее, в них использованы типовые схемы видеоканала на микросхеме K174XA33 (TDA3505) и видеоусилителей. В данной статье предлагается несколько изменить схему видеоусилителей с целью повышения качества изображения.

Для примера рассмотрим функциональную схему видеоусилителей, наиболее широко применявшихся в телевизорах марки «Горизонт» (см. рис. 1). В данном случае нас особенно интересует транзистор VT3. Он служит

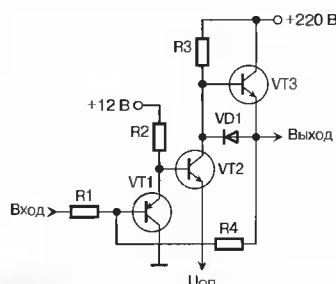


Рис. 1

для снижения выходного сопротивления видеоусилителя и обеспечивает высокую скорость перезарядки паразитной емкости нагрузки, существующей в кинескопе между электродами электронных пушек. С точки зрения техники усиления сигнала это совершенно правильное решение. Однако с точки зрения восприятия изображения картина происходящего выглядит не совсем однозначно.

Если удалить транзистор VT3, а вместо диода VD1 установить перемычку, мы получим искажения по фронту видеосигнала из-за увеличения выходного сопротивления. Эти искажения различны, и величина их зависит от тока перезарядки емкости по фронту составит 10 мА, а при напряжении на нем 18 В — всего 1 мА.

Если мы подадим на видеоусилитель небольшой сигнал формы «меандр» достаточно большой частоты с разными уровнями постоянной составляющей на-

пряжения, то в первом случае сигнал будет усилен практически без искажений, а во втором сигнал будет напоминать последовательность треугольных импульсов — вертикальный спад и пологий фронт (рис. 2).

Еще раз повторю, что с точки зрения верности усиления сигнала это плохо. Но для зрителя это будет означать снижение заметности малых сигналов при уровнях, близких к уровню черного, и возникает эффект «шумопонижения» в видеоусилителе.

Кроме сказанного выше, необходимо отметить, что переход база-эмиттер транзистора VT3 и диод VD1 входят в цепь общей обратной связи видеоусилителя, и в момент смены фронтов видеосигнала происходит разрыв этой ОС — возникают искажения переключательного характера за счет фазовой задержки сигнала ОС в виде выбросов напряжения. При усилении видеосигнала высокой частоты доля неопределенного состояния видеоусилителя становится очень заметной в виде размытости фронтов (например, плохо читаются титры в конце фильма на черном фоне основной «картинки»).

В схеме видеоусилителя, приведенной на рис. 3, устранены указанные выше «недостатки». Данная доработка позволяет использовать существующие видеоусилители с минимальными переделками. Общая обратная связь заменена на местную. Изменением сопротивления резистора R4 можно подогнать усиление видеоусилителя, а изменением емкости конденсатора C1 — обеспечить оптимальную

для восприятия коррекцию изображения по четкости. Дополнительно необходимо снизить образцовое напряжение $U_{оп}$ до величины 2,5...3 В (напряжение, общее для всех видеоусилителей). Это можно сделать уменьшением номинала сопротивления между базой и коллектором опорного транзистора.

Рассмотрим пример конкретной доработки телевизора «Горизонт-51CTV-441» в соответствии с его заводской схемой. Доработка далее описывается для видеоусилителя «R» (красного) канала, остальные дорабатываются аналогично.

Следует снять диоды VD11, VD16, транзистор VT20, резисторы R102, R119, R131. На место R102 устанавливается резистор номиналом 100 Ом, на место

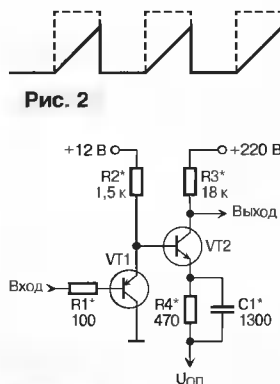


Рис. 3

VD16 — перемычка. Печатный проводник, идущий от эмиттера VT16 к эмиттеру VT19, следует разорвать. Параллельно соединенные резистор 470 Ом и конденсатор 1300 пФ устанавливаются между эмиттером VT16 и эмиттером VT19. Наиболее «элегантно» это можно сделать, используя элементы для поверхностного монтажа типоразмера 1206 или 0805. Их можно припаять прямо к границам печатных проводников на месте разрыва.

Для снижения образцового напряжения (общего для всех видеоусилителей) резистор R116 можно заменить на 200...220 Ом.

В других моделях телевизоров возможны некоторые вариации схемы видеоусилителей, связанные, как правило, с высокочастотной коррекцией. Резистор R3 (рис. 1) может иметь номинал 24 кОм. Его в этом случае нужно заменить на резистор сопротивлением 16...18 кОм мощностью 2 Вт.

После доработки телевизора цвета становятся более сочными и ровными, так как в момент передачи доминирующего цвета эффект «шумопонижения» подавляет сигналы неосновных цветов и «картинка» становится несколько более идеализированной.

Сергей Костицын,
kosticin@radio-service.ru

Новости

ЗАО «НТЦ СИТ» сообщает о разработке еще одного типонаминала микросхемы диодного симистора KP1182KP1 — группы Г (с напряжением открывания 12...15 В) и о начале его серийного производства.

Микросхема 1182KP1 функционально аналогична диодному симистору с фиксированным напряжением открывания. Одно из возможных применений ИС — коммутация тока через нити подогрева электролюминесцентных ламп до момента зажигания лампы.

Особенности микросхемы:

- максимальный ток — 1 А;

- напряжение в открытом состоянии — 1,5 В;

- фиксированное напряжение открывания симистора U_t , в настоящее время серийно выпускаются следующие типонаминалы:

KP1182KP1 — $U_t = 95...115$ В;
KP1182KP1A — $U_t = 7,5...9,5$ В;
KP1182KP1Б — $U_t = 19...26$ В;
KP1182KP1В — $U_t = 80...93$ В;
KP1182KP1Г — $U_t = 12...15$ В;

- возможно производство полузаказных микросхем с напряжением открывания

симистора от 10 В до 105 В с шагом 7,5 В по желанию потребителя;

- ток удержания — <5 мА;
- ток в закрытом состоянии — <100 мкА;
- малый разброс напряжения открывания (не более 10%).

Микросхемы выпускаются в миниатюрном корпусе TO-92 (КТ-26), возможен выпуск в SMD исполнении — корпус SOT-89 (КТ-47).

С полным описанием микросхемы можно ознакомиться в разделе новостей сайта предприятия <http://www.bryansk.ru/sit>.

Охранная сигнализация для дома и магазина

Разработка и изготовление охранных устройств для автомобиля, квартиры, дачного участка, а также, например, для магазина всегда были интересны для радиолюбителей и специалистов различных организаций. Приобретение описываемого набора значительно облегчит задачу по обеспечению охраны таких объектов.

Данное устройство является удачным сочетанием надежности и качества. Область его применения — дом, дача, магазин, склад.

Охранная сигнализация NS173 может использоваться с двумя типами датчиков: нормально замкнутыми и нормально разомкнутыми. В устройстве предусмотрены регулировки времени включения/выключения, задержки срабатывания сигнализации, интервала повторного включения, продолжительности звучания сирены.

Для экстренного включения сигнализации имеется тревожная кнопка. В устройстве предусмотрена автоматическая подача резервного питания в случае отключения сетевого напряжения.

Внешний вид устройства показан на рис. 1.

В качестве датчиков с нормально разомкнутыми контактами удобно использовать герконовые датчики «Мастер КИТ» АК109 и АК110 или другие аналогичные. Устройство может работать совместно с инфракрасными барьерами, например, с разработанными «Мастер КИТ» НК083, НК121, цифровыми замками NS103, НК112, сиренами NS006, НК016, НК021, NS031, НК120, НК128, НК130, НК155, проблесковыми маячками МК060, МК085 или аналогичными устройствами других производителей.

Принципиальная схема охранной сигнализации приведена на рис. 2.

При помощи переменного резистора RP1 осуществляется установка времени звучания сирены в пределах от 30 с до 9 мин 50 с. Переменным резистором RP2 устанавливается время задержки срабатывания сигнализации после ее включения от 1 до 3 мин, это необходимо для выхода людей из помещения.

Переменным резистором RP3 регулируют время задержки сраба-

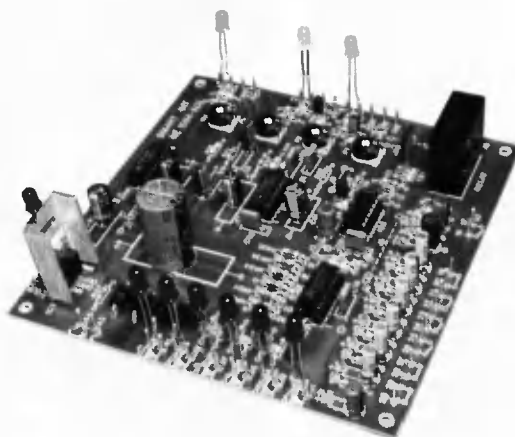


Рис. 1

тывания системы от 9 с до 3 мин 50 с, а переменным резистором RP4 корректируют интервал между первым и последующим включением сирены от 30 с до 9 мин 50 с. В зависимости от положения переключателя S4 сирена звучит непрерывно или прерывисто. Если S4 замыкает контакты 13 и 11, сирена звучит непрерывно до момента выключения замка S1. Если переключатель находится в другом положении, звуковой сигнал прозвучит только один раз, его повторное включение будет возможно только после прихода последующего сигнала от датчиков.

Датчики, подключенные к контактам с 23 по 30, запускают сигнализацию без временных задержек, подключенные к

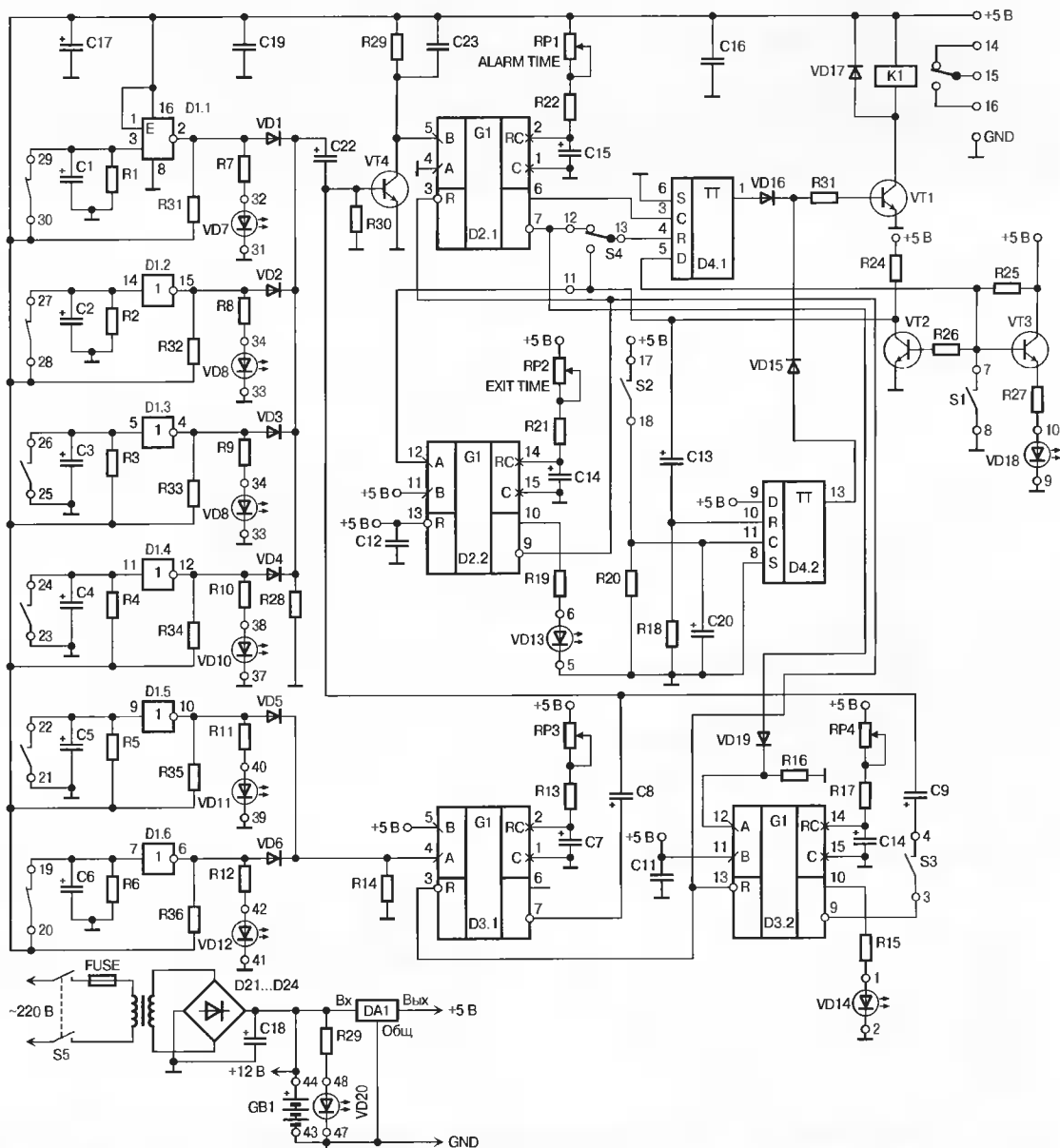


Рис. 2



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

Таблица 1

Позиция	Номинал	Кол.
R1—R6, R16, R21, R24, R26, R30	10 кОм	11
R7—R12	820 Ом	6
R23, R25, R31—R37	1 кОм	9
R29	4,7 кОм	1
R15, R19, R27	470 Ом	3
R14, R18, R20, R28	47 кОм	4
R13, R17, R22	100 кОм	3
PR1—PR4	2,2 МОм	4
C1—C6	1 мкФ, 16 В	6
C7, C14	100 мкФ, 16 В	2
C10, C15	220 мкФ, 16 В	2
C8, C9, C20, C22	10 мкФ, 16 В	4
C18	2200 мкФ, 25 В	1
C17	22 мкФ, 16 В	1
C13	47 мкФ, 16 В	1
C11, C12, C16, C19, C21, C23	0,1 мкФ	6
VD1—VD6, VD15, VD6, VD19	1Т4148	9
VD21—VD24	BY252 или RAX G1 837U	4
VD17	1N4007	1
VD7—VD12, VD20	Красный светодиод	7
VD13	Желтый светодиод	1
VD14, VD18	Зеленый светодиод	2
DA1	7805	1
DD1	4009	1
DD2, DD3	4538	2
DD4	4013	1
VT1	BD237	1
VT2—VT4	BC547, BC548	3
K1	6 В/250 В-10 А	1

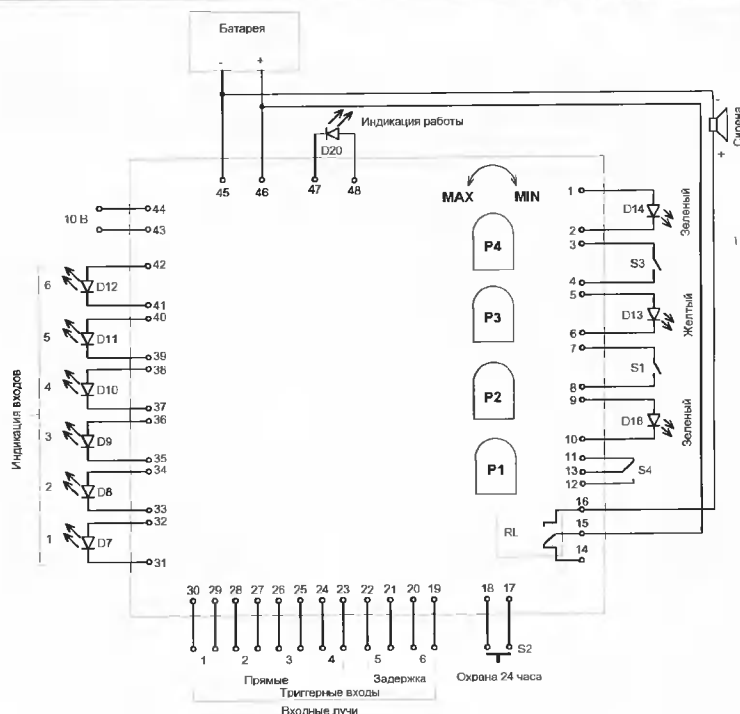


Рис. 3

«Мастер КИТ» подготовил набор **NS173**, который позволит всем желающим сделать самостоятельно описанное в статье охранное устройство. Набор включает в себя качественную печатную плату с нанесенной маркировкой, все необходимые компоненты и подробную инструкцию по сборке, настройке и монтажу охранной сигнализации.

Подробную информацию по всему ассортименту нашей продукции смотрите на сайте www.masterkit.ru и в каталоге «Мастер КИТ».

Спрашивайте электронные наборы и модули «Мастер КИТ», каталоги «Мастер КИТ» и журналы «Схемотехника» в магазинах радиодеталей вашего города.

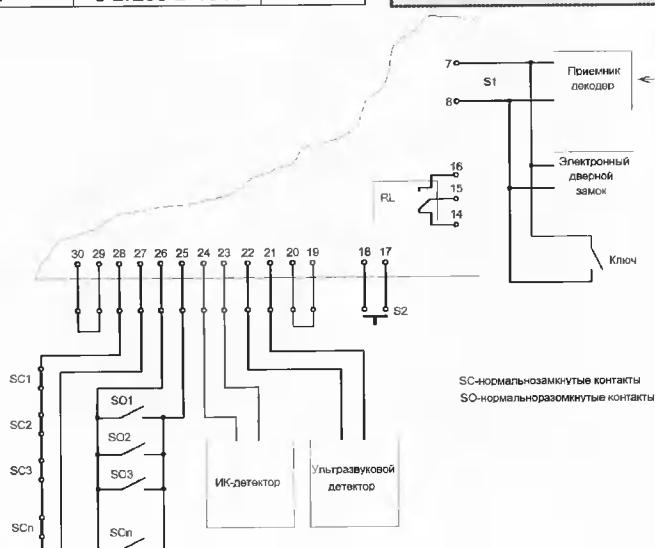


Рис. 4

точкам с 19 по 22 — с установленной задержкой.

Перечень элементов устройства приведен в табл. 1.

Для работы системы необходим понижающий сетевой трансформатор 220/10 В. Мощность трансформатора и тип аварийного аккумулятора зависит от мощности используемой сирены.

На рис. 3 показаны контакты для подключения выключателей и кнопки: S1 — замок-выключатель, S2 — тревожная кнопка (мгновенное срабатывание системы), S3 — выключатель (непрерывная тревога), S4 — выключатель (прерывистый сигнал). Схема подключения различных устройств приведена на рис. 4.

Юрий Садиков,
sadikov@masterkit.ru

Адреса некоторых магазинов, в которых можно приобрести продукцию МАСТЕР КИТ

Россия

Москва

«МитраКон», e-mail: mtk@mitracon.ru
3-й Павловский пер, д. 14/18, стр. 1. Тел: (095) 921-42-64, 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.

(Продолжение. Начало — № 12/2002)

Современные цифро-аналоговые преобразователи фирмы Maxim

Целью второй части статьи является ознакомление читателей с наиболее интересными цифро-аналоговыми преобразователями фирмы Maxim с параллельным интерфейсом.

Анализ цифро-аналоговых преобразователей с параллельным байтовым интерфейсом

Как отмечалось в первой части статьи, цифро-аналоговые преобразователи с параллельным интерфейсом подразделяются на две группы: микросхемы с однобайтовым интерфейсом и микросхемы с интерфейсом большей разрядности или, как их еще называют, — «полноразрядные». Технические данные на микросхемы обеих групп приведены в табл. 1 и 2 в первой части статьи.

Анализ параметров цифро-аналоговых преобразователей с параллельным однобайтовым интерфейсом, приведенных в табл. 1, позволяет сделать нижеследующие выводы.

Всего фирмой Maxim выпускается 27 цифро-аналоговых преобразователей с параллельным однобайтовым интерфейсом.

Выпускаются микросхемы с разрядностью 8, 10, 12 и 14. При этом число каналов среди микросхем с разрядностью 8 может составлять от 1 до 8, число каналов 12-разрядных микросхем может быть от 1 до 4, а 10- и 14-разрядные микросхемы выпускаются только одноканальными.

Номенклатура питающих напряжений достаточно широка. Выпускаются микросхемы с двуполярным и однополярным питанием. Микросхемы с двуполярным питанием в современной технике имеют ограниченное применение. Как правило, это ранние модели, имеющие префикс «МХ», они используются, в основном, в промышленных системах первого поколения. Микросхемы с однополярным питанием, в свою очередь, можно разделить на микросхемы с повышенным напряжением питания (как правило +12...15 В), микросхемы с напряжением питания +5 В и выше и микросхемы с по-

ниженным напряжением питания, способные работать при напряжении питания от +2,5 до 3,3 В или до 5 В (так называемая «белая» группа перспективных микросхем). Микросхемы с повышенным напряжением питания также представляют ограниченный интерес, т. е. их применение в современных изделиях обязывает разработчика использовать несколько питающих напряжений, что противоречит современной тенденции, заключающейся в сокращении номенклатуры и снижении величины питающих напряжений. В основном, в современных и вновь разрабатываемых изделиях широко используются микросхемы цифро-аналоговых преобразователей с напряжением питания +5 В и ниже, причем изделия, работающие при пониженных напряжениях питания, считаются наиболее перспективными.

Рассматриваемая группа микросхем выпускается в корпусах PDIP, SO, QSOP, TSSOP. Большинство современных изделий выполняются на микросхемах в корпусах DIP. Это позволяет устанавливать микросхемы в панельки, что обеспечивает высокую ремонтопригодность и простую верификацию элементов схемы. Значительно реже используются микросхемы в других типах корпусов. Разработка изделий с микросхемами в корпусах SO, QSOP, TSSOP и т. п. требует высокого технологического уровня производства печатных плат и значительного опыта монтажных работ. В связи с вышесказанным ограничимся рассмотрением микросхем, выпускаемых в корпусах DIP.

Таким образом, из 27 моделей микросхем, приведенных в табл. 1 в первой части статьи, только семь соответствуют вышеописанным критериям. Основные параметры этих микросхем приведены в табл. 6. Первые три микросхемы (MX7523, MX7524, MX7528) имеют токо-

Изобретений много...



Телефон А. Белла 1876 г.

Создайте своё!

Поставляемые Rainbow Technologies электронные компоненты позволяют реализовать самые смелые и нестандартные идеи

Цифро-аналоговые преобразователи MAXIM

Параллельный интерфейс
Разрядность -
8, 10, 12, 13, 14 бит
Последовательный интерфейс
Разрядность -
8, 10, 12, 13, 14, 16 бит
и высокоскоростные

Более 180 наименований для решения разнообразных технических задач!

RAINBOW
TECHNOLOGIES
ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР
DALLAS SEMICONDUCTOR MAXIM onbond

- Москва: тел.: (095) 797-8993
e-mail: info@rainbow.msk.ru
- Санкт-Петербург: тел.: (812) 324-09-02
e-mail: spb@rainbow.msk.ru
- Минск: тел.: (10+ 37517) 249-8273
e-mail: chip@rainbow.by
- Екатеринбург: тел.: (3432) 76-14-07
e-mail: ural@rainbow.msk.ru



www.ptcs.ru

Таблица 6

Тип	Разрядность, бит	Число каналов	Тип выхода	Напряжение питания, В	Максимальный ток потребления, мА	Типовое время установления, мкс	Источник опорного напряжения	Корпус	Цена, \$
MX7523	8	1	Ток	5...16	100	0,15	Внешн.	PDIP16	2,20
MX7524	8	1	Ток	5...15	500	0,25	Внешн.	PDIP16	2,20
MX7528	8	2	Ток	5...15	100	0,35	Внешн.	PDIP20	2,84
MAX505	8	4	Напр.	+5, ±5	10 мА	6	Внешн.	PDIP24	5,95
MAX506	8	4	Напр.	+5, ±5	10 мА	6	Внешн.	PDIP20	6,10
MAX503	10	1	Напр.	+5, ±5	400	25	Комб.	PDIP24	2,95
MAX530	12	1	Напр.	+5, ±5	400	25	Комб.	PDIP24	5,45

Таблица 7

Вывод	Наимен.	MX7523	MX7524
01	OUT1	Первый инверсный токовый выход	
02	OUT2	Второй неинверсный токовый выход	
03	GND	Общий вывод питания	
04	DB7	Старший седьмой бит данных	
05	DB6	Шестой бит данных	
06	DB5	Пятый бит данных	
07	DB4	Четвертый бит данных	
08	DB3	Третий бит данных	
09	DB2	Второй бит данных	
10	DB1	Первый бит данных	
11	DB0	Младший нулевой бит данных	
12	CS/	Не используется	Выборка кристалла
13	WR/	Не используется	Строб записи
14	V _{dd}	Напряжение питания	
15	V _{ref}	Опорное напряжение	
16	Rfb	Резистор обратной связи	

вый выход и расширенный диапазон напряжений питания +5...15 В, остальные четыре микросхемы имеют выход по напряжению и работают либо от одного напряжения питания +5 В, либо от двух источников питания с напряжениями ±5 В. Все микросхемы могут использовать внешний источник опорного напряжения, а микросхемы MAX503 и MAX530 имеют также и встроенный источник опорного напряжения.

Первый отобранный цифро-аналоговый преобразователь MX7523 является простейшим высокопроизводительным DAC, выполненным по технологии CMOS. Эта микросхема совместима с известной микросхемой AD7523. Микросхема не имеет буферизации входного кода, соответственно она не имеет и сигналов стробирования записи. Любое изменение кода на 8-битной входной шине вызывает практически мгновенное (за 150 нс) установление выходного тока. Микросхема может работать на частотах до 200 кГц. Разводка выводов микросхемы приведена в табл. 7.

Вторая микросхема — MX7524 — по своим характеристикам аналогична MX7523 за исключением того, что она имеет входной буфер для хранения кода. Соответственно, имеются два входа управления: выборки CS/ и записи WR/. Время установления выходного тока для этой микросхемы несколько больше и достигает 400 нс,

разводка ее выводов также приведена в табл. 7.

Третья отобранная микросхема — MX7528 — является двоянным цифро-аналоговым преобразователем с токовым выходом и по структуре близка к MX7524. Время установления выходного тока для нее также равно 400 нс. Разводка выводов микросхемы приведена в табл. 8.

Микросхемы MAX505 и MAX506 представляют, пожалуй, наибольший интерес среди рассматриваемой группы цифро-аналоговых преобразователей в связи с тем, что каждая из них в корпусе имеет четыре независимых канала с выходом по напряжению. Микросхема MAX505 имеет независимые входы опорного напряжения для каждого из каналов и выпускается в корпусе DIP24, а микросхема MAX506 имеет один общий вход опорного напряжения и выполнена в корпусе DIP20. Время установления выходного сигнала не превышает 6 мкс. Функциональные схемы микросхем показаны на рис. 1 и 2 соответственно, а назначение выводов приведено в табл. 9.

Оба цифро-аналоговых преобразователя позволяют работать как от однополярного напряжения питания

+5 В, так и от двуполярного напряжения ±5 В. При питании микросхем от однополярного источника питания вывод отрицательного источника питания V_{SS} (3) должен быть соединен с выводом аналогового AGND (и цифрового DGND) общего провода. Еще одной особенностью микросхемы MAX505 является двойная буферизация данных и возможность внешней синхронизации моментов смены выходных напряжений на всех аналоговых выходах. Для этого предусмотрен вход LDAC/ (активный низкий). Если на этом входе установлено напряжение лог. 0, то входной код попадает вначале на входной регистр и затем сразу на выходной регистр соответствующего канала. При положительном перепаде напряжения на этом входе (переходе от лог. 0 к лог. 1) выходные регистры запоминают значения кодов первичных регистров. Подавая на этот вход последовательность коротких отрицательных импульсов можно синхронизировать смену информации на всех выходах.

Микросхемы MAX503 (10-разрядный цифро-аналоговый преобразователь) и MAX530 (12-разрядный цифро-аналоговый преобразователь) имеют одинаковые функциональные схемы и разводку выводов и выпускаются в корпусе DIP24. Время установления выходного напряжения не превышает 25 мкс. Входная организация позволяет состыковывать микросхему непосредственно с 4-, 8- и 16-разрядными микроконтроллерами или микропро-

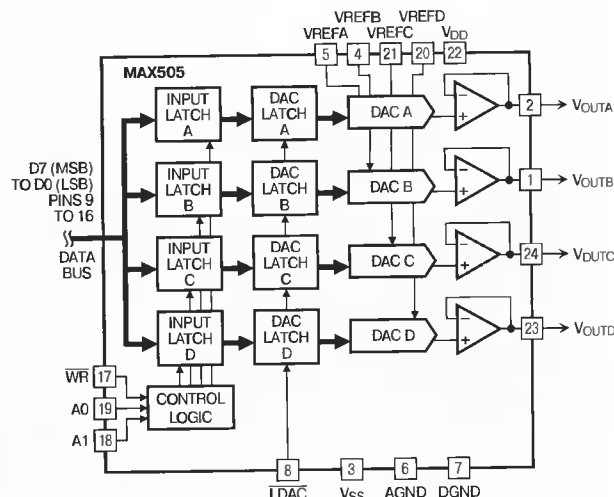


Рис. 1

Таблица 8

Вывод	Наимен.	Назначение
01	AGND	Общий аналоговый вывод питания
02	OUT A	Токовый выход первого DAC
03	Rfb A	Резистор обратной связи первого DAC
04	Vref A	Вход опорного напряжения первого DAC
05	DGND	Общий цифровой вывод питания
06	DACB/A/	Выбор канала записи: "0" — канал А / "1" — канал В
07	DB7	Старший седьмой бит данных
08	DB6	Шестой бит данных
09	DB5	Пятый бит данных
10	DB4	Четвертый бит данных
11	DB3	Третий бит данных
12	DB2	Второй бит данных
13	DB1	Первый бит данных
14	DB0	Младший нулевой бит данных
15	CS/	Выборка кристалла
16	WR/	Строб записи
17	Vdd	Напряжение питания
18	Vref B	Вход опорного напряжения второго DAC
19	Rfb B	Резистор обратной связи второго DAC
20	OUT B	Токовый выход второго DAC

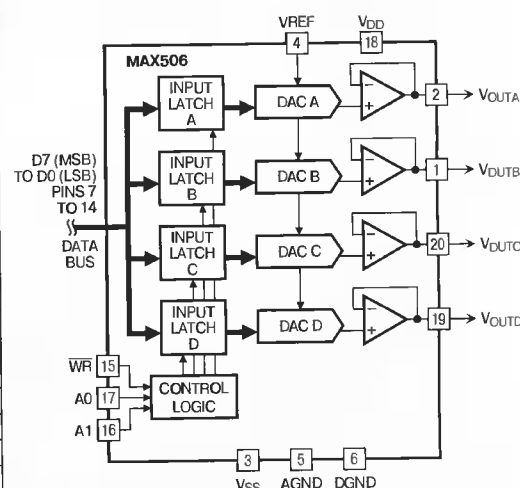


Рис. 2

Таблица 9

Вывод		Наимен.	Назначение
MAX505 DIP24	MAX506 DIP20		
1	1	V _{OUTB}	Выходное напряжения второго DAC B
2	2	V _{OUTA}	Выходное напряжения первого DAC A
3	3	V _{SS}	Отрицательный источник питания
4	—	V _{REFB}	Опорное напряжение второго канала B
—	4	V _{REF}	Общее опорное напряжение
5	—	V _{REFA}	Опорное напряжение первого канала A
6	5	AGND	Аналоговый общий провод
7	6	DGND	Цифровой общий провод
8	—	LDAC/	Вход синхронной записи
9	7	D7	Седьмой старший бит данных
10	8	D6	Шестой бит данных
11	9	D5	Пятый бит данных
12	10	D4	Четвертый бит данных
13	11	D3	Третий бит данных
14	12	D2	Второй бит данных
15	13	D1	Первый бит данных
16	14	D0	Нулевой младший бит данных
17	15	WR/	Строб записи
18	16	A1	Первый старший адресный вход
19	17	A0	Нулевой младший адресный вход
20	—	V _{REFD}	Опорное напряжение четвертого канала D
21	—	V _{REFC}	Опорное напряжение третьего канала C
22	18	V _{DD}	Положительное напряжение питания
23	29	V _{OUTD}	Выходное напряжения четвертого DAC D
24	20	V _{OUTC}	Выходное напряжения третьего DAC C

цессорами. Обе микросхемы имеют встроенный источник опорного напряжения +2,048 В. Допускается работа со встроенным или внешним источником опорного напряжения, а также в режиме однополярного или двуполярного выходного сигнала. Функциональная схема микросхем MAX503 и MAX530 показана на рис. 3, а

название и назначение выводов — в табл. 10.

В микросхемах применен механизм «тройного» мультиплексирования данных, иллюстрируемый табл. 11. Он позволяет состыковывать микросхему с 4-, 8- или 16-разрядными микроконтроллерами. Низкий уровень на входе CLR/ сбрасыва-

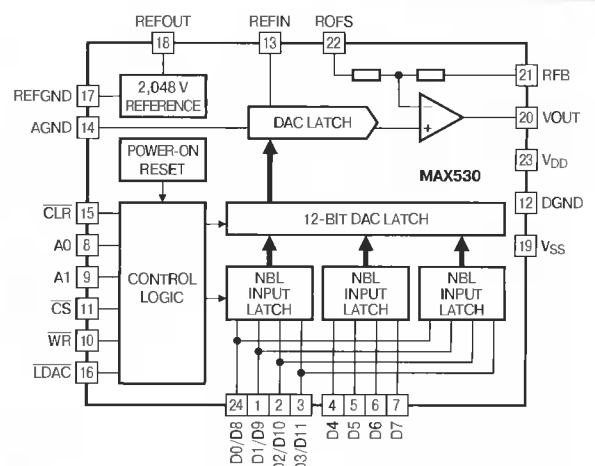


Рис. 3

ет входной регистр-защелку независимо от состояний остальных управляющих входов. Если на входах CS/ и WR/ одновременно присутствует высокий логический уровень, а на входе LDAC/ — низкий уровень, то происходит обновление выходного регистра цифро-аналогового преобразователя. При всех других комбинациях, в которых хотя бы один из входов, CS/ или WR/, находится в состоянии высокого логического уровня, операции невозможны. При выбранной микросхеме (CS/ и WR/ одновременно находятся в состоянии низкого логического уровня) происходит собственно обновление данных. Микросхемы могут работать в режиме последовательной потетрадной записи «4+4+4» или режиме «8+4». В первом

Таблица 10

Вывод MAX503, MAX530	Сигнал	Назначение
24	D0/D8	Нулевой бит данных (A0=0; A1=1) или восьмой бит данных (A0=A1=1)
1	D1/D9	Первый бит данных (A0=0; A1=1) или девятый бит данных (A0=A1=1)
2	D2/D10	Второй бит данных (A0=0; A1=1) или десятый бит данных (A0=A1=1)
3	D3/D11	Третий бит данных (A0=0; A1=1) или одиннадцатый бит данных (A0=A1=1)
4	D4	Четвертый бит данных (A0=0; A1=1) или нулевой бит данных (A0=1; A1=0)
5	D5	Пятый бит данных (A0=0; A1=1) или первый бит данных (A0=1; A1=0)
6	D6	Шестой бит данных (A0=0; A1=1) или второй бит данных (A0=1; A1=0)
7	D7	Седьмой бит данных (A0=0; A1=1;) или третий бит данных (A0=1; A1=0)
8	A0	Нулевой адресный вход. Если A1=1, A0 используется для выбора 4 из 12 линий данных: младшей тетрады D0:D3 (NBL), средней тетрады D4:D7 (NBM) или старшей тетрады D8:D11 (NBH)
9	A1	Первый адресный вход. Выбирает пары тетрад: A0=A1=0 — NBL & NBM; A0=0, A1=1 — NBL; A0=1, A1=0 — NBM; A0=A1=1 — NBH
10	WR/	Строб записи
11	CS/	Сигнал выборки кристалла
12	DGND	Цифровой общий провод
13	REF _{IN}	Вход источника опорного напряжения, может быть соединен либо с выходом внешнего источника опорного напряжения, либо с выходом встроенного источника опорного напряжения (вывод 18) величиной +2,048 В
14	AGND	Аналоговый общий провод
15	CLR/	Вход обнуления выходного регистра
16	LDAC/	Вход синхронной записи
17	REF _{GND}	Общий провод источника опорного напряжения. Должен быть соединен с аналоговым общим проводом AGND при использовании встроенного источника опорного напряжения, или соединен с положительным выводом питания V _{DD} при работе с внешним источником опорного напряжения, при этом внутренний источник выключается с целью энергосбережения.
18	REF _{OUT}	Выход встроенного источника опорного напряжения +2,048 В
19	V _{SS}	Отрицательный источник питания при биполярном питании или общий провод при однополярном питании
20	V _{OUT}	Выходное напряжения
21	R _{FB}	Резистор цепи обратной связи, должен быть соединен с V _{OUT}
22	R _{OFS}	Резистор смещения. Должен быть соединен V _{OUT} для обеспечения коэффициента передачи 1; должен быть соединен с AGND для обеспечения коэффициента передачи 2; должен быть соединен к REF _{IN} для включения режима биполярного выхода.
23	V _{DD}	Положительное напряжение питания

Таблица 11

CS/	WR/	LDAC/	A0	A1	Обновление данных
H	X	H	X	X	Нет операций
X	H	H	X	X	Нет операций
H	H	L	X	X	Обновляется выходной регистр преобразователя
L	L	X	L	L	Обновляются младшая и средняя тетрады NBL (D0—D3) и NBM (D4—D7)
L	L	H	H	H	Обновляется старшая тетрада NBH (D8—D11)
L	L	H	H	L	Обновляется средняя тетрада NBM (D4—D7)
L	L	H	L	H	Обновляется младшая тетрада NBL (D0—D3)
L	L	L	H	H	Обновляются старшая тетрада NBH (D8—D11) и выходной регистр преобразователя

случае линии D0—D3 и D4—D7 поразрядно объединяются и подключаются к четырем линиям микроконтроллера. Далее в соответствии с табл. 11 производится запись NBH, NBM и NBL тетрад в произвольном порядке. В режиме «8+4» обновление входного регистра производится в два этапа: младший байт NBL и NBM (D0—D7) при A0=A1=0, а затем старшая тетрада NBH (D8—D11) при A0=A1=1 в указанном или обратном порядке. Все описанное выше относится как к микросхеме MAX530, так и к микросхеме MAX503 за тем лишь исключением, что микросхема 10-разрядная, и следовательно, третья тетрада NBH (D8, D9) неполная.

Анализ цифро-аналоговых преобразователей с параллельным полноразрядным интерфейсом

Анализ параметров цифро-аналоговых преобразователей с параллельным полноразрядным интерфейсом, приведенных в табл. 2, позволяет сделать следующие выводы.

Всего фирмой Maxim выпускается 23 цифро-аналоговых преобразователя с параллельным полноразрядным интерфейсом.

Выпускаются микросхемы с разрядностью 10, 12, 13 и 14. При этом число каналов среди микросхем с разрядностью 12 может составлять 1 или 2, число каналов 13- и 14-разрядных микросхем может быть от 1 до 8, а 10-разрядные микросхемы выпускаются только одноканальными.

Для выбора претендентов на рассмотрение применим такие же критерии, какие мы применяли в первом разделе статьи, т. е. ограничимся рассмотрением микросхем, работающих от одного источ-

Таблица 13

MX7520 MX7530 MX7533	MX7521 MX7531 MX7541	MX7545A	Сигнал	Назначение сигнала
1	1	1	OUT1	Первый токовый выход
2	2	—	OUT2	Второй токовый выход
3	3	3	DGND	Цифровой общий провод
13	15	15	D0	Нулевой младший бит данных
12	14	14	D1	Первый бит данных
11	13	13	D2	Второй бит данных
10	12	12	D3	Третий бит данных
9	11	11	D4	Четвертый бит данных
8	10	10	D5	Пятый бит данных
7	9	9	D6	Шестой бит данных
6	8	8	D7	Седьмой бит данных
5	7	7	D8	Восьмой бит данных
4	6	6	D9	Девятый бит данных
—	5	5	D10	Десятый бит данных
—	4	4	D11	Одиннадцатый бит данных
16	18	20	RFB	Резистор обратной связи
15	17	19	VREF	Вход внешнего источника опорного напряжения
14	16	18	VDD	Положительное напряжение питания
—	—	2	AGND	Аналоговый общий провод
—	—	17	WR/	Строб записи
—	—	16	CS/	Строб выборки кристалла

ника +5 В. В результате отбора из 23 моделей микросхем, приведенных в табл. 2 в первой части статьи, только восемь соответствуют вышеописанным критериям (табл. 12).

Микросхемы цифро-аналоговых преобразователей MX7520/MX7530/MX7533 и MX7521/MX7531/MX7541(A) являются простейшими высокопроизводительными 10- и 12-разрядными DAC, выполненными по технологии CMOS. Эти микросхемы совместимы с известными микросхемами AD7520/AD7530/AD7533 и AD7521/AD7531/AD7541(A). Микросхемы DAC не имеют буферизации входного кода, и соответственно они не имеют и сигналов его записи. Любое изменение кода на 10(12)-битной вход-

ной шине вызывает непосредственное (за 500 нс для MX7520/7521/7530/7531 и за 700 нс для MX7533/MX7541) установление выходного тока. Микросхемы MX7520/MX7530/MX7533 выпускаются в корпусе DIP16, а микросхемы MX7521/MX7531/MX7541(A) — в корпусе DIP18. Разводка выводов микросхем приведена в табл. 13.

Микросхема MX7545A является буферизованным вариантом 12-разрядного цифро-аналогового преобразователя, выполненным по технологии CMOS. Для

записи входного кода в буферный регистр необходима одновременная подача лог. 0 на входы CS/ и WR/. Время

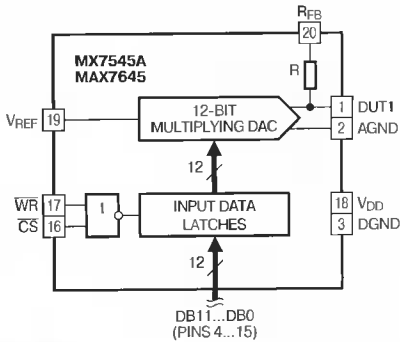


Рис. 4

установление выходного тока — 1 мкс. Микросхема MX7545A выпускается в корпусе DIP20, ее функциональная схема приведена на рис. 4, а разводка выводов микросхемы — в табл. 13.

Продолжение следует

Олег Николаичук,
onic@ch.moldpac.md

Литература:

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

Тип	Разрядность, бит	Число каналов	Тип выхода	Напряжение питания, В	Максимальный ток потребления, мА	Типовое время установления, мкс	Источник опорного напряжения	Корпус	Цена, \$
MX7520	10	1	Ток	5...15	2	0,5	Внешн.	DIP16	2,80
MX7530	10	1	Ток	5...15	2	0,5	Внешн.	DIP16	2,80
MX7533	10	1	Ток	5...15	2	0,6 (max)	Внешн.	DIP16	2,84
MX7521	12	1	Ток	5...15	2	0,5	Внешн.	DIP18	5,00
MX7531	12	1	Ток	5...15	2	0,5	Внешн.	DIP18	2,84
MX7541	12	1	Ток	5...16	2	1 (max)	Внешн.	DIP18	5,72
MX7541A	12	1	Ток	5...16	2	0,6	Внешн.	DIP18	7,52
MX7545A	12	1	Ток	5...15	2	1 (max)	Внешн.	DIP20	6,03