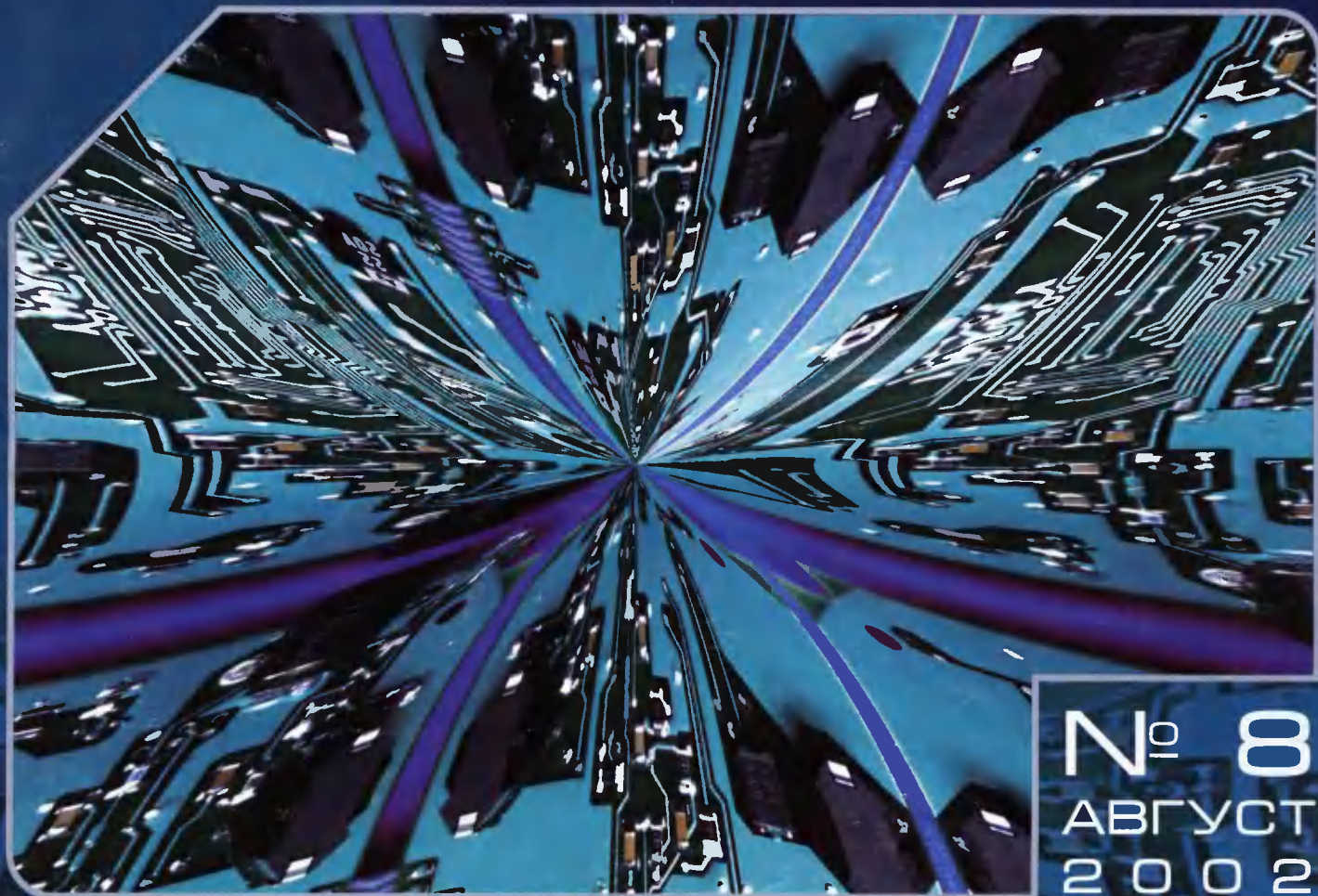


НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

СХЕМОТЕХНИКА



№ 8
АВГУСТ
2002

АВТОМАТИКА

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

ОСНОВЫ СХЕМОТЕХНИКИ

ЭЛЕКТРОНИКА В БЫТУ

Схемотехника

№ 8 (22) август 2002

Главный редактор:

Сергей Бирюков

Редакционная коллегия:

Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Йовчик
Юлия Герасимова

Дизайн и верстка:

Ирина Ермолаева
Ирина Чикина

Отдел распространения:

(095) 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
editor@dian.ru

Издатель и учредитель ООО "ИД Скимен"

Отпечатано в ЗАО "Красногорская
типография"
143400 МО, г. Красногорск,
коммунальный квартал, 2
тел: (095) 562-0433
Тираж 4 500 экз.
Заказ № 1909

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

Редакция не несет ответственности
за информацию, приведенную
в рекламных материалах

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

Информацию о подписке см. на
последней странице журнала

Цена свободная

Содержание

Автоматика

- В. Осипчук.** Простой ПИ-регулятор 2
В. Днищенко. Радиоканал для аппаратуры пропорционального управления с амплитудной манипуляцией 4

Источники питания

- С. Бирюков.** Сетевые обратногоходовые источники питания на микросхемах серии TOP22х 7
А. Павлов. Блок питания для ручных приборов с применением микросхем фирмы Maxim 10

КВ/УКВ

- А. Сергеев.** Синтезатор частоты для коротковолнового синхронного гетеродинного приемника 14

Основы схемотехники

- А. Фрунзе.** Микроконтроллеры? Это же просто! 16
Г. Волович. Улучшение параметров операционных усилителей 19
С. Алексеев. Формирователи трехфазных последовательностей 23
В. Днищенко. Сверхрегенератор на полевом транзисторе 24
А. Бутов. Генераторы на транзисторах КП501 26

Связь и сетевые технологии

- А. Журченко, Д. Онышко.** Аналоговые представления нелинейных функций преобразования 28
Б. Шевкопляс, С. Сухман, А. Бернов. Устранение проскальзываний синхронизации при передаче речевых сигналов 30
О. Николайчук. Схемотехника универсальных технологических контроллеров: вариант универсального контроллера 32
М. Голубцов. Компилятор языка C CodeVision AVR 34
В. Зотов. Использование шаблонов HDL-редактора при создании описаний цифровых устройств с помощью языка VHDL 36
О. Петраков. PSpice-модели цифровых устройств 40
М. Голубцов. Программатор avreal 42

Электроника в быту

- А. Бутов.** Прерыватель тока 45
Н. Заец. Часы на PIC-контроллере 46

Цифровая техника

- О. Николайчук.** Эксперименты с микроконтроллерами фирмы Signal: Эволюционная плата семейства C8051F0xx 48

Мастер КИТ

- Г. Ганичев.** Электронные часы-будильник с энергозависимой памятью/ходом и исполнительным устройством 51

Вниманию читателей (с. 35). Наш анонс (с. 55). Подписка-2002 (с. 56).

Простой ПИ-регулятор

Автор предлагает упрощенную схему ПИ-регулятора, описание которого было ранее опубликовано в журнале «Схемотехника» № 1, 2001 г.

Схема ПИ-регулятора, приведенная в [1], может быть заметно упрощена. С целью облегчения процесса настройки и развязки пропорционального и интегрирующего звеньев интегратор физически выполнен на самостоятельном ОУ DA2, а усиление по току и напряжению осуществляет каскад на ОУ DA3 и транзисторах VT1—VT4. Подобное построение оправдано в том случае, когда вы еще не знаете, какие коэффициент усиления и постоянная времени интегрирования будут оптимальными для вашего объекта регулирования.

В ряде случаев может оказаться необходимым повторить схему регулятора для другого объекта, идентичного или близкого к тому, для которого вы выполнили и отладили устройство. Если вам нужно изготовить терморегулятор для объекта со схожими параметрами (массой, теплоемкостью и т. д.), то коэффициент усиления и постоянная времени интегратора могут быть взяты теми же, что и в первом случае. Таким образом, вам уже нет нужды экспериментально определять эти параметры, а нужно просто задать их, установив резисторы и конденсатор с номиналами, определенными расчетным путем. В последнем случае принципиальная схема устройства может быть заметно упрощена.

На рис. 1 приведена взятая из [2] схема ПИ-регулятора на одном операционном усилителе.

Нетрудно показать, что комплексный коэффициент усиления такого каскада определяется выражением:

$$A_R = -\frac{R_2 + 1/j\omega C_1}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{j\omega C_1 R_2} \right), \quad (1)$$

откуда

$$A_p = -\frac{R_2}{R_1}, \quad f_i = \frac{1}{2\pi C_1 R_2}. \quad (2)$$

Таким образом, и пропорциональное, и интегрирующее звено выполнены на одном операционном усилителе. Если этот ОУ снабжен мощным выходом, позволяющим управлять элементом Пельтье, схема всего устройства действительно сильно упрощается.

В качестве такого мощного операционного усилителя можно использовать микросхему ОРА544Т, производимую фирмой Burr-Brown. Стоимость ее порядка 15 долл., и ее относительно свободно можно приобрести у российских дистрибьюторов. Микросхема представляет собой мощный операционный усилитель, питающийся от напряжения в диапазоне $\pm 10 \dots \pm 35$ В, с выходным током до 2 А и максимальной допустимой мощностью рассеивания более 10 Вт. Коэффициент усиления ОРА544Т — около 10^5 , входные токи — порядка 100 пА. Таким образом, по совокупности параметров эта микросхема идеально подходит для применения в подобных устройствах.

Принципиальная схема терморегулятора приведена на рис. 2.

Питание моста, в одну из диагоналей которого включен терморезистор R4 (КМТ-16в), осуществляется от прецизионного источника опорного напряжения DA1 (REF02). Настройка регулятора на заданную температуру производится вращением движка подстроечного резистора R2 (СП5-2). Резисторы R1 и R3 должны быть прецизионными, например С2-14, С2-23, чтобы не нарушался баланс моста при изменении температуры окружающей среды. Остальные

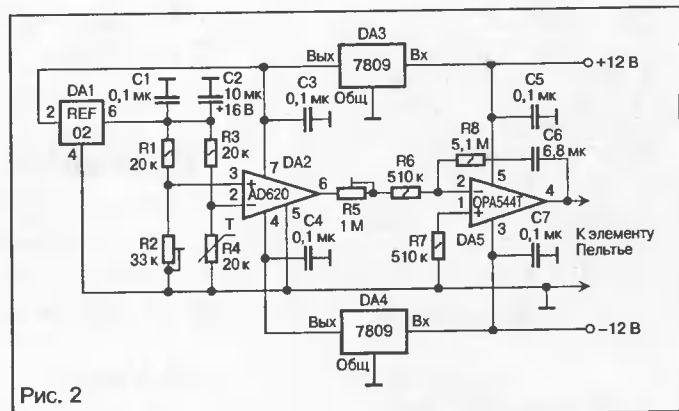


Рис. 2

резисторы и конденсаторы (за исключением C6) могут быть любыми.

Преобразование напряжения с диагонали моста в напряжение относительно общего провода осуществляется при помощи инструментального усилителя DA2 (автором использован AD620 фирмы Analog Devices). Поскольку, как описывалось в статье [1], желательно, чтобы этот каскад имел единичный коэффициент усиления, выводы 1 и 8 усилителя оставлены свободными. Применение инструментального усилителя вместо операционного (в дифференциальной схеме включения) позволяет избавиться от использования четырех согласованных прецизионных резисторов. Питание инструментального усилителя осуществляется от стабилизаторов DA3 и DA4 в стандартных схемах включения. На аналогичных микросхемах (на схеме не показаны) формируется основное питающее напряжение ± 12 В.

Основной каскад DA5 уже описан выше. Пожалуй, единственное, что можно добавить — это то, что последовательно с соединенным с инвертирующим входом этого усилителя резистором R6 установлен переменный резистор R5 любого типа сопротивлением 1 МОм. С его помощью осуществляется подбор максимально допустимого коэффициента усиления регулятора. В данном случае он может изменяться от 3,3 до 10. В качестве C6 автором использован конденсатор типа К73-11.

Если коэффициент усиления П-звена вам уже известен и нет необходимости его подбирать, резистор R5 можно исключить, выбрав номинал резистора R6 таким, чтобы он задавал требуемый коэффициент усиления. При этом, кстати, описываемый ПИ-регулятор можно легко превратить в ПИД-регулятор — достаточно лишь параллельно R6 поставить цепочку из последовательно включенных резистора и конденсатора. Сопротивление упомянутого резистора должно быть в 10 раз меньше сопротивления R6, а емкость конденсатора выбирается таким образом, чтобы постоянная времени дифференциатора (произведение его емкости на сопротивление резистора R6) была в 10 раз меньше постоянной времени интегратора.

Настройка регулятора предельно проста. Не соединяя выход регулятора с нагрузкой, подайте питание и убедитесь в том, что на выводах 3 и 5 микросхемы DA5 присутствуют напряжения -12 и $+12$ В соответственно, на выводах 7 и 4 DA2 — $+9$ и -9 В, а на выходе DA1 — $+5$ В. Установите на место терморезистора R4 обычный резистор сопротивлением от 20 до 30 кОм и сбалансируйте мост подстроечным резистором R2. Замкните выводы конденсатора C6 перемычкой и убедитесь в том, что на выходах DA2 и DA5 будет присутствовать нулевое напряжение.

Далее установите движок резистора R5 в левое по схеме положение. Подстроечным резистором R2 разбалансируйте

мост на 200...300 мВ и проверьте, чтобы на выходе DA2 присутствовало напряжение, по модулю равное этой величине, а на выходе DA5 — в 10 раз большее противоположной полярности. Вращая движок R5, убедитесь в том, что при переводе его в правое по схеме положение напряжение на выходе DA5 уменьшится втрое в сравнении с первоначальным (т. е. с тем, которое соответствовало крайнему левому по схеме положению). Далее проверьте, что при подключении нагрузки сопротивлением 5...10 Ом напряжение на выходе DA5 останется практически неизменным.

На этом настройку терморегулятора можно считать завершенной. Снимите перемычку с конденсатора интегратора C6, верните на место терморезистор, подсоедините к выходу DA5 сфазированный соответствующим образом элемент Пельтье, соединенный с термостабилизируемым объектом. Далее проверьте, что терморезистор R4 находится в хорошем тепловом контакте с объектом, а R5 установлен в крайнее правое по схеме положение. Установите сопротивление подстроечного резистора R2 равным сопротивлению терморезистора R4 при температуре, соответствующей температуре стабилизации, и подайте питание на регулятор. Убедитесь в том, что за промежуток времени, в 5...10 раз больший, чем постоянная времени интегрирования, устройство выходит на режим стабилизации. Далее подберите максимально возможное значение резистора R5, при котором регулятор сохраняет запас устойчивости на уровне 30...60 градусов (критерием этого является выход на режим стабилизации с двумя-тремя перерегулировками температуры относительно стабилизируемого значения).

Можно пойти дальше и еще больше упростить схему. Например, попытаться избавиться от ОУ DA2 (а также от DA3, DA4). Напомню, что DA2 служит для преобразования сигнала с диагонали моста на резисторах R1—R4 в равное ему по модулю напряжение относительно общего провода. Таким образом, если мы сумеем подключить мост так, чтобы точка соединения резисторов R1 и R2 имела нулевое напряжение, необходимость в DA2 (а также в DA3, DA4) отпадет.

Проще всего это можно осуществить, воспользовавшись отдельной обмоткой трансформатора и подсоединив к ней дополнительный диодный мост VD1—VD4 и сглаживающий конденсатор C1 (рис. 3).

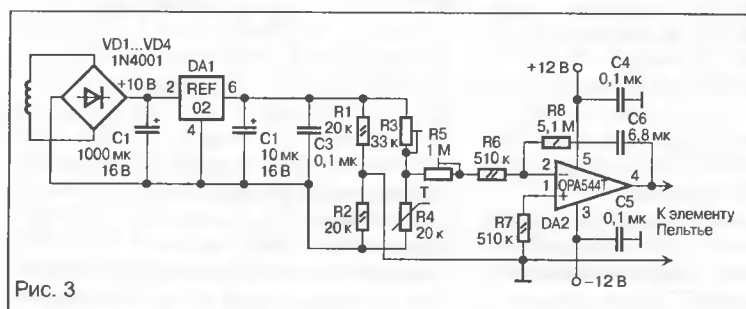


Рис. 3

Точку соединения резисторов R1 и R2 соединим с общим проводом, формируемым узлом питания для OPA544T, а резисторы R3 и R4 — со входными резисторами DA2. Как видите, схема устройства существенно упростилась, в то же время ее точностные характеристики остались без изменений.

Настройка регулятора, выполненного в соответствии с рис. 3, осуществляется аналогично рассмотренному выше.

Если используемый вами трансформатор не имеет свободных обмоток, можно воспользоваться схемой, приведенной на рис. 4.

Здесь на прецизионных интегральных стабилизаторах DA1 и DA2 формируются напряжения +7 и -7 В, и именно между их выходами включаются резисторы моста. Если резисторы R1 и R2 выбрать равными друг другу, то в точке их соединения мы получим нулевое напряжение. Следовательно, их вообще можно исключить, и от моста останутся лишь тер-

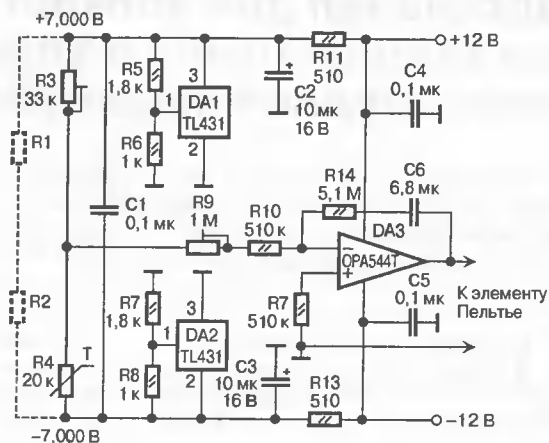


Рис. 4

морезистор R4 и подстроечный резистор R3. Остальные элементы повторяют предыдущие варианты.

Настройка терморегулятора по схеме на рис. 4 осуществляется следующим образом. Подав питание при отключенной нагрузке убедитесь в наличии напряжений +12 и -12 В на соответствующих выводах микросхемы DA3. Далее, подбирая резисторы R5 и R7, установите напряжения на выходах DA1 и DA2, равные +7,000 и -7,000 В, контролируя их при помощи цифрового вольтметра. Затем замкните конденсатор C6, устанавливая вместо терморезистора R4 обычный резистор сопротивлением 20 кОм, и подстроечным резистором R3 добейтесь нулевого напряжения в точке соединения R3 и R4. На выходе DA3 при этом также должен быть 0. После этого подстроечным резистором R3 установите в точке соединения R3 и R4 напряжение, равное 200...500 мВ, на выходе OPA544T при этом должно появиться это же напряжение, инвертированное и усиленное в 3...10 раз.

Установите на место терморезистор R4, уберите перемычку с C6 и подсоединяют к выходу DA3 сфазированный соответствующим образом элемент Пельтье. Движок резистора R3 установите в такое положение, при котором его сопротивление равно сопротивлению терморезистора при выбранной температуре стабилизации. На этом настройка регулятора завершена, нужно лишь подобрать коэффициент усиления пропорционального звена в соответствии с описанным выше критерием.

В завершение еще раз отмечу — описываемые схемы разработаны для случая, когда заранее известны и постоянная времени интегратора (в нашем случае около 30 с), и коэффициент усиления его пропорционального звена (от 3,3 до 10). Если эти величины должны иметь другие значения, вам необходимо соответствующим образом скорректировать номиналы конденсатора интегратора и резисторов, задающих коэффициент усиления П-звена и постоянную времени интегрирования.

Владимир Осипчук,
editor@ dian.ru

Литература:

1. А. Фрунзе. Практика создания ПИ-регуляторов. — Схемотехника, 2001, № 1, с. 4, 5.

1. У. Титце, К. Шенк. Полупроводниковая схемотехника. Справочное руководство. Пер. с нем. — М.: Мир, 1983. — 512 с.

Радиоканал для аппаратуры пропорционального управления с амплитудной манипуляцией

Предлагаемый радиоканал содержит передатчик и приемник для аппаратуры как дискретного, так и пропорционального радиоуправления моделями, работающей с управляющими сигналами в виде прямоугольных импульсов длительностью не менее 0,5 мс.

Отличительными особенностями аппаратуры являются применение интегральной микросхемы в передатчике и использование квазигетеродинного метода обработки сигналов в приемнике, что позволило создать сравнительно компактные устройства. Использование принципа прямого преобразования в приемнике, кроме того, исключило необходимость подбора пары кварцевых резонаторов для приемника и передатчика с нужной разницей частоты, что часто представляет проблему при конструировании подобной аппаратуры. Резонаторы в приемнике и передатчике используются одинаковые и на достаточно «ходовую» частоту.

Передатчик

Микросхема MC2833, представляющая собой маломощный интегральный передатчик с частотной модуляцией, с успехом может быть использована и для работы в режиме амплитудной манипуляции. На рис. 1 приведена схема такого варианта ее включения. Передатчик, благодаря наличию внутреннего стабилизатора, устойчиво работает в диапазоне питающих напряжений 3...9 В при токе потребления соответственно 6...15 мА в режиме немодулированной несущей. Мощность излучения при напряжении питания 5 В составляет около 10 мВт. Частота излучения при использовании кварцевого резонатора, указанного на схеме, — 28 МГц. Амплитуда прямоугольных модулирующих импульсов положительной полярности, подаваемых на вход, может лежать в пределах 3...9 В, их длительность должна быть не менее 0,5 мс.

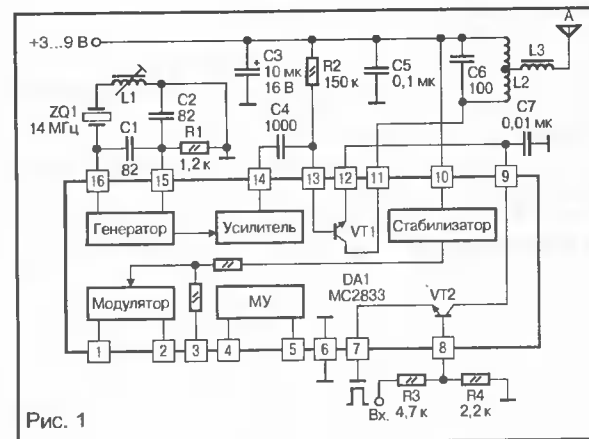


Рис. 1

Работает передатчик следующим образом. Задающий генератор, имеющийся в микросхеме, вырабатывает колебания, частота которых определяется кварцевым резонатором ZQ1. Внутренний частотный модулятор и модулирующий усилитель (МУ) не используются, и в небольших пределах частоту можно подстраивать с помощью сердечника катушки L1. Элементы C1, C2 и R1 обеспечивают требуемый режим работы задающего генератора. Колебания с его выхода, прошедшие буферный усилитель, имеющийся в микросхеме, поступают на ее вывод 14.

Через внешний конденсатор C4 колебания подаются на вывод 13 микросхемы, являющийся базовым выводом транзистора VT1. Этот транзистор используется в качестве выходного усилителя мощности, работающего в режиме удвоения частоты. Резистор R2 обеспечивает требуемый для умножения режим по постоянному току. Вторая гармоника коллекторного тока выделяется с помощью контура C6L2, настроенного на частоту 28 МГц. Дроссель L3 играет роль удлинительной катушки и предназначен для компенсации емкостного сопротивления укороченной антенны. Амплитудная манипуляция обеспечивается ключевым транзистором VT2, включенным в эмиттерную цепь усилителя-удвоителя. Управляющий сигнал в виде прямоугольных импульсов подается на вход передатчика с шифратора аппаратуры.

Все конденсаторы, кроме C3, должны быть керамическими. C3 — оксидный любого типа на напряжение не менее 10 В. Резисторы — типа МЛТ-0,125 или им подобные. Катушка L1 содержит 30 витков провода диаметром 0,12 мм и намотана на каркасе диаметром 5...6 мм с подстроечным сердечником из карбонильного железа. Катушку желательно поместить в экран.

Катушка выходного контура L2 бескаркасная и наматывается на оправке диаметром 6 мм. Катушка содержит десять витков провода диаметром 0,7...0,8 мм, при этом отвод делается от середины. Дроссель L3 — стандартный ДМ индуктивностью 4...6 мкГн. В качестве ан-

тенны передатчика можно использовать любую штыревую антенну длиной 30...80 см. Источник питания должен быть рассчитан на номинальный ток не менее 20 мА, тогда его емкости хватит на несколько часов непрерывной работы.

Печатная плата выполняется из двухсторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1...1,5 мм. Со стороны установки деталей фольга сохраняется полностью, играя роль общего провода. Отверстия под выводы деталей, не соединяемых с корпусом, с этой стороны раззенковывают. Чертеж печатной платы со стороны соединений приведен на рис. 2. Выводы конденсаторов C2 и C7, соединенные с общим проводом, необходимо пропаять с обеих сторон платы. Неиспользуемые выводы микросхемы необходимо оставить свободными.

Убедившись в правильности монтажа, подключите питание и проконтролируйте наличие высокочастотных (14 МГц) колебаний амплитудой около 200 мВ на выводе 14 микросхемы. Отсутствие ко-

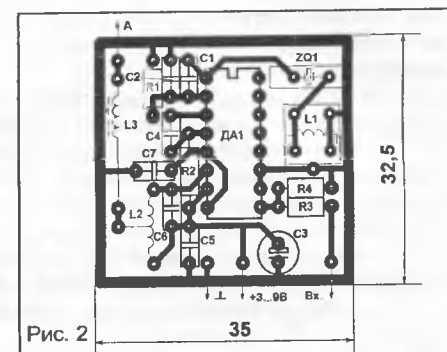


Рис. 2

лебаний свидетельствует о неисправности резонатора или микросхемы.

При наличии частотомера сердечником катушки L1 установите частоту, равной точно 14 МГц. Если даже при вывернутом сердечнике частота остается меньше необходимой (индуктивность включенная последовательно с резонатором снижает его резонансную частоту), следует вместо катушки впасть подстроечный конденсатор емкостью 4...30 пФ.

Далее необходимо временно подключить вход модуляции к плюсу источника питания, обеспечив тем самым работу выходного каскада передатчика. К щупам осциллографа следует подсоединить отрезок изолированного провода длиной 7...10 см, предварительно обмотав им антенну передатчика (3...4 витка). На экране должны наблюдаться колебания частоты 28 МГц. Естественно имеется ввиду, что полоса пропускания осциллографа позволяет наблюдать колебания такой частоты. Сжимая или растягивая витки катушки L2 добиться максимума амплитуды наблюдаемых колебаний.

В заключение необходимо проконтролировать ток, потребляемый передатчиком. При напряжении питания 5 В ток должен лежать в пределах 8...10 мА.

Приемник

Чувствительность приемника при отношении сигнал/шум, равном 10, не хуже 1 мкВ (10 мкВ без УРЧ). Амплитуда положительных выходных импульсов — не менее 200 мВ (Вых. 1). Эффективная АРУ обеспечивает изменение этого сигнала в пределах 200...400 мВ при изменении входного напряжения в пределах 0,5...2500 мкВ. Напряжение питания — 5...6 В при токе потребления не более 7,5 мА (без УРЧ — 5 мА). Для согласования с цифровой частью аппаратуры на выходе приемника предусмотрена установка компаратора. Выходной сигнал компаратора представляет собой отрицательные прямоугольные импульсы стандартной амплитуды, практически равной напряжению питания.

Принципиальная схема приемника приведена на рис. 3. Она очень похожа на схему приемника прямого преобразования, но, по сути, представляет собой супергетеродин с очень низкой промежуточной частотой (8...10 кГц). Принимаемый сигнал через входной контур поступает на вход усилителя радиочастоты, собранный на транзисторе VT1. Постоянное напряжение на втором затворе управляет коэффициентом усиления транзистора и выбрано таким, при котором УРЧ имеет максимальное усиление (порядка 10), не приводящее еще к самовозбуждению.

Усиленный входной сигнал поступает на традиционный для многих прием-

статочный для выделения их огибающей (рис. 4, б).

При желании УРЧ можно из схемы исключить, изъяв детали C1, C2, C4, C5, R1, R2, R4, L1, VT1. В этом случае верхнюю по схеме точку соединения диодов VD1, VD2 необходимо подключить непосредственно ко входному контуру (точка соединения C3 и L1). Чувствительность при этом ухудшится до 10 мкВ.

Фильтр нижних частот C9R3C6 подавляет побочные продукты преобразования и препятствует просачиванию напряжения гетеродина в последующие каскады. Сигнал с его выхода поступает на микросхему DA1, выполняющую

в каскаде, а значит и его коэффициент усиления. Продетектированный сигнал снимается с вывода 9 микросхемы, его постоянная составляющая управляет коэффициентом усиления предварительного каскада.

Продетектированный сигнал, прошедший фильтр нижних частот R9C20 (вых. 1), имеет вид, изображенный на рис. 4, б. Его амплитуда может лежать в пределах 0,2...0,4 В при синусоидальной огибающей и до 3 В при огибающей в виде коротких прямоугольных импульсов. Последнее обстоятельство обусловлено тем, что эффективность АРУ различна при непрерывной и импульсной огибающих.

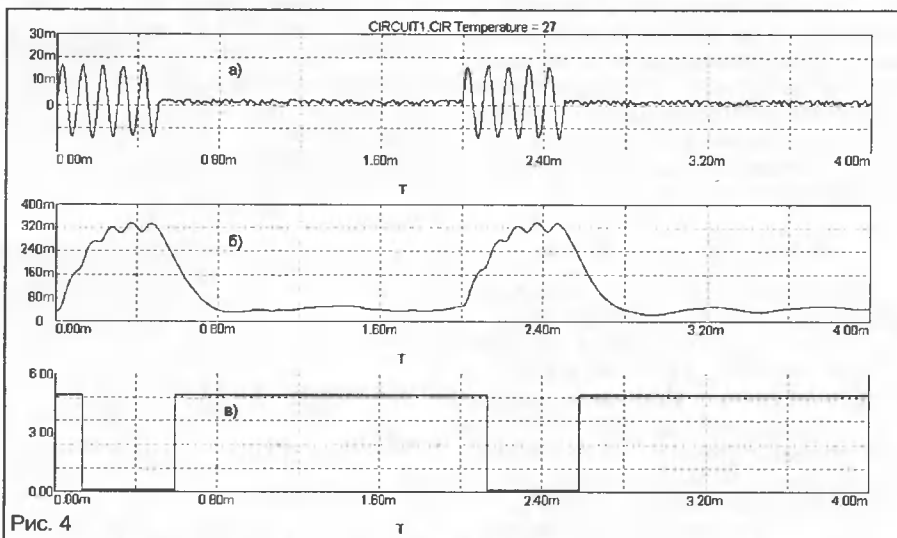


Рис. 4

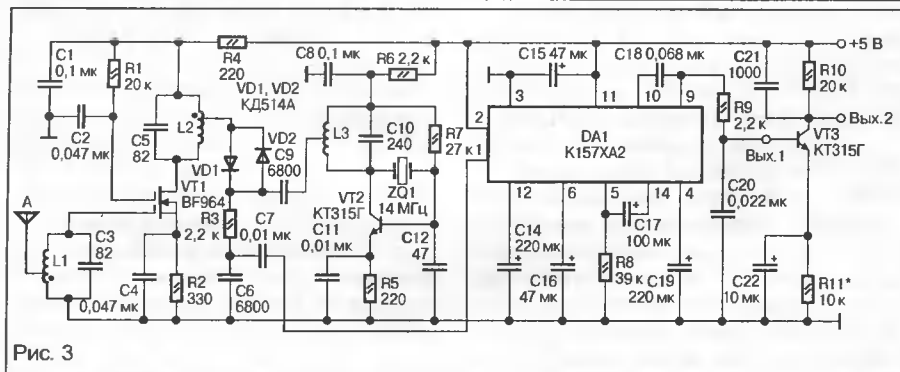


Рис. 3

ников прямого преобразования смеситель на встречно-параллельных диодах VD1, VD2. На другой вход смесителя через конденсатор C9 подается опорное напряжение частотой 14 МГц с гетеродина, собранного на транзисторе VT2 и стабилизированного кварцевым резонатором. Используемый смеситель, как известно из [1], осуществляет преобразование на второй гармонике гетеродинного напряжения. Частоты кварцевых генераторов в передатчике и приемнике сдвинуты в противоположные стороны таким образом, чтобы на выходе смесителя выделялась разностная частота, лежащая в диапазоне 8...10 кГц. При минимальной длительности модулирующего импульса $t = 0,5$ мс, полезный сигнал на выходе смесителя содержит 4...5 периодов частоты заполнения (рис. 4, а), чего вполне до-

функции усилителя разностной частоты и детектора огибающей.

Первые два транзистора в этой микросхеме образуют предварительный усилитель с регулируемым коэффициентом усиления. Питание на него подается через эмиттерный повторитель встроенной системы АРУ и может изменяться в диапазоне 2,3...1,4 В в зависимости от амплитуды входного сигнала. Изменяющийся в результате коэффициент усиления обеспечивает в приемнике эффективную АРУ.

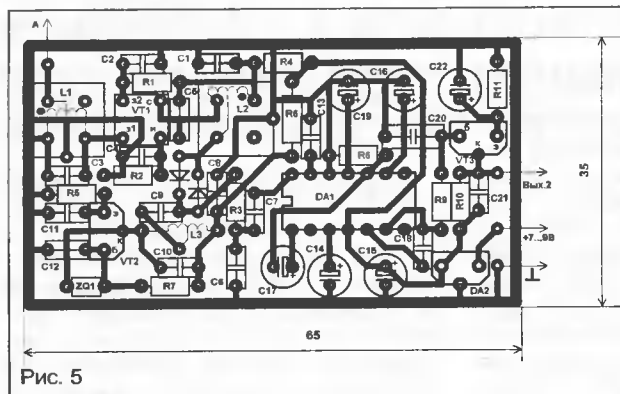
Через конденсатор C17 сигнал поступает на основной усилитель, собранный по дифференциальной схеме. Внешний резистор R8 задает режим работы усилителя по постоянному току. К выводу 4 микросхемы подключен конденсатор C19, определяющий глубину отрицательной обратной связи по переменному току

Для преобразования выходных сигналов приемника в уровни, необходимые для нормальной работы цифровой части аппаратуры, на транзисторе VT3 собран компаратор напряжения, порог срабатывания которого регулируется подбором номинала резистора R11. Выходной сигнал компаратора (вых. 2) изображен на рис. 4, в.

Устройство можно использовать и для приема аналогового сигнала, например, в связной радиостанции или аппаратуре дискретного управления. В этом случае сигнал снимается с Вых. 1, а каскад на транзисторе VT3 из схемы исключается.

Печатная плата приемника и размещение на ней деталей изображены на рис. 5. На плате предусмотрено место для стабилизатора напряжения на 5 В KP1170EH5 (DA2), отсутствующего на принципиальной схеме. Его устанавливают, если в других блоках аппаратуры отсутствует стабилизированный источник соответствующего напряжения.

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



Кварцевые резонаторы в передатчике и приемнике желательно применить одинаковые на 14 МГц. В этом случае легко будет добиться их взаимной расстройки, обеспечивающей разностную частоту на выходе смесителя 8...10 кГц. Можно применить любую пару резонаторов при условии, что будет выполнено равенство

$$\Delta f = |f_{\text{прд}} - 2f_{\text{гет}}| = 8...25 \text{ кГц}.$$

Необходимо только помнить, что разрешенными для передатчика являются частоты ($f_{\text{прд}}$), лежащие в интервалах 28...28,2 МГц и $27,12 \text{ МГц} \pm 0,6\% \approx 26,96...27,28 \text{ МГц}$. Испытания показали, что наибольший уровень сигнала на выходе микросхемы DA1 при значениях номиналов элементов, указанных на схеме, получается при $\Delta f = 20 \text{ кГц}$.

Диоды смесителя VD1, VD2 КД514А можно заменить на КД503А с некоторой потерей чувствительности (примерно в полтора раза). Полевой двухзатворный транзистор BF964 заменяется на отечественные серий КП306, КП350, КП327 с любым буквенным индексом. С изменением рисунка печатной платы можно установить и любой другой УРЧ по одной из схем, широко представленных в радиолюбительской литературе. Если не требуется дальность действия аппаратуры больше 20...30 м, УРЧ из схемы можно исключить так, как это говорилось выше.

Транзисторы VT2, VT3 могут быть серий КТ315 или КТ3102 с любыми буквенными индексами.

Оксидные конденсаторы любого типа на напряжение не менее 6,3 В. Остальные конденсаторы использовались импортные дисковые керамические. Их можно заменить на отечественные, например, КМ-6, но при этом может потребоваться увеличение установочных размеров на печатной плате.

Все резисторы — МЛТ-0,125 или им аналогичные. Микросхема К157ХА2 может быть заменена на К237ХА2 при изменении рисунка печатной платы.

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

После проверки правильности монтажа нужно временно впаять вместо резистора R6 подстроечный на 10 кОм. Подключить источник питания с напряжением 5...6 В, при котором приемник будет эксплуатироваться, и убедиться, что гетеро-

дин возбуждается. Для этого, контролируя осциллографом напряжение на среднем выводе катушки L3, вращением оси подстроечного резистора надо получить на экране высокочастотные колебания частоты 14 МГц.

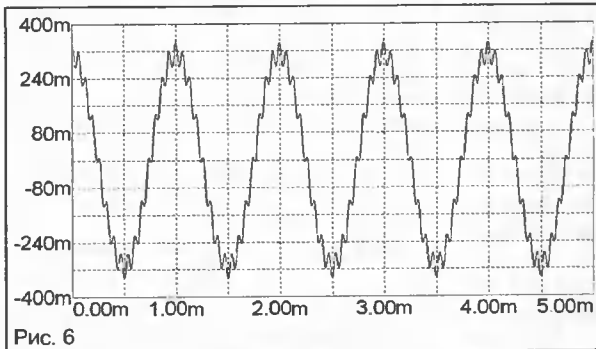
Переключить осциллограф на вывод 14 микросхемы DA1 и отключить временно АРУ, замкнув вывод 6 микросхемы на общий провод. Подключив ко входу приемника через конденсатор емкостью не менее 0,01 мкФ генератор стандартных сигналов, установить на его выходе немодулированное напряжение, амплитудой 100 мкВ и частотой 28 МГц. Изменяя частоту генератора в

может быть наложено колебание разностной частоты 8...10 кГц, амплитуда которого не должна составлять более 10% от основного колебания (рис. 6). Уменьшая уровень входного сигнала и подстраивая, при необходимости, входные контуры, следует убедиться, что чувствительность приемника не хуже 1 мкВ. Затем нужно припаять вывод базы транзистора VT3 на место.

Настройка компаратора сводится к подбору сопротивления резистора R11. Лучше всего временно заменить его на подстроечный 15 кОм. Перед включением установить максимальное значение сопротивления этого резистора и после включения приемника, контролируя осциллографом сигнал на Вых. 2, уменьшать его сопротивление до тех пор, пока у наблюдаемых на экране импульсов длительность не станет в два раза меньше паузы. Уровень сигнала с выхода ге-

нератора при этом должен быть установлен порядка 3...5 мкВ. Измерив сопротивление подстроечного резистора, впаять в плату постоянный резистор ближайшего номинала.

Еще лучше настраивать приемник по сигналам передатчика, с которым предполагается совместная работа. Передатчик, включенный в режиме амплитудной манипуляции



небольших пределах около 28 МГц, необходимо добиться на экране колебаний разностной частоты 8...10 кГц. Сердечниками катушек L1, L2 следует настроить контуры в резонанс по максимуму амплитуды наблюдаемых колебаний.

Коэффициент усиления настраиваемой части приемника существенно зависит от амплитуды гетеродинного напряжения, подаваемого на смеситель. Для ее оптимизации необходимо изменить амплитуду гетеродинного напряжения с помощью подстроечного резистора, добиваясь максимального размаха наблюдаемых на экране осциллографа колебаний. Затем следует измерить сопротивление подстроечного резистора и на его место впаять постоянный, соответствующего номинала. Правильно настроенный приемник должен обеспечивать на выводе 14 напряжение разностной частоты 12...15 мВ при входном напряжении с генератора стандартных сигналов, равном 10 мкВ.

Далее следует убрать перемычку, блокировавшую работу схемы АРУ и переключить осциллограф на Вых. 1 приемника. После этого надо отключить временно базу транзистора VT3 от этой точки. На генераторе стандартных сигналов включить режим амплитудной модуляции и установить ее глубину 90 %. Уровень выходного сигнала — 100 мкВ. На экране осциллографа должны наблюдаться синусоидальные колебания частотой 1 кГц и амплитудой 300...400 мВ. На наблюдаемую кривую

прямоугольными импульсами, надо установить без антенны на расстоянии 2...3 м от приемника. Подстраивая частоту передатчика с помощью катушки, включенной последовательно с кварцевым резонатором, следует добиться на выводе 14 микросхемы сигнала, аналогичного изображенному на рис. 4, а. В пределах прямоугольного импульса длительностью 0,5 мс должно уместиться от 5 до 10 периодов синусоидального заполнения. Если с помощью упомянутой катушки не удастся уложиться в рекомендуемый диапазон, можно дополнительно попробовать изменить частоту гетеродина в приемнике, подбирая емкость конденсатора C10. Максимумы амплитуды наблюдаемых синусоидальных импульсов необходимо добиваться аналогично тому, как это рекомендовано при настройке с помощью ГСС.

Форма импульсов на Вых. 1 должна соответствовать изображенной на рис. 4, б (при отключенной базе VT3). Амплитуда этих импульсов, как и предыдущих, может существенно отличаться от значений, приведенных на осциллограммах, поскольку она существенно зависит от расстояния между передатчиком и приемником.

Владимир Днищенко,
m408@rbcmail.ru

Литература:

1. В. Т. Поляков. Радиолюбителям о технике прямого преобразования. — М.: «Патриот», 1990 г.

Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах серии TOP22х

При расчете импульсных обратноходовых преобразователей существует несколько параметров, выбор которых производится на основании личного опыта разработчика, а также возможностей использования тех или иных комплектующих и компромисса между, скажем, габаритами и КПД или рассеянием мощности на трансформаторе и ключевом элементе. Расчет преобразователей на микросхемах серии TOP22х их изготовитель упростил, однозначно задав некоторые параметры.

Прежде всего, к ним относится частота преобразования $f_s = 100$ кГц, полностью определяемая микросхемой. Вторым параметром — упоминавшееся выше суммарное напряжение U_{OR} на нагрузке U_{OUT} и диоде U_{VD1} , приведенное к первичной обмотке, оно должно составлять 135 В. Третий параметр — K_{RP} — отношение приращения тока первичной обмотки I_R к пиковому значению тока через нее I_P для наиболее тяжелого режима работы, равное 0,6.

Данных табл. 2 и 3 и значения $U_{OR} = 135$ В достаточно для расчета трансформатора и выбора других элементов преобразователя. По этим данным можно спроектировать и построить надежное устройство с близким к указанному на рис. 10 или 11 значением КПД, может быть, несколько неоптимальное по габаритам. Однако попробуем провести более точный расчет для конкретных значений U_{OUT} , I_{OUT} , минимального и максимального напряжения сети $U_{C\min}$ и $U_{C\max}$ [3]. При этом примем рекомендацию [2] по установке сглаживающего конденсатора выпрямителя сетевого напряжения C_{IN} емкостью в микрофарадах, примерно равной выходной мощности в ваттах. Из конструктивных соображений используем два параллельно соединенных конденсатора емкостью 33 мкФ, т. е. $C_{IN} = 66$ мкФ.

Пусть допуск на напряжение сети 220 В составит +15 и -20 %, тогда $U_{C\min} = 176$ В, $U_{C\max} = 253$ В. Минимальное напряжение на конденсаторе фильтра можно рассчитать по формуле:

$$U_{\min} = \sqrt{2(U_{C\min})^2 - 14000 \times P_{OUT} / (\eta C_{IN})} =$$

$$= \sqrt{2 \times 176^2 - 14000 \times 72 / (0,84 \times 66)} = 209 \text{ В},$$

где h — ожидаемый коэффициент полезного действия преобразователя, оцененный выше и составляющий 0,84. Мощность P_{OUT} — в ваттах, емкость C_{IN} — в микрофарадах.

Эта формула получена из соответствующей формулы в [3] подстановкой частоты сети 50 Гц и типового времени зарядки конденсатора 3 мс.

Максимальное напряжение на конденсаторе фильтра составит

$$U_{\max} = \sqrt{2} U_{C\max} = \sqrt{2} \times 253 = 358 \text{ В}.$$

Выбираем рабочее напряжение конденсатора равным 400 В.

Максимальный коэффициент заполнения $D_{\max}$ определяется по следующей формуле:

$$D_{\max} = U_{OR} / (U_{OR} + U_{\min} - U_{DS}) = 135 / (135 + 209 - 10) = 0,404,$$

где U_{DS} — среднее падение напряжения сток-исток мощного полевого транзистора микросхемы во включенном состоянии, ориентировочно принимаемое равным 10 В [3].

Вычислим среднее значение выпрямленного потребляемого тока I_{AVG} :

$$I_{AVG} = P_{OUT} / (\eta U_{\min}) = 72 / (0,84 \times 209) = 0,41 \text{ А}.$$

Пиковое значение тока:

$$I_P = I_{AVG} / [(1 - K_{RP}/2) \times D_{\max}] = 0,41 / [(1 - 0,6/2) \times 0,404] = 1,45 \text{ А}.$$

Минимальное значение тока ограничения микросхемы I_{LIMIT} должно превышать полученное значение пикового тока. Сопоставление величины $I_{\text{LIMIT}} = 1,8$ А для TOP225Y из табл. 1 и значения $I_P = 1,45$ А подтверждает правильность выбора микросхемы.

Приращение тока первичной обмотки составит:

$$I_R = I_P \times K_{RP} = 1,45 \times 0,6 = 0,87 \text{ А}.$$

Эффективное значение тока первичной обмотки:

$$I_{RMS} = I_P \sqrt{D_{\max} (K_{RP}^2/3 - K_{RP} + 1)} =$$

$$= 1,45 \sqrt{0,404(0,6^2/3 - 0,6 + 1)} = 0,65 \text{ А}.$$

Определим мощность, рассеиваемую микросхемой:

$$P = I_{RMS}^2 R_{DS(ON)} = 0,65^2 \times 7,5 = 3,17 \text{ Вт},$$

что согласуется с оценкой, сделанной по рис. 10.

Для расчета минимальной индуктивности $L1$ первичной обмотки трансформатора необходим коэффициент Z , определяющий соотношение потерь во вторичной цепи к полным потерям. Обычно его считают равным 0,5, полагая, что потери в первичной и вторичной цепях равны между собой.

$$L1 = 10^6 P_{OUT} / [I_P^2 \times K_{RP} (1 - K_{RP}/2) \times f_s] \times [Z \times (1 - \eta) + \eta] / \eta =$$

$$= 10^6 \times 72 / [1,45^2 \times 0,6(1 - 0,6/2) \times 10^5] \times [0,5 \times (1 - 0,84) + 0,84] / 0,84 = 893 \text{ мкГн}.$$

Сопоставляя полученную величину с рекомендованной в табл. 2 индуктивностью, можно сделать вывод, что приведенные в этой таблице значения индуктивности даны с запасом, гарантирующим нормальную работу преобразователя для любых значений выходного напряжения в диапазоне 5...12 В, при которых КПД будет меньше, чем при 14,4 В, для которого сделан наш расчет. Кроме того, это означает, что если не удастся сделать обмотку точно с той индуктивностью, которая получена по расчету, можно ее увеличить, по крайней мере, до табличной величины. Это очень удобно, поскольку сделать трансформатор с точно заданными коэффициентом трансформации и индуктивностью первичной обмотки, не регулируя зазор в сердечнике, практически невозможно.

Еще одним параметром для расчета трансформатора является ток насыщения I_{SAT} первичной обмотки. Необходимым требованием к трансформатору является то, что его сердечник не должен насыщаться при всех режимах работы, в том числе и аварийном. В аварийном режиме ток через ключевой транзистор микросхемы, при котором проис-

ходит его закрывание, ограничен значением $I_{\text{ЛИМТ}}$ (табл. 1). Из табл. 1 следует взять максимальную величину, в данном случае это 2,2 А. Теперь становится понятным, почему нежелательно применять более мощную микросхему — для TOP226Y трансформатор без насыщения должен выдерживать ток 2,75 А, а для TOP227Y — 3,3 А.

И наконец, можно приступить к расчету трансформатора.

Трансформаторы для импульсных обратных преобразователей напряжения наматывают на ферритовых Ш-образных и чашечных сердечниках с зазором, на кольцевых сердечниках из магнитодиэлектрика марки МП140 и МП160, а также на кольцевых сердечниках из феррита, вводя в них воздушный зазор. Автор выбрал для изготовления преобразователя последний вариант как наиболее доступный.

В соответствии с [4]:

$$I^2 L = I_{\text{ЛИМТ}}^2 L_1 = 2,2^2 \times 893 = 4320.$$

Здесь для $I_{\text{ЛИМТ}}$ берется максимальная величина из табл. 1. Из имевшихся у автора сердечников в наибольшей степени подходили два сложенных кольца типоразмера К31 × 18,5 × 7 из феррита М2000НМ-17 с зазором 1,5 мм. Зазор в кольце был выполнен при помощи алмазного «полотна» в виде проволоки, в которую впрессован алмазный порошок. Для такого зазора и кольца высотой 14 мм коэффициент индуктивности по таблице из [4] составляет $A_L = 0,126$. Рассчитаем число витков первичной обмотки:

$$N_1 = \sqrt{L_1/A_L} = \sqrt{893/0,126} = 84.$$

Максимально допустимый ток через такую обмотку составит:

$$I_{\text{МАХ}} = \sqrt{I^2/L_1} = \sqrt{5226/893} = 2,42 \text{ А.}$$

При склейке эпоксидным клеем с наполнителем из талька в зазор колец была вложена прокладка из стеклотекстолита. После полимеризации клея его наплывы были удалены, а острые грани колец сглажены. Сердечник был обмотан в два слоя тонкой фторопластовой лентой. Пробная намотка десяти витков дала значение индуктивности, измеренное прибором, описанным в [5], равное 13,8 мкГн, откуда $A_L = 0,138$, что несколько более расчетной величины. Ошибка составляет менее 10 %, что вполне можно объяснить неточностью определения ширины зазора.

Необходимое число витков для получения индуктивности 893 мкГн составляет

$$N_1 = \sqrt{893/0,138} = 80,4,$$

а для 1166 мкГн — 92 витка. Это и есть диапазон допустимого числа витков первичной обмотки.

Коэффициент трансформации определим по формуле:

$$k = N_1/N_2 = U_{\text{ОР}}/(U_{\text{ОУТ}} + U_{\text{ВД1}}) = 135/(14,4 + 0,6) = 9,$$

где $U_{\text{ВД1}} = 0,6 \text{ В}$ — падение напряжения на выпрямительном диоде вторичной цепи.

Поскольку каждая обмотка трансформатора может содержать только целое число витков, возможны два варианта их выполнения: $N_1 = 81$, $N_2 = 9$ или $N_1 = 90$, $N_2 = 10$. Автор выбрал второй вариант, хотя не исключается намотка и по первому. Индуктивность первичной обмотки составила 1118 мкГн.

Что изменится в работе преобразователя из-за такого отклонения индуктивности от расчетного значения в сторону увеличения? На графиках (рис. 14) показаны зависимости индуктивности первичной обмотки и пикового значения тока от значения $K_{\text{РР}}$. По ним можно сделать вывод, что увеличение индуктивности до 1118 мкГн вызовет уменьшение $K_{\text{РР}}$ до величины 0,52 и пикового значения тока — до 1,35 А. Это

несколько уменьшит потери в микросхеме, но увеличит (за счет увеличения числа витков) потери в трансформаторе. Кроме того, использование трансформатора с индуктивностью первичной обмотки 1118 мкГн позволит установить в преобразователь более дешевую микросхему TOP224Y, так как минимальное значение ее тока ограничения как раз составляет 1,35 А. При такой замене, как следует из рис. 10, можно ожидать уменьшения КПД преобразователя примерно на 2 %.

В руководстве [3] рассмотрена возможность увеличения значения $K_{\text{РР}}$ вплоть до 1 (переход в режим прерывистого магнитного потока). Как видно из графиков, приведенных на рис. 14, при увеличении $K_{\text{РР}}$ увеличивается пиковое значение тока через первичную обмотку трансформатора I_p , поэтому ограничением является достижение I_p минимального

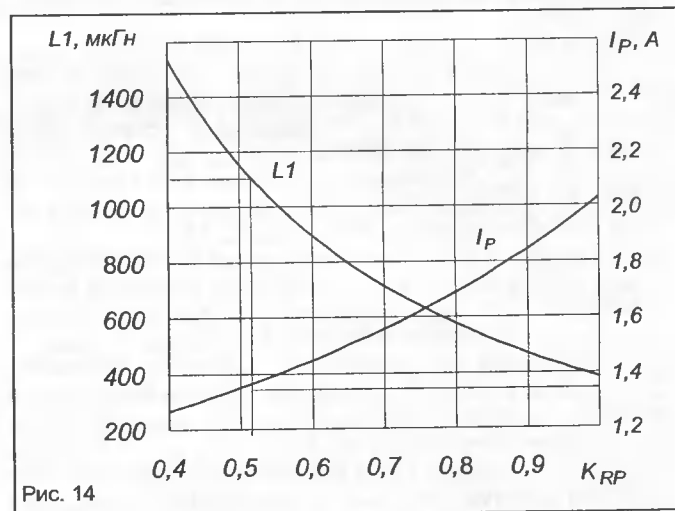


Рис. 14

значения $I_{\text{ЛИМТ}}$ выбранной микросхемы с запасом в 10 %. Для микросхемы TOP225Y это составляет $0,9 \times 1,8 = 1,62 \text{ А}$, а соответствующие значения $K_{\text{РР}}$ и L_1 могут быть найдены по графикам рис. 14 — $K_{\text{РР}} = 0,75$, $L_1 = 640 \text{ мкГн}$. Для получения такой индуктивности первичная обмотка должна содержать 68 витков, а при коэффициенте трансформации $k = 9$ число витков вторичной обмотки $N_1/k = 7,6$ витка. Округляя вверх число витков вторичной обмотки N_2 до 8, получим $N_1 = 72$. Это еще один вариант выполнения трансформатора.

При изготовлении трансформатора или при подборе готового может возникнуть ситуация, когда по каким-либо причинам нельзя точно выдержать необходимый коэффициент трансформации k . Рассмотрим, на что влияет отклонение k от расчетной величины. Прежде всего, при заданном выходном напряжении пропорционально k меняется $U_{\text{ОР}}$ (для рассматриваемого преобразователя при $k = 8; 9; 10$ значение $U_{\text{ОР}}$ составляет 120, 135 и 150 В). Это приводит к изменению других рассчитываемых величин — необходимая индуктивность L_1 первичной обмотки будет равна 774, 893 и 1011 мкГн, пиковое значение тока — 1,58, 1,45 и 1,36 А соответственно. Существенно влияние k оказывает на требуемое обратное напряжение выпрямительного диода $U_{\text{ВД5}}$ вторичной цепи, которое будет равно 58,5, 53,6 и 49,7 В. Как видно из приведенных данных, увеличение k повышает $U_{\text{ОР}}$, что снижает надежность преобразователя, а уменьшение k требует установки выпрямительного диода с большим обратным напряжением. Поэтому не следует сильно отклоняться от расчетного значения k , по крайней мере, в сторону увеличения.

Диаметр провода первичной обмотки трансформатора на кольцевом сердечнике обычно выбирают таким, чтобы намотать ее в один слой. Оценим необходимый внешний диаметр провода обмотки. Длина намотки по внутренней стороне кольца (диаметр $d_{\text{МИН}} = 18,5 \text{ мм}$) с учетом толщины изоляции $a = 0,15 \text{ мм}$ составит:

$$\pi(d_{\text{МИН}} - 2a) = 3,14(18,5 - 0,3) = 57 \text{ мм.}$$

При $N_1 = 90$ диаметр провода по изоляции около $57/90 = 0,63$ мм. Реально удалось намотать обмотку проводом ПЭШО-0,45. Эффективная плотность тока в проводе первичной обмотки составила:

$$I_{RMS}/S_{провод} = 0,65/(3,14 \times 0,45^2/4) = 4,1 \text{ А/мм}^2,$$

что, как показал проведенный ниже расчет потерь, оказалось вполне приемлемой величиной. На первый и последний виток и выводы первичной обмотки, импульсное напряжение между которыми составляет около 350 В, были одеты отрезки фторопластовой трубки, закрепленные нитками.

Ток насыщения был проверен при помощи приставки, описанной в [4], и составил 2,6 А, что превышает с запасом необходимое значение 2,2 А.

Первичная обмотка от вторичных была изолирована двумя слоями фторопластовой ленты.

Измеренное прибором [6] сопротивление первичной обмотки r_1 составило 0,435 Ом — это почти вдвое больше типового значения, указанного в табл. 2.

Оценим мощность P_1 , теряемую на активном сопротивлении r_1 первичной обмотки:

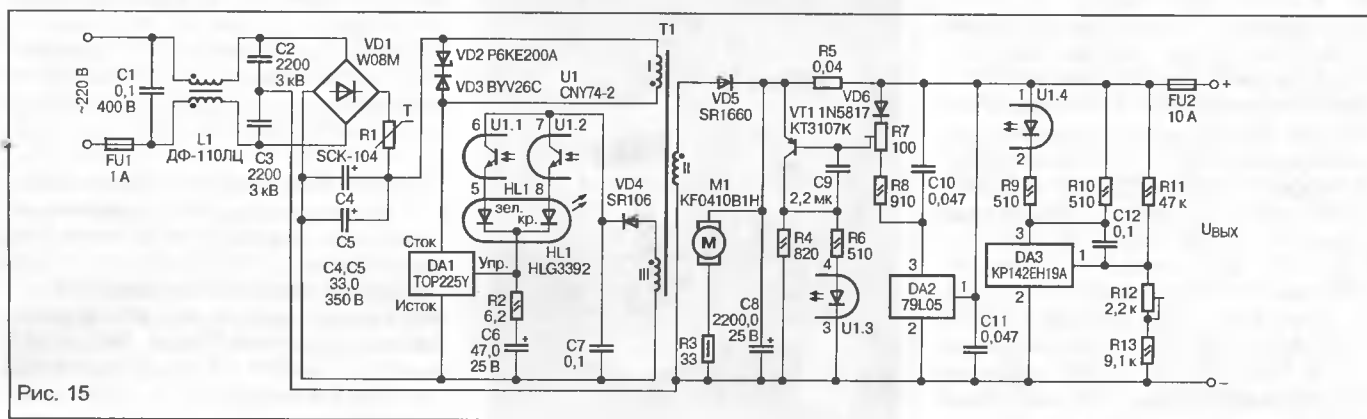


Рис. 15

$$P_1 = I_{RMS}^2 \times r_1 = 0,65^2 \times 0,435 = 0,18 \text{ Вт.}$$

Этим значением вполне можно пренебречь.

Для того чтобы потери во вторичной обмотке были того же порядка, что и в первичной («равнопрочный» трансформатор), сечение ее проводников в первом приближении должно быть больше во столько раз, во сколько раз число витков вторичной обмотки меньше, чем первичной. Поэтому обмотка II, содержащая 10 витков, была намотана в 12 проводов ПЭШО-0,38, и ее сопротивление составило 7 мОм.

Суммарная индуктивность рассеяния первичной обмотки и приведенной к ней вторичной была измерена при замыкании вторичной обмотки и составила 10,9 мкГн. Если предположить, что доля первичной обмотки в этой величине составляет 50 %, то ее индуктивность рассеяния L_{1s} будет около 5,5 мкГн, что в 3,3 раза меньше соответствующей. Такое различие объясняется тем, что табл. 2 соответствует намотке на чашечных сердечниках, для которых, несмотря на секционирование первичной обмотки, индуктивность рассеяния получается существенно больше, чем при намотке на кольцевых. Уменьшение индуктивности рассеяния очень полезно, поскольку это уменьшает мощность, рассеиваемую в цепочке, демпфирующей выбросы на этой индуктивности. Эту мощность можно оценить по формуле:

$$P_s = f_s \times I_p^2 \times L_{1s}/2 = 10^5 \times 1,45^2 \times 5,5 \times 10^{-6}/2 = 0,58 \text{ Вт.}$$

Реально из-за влияния различных факторов мощность несколько меньше, но очевидно, что потери в демпфирующей цепи при намотке на чашечном сердечнике вносят существенную долю в общие потери и заметно влияют на КПД. Отметим также, что вторичную обмотку следует наматывать «распушенным» жгутом проводов, при этом индуктивность

рассеяния получается заметно меньше из-за более тесной связи первичной и вторичной обмоток. В данном случае, при намотке вторичной обмотки скрученным жгутом она возросла в 1,6 раза.

Обмотка III должна, как указывалось выше, обеспечивать на выходе выпрямителя напряжение U_3 около 12 В. Она намотана проводом МГТФ-0,07 и содержит 9 витков, уложенных между витками обмотки II.

Трансформатор изготовлен, далее можно перейти к расчету и выбору остальных элементов преобразователя, полная схема которого приведена на рис. 15.

Рассмотрим эту схему. Конденсаторы C1—C3 и двухобмоточный дроссель L1 представляют собой стандартный фильтр от цветного телевизора с импульсным блоком питания. Элементы фильтра взяты от разобранного телевизора, C1 — K73-17, а C2, C3 — K15-5. Выпрямительный мост [7] на ток 1,5 А и напряжение 800 В отличается малыми габаритами, низкой ценой и с большим запасом обеспечивает работу в данном выпрямителе. Импульсное значение тока для этого моста равно 50 А, поэтому ограничительный терморезистор R1 выбран с сопротивлением в холодном состоянии 10 Ом. В этом случае импульсный ток в момент

включения не превышает $U_{MAX}/R_1 = 358/10 = 35,8$ А. Следует помнить, особенно при настройке, что для повторного включения преобразователя необходимо выждать некоторое время, необходимое для остывания терморезистора.

Конденсаторы C4 и C5 на напряжение 350 В (что несколько меньше U_{MAX}) — импортные, фирмы Тес диаметром 13 мм.

Выбор стабилизатора VD2 определен указанным изготовителем микросхем серии TOP22х напряжением $U_{CLM} = 200$ В и рассчитанной выше мощностью рассеяния демпфирующей цепи. Использован рекомендованный в [3] защитный диод P6KE200A фирмы Motorola, имеющий необходимое напряжение стабилизации и допускающий постоянную рассеиваемую мощность 5 Вт при диаметре пластмассового корпуса 3,5 мм и длине 8,5 мм. При этом температура его выводов не должна превышать 75 °С, а температура кристалла может достигать 175 °С. В данном преобразователе его можно заменить на два последовательно включенных стабилизатора KC600A.

Сергей Бирюков,
editor@dian.ru

Окончание следует

Литература:

3. TOPSwitch-II Flyback. Design Methodology. Application Note AN-16. <www.powerint.com>.
4. С. Бирюков. Дроссели для импульсных источников питания на ферритовых кольцах. — Схемотехника, 2002, №6, с. 4—7.
5. С. Бирюков. Цифровой измеритель RCL. — Радио, 1996, №3, с. 38—41, 2001, №5, с. 44.
6. С. Бирюков. Простой цифровой мегомметр. — Радио, 1998, №3, с. 32.
7. С. Бирюков. Зарубежные выпрямительные диоды и мосты. — Радио, 1998, №10, с. 82—84.

Блок питания для ручных приборов с применением микросхем фирмы Maxim

Часто портативные устройства рассчитаны на питание как от сетевого малогабаритного источника питания (адаптера), так и от внутренних аккумуляторных батарей (АБ). Радиохобби при проектировании электронного прибора с батарейным питанием может столкнуться с некоторыми проблемами. Например, блок питания должен обеспечивать быструю и безопасную зарядку АБ с точным контролем степени их заряженности, стабилизацию выходного напряжения и осуществлять эффективное переключение питания между батареями и внешним источником. В этой статье описан блок питания (БП) для ручного прибора (РП), отвечающий указанным требованиям.

Идет время, изменяются понятия и предметы, которые считались незыблемыми. Еще недавно электронно-вычислительная машина занимала несколько залов, а сейчас более производительный ноутбук помещается в небольшой сумке. Лет 10-15 назад в электронной технике широко применялись микросхемы малой степени интеграции, из которых составлялись очень большие по объему и трудоемкие по сборке и наладке блоки электронной аппаратуры. Сейчас же аналогичное по сложности цифровое устройство можно разместить на одном кристалле, например ПЛИС фирм Altera или Xilinx. Американская фирма Lattice Semiconductor предлагает аналогичное решение для аналоговых схем [1]. А в одном корпусе микросхемы серии AT94S фирмы Atmel находятся перепрограммируемые микроконтроллер и ПЛИС — это новое семейство СБИС класса SOC («система на кристалле»). Все эти новшества вызваны одной из основных тенденций в современной электронике — минимизацией и мобильностью разрабатываемой электронной аппаратуры и сокращением сроков ее разработки.

Ручные приборы, карманные компьютеры, ноутбуки, мобильные телефоны и другие современные переносные устройства позволяют нам работать и отдыхать независимо от нашего местонахождения и удаленности от линий электропитания. Все эти электронные приборы требуют малогабаритных, легких, экономичных и надежных блоков питания.

Немаловажной является не только функциональная пригодность приборов, но и их эстетическая ценность. Воздействие на внутреннее состояние человека (эмоции, желания, чувства) окружающих вещей — факт бесспорный. Поэтому даже в радиохобби-практике проблема оформления электронной аппаратуры становится в наши дни все более актуальной. Для ручных приборов удобно использовать малогабаритные корпуса фирмы Vorla (серия BOSS 900) [2]. Внешний вид двух РП в таких корпусах приведен на фотографии (их габаритные размеры — 212х101х36 мм).



Приборы в корпусах BOSS 900 фирмы Vorla

Приборы в таких корпусах имеют отличный внешний вид и удобны в эксплуатации. Узкая нижняя часть корпуса позволяет уверенно держать прибор в руках, а в широкой верхней части достаточно места для большого жидкокристаллического индикатора (ЖКИ), например, PI-1604F фирмы Powertip. В корпусе размещаются две платы размером 70х140 мм. Объем корпуса (его толщину) можно увеличить, установив стандартную вставку размером 10 мм. В корпусе имеется батарейный отсек для четы-

рех пальчиковых гальванических элементов или аккумуляторов размера AA. Для корпусов этой серии выпускаются пленочные клавиатуры (ПК), которые устанавливаются в специальные посадочные места на лицевой панели [3]. ПК могут быть рекомендованы к применению практически для всей гаммы приборной продукции. Внешний вид, размер, расположение и количество кнопок, цветовое решение клавиатуры зависит исключительно от фантазии разработчика электронного прибора. Благодаря клейкой основе на обратной стороне клавиатуры монтаж занимает считанные секунды. Подключение клавиатуры к печатной плате осуществляется при помощи гибкого шлейфа.

Обобщенная функциональная схема РП приведена на рис. 1. По такой схеме уже разработано и собрано несколько РП. Приборы отличаются друг от друга датчиками (т. к. измеряются величины разных физических сред), устройством согласования (преобразователь напряжение-частота, ЦАП), а также наличием или отсутствием обратной связи (ОС) микроконтроллера с устройством согласования и датчиками. ОС может быть нужна для автоматического изменения пределов измерения и калибровки измерительной части схемы прибора.

Области применения приборов самые разные, но принцип работы схож. Данные с датчика (или датчиков) оцифровываются в устройстве согласования и в цифровом виде поступают в микроконтроллер. Обработанная информация выводится на ЖКИ и, если необходимо, на компьютер через устройство ввода/вывода (например, через последовательный порт на микросхеме MAX232). Для выбора режи-

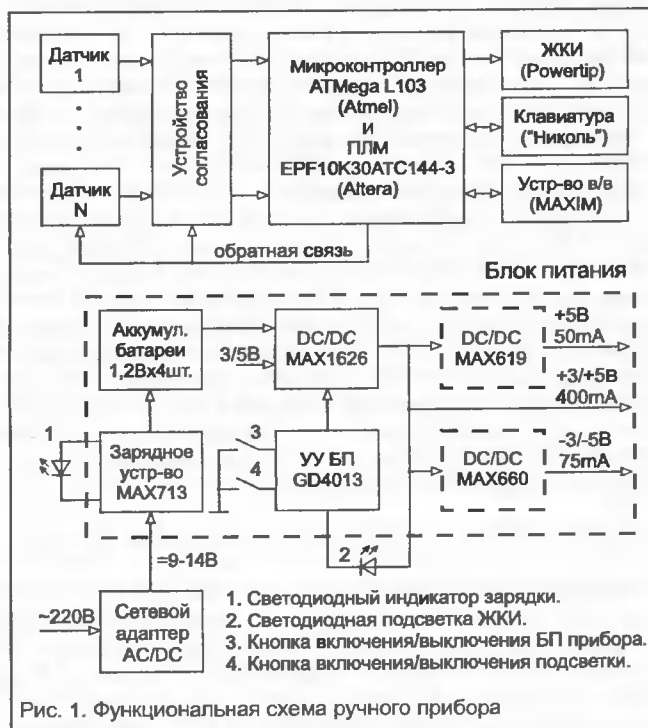


Рис. 1. Функциональная схема ручного прибора

ма измерения, ввода в прибор необходимых констант и т. д. используется клавиатура. В стационарных условиях и при питании РП от лабораторного источника питания разрабатываемые приборы удавалось достаточно быстро отладить и заставить работать. Сложности начинались при использовании приборов в "полевых" условиях. Не сразу удалось разработать приемлемый вариант малогабаритного надежного блока питания. На функциональной схеме РП он обведен штриховой линией.

Блок питания прибора состоит из АБ, зарядного устройства для зарядки аккумуляторов (ЗУ), преобразователей напряжения DC/DC и устройства управления БП (УУ БП).

Принципиальная схема БП РП приведена на рис. 2. Он собран на микросхемах фирмы Maxim [4]. Эта фирма производит микросхемы практически для всех видов источников питания.

В блоке питания для зарядки аккумуляторов использован контроллер зарядного устройства (MAX713), который позволяет заряжать никель-кадмиевые (NiCd) аккумуляторы [5]. ЗУ на микросхеме MAX713 представляет собой источник постоянного тока с ограничением по напряжению и таймером. ЗУ позволяет заряжать как единственный элемент, так и батарею, состоящую из нескольких аккумуляторов. Число заряжаемых аккумуляторов программируется через выводы PGM0 (выв. 3 DD2) и PGM1 (выв. 4

DD2). В описываемом устройстве микросхема сконфигурирована для зарядки четырех аккумуляторов. Для этого на вывод PGM0 подано напряжение питания микросхемы (+V), а на вывод PGM1 — напряжение с минусового вывода аккумуляторной батареи (—BATT). В табл. 1 приведены возможные варианты подключения выводов PGM0 и PGM1.

Микросхема MAX713 позволяет установить максимальное время быстрой зарядки, по окончании которого зарядка будет прекращена. Это обеспечивает безопасную работу устройства, даже если был подключен неисправный аккумулятор. Время быстрой зарядки устанавливается с помощью выводов PGM2 и PGM3. В табл. 2 приведены возможные варианты подключения PGM2 и PGM3.

Максимальное время зарядки определяется по формуле:

$$T = 75C/I_{зар}$$

где C — емкость аккумулятора в мА*ч, $I_{зар}$ — зарядный ток в мА, T — максимальное время зарядки в минутах.

В табл. 2 выбирают ближайшее большее значение максимального времени быстрой зарядки и определяют соответствующее ему подключение выводов PGM2 и PGM3. Выбор режимов быстрой зарядки производится распайкой соответствующих перемычек в разъеме XT1. Автор, как правило, при использовании аккумуляторов на 1,2 В, 750 мА*ч соединял вывод PGM2 с —BATT, а вывод PGM3 — с REF.

Момент полной зарядки аккумулятора определяется по изменению зависимости его напряжения от времени за-

Таблица 1. Программирование числа заряжаемых элементов

N	1	2	3	4	5	6	7	8
PGM0	+V	+V	+V	+V	OPEN	OPEN	OPEN	OPEN
PGM1	+V	OPEN	REF	BATT-	+V	OPEN	REF	BATT-

N	9	10	11	12	13	14	15	16
PGM0	REF	REF	REF	REF	BATT-	BATT-	BATT-	BATT-
PGM1	+V	OPEN	REF	BATT-	+V	OPEN	REF	BATT-

Примечание к таблице 1. N — число элементов в аккумуляторной батарее, OPEN — выводы микросхемы не подключены.

Таблица 2. Программирование максимального времени быстрой зарядки

T, мин	22	33	45	66	90	132	180	264
PGM2	REF	BATT-	REF	BATT-	REF	BATT-	REF	BATT-
PGM3	+V	+V	OPEN	OPEN	REF	REF	BATT-	BATT-

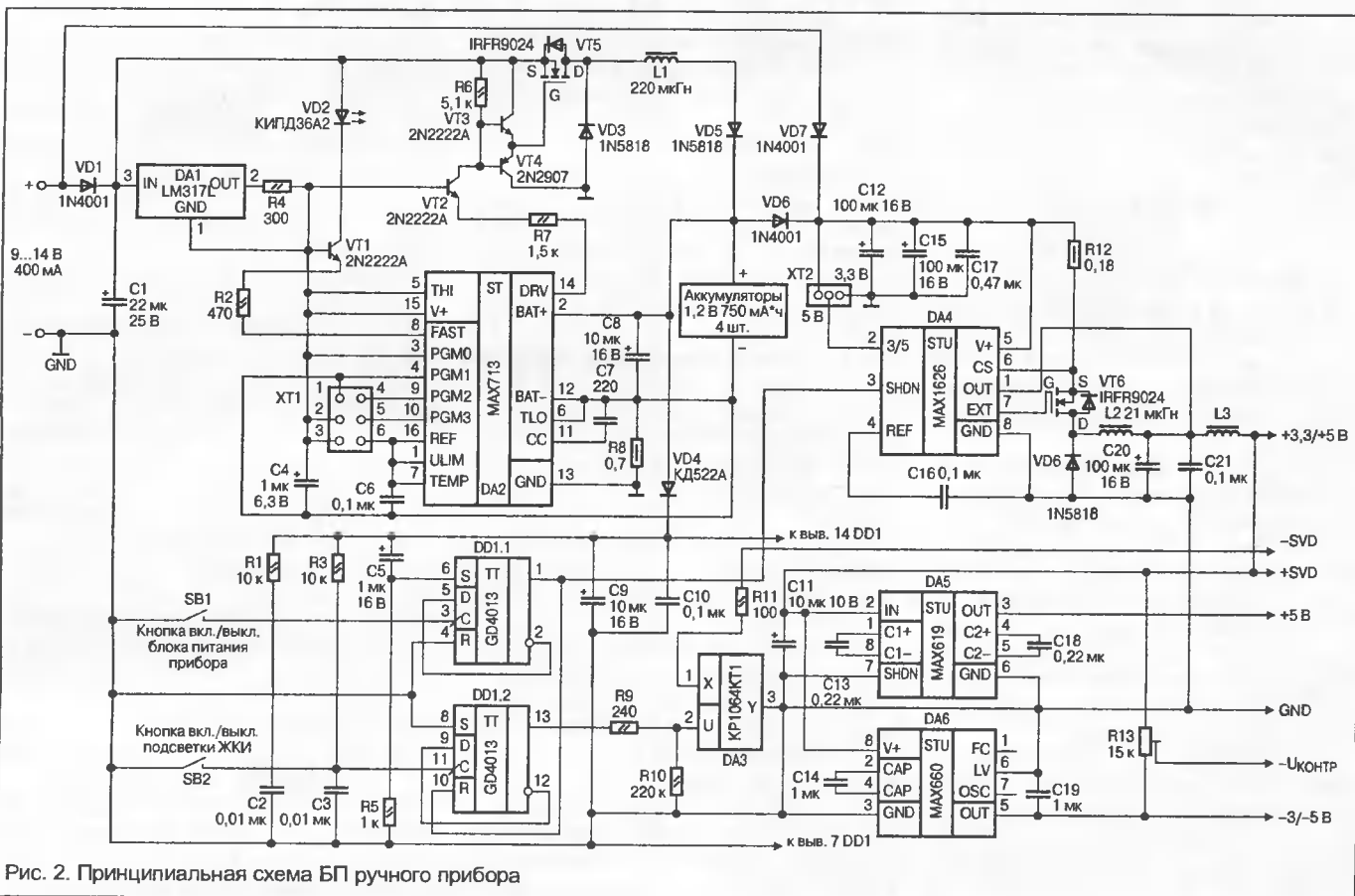


Рис. 2. Принципиальная схема БП ручного прибора

рядки. Зарядное устройство, собранное на микросхеме MAX713, периодически (с периодом $T_{\text{кон}}$) измеряет напряжение на заряжаемом аккумуляторе и определяет момент, когда изменение напряжения сменит знак. Именно этот момент соответствует полной зарядке. При уменьшении напряжения быстрая зарядка прекращается. По окончании режима быстрой зарядки продолжается зарядка слабым током, так называемая "дозарядка".

При программировании времени зарядки автоматически устанавливаются оптимальный период контроля $T_{\text{кон}}$ и ток "дозарядки" $I_{\text{доз}}$. Стандартные значения времени зарядки $T_{\text{зар}}$ и зарядного тока $I_{\text{зар}}$ приведены в табл. 3. Ток зарядки ($I_{\text{зар}}$) приведен в долях от емкости аккумулятора, а ток "дозарядки" ($I_{\text{доз}}$) — в долях от зарядного тока. В описываемом зарядном устройстве ток быстрой зарядки выбран 360 мА, максимальное время зарядки — 132 мин., ток "дозарядки" — порядка 22...25 мА, а период контроля — 84 с.

Таблица 3. Стандартные значения времени зарядки и зарядного тока

T, мин	22	33	45	66	90	132	180	264
$I_{\text{зар}}$	4C	2C	1,5C	C	C/1,5	C/2	C/3	C/4
$T_{\text{кон}}, \text{с}$	21	21	42	42	84	84	168	168
$I_{\text{доз}}$	1/64	1/64	1/32	1/32	1/16	1/16	1/8	1/8

Текущий ток зарядки регулируется полевым р-канальным транзистором VT5, который управляется микросхемой DA2. Контроллер DA2 постоянно отслеживает напряжение на резисторе R8. Значение R8, равное 0,7 Ом, ограничивает ток заряда величиной 360 мА. Ток заряда может быть изменен путем выбора другого номинала для R8.

Значение резистора R8 рассчитывается по формуле:

$$R8 = 250/I_{\text{зар}}$$

где $I_{\text{зар}}$ — зарядный ток в мА, R8 — сопротивление в Ом.

В зарядном устройстве, находящимся в замкнутом пространстве небольшого объема, каким является РП, выбирать величину зарядного тока более одного С емкости аккумулятора в А·ч не рекомендуется.

В том случае, когда заряжаемый аккумулятор сильно разряжен, производить быструю зарядку нельзя. В микросхеме MAX713 предусмотрена соответствующая защита: если напряжение на аккумуляторе меньше 0,4 В, то режим быстрой зарядки не включается, а идет зарядка слабым током. При возрастании напряжения до безопасного значения устройство переходит в режим быстрой зарядки.

Зарядка также прекращается независимо от установленных параметров, если напряжение на заряжаемом аккумуляторе превысит 1,6 В.

Режим быстрой зарядки индицируется светодиодом VD2. Он выключается,

когда АБ заряжена, и зарядное устройство перешло в режим "дозарядки". Для микросхемы MAX713 в качестве регулируемого транзистора можно использовать не только полевой, но и биполярный р-р-р транзистор соответствующей мощности. В этом случае возрастет мощность, рассеиваемая на транзисторе, что не желательно в портативном устройстве.

Для питания микросхемы MAX713 входное напряжение подается на ее вывод 15 через токоограничивающий элемент (это может быть или резистор, или токостабилизирующий диод, например, CCLHM080, или генератор тока). В микросхеме имеется внутренний стабилизатор напряжения (электронный аналог стабилитрона) и на выводе 15 напряжение стабилизируется им на уровне 5 В. В данном устройстве использован генератор тока, собранный на микросхеме DA1 (LM317L) и резисторе R4. При входных напряжениях 8...15 В ток, подаваемый на микросхему, должен быть в пределах от

5...20 мА. Генератор тока выдает 8,3 мА. Его применение предотвращает выход из строя микросхемы MAX713 и тем самым повышает надежность устройства в целом.

Стоит отметить, что микросхема MAX713 также позволяет осуществлять контроль температуры заряжаемого аккумулятора (выв. 5, 6, 7 микросхемы DA2), но в данном устройстве эта функция не используется.

На микросхеме MAX1626 (DA4) и полевым транзисторе VT6 собран понижающий ключевой преобразователь напряжения DC/DC [6]. Микросхема MAX1626 представляет собой высокоэффективный контроллер понижающего преобразователя с выходным напряжением 3,3 В или 5 В. Работа преобразователя основана на том, что энергия порциями через низкоомный ключ VT6 подается на катушку индуктивности L2 и накапливается в ней, а далее поступает на конденсатор C20. При этом выходное напряжение ниже входного. Контроллер отслеживает выходное напряжение преобразователя через вывод OUT (выв. 1 DA4). КПД преобразователя составляет 90...92 %.

Выходное напряжение зависит от подключения выв. 2 микросхемы DA4. Если на выв. 2 подано входное напряжение, то выходное напряжение преобразователя будет равным 5 В, а если выв. 2 соединен с общим проводом — выходное напряжение составит 3,3 В. В БП с четырьмя аккумуляторами 1,2 В применение пятивольтового режима практически невозможно.

На вход преобразователя может подаваться напряжение от 3 до 14 В. Преобразователь работает от аккумуляторной батареи (через диод VD6) или от сетевого адаптера во время зарядки аккумуляторов (через диод VD7). Микросхема MAX1626 позволяет построить DC/DC преобразователь с выходным током до 2 А. Максимальное значение выходного тока устанавливается резистором R12. В приведенной схеме БП максимальная величина тока нагрузки преобразователя равна 400 мА.

Микросхема DA4 имеет вывод SHDN (Shutdown), который позволяет управлять работой преобразователя. Если на этот вывод подать сигнал высокого уровня, преобразователь прекращает работу, если подать сигнал низкого уровня — преобразователь нормально функционирует. В данном БП на вывод SHDN подается сигнал управления с микросхемы DD1.

На этой микросхеме собрана схема УУ БП. GD4013 — это микросхема сдвоенного D-триггера. Кнопкой SB1 осуществляется включение/выключение БП и соответственно всего прибора, а кнопкой SB2 — включение/выключение светодиодной подсветки ЖКИ, причем, при выключении прибора выключается и подсветка. Светодиод, подсвечивающий ЖКИ, подключается к выводам +SVD и -SVD. Для управления подсветкой применена микросхема DA3 (KP1064KT1) — полупроводниковый ключ, который широко применяется в электронных телефонных аппаратах. Чтобы включить подсветку необходимо нажатием кнопки SB2 установить триггер DD1.2 в единичное состояние, т. е. подать с выв. 13 триггера лог. 1 на выв. 2 микросхемы DA3. Ключ DA3 открывается, через резистор R11 катод светодиода подсветки соединяется с общим проводом, и подсветка ЖКИ включается.

Радиополителю в разрабатываемом приборе кроме напряжения +3,3 В могут понадобиться и другие напряжения, например, напряжение +5 В для питания датчиков, устройства согласования, ЖКИ и т. д., а также отрицательное напряжение -3 В для питания аналоговых микросхем и регулировки (R13) контрастности изображения на ЖКИ. Широкое применение в современных устройствах нашли преобразователи постоянного напряжения на переключающихся конденсаторах [7]. Они не требуют катушек индуктивности, поскольку в них для сохранения и передачи энергии используются керамические конденсаторы.

Поэтому, для получения необходимых дополнительных напряжений в БП прибора были предусмотрены стабилизированный повышающий преобразователь напряжения на микросхеме MAX619 (DA5) с выходным напряжением +5 В и нестабилизиро-

ванный преобразователь напряжения на микросхеме MAX660 (DA6), который позволяет получать на выходе отрицательное напряжение, близкое по абсолютной величине к входному. Для работы этих микросхем требуются только по два внешних конденсатора.

В качестве сетевого адаптера для РП автором использован адаптер на напряжение 9 В и ток нагрузки 400 мА.

БП прибора смонтирован на двухсторонней печатной плате из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Монтаж электронных компонентов БП на печатной плате производится с двух сторон.

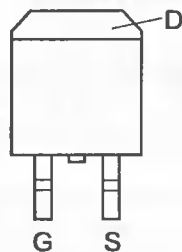
Микросхемы фирмы Maxim можно заменить микросхемами фирмы Linear Technology: MAX1626 на LTC1622, MAX660 на LTC660, MAX619 на LTC1516. Возможна замена микросхемы GD4013 отечественным аналогом К561ТМ2. Для минимизации габаритов БП следует применять радиоэлементы в SMD-корпусах, мощные полевые транзисторы VT5 и VT6 в корпусе DPAK, а микросхемы — в корпусах SO8 (DA4, DA5, DA6), SO14 (DD1), SO16(DA2) и TO92 (DA1, DA3). Для катушек L1 и L2 использованы сердечники KB5 M2500HMC1-1200. При сборке катушек между чашками сердечника ус-

LM317L,
KP1064KT1
корпус TO-92



Рис. 3. Цоколевка микросхем

IRFR9024
корпус DPAK



танавлены прокладки из одного слоя лакоткани, т. е. зазор составляет 0,06...0,08 мм. Катушка L1 содержит 41 виток провода ПЭЛШО-0,28. Катушка L2 намотана проводом ПЭЛШО-0,56 и содержит 13 витков. Для L3 можно взять дроссель от неисправной платы компьютера, дискового или винчестера, стоящий в цепи питания. Его индуктивность — от 1 до 5 мГн.

Цоколевка выводов микросхем DA1 и DA3, а также полевого транзистора показана на рис. 3.

Более подробную техническую информацию по микросхемам фирмы Maxim можно найти на www.maxim-ic.com.

Блоки питания, собранные по схемам, описанным в этой статье, применяются автором более четырех лет, они удобны и надежны в эксплуатации.

Александр Павлов,
pavlov@mail.loniis.ru

Литература.

1. К. Петросянц, А. Суворов, И. Харитонов. Программируемые аналоговые матрицы фирмы Lattice Semiconductor. — Chip News, №1, 2001.
2. www.bopla.de.
3. www.nikkol.ru.
4. А. Шумиков. Источники питания по рецептам фирмы Maxim. — Электронные компоненты, №2, 2002.
5. Maxim Integrated Products — MAX712/MAX713. Data Sheet. 1992.
6. Maxim Integrated Products — MAX1626/1627. Data Sheet. 1996.
7. Д. Онышко. Преобразователи постоянного напряжения на коммутируемых конденсаторах. — Chip News, №3, 2002.

DALLAS SEMICONDUCTOR MAXIM

MAXIM DALLAS SEMICONDUCTOR

Поставки
от официального
дистрибьютора

АТОС

125315, г. Москва, ул. Усиевича, 24/2, ООО «АТОС»

Телефоны и Факсы: (095) 787-48-05, 155-40-35

Интернет: www.atos.ru, info@atos.ru

www.platan.ru ПЛАТАН

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР КОМПАНИИ

ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ РЕЛЕ

CRYDOM

- Более 1000 моделей твердотельных реле
- Управление постоянным и переменным напряжением
- Для коммутации токов от 1 до 50 А при напряжении от 12 до 600 В



Наименование	Управляющ. напряж., (V DC)	Управляющ. ток при В DC, (mA)	Напряж. размык., (V DC)	Коммутир. напряж., (V AC)	Макс. ток нагрузки, (A)
AS0241	4-10	15	1.0	12-280	1.5
DO0618	1.7-9	15	0.8	3-60 VDC	1.0
CK241	4-10	15	1.0	12-280	1.5
CK24005	3-15	15	1.0	12-280	5.0
CKE24005	15-32	—	1.0	12-280	5.0
CK38006	4-15	15	1.0	48-530	5.0
CK48006	4-15	15	1.0	48-660	5.0
CMX80010	3-10	15	1.0	0-80 VDC	10
PF240025	3-15	15	1.0	12-280	25
PF240025	15-32	—	1.0	12-280	25
PF380025	4-15	15	1.0	48-530	25
PF380025	15-32	—	1.0	48-530	25
PF480025	4-15	15	1.0	48-660	25
SDV2415	3.5-10	15	1.0	12-280	1.5
D2w202F	3-32	3	1.0	24-280	2.0
D2425	3-32	3.4	1.0	24-280	25
D2450	3-32	3.4	1.0	24-280	50
D2490	3-32	3.4	1.0	24-280	90
D24125	3-32	3.4	1.0	24-280	125
H12D4850	4-32	15	1.0	48-530	50
D6TP280	3-32	10	1.0	48-530	25

Сертификат ISO 9002:94 № РОСС RU. ИС46.К00014



Москва, ул. Ивана Фрама, д. 40, стр. 2
Тел./факс: (095) 73-73-989

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

International
IOR Rectifier



MTSUSHI
ELECTRIC

Infineon
technology

intersil

MOTOROLA

BOURNS

Honeywell

mmRata

AMP

DATA VISION

Kingbright

Синтезатор частоты для коротковолнового синхронного гетеродинного приемника

Автор предлагает несложный синтезатор частоты для описанного им ранее коротковолнового синхронного гетеродинного приемника, позволяющий значительно улучшить его параметры.

В [1] был описан коротковолновый синхронный гетеродинный приемник. Но этот приемник имеет недостатки. Во-первых, для его работы требуется достаточно точная установка частоты гетеродина, равная примерно половине полосы удержания (т. е. $250 \text{ Гц}/2 = 125 \text{ Гц}$). В гетеродине с параметрической стабилизацией на коротких волнах такую стабильность частоты обеспечить не очень просто (хотя и вполне возможно). Во-вторых, приемнику характерно недостаточно высокое значение допустимого превышения уровня сигнала соседнего канала над уровнем принимаемого сигнала, которое можно для случая точной настройки ориентировочно определить по формуле:

$$K = 5 \text{ кГц}/\Delta f_{\text{ФНЧ}},$$

где 5 кГц — частотный интервал между соседними каналами; $\Delta f_{\text{ФНЧ}}$ — полоса пропускания фильтра нижних частот (ФНЧ), входящего в систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) приемника.

При $\Delta f_{\text{ФНЧ}} = 230 \text{ Гц}$ получаем $K \approx 22$ (26 дБ). Для практики этого достаточно, но все же желательно этот параметр улучшить.

Перечисленные выше недостатки можно устранить, если в приемнике в качестве гетеродина использовать синтезатор частоты, т. е. осуществить кварцевую стабилизацию гетеродина.

Функциональная схема такого синтезатора приведена на рис. 1. Работает синтезатор частот так. Кварцевый генератор 1 вырабатывает колебания с частотой $f = 4200 \text{ кГц}$, которые через усилитель-ограничитель (на рис. 1 не показан) подаются на делитель частоты 2 с фиксированным коэффициентом

деления, уменьшающий частоту в 1680 раз. В результате на один из входов частотно-фазового детектора (ЧФД) 3 подается переменное напряжение $2,5 \text{ кГц}$. В то же время с выхода генератора высокой частоты (ГВЧ) 4 переменное напряжение через усилитель-ограничитель и делитель частоты с переменным коэффициентом деления (ДПКД) 5 подается на другой вход ЧФД 3. На выходе ЧФД 3 образуется напряжение, которое через ФНЧ 6 подается на вход цепи управления частотой 7 и изменяет частоту генератора ВЧ 4:

$$f_{\text{ВЧ}} = f_0/m,$$

где $f_0 = 4200 \text{ кГц}$ — частота кварцевого генератора 1; m и n — соответственно коэффициенты деления частоты делителей частоты 2 и 5.

На управляющие входы ДПКД 5 подается двоичный цифровой код, который определяет коэффициент деления ДПКД, и, следовательно, частоту генератора ВЧ 4.

С выхода сумматора приемника (поз. 6 на рис. 1 [1]) напряжение подается на цепь управления частотой 8 (рис. 1) и изменяет частоту кварцевого генератора 1 и, следовательно, генератора ВЧ 4 таким образом, чтобы система ФАПЧ приемника из режима биений перешла в режим синхронизации.

Полоса пропускания замкнутой системы ФАПЧ синтезатора (от входа цепи управления частотой 8 до выхода генератора ВЧ 4) в несколько раз больше полосы пропускания ФНЧ, входящего в систему ФАПЧ приемника (ФНЧ 4 на рис. 1 [1]), что в сочетании с использованием системы АРУ позволяет получить оптимальные динамические характеристики замкнутой системы ФАПЧ.

Принципиальная схема синтезатора частоты приведена на рис. 2. Цепь управления частотой 8 и кварцевый генератор 1 построены на диоде VD1 и транзисторе VT3. Делитель частоты 2 выполнен на микросхемах DD4—DD6, а делитель частоты 5 — на DD1—DD3. Частотно-фазовый детектор 3 образуют элементы DD8, DD7.2, DD7.3, VD2, VD3, ФНЧ 6 собран на элементах R4—

R6, C4, C5. На транзисторах VT1, VT2 и VT4 построены усилители-ограничители. Генератор ВЧ 4 (схема на рис. 3 в [1]) и основная часть узлов приемника питаются через стабилизатор напряжения на микросхеме DA1.

Крутизна синтезатора частоты (т. е. отношение изменения частоты генератора ВЧ 4 к изменению напряжения на входе цепи управления частотой 8) составляет примерно $100 \text{ Гц}/\text{В}$.

Цифровая часть синтезатора частоты и генератор ВЧ 4 заключены в отдельные экраны. С остальными цепями приемника синтезатор частоты соединяют отрезками экранированного телевизионного кабеля.

В качестве VT1—VT4 можно использовать практически любые кремниевые ВЧ транзисторы. В синтезаторе частоты можно также применить микросхемы серии K564. Если использовать кварцевый резонатор ZQ1 на другую частоту, нужно будет изменить коэффициент деления делителя частоты 2.

В синтезаторах между выходом ЧФД и входом цепи управления частотой обычно включают режекторный фильтр (двойной Т-образный мост), настроенный на частоту сравнения $2,5 \text{ кГц}$. В данном устройстве такого фильтра нет. Измерения показали, что пульсации напряжения с частотой $2,5 \text{ кГц}$ на конденсаторе C5 (а также на выходе приемника) малы и необходимости в режекторном фильтре нет.

Низкий уровень пульсаций $2,5 \text{ кГц}$ получен за счет применения конденсаторов C4 и C5 с малыми токами утечки. Конденсатор C5 установлен керамический, а C4 — танталовый или оксидно-полупроводниковый.

Если синтезатор собран из исправных деталей, его настройку следует проводить в следующем порядке. Предварительно нужно рассчитать коэффициент деления ДПКД 5:

$$K_{\text{ДПКД}} = f_{\text{пр}}/5 \text{ кГц},$$

где $f_{\text{пр}}$ — частота принимаемой радиостанции; 5 кГц — частотный интервал между каналами на КВ.

Затем следует представить полученный коэффициент деления ДПКД в виде суммы нескольких слагаемых, каждое из которых является степенью числа 2 (1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256, 512, 1024, 2048). Входы предварительной установки микросхем DD1—DD3, которые соответствуют полученным слагаемым, нужно соединить с общим проводом, а остальные — с плюсом источника питания. Таким же образом можно установить нужный коэффи-

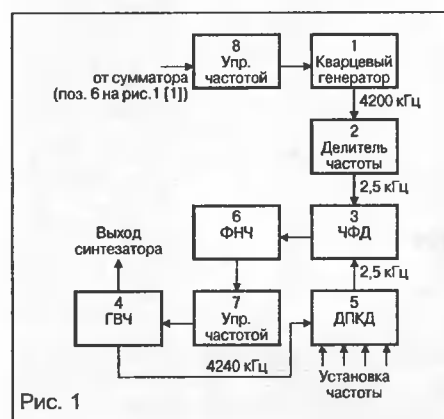


Рис. 1

Таблица 1

Микросхема	DD1				DD2				DD3			
Номер вывода	4	12	13	3	4	12	13	3	4	12	13	3
"Вес" вывода	1	2	4	8	16	32	64	128	256	512	1024	2048
$m = 1936$ ($f_{\text{пр}} = 9680 \text{ кГц}$)	1	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1
$m = 1930$ ($f_{\text{пр}} = 9650 \text{ кГц}$)	1	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1
$m = 1922$ ($f_{\text{пр}} = 9610 \text{ кГц}$)	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1

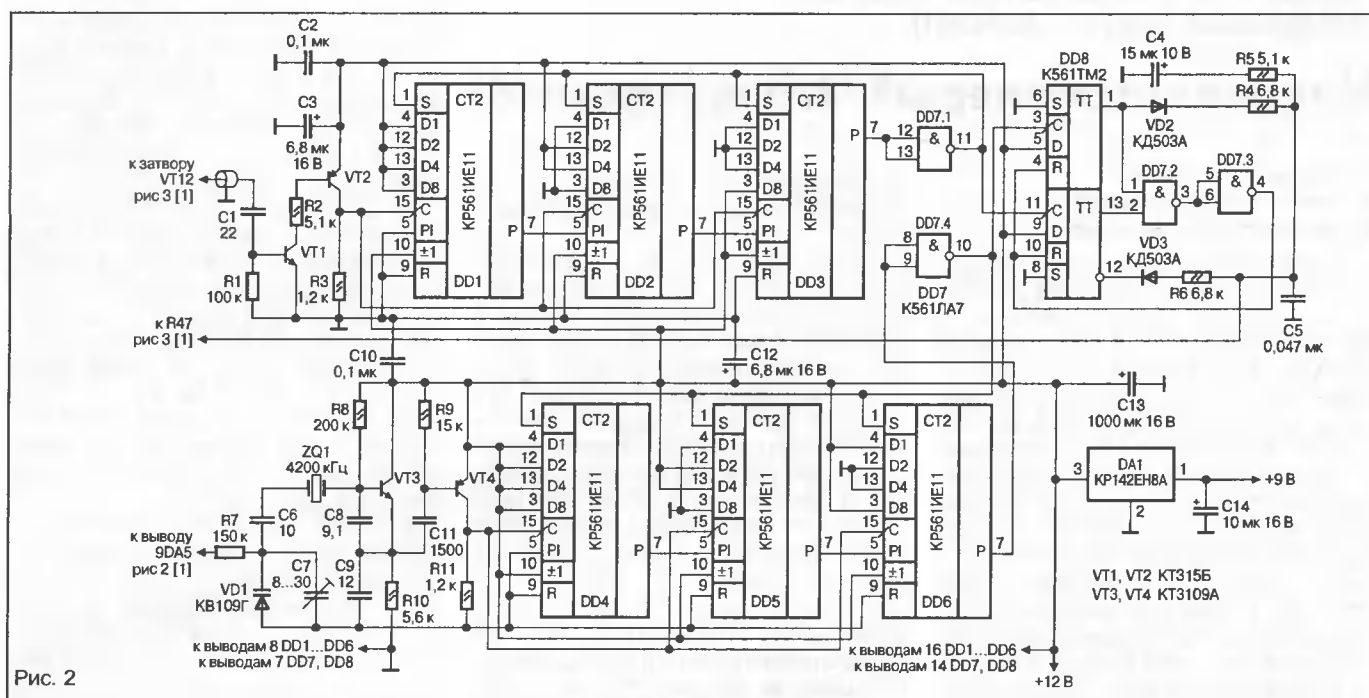


Рис. 2

ент деления делителя частоты 2, если используется кварцевый резонатор на другую частоту. В качестве примера в табл. 1 приведены варианты подачи логических уровней на входы микросхем DD1—DD3 для трех значений частоты принимаемого сигнала.

Далее следует включить питание приемника и подстроечным резистором R44 (рис. 2 [1]) установить напряжение +4 В на выходе DA5 приемника. Вращая сердечник катушки L2 и, при необходимости, подбирая емкость конденсатора C45 (рис. 3 [1]), нужно установить на конденсаторе C5 (рис. 2) напряжение 5...7 В. После этой операции система ФАПЧ синтезатора частоты входит в режим синхронизации. Подключив к приемнику антенну, вращением сердечника катушки L1 надо добиться максимальной амплитуды напряжения биений на выходе приемника. Затем, изменяя емкость конденсатора C7, следует перевести систему ФАПЧ приемника в режим синхронизации, ориентируясь по наилучшему качеству сигнала. Возможно, что при этом будет необходимо подобрать емкость конденсатора C6.

На рис. 2 показано соединение выводов микросхем DD1—DD3, соответствующее коэффициенту деления ДПКД $m=1936$, что обеспечит настройку на радиостанцию с частотой $f_{\text{пр}} = 9680$ кГц. Для того, чтобы перестроить приемник на другую частоту, необходимо изменить цифровой код на входах предварительной установки микросхем DD1—DD3.

В КВ приемнике с синтезатором частоты полосу удержания системы ФАПЧ можно оставить без изменения (≈ 250 Гц), но при необходимости ее можно уменьшить до значений 25...50 Гц. Стабильность частоты синтезатора частот позволяет это сделать. Но в этом случае для сохранения динамических свойств замкнутой системы ФАПЧ приемника нужно

уменьшить полосу пропускания входящего в нее ФНЧ 4 на рис. 1 [1].

Максимальная рабочая частота приемника определяется быстродействием цифровых микросхем синтезатора частоты. При напряжении питания 12 В она составляет 13 МГц, а при 14 В — 14,3 МГц.

Приемник с описанным синтезатором частоты при напряжении питания 12 В потребляет ток 58 мА.

Приемник предназначен для приема амплитудно-модулированных сигналов, но если полосу пропускания замкнутой системы ФАПЧ приемника уменьшить до 30 Гц, то можно будет принимать сигналы с фазовой модуляцией.

Перестройку синтезатора по частоте можно сделать более оперативной, если входы предварительной установки микросхем DD1—DD3 соединить с соответствующими выходами двоичного восьмизрядного реверсивного счетчика с индикацией. При необходимости между выходом ФНЧ 6 (рис. 1) и входом цепи управления частотой 7 можно включить режекторный фильтр (двойной Т-образный мост), настроенный на частоту 2,5 кГц.

Александр Сергеев,
editor@dian.ru

Литература:

1. А. Сергеев. Коротковолновый синхронный гетеродинный приемник. — Схемотехника, 2002, № 2, с. 20.

ARGUSSOFT

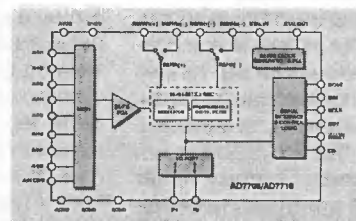
Департамент Микроэлектроники

ЭЛЕКТРОННЫЕ
КОМПОНЕНТЫ
ОФИЦИАЛЬНЫЙ
дистрибутор фирм:

ANALOG
DEVICES

Сигма-дельта аналого-
цифровые преобразователи

ANALOG
DEVICES



Микросхема	Разрядность, бит	Макс. частота, кГц	Код-адрес, бит	Код-адрес, бит	Код-адрес, бит	Код-адрес, бит	Код-адрес, бит	Код-адрес, бит
AD7718	24	0.4	1	5	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7719	24	1.2	1	10	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7720	24	1.2	1	2	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7721	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7722	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7723	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7724	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7725	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7726	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7727	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7728	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7729	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7730	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7731	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7732	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7733	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7734	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7735	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7736	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7737	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7738	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7739	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7740	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7741	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7742	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7743	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7744	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7745	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7746	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7747	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7748	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7749	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7750	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7751	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7752	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7753	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7754	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7755	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7756	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7757	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7758	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7759	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7760	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7761	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7762	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7763	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7764	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7765	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7766	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7767	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7768	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7769	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7770	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7771	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7772	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7773	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7774	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7775	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7776	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7777	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7778	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7779	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7780	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7781	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7782	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7783	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7784	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7785	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7786	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7787	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7788	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7789	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7790	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7791	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7792	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7793	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7794	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7795	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7796	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7797	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7798	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.
AD7799	24	1	1	1	24VREF	полн.	полн.	полн.

Хотите попробовать? Закажите бесплатные образцы у нас:

Офис в Москве:
Адрес: 125085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505
Факс: (095) 218-66-42
E-mail: components@argussoft.ru

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

Интернет: WWW.ARGUSSOFT.RU

AME

TRACO
POWER

EXCELLENCE

CLARE

sumida

JE-AN

HANTRONIX

Honeywell

SII

Radio Instruments Inc.

muRata

(Продолжение. Начало — №4/2001)

Микроконтроллеры? Это же просто!

Таймеры-счетчики и система прерываний микроконтроллеров x51

Я как-то уже говорил, что знакомство с любым микроконтроллером предполагает изучение четырех связанных с ним аспектов знаний. К ним относятся типовые схемы его включения, организация его памяти и регистров, организация внутренних периферийных устройств МК с системой их обслуживания и система команд микроконтроллера. Деление довольно условное, но оно имеет право на существование. Так вот, мы с вами подробно ознакомились с первым, вторым и четвертым из этих аспектов, и этого уже достаточно, чтобы самостоятельно начать писать программы. Скажу даже больше, к моменту, когда я впервые начал использовать в своих программах внутренние периферийные устройства, я написал уже довольно много различных программ, вполне обходясь без таймеров-счетчиков, системы прерываний или последовательного порта. Так что не без оснований утверждаю, что полученных вами на настоящий момент знаний достаточно, чтобы приступить к самостоятельному конструированию относительно простых систем на основе микроконтроллеров семейства x51, или, вооружившись этими знаниями, начать знакомиться с какими-либо другими микроконтроллерами по не очень-то рассчитанной на начинающих книжке.

Но не стоит торопить события и ставить точку в процессе нашего с вами знакомства с микроконтроллерами. В состав МК входят обычно еще некоторые дополнительные устройства, которые при правильном их использовании не только облегчают решение поставленных задач, но иногда даже помогают справиться с задачами, которые без их применения попросту неразрешимы. Поэтому, прежде чем обратиться к описанию нескольких законченных примеров практических разработок, я считаю нужным рассказать вам еще кое-что про внутреннее устройство наших микроконтроллеров. И начну с таймеров-счетчиков.

Таймеры-счетчики микроконтроллеров семейства x51

Надеюсь, вы не забыли, как в главе, посвященной использованию индикаторов, я показал вам подпрограммы, формирующие задержки в 1, 4, 16 и 64 мс. Эти подпрограммы предписывают микроконтроллеру выполнить точно заданное количество специально подобранных команд, и время выполнения этого набора инструкций составляет требуемое количество миллисекунд. Вызывая по несколько раз эти подпрограммы и комбинируя их в различных сочетаниях,

мы можем формировать временные интервалы практически любой длительности.

Однако не все так просто. Задумайтесь над тем, что, вырабатывая подобные задержки, микроконтроллер не в состоянии в этот момент делать ничего, кроме выполнения заложенных в эти подпрограммы команд. Если подобные задержки требуются программе относительно редко, и время их выполнения составляет доли или единицы процентов от времени выполнения всей программы, то такой подход вполне допустим. Например, в подпрограммах работы с индикаторами задержки могут «отъесть» даже до 80% всего времени работы подпрограммы. Но сама подпрограмма работы с индикатором в большинстве случаев составляет всего лишь несколько процентов работы всей программы, так что в ней подобный способ формирования временных (ударение на последнем слоге) промежутков вполне приемлем.

А если нам нужно, например, выдавать какому-либо исполнительному устройству последовательно идущие друг за другом импульсы с интервалом 1 мс, а в промежутках между ними что-то измерять и отображать? Предположим, что микроконтроллер будет самостоятельно непрерывно друг за другом формировать эти задержки описанным ранее программным путем. Тогда у него ни на что другое попросту не хватит времени — ни на измерение, ни на отображение. Так как же быть?

Для решения этой проблемы разработчики микроконтроллера предусмотрели в нем такую полезную вещь, как таймер-счетчик. Что это такое? Представьте себе, что внутри микроконтроллера есть 16-разрядный счетчик, на вход которого может подаваться сигнал с частотой, в 12 раз меньшей, чем частота внутреннего тактового генератора МК. Причем счетчик этот не простой, а с возможностью при помощи записи информации в некоторые внутренние регистры запускать его на счет, останавливать (на время или полностью), осуществлять предварительное занесение в него какого-нибудь выбранного числа, управлять им при помощи внешнего сигнала и т. д., а главное, с возможностью как-то сообщать микроконтроллеру о том, что он досчитал до своего максимального значения (т. е. до 0FFFFH, коль скоро он 16-разрядный).

Что при этом получается? Пусть нам нужно, чтобы, как было сказано выше, наш МК формировал упомянутые короткие импульсы с интервалом в 1 мс. При этом нам также нужно, чтобы в промежутках между формированиями он занимался измерением чего-то и ото-

бражением этого чего-то измеренного на экране индикатора. Первый путь, состоящий в чисто программном формировании задержек при помощи упомянутых подпрограмм, отпадает. Но есть и второй путь — задействовать таймер-счетчик. Если наш МК работает на частоте 12 МГц, то на вход таймера-счетчика приходит сигнал 1 МГц. Следовательно, когда счетчик включен, каждую микросекунду его значение увеличивается на 1. Достаточно лишь предварительно занести в него число 0FC18H (или, что то же самое, 64536 десятичное), запустить его на счет, и через 999 мкс он досчитает до 0FFFFH (65535), а еще через 1 мкс его значение обнулится, и он сообщит об этом факте микроконтроллеру.

Я сейчас не рассматриваю то, как счетчик сообщает микроконтроллеру о произошедшем факте своего обнуления — об этом мы поговорим чуть позже. Пока просто запомним, что как-то сообщает. Сейчас для нас важнее другое. Если микроконтроллер вначале предустановит таймер-счетчик на 0FC18H, а затем запустит его на счет и займется выполнением какой-либо иной части своей программы, то он целую миллисекунду может спокойно ей заниматься, ибо лишь спустя 1 мс таймер-счетчик сообщит ему, что пришел момент сформировать требуемый импульс. Сформировав импульс, а затем снова предустановив таймер-счетчик на 0FC18H и запустив его на счет, МК опять может в течение миллисекунды ни на что не отвлекаться и заниматься заказанными измерением и отображением, и так до бесконечности.

Не правда ли, неплохое решение? Хотя, надо сказать, идея его стара не то, чтобы как весь мир, но уж как мир микропроцессоров точно. Первый подобный программируемый таймер-счетчик, выполненный в виде самостоятельной микросхемы, появился еще в середине семидесятых годов прошлого столетия — это незабвенная 8253 от Intel (у нас она называлась КР580ВИ53, и к моменту написания этих строк упомянутые микросхемы все еще не вышли из употребления). Разработчики микроконтроллеров семейства x51, зная, какой популярностью пользовалась 8253, просто интегрировали ее в микроконтроллер, слегка видоизменив ее возможности. И с тех пор таймеры-счетчики превратились в практически обязательный атрибут микроконтроллера.

Ну вот я, кажется, обосновал перед вами если не необходимость, то, по крайней мере, желательность наличия таймера-счетчика внутри микроконтроллера, и показал в общих чертах один из вариантов его применения. Надеюсь, все сказанное оказалось понятным. Если же это не так — не полнитесь, пробежите еще раз глазами последние 8 абзацев — с пониманием сказанного идти дальше будет намного легче.

Теперь настала пора рассказать про таймеры-счетчики поподробнее. Начну с того, что в любом МК семейства x51 их как минимум по два (а в некоторых и по три, но рассмотрение третьего, имеющегося не везде, выходит за рамки настоящей статьи). Упомянутая "обязательная" пара таймеров-счетчиков почти идентичная за исключением некоторых небольших отличий, о которых я ниже кратко упомяну. Каждый из счетчиков может работать в четырех различных режимах, а также считать как мегагерцовые импульсы (с выхода делителя тактовой частоты на 12), так и импульсы, поступающие на соответствующий вывод микроконтроллера. Кстати, отсюда и его название — таймер-счетчик: когда на его вход поступают сигналы извне, то это — счетчик внешних импульсов, а когда с тактового генератора — то таймер, формирующий, как было описано, те или иные задержки. В любой из таймеров-счетчиков можно перед началом работы занести число от 0 до 0FFFFH, а также любой из них можно программным путем остановить или запустить.

Упрощенная структура таймера-счетчика C/T0 (второй носит название C/T1) приведена на рис. 42.

В его состав входят два регистра, TL0 (младший) и TH0 (старший), упомянутый предделитель Д тактовой частоты на 12, коммутатор К, подключающий вход таймера-счетчика либо к выходу предделителя, либо ко входу T0 микроконтроллера, выключатель S, управляемый от логического узла, содержащего три простых двухвходовых логических элемента D1—D3, и флаг переполнения счетчика TF0.

Те, кто внимательно следит за моим повествованием, могут спросить: а что это за вход T0? Мы ведь до сих пор ни словом о нем не обмолвились, хотя описали все 40 выводов микроконтроллера. Да, действительно, описывая выводы МК, мы говорили о 32 линиях портов P0—P3, двух выводах для подключения кварцевого резонатора XTAL1 и XTAL2, входах сброса RESET и разрешения доступа к внешней памяти программ EA, выходах ALE и PSEN, а также о выводах, соединяемых с землей и с питанием. Я только что еще раз перечислил все 40 выводов, так и не упомянув при этом ни T0, ни T1. Так где же они?

Когда разработчики МК x51 создавали свое детище, перед ними стоял вопрос — или уместить микросхему в

40-выводном корпусе, от чего-то отказавшись, или использовать корпус с 48 (или 64!) выводами. Тогда, на заре эпохи микроконтроллеров, 48- и 64-выводные корпуса были безумно дороги, гораздо дороже 40-выводных, и разработчикам приходилось буквально впихивать все задуманное в "сороконожку". А для этого нужно было делать выводы микросхемы многофункциональными. Вспомните, по линиям портов P0 и P2 при работе с внешней памятью программ и данных выдается адресная информация. К тому же линии порта P0 еще играют роль шины данных (т. е. выполняют даже не две, а три различные функции!). Так что думаю, что вас не очень удивит, если я скажу вам, что функции входов T0 и T1 микроконтроллера "по совместительству" выполняют линии P1.4 и P1.5 его порта P1. Как принято писать в литературе, посвященной микроконтроллерам семейства x51, линии порта P1 могут выполнять альтернативные функции: P1.4 и

же чуть позже). Если вы хотите, чтобы вывод выполнял соответствующую ему альтернативную функцию, запишите в регистр-защелку соответствующей линии порта единицу, и пользуйтесь альтернативной функцией на здоровье, пока не надоест.

Ну вот мы с вами попутно и осилили альтернативные функции порта P1. Пойдем дальше. Регистры TL0 и TH0 (TL1 и TH1) — это регистры самого таймера-счетчика. В них мы заносим число, предустанавливающее таймер-счетчик, из них мы считываем его текущее значение. Адреса этих регистров — 8AH и 8CH для TL0 и TH0 соответственно, и 8BH и 8DH для TL1 и TH1.

Управление же таймерами-счетчиками осуществляется при помощи битов, входящих в состав регистров TMOD (его адрес — 89H) и TCON (адрес — 88H). Назначение битов первого из них приведено в табл. 8, второго — в табл. 9.

Как видите, управление запуском/остановкой таймеров-счетчиков определяется битами GATE, TRx и уровнем

Таблица 8. Структура регистра TMOD

Символ	Позиция	Имя и назначение
GATE	TMOD.7 для T/C1, и TMOD.3 для T/C0	Управление блокировкой. Если бит "GATE" установлен, то таймер-счетчик "X" (x=0, 1) разрешен до тех пор, пока на входе "INTx" высокий уровень, и бит управления "TRx" установлен. Если бит "GATE" сброшен, то T/C разрешается, как только бит "TRx" устанавливается.
C/T	TMOD.6 для T/C1, и TMOD.2 для T/C0	Бит выбора режима таймера или счетчика событий. Если бит "C/T" сброшен, то работает таймер от предделителя тактовой частоты на 12. Если бит "C/T" установлен, то работает счетчик от внешних сигналов на входе "Tx" (x=0, 1).
M1	TMOD.5 для T/C1, и TMOD.1 для T/C0	Бит номера режима работы (см. примечание)
M2	TMOD.4 для T/C1, и TMOD.0 для T/C0	Бит номера режима работы (см. примечание)

Примечание к табл. 8

M1	M0	Режим работы
0	0	Режим, совместимый с таймером семейства x48
0	1	16-битный таймер-счетчик. "THx" и "TLx" (x=0, 1) включены последовательно
1	0	8-битный таймер-счетчик с автоперезагрузкой. "THx" хранит значение, которое автоматически перезагружается в "TLx" всякий раз, когда последний переходит из состояния 0FFFH в состояние 000H
1	1	Таймер-счетчик 1 в этом режиме останавливается и не работает. Таймер-счетчик 0 работает так: "TL0" работает как 8-битный таймер-счетчик, и его режим определяется управляющими битами таймера-счетчика T/C0. "TH0" работает только как 8-битный таймер, и его режим определяется управляющими битами таймера-счетчика T/C1

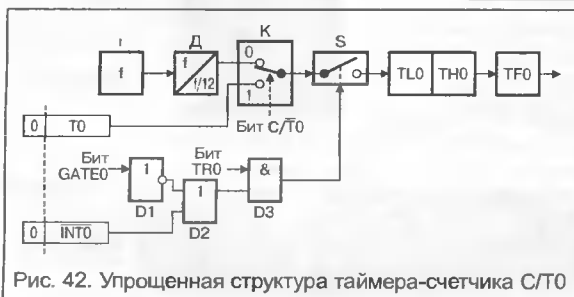


Рис. 42. Упрощенная структура таймера-счетчика C/T0

P1.5 — это входы T0 и T1; P1.6 и P1.7 — это соответственно выходы WR и RD при работе с внешней памятью данных; P1.0 и P1.1 — это линии RxD и TxD последовательного порта (о нем речь еще впереди), и P1.2, P1.3 — внешних прерываний INT0 и INT1 (об этом так-

сигнала на входе INTx (P3.2 — это INT0, P3.3 — это INT1). При GATE=0 пуск/останов осуществляется только установкой/сбросом бита TRx, независимо от состояния на входе INTx. Такой режим обычно используется, когда нам нужно формировать задержки или временные интервалы заданной длительности.

При GATE=1 пуск/останов также осуществляется установкой/сбросом бита TRx. Однако при этом таймер-счетчик

Таблица 9. Структура регистра TCON (старшие 4 бита).

Символ	Позиция	Имя и назначение
TF1	TCON.7	Флаг переполнения таймера-счетчика 1. Устанавливается аппаратно при переполнении таймера-счетчика 1. Сбрасывается аппаратно при обслуживании прерывания
TR1	TCON.6	Бит управления таймера-счетчика 1. Устанавливается/сбрасывается программой для пуска/останова таймера-счетчика 1
TF0	TCON.5	Флаг переполнения таймера-счетчика 0. Устанавливается аппаратно при переполнении таймера-счетчика 0. Сбрасывается аппаратно при обслуживании прерывания
TR0	TCON.4	Бит управления таймера-счетчика 0. Устанавливается/сбрасывается программой для пуска/останова таймера-счетчика 0

будет считать входные сигналы только в том случае, когда на его входе INTx будет присутствовать сигнал единичного уровня. Чаще всего такой режим используют в том случае, когда хотят измерить длительность какого-либо импульса. С этой целью таймер-счетчик устанавливается битом C/Tx в режим таймера (т. е. на вход его поступают импульсы с делителя на 12), сбрасывают в 0 регистры TLx и THx, устанавливают GATE и TRx в 1, а измеряемый импульс положительной полярности подают на вход INTx. Если тактовая частота МК равна 12 МГц, т. е. на вход таймера поступают импульсы с частотой 1 МГц, длительность измеряемого импульса в микросекундах равна числу, которое будет в TLx и THx после окончания импульса.

Следующий важный момент — режимы работы таймеров-счетчиков. Как видите, их четыре. Однако для нас наибольшую практическую ценность представляют всего два из них, второй и третий. Первый режим — это анахронизм, оставленный для совместимости со всеми уже забытыми микроконтроллерами семейства x48, а четвертый — экзотика: 16-разрядный таймер-счетчик T/C0 превращается в один 8-разрядный счетчик и в один 8-разрядный таймер. Кстати, именно работой в режиме 4 таймеры-счетчики 0 и 1 отличаются друг от друга.

Во втором режиме (M1=0, M0=1) как T/C0, так и T/C1 работают следующим образом. Каждый из импульсов, поступающих на вход T/Cx, увеличивает на 1 содержимое регистра TLx. Когда происходит переполнение последнего (т. е. содержимое TLx меняется с 0FFH на 0), происходит увеличение на 1 регистра THx. Естественно, увеличение TLx и THx возможно только тогда, когда TRx в 1, и INTx=1 при соответствующем GATE=0.

Когда происходит переполнение THx (т. е. содержимое THx меняется с 0FFH на 0), то устанавливается в 1 соответствующий флаг переполнения таймера TFx. Здесь я чуть забегаю вперед и скажу, что если написанная нами программа к этому моменту разрешила так называемые прерывания, то установка в 1 упомянутого флага автоматически вызовет соответствующую подпрограмму, именуемую подпрограммой обработки данного прерывания. Именно этот процесс я и имел в виду, когда говорил,

что таймер-счетчик может сообщить нашему МК о том, что он досчитал до 0FFFFH — микроконтроллеру не нужно постоянно контролировать состояние таймера-счетчика, переполнение последнего вызывает соответствующую подпрограмму автоматически, вне зависимости от того, чем в этот момент занят микроконтроллер.

В третьем режиме (M1=1, M0=0) T/C0 и T/C1 также работают одинаково. Каждый из импульсов, поступающих на вход T/Cx, увеличивает на 1 содержимое регистра TLx. Когда происходит переполнение последнего (т. е. содержимое TLx меняется с 0FFH на 0), то устанавливается в 1 соответствующий флаг переполнения таймера TFx. Одновременно с этим происходит занесение в TLx числа, хранящегося в регистре THx, при этом содержимое THx остается неизменным (рис. 43).

И в этом случае установка в 1 соответствующего флага переполнения таймера TFx вызывает переход на выполнение подпрограммы обработки прерывания (если, естественно, прерывания были разрешены; о том, как это делается, будет сказано чуть ниже).

Вот, собственно, и все, что я хотел сказать о таймерах-счетчиках. Осталось, разве что, добавить, что занесение информации в упомянутые регистры должно осуществляться при помощи команд MOV TL0,#data8, MOV TH0,#data8 (и им аналогичными для регистров таймера-счетчика 1),

MOV TMOD,#data8 и MOV TCON,#data8. Адреса упомянутых регистров приведены выше. Если ваш ассемблер, подобно моему TASM'y, не знает об их существовании, эти адреса нужно объявить в разделе адресов и символических имен в начале программы.

Кроме того, биты регистра TCON входят в битовое адресное пространство МК семейства x51, следовательно, их можно устанавливать и сбрасывать командами SETB и CLR.

Практический пример использования таймера-счетчика мы рассмотрим

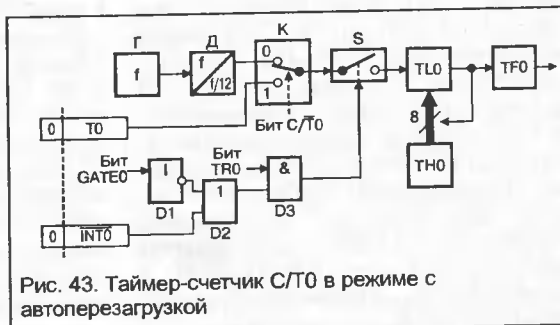


Рис. 43. Таймер-счетчик C/T0 в режиме с автоперезагрузкой

ниже, после знакомства с системой прерывания нашего МК.

Александр Фрунзе,
alex.fru@mtu-net.ru

Продолжение следует

ARGUSSOFT ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ

Департамент Микроэлектроники ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибутор фирм:



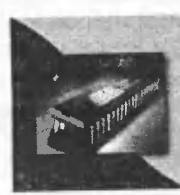
AVR-микроконтроллеры с АЦП на кристалле

В микроконтроллерах ATmega163 и ATmega323 реализована аппаратная команда умножения с временем выполнения 2 такта задающего генератора (250 нс при тактовой частоте 8 МГц).
Схема слежения за напряжением питания (BOD, Brown Out Detector) вырабатывает импульс перезапуска при снижении напряжения питания на время, большее 5 мкс ниже порога (4 В или 2.7 В).
Микроконтроллеры имеют несколько режимов энергосбережения.

Микроконтроллер	AT90C8635	ATmega163	ATmega323
Объем памяти программ (FLASH)	8 Кбайт	16 Кбайт	32 Кбайт
Объем памяти данных (SRAM)	512 байт	1 Кбайт	2 Кбайт
Объем памяти данных (EEPROM)	512 байт	512 байт	1 Кбайт
Аппаратный ускоритель	нет	есть	есть
Внутренний калибруемый RC-генератор	нет	есть	есть
Встроенный ИОН, напряжение 2.56 В	нет	есть	есть
Двухпроводный интерфейс (I ² C)	нет	есть	есть
Программируемый UART/USART	230 Кбод	912.6 Кбод	912.6 Кбод
Интерфейс SPI, скорость	2 Мбит/с	4 Мбит/с	4 Мбит/с
Число каналов ШИМ	3	3	4

Основные технические характеристики:

- 32 регистра общего назначения с 8-битной адресацией
- тактовая частота — до 8 МГц
- два 8-битных таймера-счетчика
- один 16-битный таймер-счетчик
- 8-канальный 10-битный АЦП
- аналоговый компаратор
- сторожевой таймер
- адрес часов реального времени
- высококачественная защита от несанкционированного копирования ПЗУ



Все микроконтроллеры выпускаются в совместимых по выводам корпусах!
Более подробную информацию можно получить на сайте: <http://atmel.argusssoft.ru>

Офис в Москве:
Адрес: 129085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505
Факс: (095) 216-66-42
E-mail: arguss@argusssoft.ru

Офис в Санкт-Петербурге:
Адрес: 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 36
Тел: (812) 314-3808, тел. факс: (812) 310-0234
E-mail: spb@argusssoft.ru

Интернет: WWW.ARGUSSOFT.RU



Улучшение параметров операционных усилителей

Защита операционных усилителей

В спецификациях на ОУ изготовители указывают предельно-допустимые величины напряжений на выводах ИМС, а также значения токов через эти выводы и максимальной рассеиваемой мощности. Эти параметры обычно входят в группу эксплуатационных. ОУ необходимо защищать от многих видов перегрузок: короткого замыкания выхода, повышенных синфазного и дифференциального входных напряжений, защелкивания (перехода в тиристорный режим), электростатического разряда и др. Классический $\mu A709$ (отечественный аналог — К153УД1) не имел никаких внутренних цепей защиты и попортил немало крови инженерам, выходя из строя при каждом удобном случае. Выпускаемые сегодня модели ОУ имеют внутреннюю защиту, что сильно облегчает работу с ними и сохраняет нервы. Однако защитные цепи, повышая безопасность, зачастую снижают некоторые важные характеристики ОУ, такие как быстродействие, диапазон дифференциальных входных сигналов, размах выходного напряжения. Поэтому часть моделей усилителей может не иметь внутренней защиты от тех или иных неблагоприятных факторов, и разработчику необходимо принять соответствующие меры.

Защита от чрезмерного дифференциального напряжения на входе

Такая защита чаще всего обеспечивается встречно параллельным включением диодов между входами ОУ (рис. 6, а). При значениях дифференциального напряжения, соответствующих линейному режиму работы усилителя (обычно доли милливольт) сопротивление диодов, даже прямое, составляет многие мегаомы. Потому диоды практически не проводят ток и не влияют на режимы цепи с ОУ. Однако большие входные сигналы открывают диоды и вводят их в проводящее состояние. При этом дифференциальные напряжения ограничатся величинами в несколько сотен милливольт. Часть ОУ имеет эти диоды на кристалле, например КР140УД14 или ОР291, причем последний содержит также последовательные входные резисторы по 5 кОм. Однако максимально допустимые токи через внутренние диоды невелики. В продаже имеется недорогая диодная сборка BAV99, оптимизированная для целей защиты. Она состоит из двух диодов, включенных последовательно, с выводом от средней точки. BAV99 можно применять в цепях по схемам на рис. 6, а, в, д.

Защита от короткого замыкания на выходе

Многие ОУ имеют встроенную защиту от короткого замыкания, допускающую работу усилителя в этом режиме неограниченное время. Многие, но не все. Так, например, замечательный во многих отношениях ОР162 для достижения широкой полосы единичного усиления (15 МГц) не имеет такой защиты. В приложениях, где эта защита необходима, можно включить последовательно с выходом ОУ резистор (рис. 6, б). Резистор обязательно должен быть включен в контур обратной связи, тогда динамическое выходное сопротивление усилителя останется достаточно низким. Сопротивление резистора должно быть по возможности малым. Например, для того же ОР162, максимально допустимый ток которого составляет 30 мА, при однополярном питании 5 В изготовитель рекомендует применить резистор сопротивлением 169 Ом. Следует иметь в виду, что применение последовательного резистора сужает диапазон выходных напряжений ОУ при работе его под нагрузкой.

Защита от синфазного перенапряжения

Схема неинвертирующего усилителя с защитой приведена на рис. 6, в. Если входное напряжение выходит за границы питающих напряжений, то один из диодов открывается и напряжение на неинвертирующем входе ОУ фиксируется на

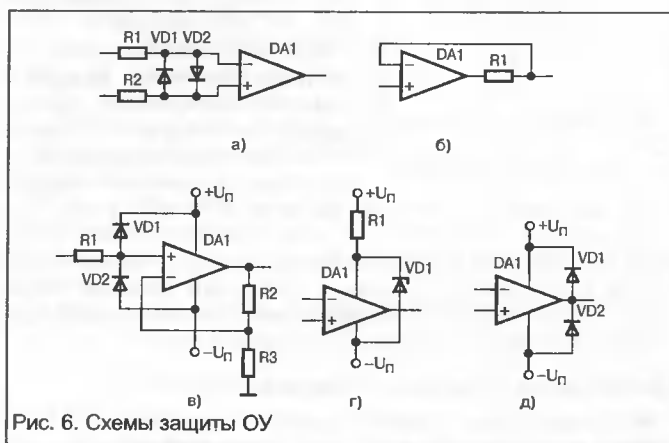


Рис. 6. Схемы защиты ОУ

уровне соответствующего напряжения питания. Здесь обязательно надо иметь в виду, что при этом ток с входа начинает течь в источник питания. Если источник входного сигнала мощный, может случиться, что входной ток окажется больше, чем ток всех потребителей данного источника. Если к тому же источником питания ОУ является последовательный стабилизатор напряжения, его регулирующий транзистор просто закроется, и начнется неконтролируемый подъем напряжения на нагрузке, что может вывести ее из строя. Поэтому следует позаботиться об ограничении этого напряжения, например, включив в цепь питания стабилитрон (рис. 6, з).

Защита от перенапряжения на выходе

Если нагрузка ОУ имеет индуктивный характер, то при больших скоростях нарастания выходного тока усилителя возможны перенапряжения на выходе. В этом случае выход ОУ соединяют через диоды с выводами питания (рис. 6, д).

Повышение выходного тока ОУ

Максимальный выходной ток ОУ общего применения обычно находится в пределах 5...20 мА. Этого может оказаться недостаточно. В то же время мощные интегральные ОУ сравнительно дороги. Например, монолитный PA45 фирмы Arre Microtechnology с допустимой рассеиваемой мощностью 85 Вт и пиковым током 5 А стоит около 70 долл. США при продаже единичными экземплярами, гибридный PA03 этой же фирмы мощностью 500 Вт и с пиковым током 30 А — более 800 долл. Альтернативой их применению в некоторых случаях может быть усиление выходного тока маломощных ОУ. Можно легко увеличить выходной ток ОУ примерно в 100 раз. Для этого можно использовать двухтактные эмиттерные повторители в режиме класса В. Однако из-за низкого быстродействия операционных усилителей общего назначения даже при наличии обратной связи возникает ощутимые переходные искажения. Их можно ослабить, введя в схему резистор R1 (рис. 7). При малых выходных токах, допустимых для данного ОУ, транзисторы закрыты и нагрузка питается только от усилителя. При увеличении выходного тока напряжение база-эмиттер соответствующего транзистора также увеличивается, транзистор открывается и начинает работать на нагрузку. В этом режиме каждый транзистор внешнего эмиттерного повторителя образует с соответствующим транзистором выходного каскада ОУ составной транзистор Дарлингтона. При использовании относительно медленно-

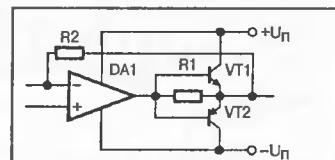


Рис. 7. Увеличение выходного тока ОУ с помощью комплементарного эмиттерного повторителя

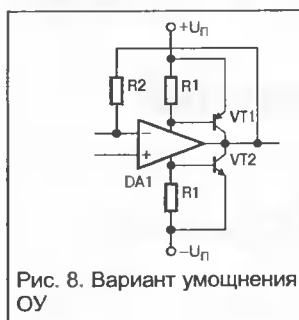


Рис. 8. Вариант упрочнения ОУ

тока внешние транзисторы закрыты. В этом случае весь выходной ток протекает через выход операционного усилителя. При больших сигналах соответствующий внешний транзистор открывается и основная часть тока проходит через него. В обоих вариантах размах выходного напряжения оказывается несколько меньше, чем у исходного ОУ.

Повышение выходного напряжения ОУ

Если необходимо повысить выходное напряжение на нагрузке, которая может быть изолирована от общей точки, наиболее просто это сделать включением выходных каскадов ОУ по мостовой схеме (рис. 9).

Усилитель DA1 — ведущий, а усилитель DA2, на котором выполнен инвертирующий повторитель, — ведомый. Выходное напряжение DA2 относительно общей точки равно по абсолютной величине выходному напряжению DA1, но имеет противоположную полярность. Как следствие, размах напряжения на нагрузке R_L вдвое больше размаха одиночного ОУ при том же напряжении питания.

Если удвоения напряжения недостаточно, либо нагрузка должна одним выводом соединяться с общим проводом, либо

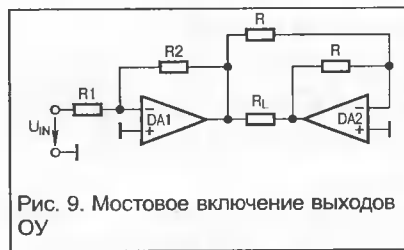


Рис. 9. Мостовое включение выходов ОУ

на транзисторах VT1 и VT2 для ограничения напряжений питания безопасными пределами. Эти напряжения (обычно номинальные для данного типа ОУ) устанавливают делителями R3R4. Токи коллекторов транзисторов VT1 и VT2 практически совпадают с токами их эмиттеров, поэтому оконечные транзисторы VT3 и VT4, как и на рис. 8, управляются токами, потребляемыми ОУ. Резистор R6 с сопротивлением в несколько десятков Ом обеспечивает нужную зависимость этих токов от входного сигнала ОУ. Конденсатор C предназначен для коррекции частотной характеристики усилителя. Напряжения питания U_n могут превосходить номинальные напряжения питания ОУ в два и более раз. Желательно дополнить эту схему цепями защиты от короткого замыкания и перенапряжений.

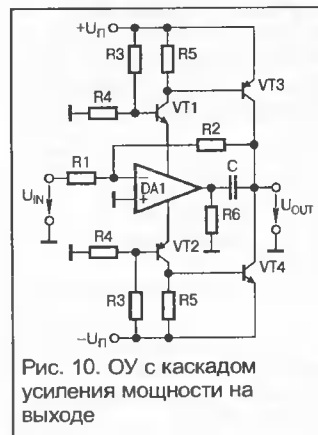


Рис. 10. ОУ с каскадом усиления мощности на выходе

го ОУ К140УД7 и резистора $R1 = 68 \text{ Ом}$ можно получить при нагрузке 5 Ом мощностную полосу 1 кГц .

Другая простая схема упрочнения выхода ОУ приведена на рис. 8. Здесь в базы транзисторов поступают токи выводов питания усилителя. Внешние транзисторы образуют с выходными транзисторами ОУ комплементарные структуры Дарлингтона. При малых выходных

ратной связи достигает 6000, но для обеспечения устойчивости и снижения нелинейных искажений его ограничивают с помощью внутренней отрицательной обратной связи по напряжению. Изготовитель рекомендует устанавливать усиление в пределах от 3 до 25 внешним резистором R_y . Резистор R_{T3} предназначен для токовой защиты, а конденсаторы $C1$ и $C_{корр}$ — для коррекции частотной характеристики. Усилитель PB58 выпускается в 8-выводном корпусе ТО-3.

Повышение быстродействия ОУ

Один из простейших способов расширения полосы пропускания ОУ общего применения был предложен Р. Видларом еще в 1969 г. [2]. Этот способ состоит в охвате одной из половин входного дифференциального каскада ОУ гибкой положительной обратной связью, обеспечивающей фазопереживание в области высоких частот. Схема включения ОУ LM101A (отечественный аналог — К153УД6) с фазопереживающей связью представлена на рис. 12, а, на рис. 12, б приведены соответствующие частотные характеристики. Корректирующий конденсатор $C1$ включен между инвертирующим входом ОУ и выводом, предназначенным для подключения стандартного корректирующего конденсатора, который в данном случае не используется. Диод VD включен дополнительно для улучшения реакции усилителя при быстром нарастании входного напряжения.

Как видно из рис. 12, б, применение фазопереживающей связи увеличивает частоту единичного усиления ОУ примерно в 10 раз. Скорость нарастания при этом повышается с 0,5 до 10 В/мкс.

Увеличить скорость нарастания выходного напряжения усилителя можно путем модификации схемы на рис. 8. В этой схеме оконечный каскад усиления на внешних транзисторах охвачен 100%-ой отрицательной обратной связью по напряжению, поэтому он не усиливает выходное напряжение ОУ. Если включить в цепь обратной связи между выходом схемы и выходом ОУ делитель на резисторах $R4$ и $R5$ (рис. 13), выходной каскад на внешних транзисторах будет усиливать напряжение с коэффициентом $k \approx (R4+R5)/R5$. Тогда максимальное выходное напряжение U_{OUT} будет достигаться за время, необходимое для изменения выходного напряжения ОУ на величину U_{OUT}/k . Следовательно, скорость нарастания увеличивается в k раз. При этом, к сожалению, обострится проблема устойчивости, т. к. даже если взять высокочастотные транзисторы, частота среза из-за увеличения петлевого усиления скорее всего окажется выше частоты

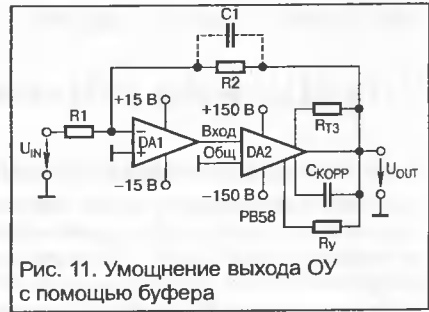


Рис. 11. Упрочнение выхода ОУ с помощью буфера

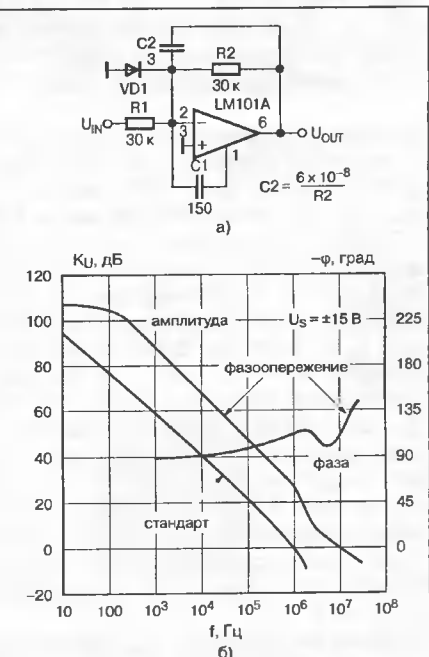


Рис. 12. Фазопереживающая коррекция частотных характеристик ОУ общего назначения

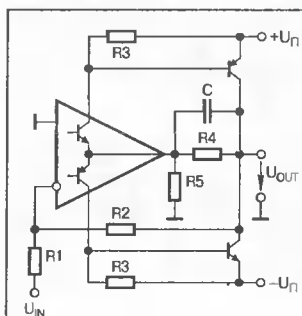


Рис. 13. ОУ с каскадом усиления напряжения

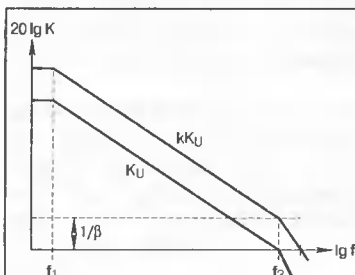


Рис. 14. ЛАЧХ ОУ с каскадом усиления напряжения

телей (рис. 15, а). На рис. 15, б штриховой линией представлена асимптотическая ЛАЧХ этих ОУ, обозначенная K_U . Если, например, требуется усилить входной сигнал в 100 раз, то полоса пропускания усилителя на одном ОУ составит f_1 (соответствующая ЛАЧХ обозначена K_{100}). Соединение двух усилителей, каждый из которых усиливает сигнал в 10 раз, позволит получить при том же необходимом усилении полосу пропускания

ты, соответствующей второму полюсу передаточной функции ОУ (см. рис. 14). Если величина, обратная коэффициенту передачи звена обратной связи (т. е. $1/\beta$) окажется больше или равной K , то ОУ будет устойчив. В противном случае следует включить корректирующий конденсатор C . ЛАЧХ, приведенные на рис. 14, показывают, что при $\beta < 1$ малосигнальная полоса ОУ заметно увеличивается.

Допустим, что нам нужно получить широкую полосу пропускания усилителя при высоком коэффициенте усиления. С увеличением коэффициента усиления ОУ частота среза петли обратной связи, а следовательно, и полоса пропускания уменьшаются. Простейший путь решения этой задачи заключается в каскадном соединении двух однотипных усилителей

на уровне 3 дБ примерно в 7 раз больше (f_2). ЛАЧХ для этого случая обозначена K_{10^2} . Смещение нуля определяет, в основном, DA1, а скорость нарастания выходного напряжения — DA2. Следовательно, правильное каскадное соединение двух разнотипных усилителей позволяет соединить достоинства обоих.

Еще лучше охватить оба усилителя общей обратной связью, как это показано на рис. 16. В этом составном усилителе следует использовать в качестве DA1 прецизионный ОУ, а в качестве DA2 — высокоскоростной. Преимущество этой схемы перед предыдущей заключается в том, что разброс сопротивлений резисторов R_3 и R_4 , а также величина коэффициента усиления ОУ DA2 практически не сказываются на точности установки коэффициента усиления устройства в целом. Общая отрицательная обратная связь обеспечивает прецизионные точностные параметры, соответствующие ОУ DA1. В табл. 1 представлены параметры составного усилителя на основе прецизионных ОРА627/637 и широкополосного ОРА603 с токовой обратной связью, имеющего частоту единичного усиления 160 МГц и скорость нарастания 1000 В/мкс.

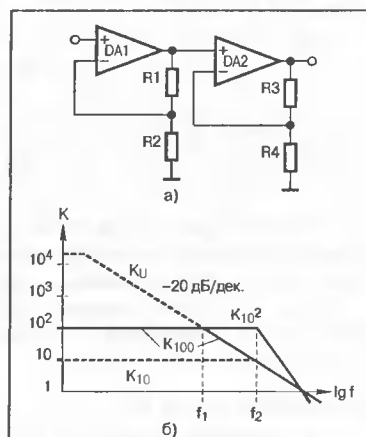


Рис. 15. Каскадное соединение ОУ

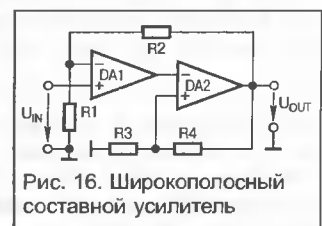


Рис. 16. Широкополосный составной усилитель

Открылся новый магазин

РАДИОДЕТАЛИ

на «Курской»

**Цена зависит
от количества!**

Москва, ул. Земляной вал, д. 34,
метро «Курская»
Справочная служба:
(095) 916-0408
Оптовый отдел:
(095) 916-2321
promelec@co.ru
www.promelec.ru

Для **оптовых** и **розничных** покупателей
действует система специальных и накопительных скидок

Рядом с м. «Курская»

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

Специально подготовленный персонал

Большой **оптовый** отдел

Весь товар **сертифицирован**, с гарантией качества

Специальный **отдел технической литературы**
по электронной тематике

ПРОМЕЛЕКТРОНИКА
ПОСТАВКИ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

www.dian.ru

Таблица 1

К	ОУ	R1, Ом	R2, кОм	R3, Ом	R4, кОм	f _{ср} , МГц	Скорость нарастания, В/мкс
100	ОРА627	50,5	4,99	20	1	15	700
1000	ОРА637	5	5	12	1	11	500

Для такого широкополосного устройства монтаж требуется выполнить особенно тщательно. В частности, необходимо обеспечить минимальную емкость монтажа точки соединения резисторов с инвертирующим входом ОРА603 и использовать для питания усилителей отдельные цепи с отдельными блокирующими конденсаторами.

Снижение шума ОУ

Все основные виды шума в электронных схемах являются центрированными (т. е. имеющими нулевое математическое ожидание) с нормальным распределением. Поэтому снижение уровня (среднеквадратического значения) шума производят путем временного или пространственного усреднения. Временное усреднение осуществляется путем ограничения полосы пропускания канала усиления сигнала с помощью фильтра нижних частот или полосового фильтра.

Основным видом шума в электронных схемах является тепловой шум, который генерирует на своих выводах любой резистор. Действующее (среднеквадратическое) напряжение шума в незамкнутой цепи, порожденное сопротивлением R, находящимся при температуре T, находится по формуле:

$$E_{ш} = \sqrt{4kTR\Delta f}$$

где k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; Δf — полоса частот в герцах.

Как следует из этой формулы, уменьшение полосы пропускания в 4 раза вызывает снижение среднеквадратического значения шума в 2 раза и т. д. Это, вообще гово-

ря, справедливо лишь для белого шума, поэтому для низкочастотной области $f < 0,1 \dots 10$ кГц (для разных моделей ОУ эта граница различна), где существенную часть составляет фликкершум, имеющий частотный спектр типа 1/f, соотношение будет иным.

В случае, если ограничение полосы недопустимо (снижается быстродействие), можно прибегнуть к пространственному усреднению. Для этого несколько однотипных усилителей включают параллельно (рис. 17).

Выходное напряжение равно среднему арифметическому от выходных напряжений усилителей DA1, DA2, DA3, ..., DA_N. Шумы усилителей, подключенных к источнику входного сигнала, некоррелированы. Считая среднеквадратические значения шума на входах однотипных усилителей равными, найдем действующее значение напряжения шума на выходе схемы:

$$U_{ш. OUT} = \frac{R_2}{R_1} \sqrt{\frac{U_{ш1}^2 + U_{ш2}^2 + \dots + U_{шN}^2}{N}} = \frac{R_2}{R_1} \frac{U_{ш}}{\sqrt{N}}$$

Это означает, что, включив параллельно, например, четыре ОУ, мы снизим напряжение шума вдвое.

Георгий Волович,
g_volovich@mail.ru

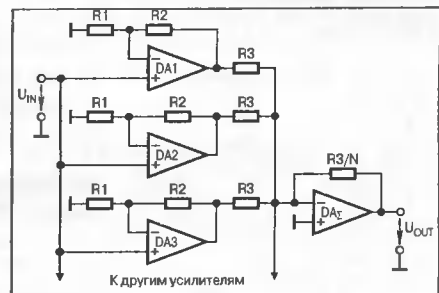


Рис. 17. Параллельное соединение ОУ для снижения шума

Литература:

1. R. J. Widlar. Feedforward compensation speeds op-amp. National Semiconductor, 1969, Linear Brief 2, March.

ARGUSSOFT

Департамент Микроэлектроники

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ

ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибьютор фирм:

ANALOG DEVICES

Новые серии прецизионных операционных усилителей

Микросхема	Количество усилителей в корпусе	Входное смещение, мВ (тип.)	Выходной ток смещения (тип.)	КОСС, дБ (тип.)	Напряжение питания, В Мин. Макс.
AD8571/2/4	1/2/4	1	10 nA	140	+2.7 +5
AD8551/2/4	1/2/4	1	10 nA	140	+2.7 +5
OP117/2/4	1/2	15	0.5 nA	126	±2.5 ±15
OP117/2/4	1/2/4	20/30/30	5.5 nA	110	+2.7 ±15
AD9819	1	45	2 nA	95	±5 ±13
OP193/293/493	1/2/4	75	15 nA	115	+1.7 ±16
AD8601/2/4	1/2/4	80	0.2 nA	83	+2.7 +6
AD8605/6/8	1/2/4	80	0.2 nA	95	+2.7 +6
OP181/281/481	1/2/4	80	30 nA	90	+2.7 +12

Хотите попробовать? Закажите бесплатные образцы у нас:

Офис в Москве:

Адрес: 129085, Москва, Проспект Мира, 95

Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505

Факс: (095) 216-55-42

E-mail: components@argusssoft.ru

Офис в Санкт-Петербурге:

Адрес: 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 39

Тел.: (812) 314-3808, тел./факс: (812) 310-6234

E-mail: spb@argusssoft.ru

Интернет: WWW.ARGUSSOFT.RU

ALMEL

TRACO POWER

BOURNS

CLARE

sumida

JE-AN

HANTRONIX

Honeywell

SII

muRata

www.platan.ru

ПЛАТАН

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР КОМПАНИИ

МОЩНЫЕ IGBT МОДУЛИ

Области применения:

- Импульсные источники питания
- Бесперебойные источники питания (UPS)
- Системы управления электродвигателями и другими силовыми агрегатами
- Индуктивные нагреватели

International Rectifier

Допустимое напряжение, В	Частотный диапазон, кГц	Ток коллектора, при T=25°C		RMS-2	Int-A-Pak Dual-Int-A-Pak
		рост., А	нап., А		
250	Стандартный	400	800		GA400TD253
		7.2	22	CPV362M4J	
		75	150		GA75TS80U
	Ультрбыстрые, 8-60 кГц	150	300		GA150TS80U
		300	600		GA300TD80U
		500	1000		GA500TD80U
800	Сварочный от КЗ, 8-25 кГц	5.7	11	CPV362M4K	
		24	48	CPV364M4K	
		8.8	28	CPV362M4F	
	Быстрые, 1-8 кГц	16	50	CPV363M4F	
		50	100		
		75	150		
1200	Ультрбыстрые, 8-40 кГц	100	200		GA150TD120U
		150	300		GA250TD120U
		250	500		

IMS-2

Int-A-Pak

Dual-Int-A-Pak

Сертификация ISO 9002:94 № РОСС RU. ИС48.К00014

ПЛАТАН

Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2

Тел./факс: (095) 73-75-999

Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2

Тел./факс: (095) 73-75-999

Почта: 121351, Москва, в/я 100

E-mail: ir@platan.ru

Формирователи трехфазных последовательностей

В различной литературе были опубликованы описания трехфазных инверторов сетевого напряжения для питания электродвигателей. Задающие формирователи трехфазных последовательностей в таких устройствах, как правило, неоправданно усложнены. В данной статье приведено несколько более простых схем подобных формирователей.

Схема формирователя трехфазных последовательностей на микросхемах K155IE4 и K155TM2 приведена на рис. 1, а, временная диаграмма его работы — на рис. 1, б. На вход формирователя (как и всех описываемых далее) подаются импульсы с частотой в шесть раз больше выходной. Счетчик DD1 делит ее на шесть, и с его выхода 6 снимается фаза А выходного напряжения. Этот сигнал подается также на входы D триггеров микросхемы DD2. Его запись в триггеры производится по фронтам импульсов с выходов 2 и 4 счетчика DD1 (см. рис. 1, б, активные фронты импульсов помечены стрелками). В результате на выходах триггеров микросхемы DD2 формируются прямые и инверсные импульсы фаз В и С.

Схема формирователя трехфазных последовательностей на микросхемах K155IE4 и K555IP8 приведена на рис. 2, а. Как и в предыдущем устройстве, счетчик DD1 делит частоту входных импульсов по их спадам на шесть. По фронтам входных импульсов меандр с выхода 6 DD1 последовательно записывается в триггеры регистра DD2, и на его выходах формируются прямые и инверсные сигналы фаз А, В и С, как это проиллюстрировано на рис. 2, б.

Инверсные сигналы фаз следует использовать с осторожностью, помня о том, что в момент пуска они не обязательно будут инверсией прямых сигналов. Правильная фазировка будет достигнута после прохождения первых шести входных импульсов.

Более простая схема формирователя приведена на рис. 3. В момент включения питания цепь R1C1 устанавливает все триггеры регистра DD1 в нулевое состояние. На входах D регистра присутствует лог. 1 с выхода инвертора DD2.1. Фронт первого входного импульса запишет эту единицу в разряд 1 регистра, фронт второго продвинет ее в разряд 2. По фронту третьего импульса на выходе 3 появится также лог. 1, на входах D регистра DD1 — лог. 0, а по четвертому фронту лог. 0 появится

уже на выходе 1 регистра. В результате «волны» из трех следующих друг за другом единиц и трех нулей будут продвигаться по регистру DD1, и на его выходах сформируются прямые и инверсные сигналы фаз А, В и С.

В таком формирователе в момент включения питания на прямых и инверсных выходах фаз нулевой уровень напряжения предскажем, но из-за помех в процессе работы в принципе это может нарушиться и не восстановиться его правильная работа.

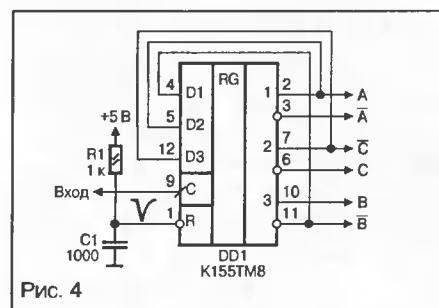


Рис. 4

Еще более простой вариант схемы формирователя приведен на рис. 4. Формирователь работает точно также, как и описанный выше, но за счет применения регистра, построенного на триггерах с прямыми и инверсными выходами, исключен инвертор. В момент пуска на всех прямых выходах фаз присутствует лог. 0, на инверсных — лог. 1, но недостаток формирователя по схеме на рис. 3, связанный с возможностью нарушения правильного функционирования, сохраняется.

Микросхемы TM8 есть во всех сериях ТТЛ, есть и аналог КМОП — KP1554TM8. Формирователь по схеме на рис. 4 можно собрать и на триггерах микросхем TM2, существующих во всех сериях цифровых микросхем, включая КМОП серии K176, K561 и KP1561. Для триггеров этих серий полярность импульса начальной установки должна быть противоположной.

Сергей Алексеев,
editor@dian.ru

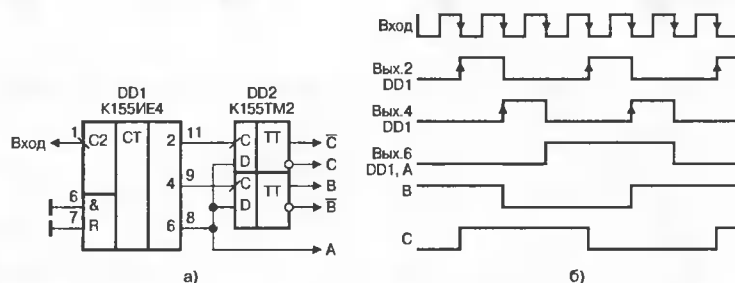


Рис. 1

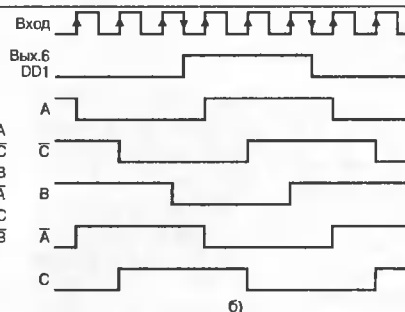
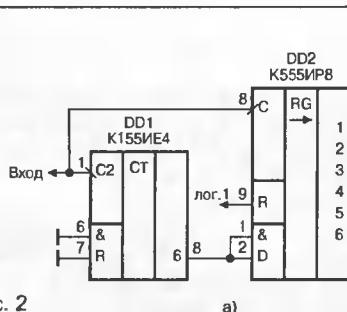


Рис. 2



Сверхрегенератор на полевом транзисторе

Продолжая начатую в предыдущем номере журнала тему, автор предлагает два варианта сверхрегенеративных каскадов на полевом транзисторе.

Чувствительность сверхрегенеративных приемников в значительной степени определяется собственными шумами используемого транзистора, поэтому целесообразно применение полевых транзисторов, как менее шумящих. На рис. 1 приведена схема одной из возможных реализаций такого приемника. Наиболее важные параметры схемы сведены в табл. 1. Результаты получены при напряжении питания, равном 5 В, глубине модуляции испытательного сигнала $m = 0,9$ и

тура образована двумя конденсаторами C2 и C3, точка соединения которых подключена к истоку транзистора, что и обеспечивает положительную обратную связь, необходимую для самовозбуждения каскада. Сопротивление резистора R1, постоянное падение напряжения на котором определяет исходное положение рабочей точки, выбрано таким образом, чтобы крутизна в этой точке превышала критическое значение. Совместно с конденсатором C5 этот резистор образует цепь формирования

твление, существенно превышающее сумму R2 и R4. С этой целью установлен истоковый повторитель на полевом транзисторе VT2. Усилитель низкой частоты реализован на транзисторе VT3 и никаких особенностей не имеет. Конденсатор C9 дополнительно подавляет просочившееся напряжение суперизации. На выходе усилителя выделяется смесь полезного сигнала и шума, отношение амплитуд которых зависит от уровня входного сигнала (см. табл. 1). Каскад на транзисторе VT4 представляет собой, по сути, усилитель-ограничитель «снизу». Его рабочая точка выбрана таким образом, чтобы при отсутствии сигнала амплитуды шумов было недостаточно для отпираания транзистора и выходное напряжение было равно нулю. Полезный сигнал, имеющий в точке Kt2 отрицательную (относительно +5 В) полярность и превышающий уровень шумов как минимум в четыре раза, открывает последний транзистор, и на его выходе формируются положительные импульсы амплитудой 5 В. Конденсатор C13 очищает фронты импульсов от остатков напряжения суперизации. Форму и параметры колебаний можно проконтролировать осциллографом в контрольной точке Kt1.

Конструкция и детали

Печатная плата приемника выполнена из односторонне фольгированного стеклотекстолита. Ее чертеж со стороны проводников приведен на рис. 3. Поскольку заявленные характеристики обеспечиваются в достаточно узком диапазоне питающих напряжений $5 \pm 0,5$ В, источник питания должен быть стабилизирован. Стабилизатор, при желании, может быть размещен на плате приемника, для этого на ней предусмотрено место (элемент DA1). Подойдет,

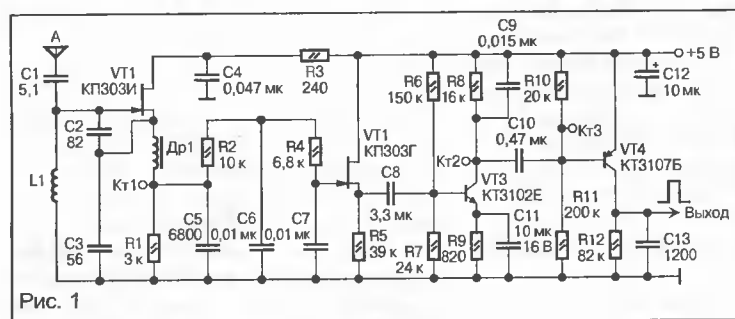


Рис. 1

частоте модуляции 1 кГц. Приемник предназначен для работы с импульсными сигналами, поэтому выбран нелинейный режим, обеспечивающий эффективную АРУ. При увеличении амплитуды входного сигнала с 3,5 мкВ до 4,5 мВ (в 1300 раз), уровень сигнала в контрольной точке Kt2 меняется в пределах 160...350 мВ. Приемник предназначен для работы с амплитудно-манипулированными сигналами. В случае его использования для приема аналоговых сигналов (речевой информации), компаратор на транзисторе VT4 из схемы нужно исключить, подсоединив к правому выводу конденсатора C10 подводящий УНЧ.

Сверхрегенеративный каскад собран на транзисторе VT1. Колебательный контур включен в затворную цепь. Это, во-первых, практически исключило шунтирующее действие транзистора на контур, благодаря чему существенно повысилась его нагруженная добротность, а во-вторых, снизило мощность колебаний в контуре и, как следствие, паразитное излучение через антенну. Емкость кон-

Они должны соответствовать осциллограммам, приведенным на рис. 2, б. Двухзвенный фильтр нижних частот R2C6R4C7 выделяет постоянную составляющую этих колебаний, изменяющуюся как известно, по закону огибающей

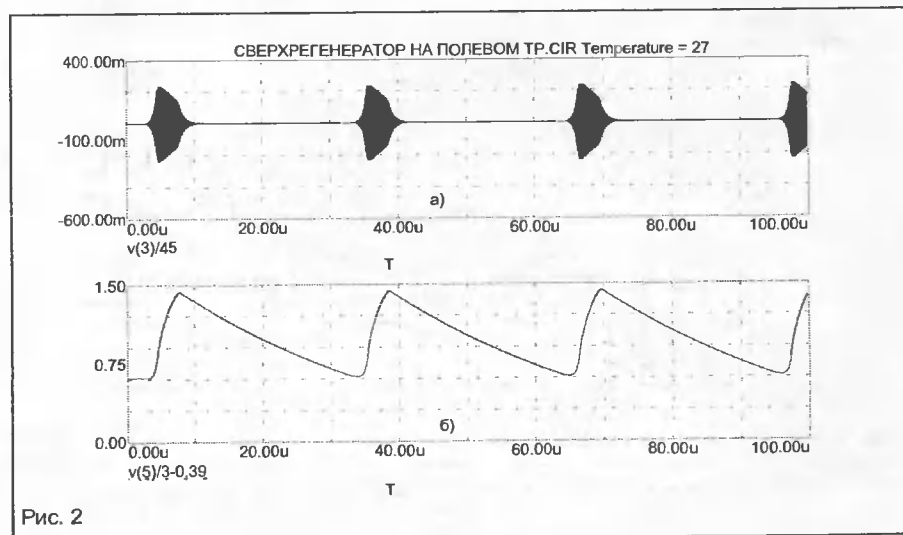


Рис. 2

Таблица 1

Чувствительность, мкВ	0,6	0,7	1	1,5	2	2,5	3	3,5
Отношение С/Ш	4	5	10	16	25	30	35	45
Амплитуда сигнала в Kt2, мВ	80	90	100	105	110	120	140	160

Примечание. Ток потребления приемника при $U_n=5$ В не превышает 0,6 мА. Возможна работа в интервале питающих напряжений 3...9 В

принимаемого сигнала, и подавляет колебания на частоте суперизации. Для того, чтобы коэффициент передачи фильтра был близок к единице, он должен быть нагружен на сопро-

например, интегральный стабилизатор КР1170ЕН5 или его импортный аналог.

Транзистор VT1 может быть заменен на КП303А (Б, В, Ж), при этом может потребоваться подбор резистора R1 по указанной ниже методике. Можно использовать и КП303Г (Д, Е), КП302 с любой буквенным индексом, но напряжение питания придется повысить до

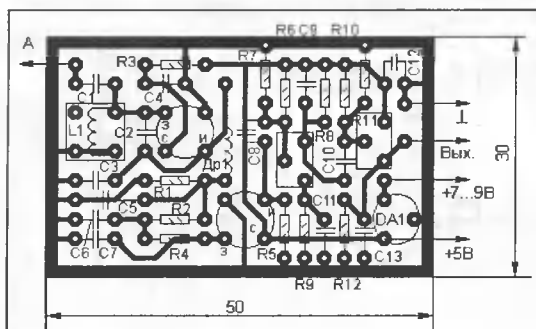


Рис. 3

9 В из-за того, что у них значительно больше напряжение отсечки. Транзистор VT2 должен быть из серии КП303Г—Е при любом напряжении питания. VT2, VT3 заменяются на КТ315 и КТ361 соответственно с любыми буквенными индексами.

Контурная катушка содержит 8 витков и наматывается проводом 0,35...0,5 мм на каркасе диаметром 5...9 мм с карбоцильным подстроечным сердечником. Можно использовать и ферритовый сердечник, но обязательно марки 15...50ВЧ. Высокочастотный дроссель Др1 стандартный, типа ДПМ-0,1, ДМ-0,1 индуктивностью 10...68 мкГн. Можно использовать и самодельный, намотав 20...25 витков провода 0,15...0,25 мм на ферритовое кольцо диаметром 8...10 мм. Конденсаторы C2, C3 — керамические с малым ТКЕ (группы М33, П33, МП0). Остальные могут быть любыми керамическими. Электролитические конденсаторы C8, C12 — любого типа на напряжение не менее 6,3 В. Никаких особых требований не предъявляется и к постоянным резисторам. В качестве антенны приемника используется отрезок провода длиной 25...50 см. Понятно, что чем больше длина антенны, тем больше будет дальность действия аппаратуры. Выход приемника рассчитан на подключение цифровой части, собранной на микросхемах серии КМОП.

Настройка приемника

Настройку желательно проводить с помощью осциллографа. Убедившись в правильности монтажа, следует временно заменить резистор R1 на подстроечный сопротивлением 10...47 кОм, подсоединив его к плате как можно более короткими проводниками. Осциллограф подключается к контрольной точке Кт1. Далее на плату подается питающее напряжение. Вращением ротора подстроечного резистора надо добиться появления на экране пилообразных импульсов (рис. 2, б). Ручками синхронизации осциллографа нужно обеспечить неподвижность первого импульса на экране. Регулировкой подстроечного резистора частота их следования устанавливается равной 30...33 кГц. Дрожание импульсов начиная со второго происходит из-за наличия собственных шумов каскада и свидетельствует о его нормальной работе. Амплитуда их должна быть равной 0,7...0,8 В. Подключив

осциллограф к затвору первого транзистора через конденсатор емкостью 3...5 пФ, можно наблюдать всплески высокочастотных колебаний на контуре (рис. 2, а). Далее следует измерить сопротивление подстроечного резистора, предварительно отключив его, и впаять постоянный резистор ближайшего номинала. Если требуемая частота и амплитуда импульсов одновременно не устанавливаются,

то подбором сопротивления подстроечного резистора устанавливается нужная амплитуда импульсов, а затем подбором емкости конденсатора C5 — требуемая частота. При отсутствии осциллографа можно поступить следующим образом. Временно следует соединить затвор первого транзистора с корпусом небольшим отрезком провода, обеспечив срыв колебаний. Затем, контролируя вольтметром постоянного тока напряжение в Кт1, вращением оси подстроечного резистора устанавливают его равным 0,6...0,65 В. Убрав перемычку, следует убедиться, что напряжение возрастает до 0,7...0,9 В, это свидетельствует о возникновении генерации. Установить оптимальные параметры пилы при этом методе, к сожалению, не удастся.

Для дальнейшей настройки потребуется либо генератор стандартных сигналов, либо передатчик, совместно с которым планируется использование приемника. Генератор подключается непосредственно к антенному входу и настраивается на требуемую частоту, его выходное напряжение устанавливается равным 100 мкВ, а глубина внутренней модуляции — 90%. Если используется передатчик, его предварительно настраивают и располагают на расстоянии 2...3 м от приемника.

Осциллограф подключается к точке Кт2. Временно соединяется затвор транзистора VT2 с корпусом и резистор R7 заменяется на подстроечный сопротивлением 47 кОм. Вращением ротора подстроечного резистора необходимо установить постоянное напряжение в контрольной точке равным 3,15 В. При отсутствии осциллографа, сделать это можно и с помощью вольтметра. Одновременно на базе транзистора VT4 (Кт3) необходимо установить 4,65 В подбором величины резистора R10. На этом настройка заканчивается.

Затем следует отпаять перемычку от затвора VT2. На экране осциллографа должны наблюдаться синусоидальные колебания частотой 1 кГц при использовании генератора или почти прямоугольные импульсы в том случае, когда источником контрольного сигнала служит передатчик. Наличие только шумовой дорожки говорит о том, что входной контур приемника сильно расстро-

ен. Вращением сердечника катушки контура необходимо добиться максимальной амплитуды наблюдаемого сигнала, что будет свидетельствовать о настройке в резонанс. Для обеспечения высокой точности настройки сигнал генератора необходимо постепенно уменьшать до границы чувствительности (передатчик надо отнести на большее расстояние), о чем будет свидетельствовать появление на экране шумов заметной амплитуды. Далее нужно окончательно установить движок подстроечного резистора в положение, при котором отсутствует ограничение как положительных, так и отрицательных полуциклов наблюдаемого сигнала, и заменить подстроечный резистор постоянным резистором соответствующего сопротивления.

После этого нужно подключить осциллограф на выход приемника. На экране должны наблюдаться положительные импульсы с размахом 5 В. Подбором R10 добиваются, чтобы амплитуда шумовых всплесков в их основании не превышала 0,5 В. Уменьшать их до нуля не следует, так как при этом снижается чувствительность. На этом настройка приемника закончена.

В заключение следует сказать, что сверхрегенеративный каскад устойчиво работает в интервале питающих напряжений от 3 до 9 В, потребляя ток соответственно 120...650 мкА. Для каждого питающего напряжения необходимо тщательно подбирать резистор R1 и конденсатор C4 по приведенной выше методике. Если изменяется напряжение питания всего приемника, то необходимо уточнять режимы по постоянному току транзисторов VT3 и VT4.

Если несколько снизить требования к экономичности, то усилитель низкой частоты и формирователь импульсов можно реализовать на операционном усилителе К140УД1208 по схеме, приведенной на рис. 4. Суммарный ток потребления приемника возрастет при этом до 1...1,2 мА. Конденсатор C9 добавлен для улучшения подавления напряжения суперизации, ухудшающего форму фронтов полезного сигнала. Операционный усилитель работает в режиме компаратора.

Настройка выходного каскада сводится к следующему. Ротор подстроечного резистора R10 устанавливается в нижнее по схеме положение. Напряжение на выв. 2 микросхемы DA1 оказы-

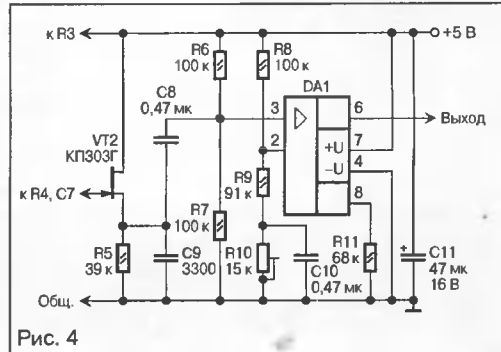


Рис. 4

вается ниже, чем на выв. 3, и контролируемое осциллографом напряжение на выходе каскада должно быть равно нулю. Подав на вход приемника сигнал одним из описанных выше способов, плавным вращением движка подстроечного резистора добиваются появления на выходе импульсов положительной полярности. Поскольку амплитуда сигнала с выхода истокового повторителя лежит в пределах 2...15 мВ, разность потенциалов на выв. 3 и 2 должна быть порядка 1...15 мВ, что требует особой тщательности при установке порога. От величины этого порога (разности потенциалов между выв. 3 и 2) зависит чувствительность приемника в целом. Наибольшей чувствительности соответствует такой порог, при котором снятие входного сигнала приводит к появлению на экране осциллографа хаотически изменяющихся импульсов амплитудой около 5 В, симметричных

относительно уровня 2,5 В. Необходимо иметь в виду, что такая настройка приемника будет вызывать беспорядочное срабатывание исполнительных устройств аппаратуры при отсутствии входного сигнала. Если это недопустимо, то необходимо в отсутствие входного сигнала плавно повышать порог уменьшением сопротивления R10 до того момента, когда шумовые выбросы на экране осциллографа пропадут. Чувствительность приемника при этом снизится до 4...5 мкВ.

Печатная плата приемника приведена на рис. 5. Для того, чтобы настройки сохранялись в процессе эксплуатации, напряжение питания приемника должно быть стабилизировано. Стабилизатор может быть общий на все оборудование модели или предусмотренный только для приемника. В последнем случае его мож-

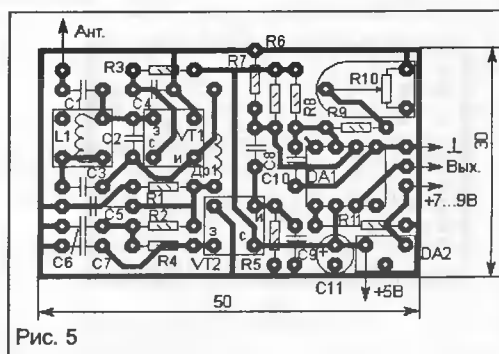


Рис. 5

но установить на печатной плате привинки, место для него предусмотрено (элемент DA2). Подойдет интегральный стабилизатор KP1170EH5 или аналогичный импортный.

Владимир Днищенко,
m408@rbcmail.ru

Генераторы на транзисторах КП501

В настоящей статье описаны простые генераторы на полевом транзисторе КП501, которые могут найти применение в самых различных узлах электронной аппаратуры.

Маломощные высоковольтные полевые транзисторы серии КП501 с изолированным затвором и индуцированным каналом n-типа, предназначенные, главным образом, для использования в качестве электронных ключей в узлах коммутации АТС и в телефонных аппаратах, могут применяться и в других радиоэлектронных устройствах.

Автором была исследована возможность использования этих дешевых и популярных транзисторов в простых генераторах. Электрическая схема первого варианта высокочастотного генератора представлена на рис. 1. Здесь

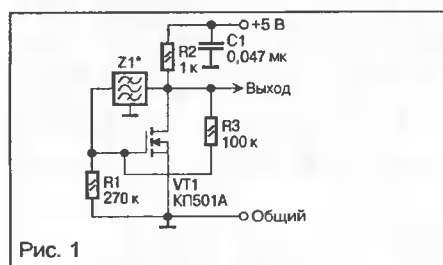


Рис. 1

Z1 — керамический фильтр от узлов ПЧ различной радиоаппаратуры и устройств связи. Генератор устойчиво возбуждается с большинством трехвыводных фильтров, например, ФП1П-0,24 с частотой 465 кГц; CFW455U с частотой

455 кГц; ФП1П-049, SFE10,7МА с частотой 10,7 МГц и со многими керамическими фильтрами от блоков цветности и радиоканала телевизоров на частотах 4...6,5 МГц.

Полная амплитуда сигнала (от пика до пика) на выходе генератора обычно близка к напряжению питания узла, но при использовании некоторых фильтров может быть и меньше. Неожиданным было то, что один из импортных фильтров типа CFW455U уверенно возбуждался на четвертой гармонике.

В генераторе, собранном по схеме на рис. 1, на месте Z1 можно также с успехом использовать пьезоэлектрический звукоизлучатель с отводом, который будет работать на частоте собственного механического резонанса; LC-контур с трансформаторной связью между обмотками, резонансную частоту которого можно будет легко перестраивать в широких пределах; некоторые типы ультразвуковых линий задержек и фильтров на ПАВ. Естественно, при этом может потребоваться незначительная модернизация схемы.

На рис. 2 приведена схема генератора, в котором частота задается кварцевым резонатором Z1. На его месте автором было проверено более 30-ти кварцевых резонаторов импортного и

отечественного производства на частоты от 500 кГц до 28 МГц. Все они устойчиво возбуждались, при этом полная амплитуда сигнала на выходе на частотах до 15 МГц была близка к напряжению питания. Следует отметить, что большинство распространенных резонаторов на диапазон 27 МГц, предназначенных для устройств связи, являются гармониковыми, и в этом генераторе возбуждаются на первой гармонике (8,7...9,3 МГц). Приятное исключение составляет распространенный резонатор для игровой приставки «Денди», который работает на частоте 26,6 МГц.

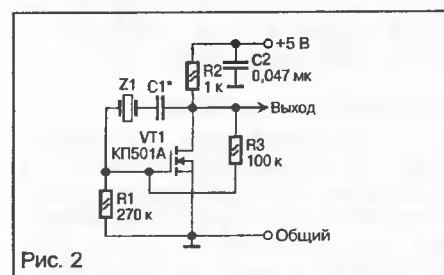


Рис. 2

Металлический корпус резонатора необходимо соединить с общим проводом, иначе будет наблюдаться частотная модуляция сигнала внешними наводками. Подбором емкости конденсатора C1 от единиц до сотен пикофард или его исключением можно более точно установить нужную частоту генерации.

Выходной сигнал рассмотренных генераторов в большинстве случаев можно непосредственно подавать на входы цифровых микросхем. При работе на относительно низких частотах и применении микросхем с высоким быстродействием для их четкого переключения может потребоваться сигнал

прямоугольной формы, который легко сформировать компаратором или триггером Шмитта.

На рис. 3 приведена схема генератора, которая может заинтересовать

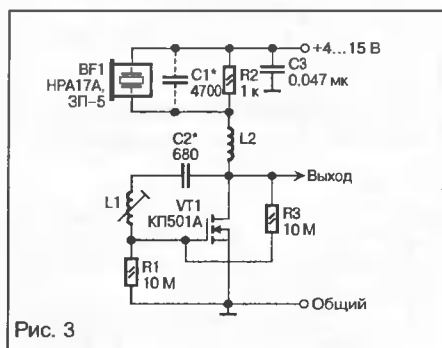


Рис. 3

экспериментатора. При определенных условиях на его выходе образуется группа частот от звуковых до сотен мегагерц. Здесь катушки L1, L2 представляют собой отрезки монтажного провода длиной 5...10 см или 2...5 витков обмоточного провода на оправке диаметром 4 мм. Подключив пьезоэлектрический излучатель BF1 и меняя индуктивность катушки L1 и напряжение питания, можно получить звуковой сигнал различной частоты и характера звучания. При экспериментах с этим генератором следует быть очень внимательным, так как он дает весьма мощное высокочастотное излучение и может «забить» радио- и телеприем в радиусе до 10 метров.

Для настройки генераторов, собранных по первым двум схемам, необходим осциллограф и цифровой частотомер с активным высокоомным выносным щупом, имеющим входную емкость не более 5 пФ и не шунтирующим входной сигнал амплитудой 5 В.

Совместное использование транзистора KP501 и инверторов малоомной быстродействующей микросхемы, выполненной по технологии ТТЛШ, позволяет получить прямоугольные импульсы частотой менее 10 Гц, имеющие крутые фронты и пригодные для дальнейшей обработки быстродействующим ТТЛШ или КМДП (КМОП) микросхемами или для управления ключевыми узлами исполнительных устройств.

Предлагаемое решение позволяет в ряде случаев, когда не требуется высокая стабильность, обойтись без применения специализированных генераторных микросхем. Не следует упускать из вида и тот факт, что работающий на относительно высокой частоте задающий генератор и следующие за ним счетчики-делители частоты могут быть источниками интенсивных помех на близкорасположенные высокочувствительные аналоговые узлы.

В генераторе, схема которого приведена на рис. 4, в активном режиме работает только транзистор VT1. Пе-

риод подключения, главным образом, зависит от параметров цепи C1R2R6 и при указанных на схеме номиналах составляет 120 с. Цепь из резисторов R1, R4, создавая небольшую положительную обратную связь, улучшает стабильность работы генератора.

Из-за несимметрии порога переключения длительности высокого и низкого уровня на выходе генератора не одинаковы. В тех редких случаях, когда они должны быть равны, целесообразно выход DD1.3 подключить к делителю частоты на 2, например, выполненному на D-триггере KP1533TM2 и, соответственно, скорректировать параметры времязадающей цепи.

Если потребуется работа генератора в диапазоне звуковых частот, то общее сопротивление резисторов R2 и R6 целесообразно выбрать в интервале 0,1...1 МОм, а емкость конденсатора C1 уменьшить до нескольких десятков сотен пикофард.

Зарубежный аналог микросхемы KP1533ЛАЗ — SN74ALS00A. Ее можно заменить аналогичной микросхемой серий K555, K155, содержащей нужное число инверторов (ЛЕ1, ЛН1 и др.). В приведенном варианте времязадающей цепи конденсатор C1 должен быть пленочным, например K73-17. Блокировочный конденсатор C2 — керамический КМ-5, К10-176. При отсутствии специальных высокоомных резисторов, например КИМ-0,125, R2 можно составить из нескольких обычных меньшего сопротивления. Полевой транзистор — любой из серии KP501, KP505, BSS138. Место его установки должно быть чистым и не содержать загрязнений с пальцев рук или следов флюса.

Несмотря на то, что транзисторы серии KP501 устойчивы к воздействию статического электричества, все же следует при работе с ними придерживаться общих правил обращения с МОП приборами, что позволит избежать их повреждения.

Андрей Бутов,
editor@ dian.ru

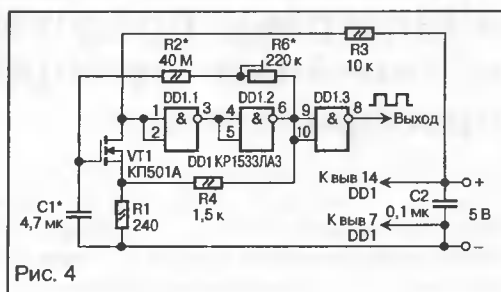


Рис. 4

Литература:

1. А. Кизлюк. Справочник по устройству и ремонту телефонных аппаратов. — М.: Антелеком, стр. 69.
2. А. Бутов. Мультивибратор на полевых транзисторах. — Радио, 2002, № 4, стр. 53.
3. А. Иванов. Генератор прямоугольных импульсов инфранизкой частоты на KP512PC10. — Радио, 1991, № 12, стр. 32.

www.platan.ru

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

САМОВОССТАНАВЛИВАЮЩИЕСЯ ПРЕДОХРАНИТЕЛИ

Предназначены для защиты электронных устройств от перегрузки по току или от перегрева. Принцип работы основан на свойстве резко увеличивать свое сопротивление под воздействием проходящего тока, а также температуры, превышающих номинальные значения, и автоматически восстанавливать свои первоначальные свойства после устранения этих причин.

Серия	Диапазон номинальных токов, А	Макс. рабочее напр., В	Сопр. в стар. сост., Ом	Область применения
MF-R	0.10-9.00	80	0.005-2.50	Общего назначения, автомобильная электроника.
MF-S, MF-LB, MF-LR	0.70-4.20	30	0.006-0.085	Защита акустических батарей от короткого замыкания, перегрева. Низковольтные выходы для точечной сварки непосредственно на элемент батареи.
MF-3M	0.30-2.60	80	0.025-0.80	Компьютеры и периферия, автомобильная электроника.
MF-4BM	0.14-1.50	80	0.02-1.50	Устройства с высокой плотностью монтажа: жесткие диски, PCMCIA-карты и др.

Полный ассортимент продукции Bourns со склада и на заказ.

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

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

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

Аналоговые представления нелинейных функций преобразования

В ряде случаев, например, при решении задач криптоанализа, синхронизации и некоторых других, возникает необходимость аналогового представления нелинейных функций преобразования. Такое преобразование возможно на основе метода погружения в область аналоговых значений. В статье представлены аналоговые представления некоторых дискретных нелинейных функций.

В аппаратуре передачи дискретной информации широко используются устройства, реализующие логические операции [1]. Такими элементарными устройствами являются, например:

- инвертор (НЕ), реализующий операцию отрицания ($y = \bar{x}$);
- элемент совпадения (И), реализующий операцию логического умножения — конъюнкцию ($y = x_1 \cdot x_2$);
- элемент ИЛИ, реализующий операцию логического сложения — дизъюнкцию ($y = x_1 + x_2$);
- импликатор, реализующий операцию импликации ($y = \bar{x}_1 + x_2$);
- элемент запрета (НЕТ), реализующий логическую операцию отрицания импликации ($y = x_1 \cdot \bar{x}_2$);
- элемент отрицания равнозначности (сравнение), реализующий операцию суммирования по модулю 2 ($y = x_1 \oplus x_2$);
- элемент равнозначности, реализующий логическую операцию отрицания суммирования по модулю 2 ($y = x_1 \oplus x_2$);
- элемент И-НЕ (элемент Шеффера), реализующий логическую операцию отрицания умножения ($y = x_1 \cdot x_2$);
- элемент ИЛИ-НЕ (элемент Пирса), реализующий логическую операцию отрицания сложения ($y = x_1 + x_2$).

Отметим, что указанные элементы (кроме первого) являются двухвходовыми. На основе представленных выше элементарных узлов строятся трехвходовые элементы, реализующие различные нелинейные функции преобразования дискретных величин.

Они известны и приведены, например, в [2, 3]. Очевидно, что число комбинаций на входе многовходового элемента определяется по формуле:

$$N = 2^i,$$

Таблица 4

x_1	x_2	x_3	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	y_6	y_7
0 / $y_1 \leq 0,5$	0 / $x_2 \leq 0,5$	0 / $x_2 \leq 0,5$	0 / $y_1 \leq 0,5$	0 / $y_2 \leq 0,5$	0 / $y_3 \leq 0,5$	0 / $y_4 \leq 0,5$	0 / $y_5 \leq 0,5$	0 / $y_6 \leq 0,5$	0 / $y_7 \leq 0,5$
0 / $x_1 \leq 0,5$	1 / $x_2 > 0,5$	0 / $x_2 \leq 0,5$	0 / $y_1 \leq 0,5$	1 / $y_2 > 0,5$	0 / $y_3 \leq 0,5$	1 / $y_4 > 0,5$	1 / $y_5 > 0,5$	1 / $y_6 > 0,5$	1 / $y_7 > 0,5$
1 / $x_1 > 0,5$	0 / $x_2 \leq 0,5$	0 / $x_2 \leq 0,5$	0 / $y_1 \leq 0,5$	0 / $y_2 \leq 0,5$	1 / $y_3 > 0,5$	1 / $y_4 > 0,5$	1 / $y_5 > 0,5$	0 / $y_6 \leq 0,5$	0 / $y_7 \leq 0,5$
1 / $x_1 > 0,5$	1 / $x_2 > 0,5$	0 / $x_2 \leq 0,5$	1 / $y_1 > 0,5$	0 / $y_2 \leq 0,5$	0 / $y_3 \leq 0,5$	1 / $y_4 > 0,5$	1 / $y_5 > 0,5$	0 / $y_6 \leq 0,5$	1 / $y_7 > 0,5$
0 / $x_1 \leq 0,5$	0 / $x_2 \leq 0,5$	1 / $x_2 > 0,5$	1 / $y_1 > 0,5$	1 / $y_2 > 0,5$	1 / $y_3 > 0,5$	0 / $y_4 \leq 0,5$	0 / $y_5 \leq 0,5$	1 / $y_6 > 0,5$	1 / $y_7 > 0,5$
0 / $x_1 \leq 0,5$	1 / $x_2 > 0,5$	1 / $x_2 > 0,5$	0 / $y_1 \leq 0,5$	1 / $y_2 > 0,5$	0 / $y_3 \leq 0,5$	0 / $y_4 \leq 0,5$	1 / $y_5 > 0,5$	1 / $y_6 > 0,5$	1 / $y_7 > 0,5$
1 / $x_1 > 0,5$	0 / $x_2 \leq 0,5$	1 / $x_2 > 0,5$	1 / $y_1 > 0,5$	0 / $y_2 \leq 0,5$	1 / $y_3 > 0,5$	0 / $y_4 \leq 0,5$	0 / $y_5 \leq 0,5$	1 / $y_6 > 0,5$	0 / $y_7 \leq 0,5$
1 / $x_1 > 0,5$	1 / $x_2 > 0,5$	1 / $x_2 > 0,5$	1 / $y_1 > 0,5$	1 / $y_2 > 0,5$	1 / $y_3 > 0,5$	1 / $y_4 > 0,5$	0 / $y_5 \leq 0,5$	0 / $y_6 \leq 0,5$	0 / $y_7 \leq 0,5$

где N — число комбинаций на входе; i — число входов. Для трехвходового элемента $N = 8$. Число вариантов построения многовходовых элементов с учетом баланса единиц и нулей в выходной последовательности определяется по формуле:

$$C_m^n = \frac{m!}{n!(m-n)!},$$

где p — число единиц и нулей в выходной последовательности, для трехвходового элемента равное 4; m — число выходных элементов, равное 8. Подставив необходимые значения, получим, что число трехвходовых элементов, реализующих различные нелинейные функции преобразования дискретных величин, с учетом баланса выходной последовательности равно 70.

В ряде случаев, например при решении задач криптоанализа [4], синхронизации [5] и некоторых других, возникает необходимость аналогового представления нелинейных функций преобразования. О возможности такого преобразования указано, например в [6].

Пусть аналоговые значения лежат в области определения $x \in [0; 1]$. Сразу же отметим, что квантование аналоговых значений будет осуществляется по правилу:

$$y = 1, \text{ если } x > 0,5;$$

$$y = 0, \text{ если } x \leq 0,5.$$

Схема инвертора, выполняющая операцию по правилу $y = 1 - x$, представлена на рис. 1.

Таблица 1

x	y
1 / $x > 0,5$	0 / $x \leq 0,5$
0 / $x \leq 0,5$	1 / $x > 0,5$



Рис. 1. Структурная схема аналогового инвертора, 1.1. — аналоговый вычитатель

Таблица 2

x_1	x_2	y
1 / $x_1 > 0,5$	1 / $x_2 > 0,5$	0 / $y \leq 0,5$
0 / $x_1 \leq 0,5$	1 / $x_2 > 0,5$	1 / $y > 0,5$
1 / $x_1 > 0,5$	0 / $x_2 \leq 0,5$	1 / $y > 0,5$
0 / $x_1 \leq 0,5$	0 / $x_2 \leq 0,5$	0 / $y \leq 0,5$

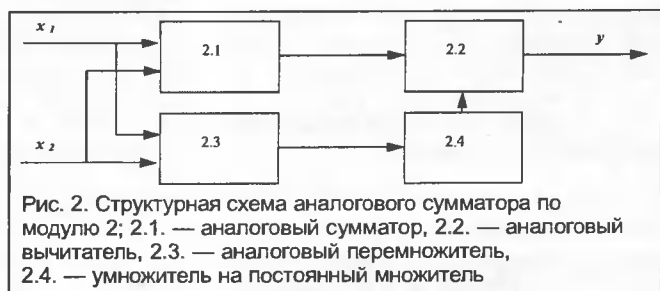


Рис. 2. Структурная схема аналогового сумматора по модулю 2; 2.1. — аналоговый сумматор, 2.2. — аналоговый вычитатель, 2.3. — аналоговый перемножитель, 2.4. — умножитель на постоянный множитель

Таблица 3

$y_1 = x_1 x_2 + x_2 x_3$	$y_1 = x_3 + x_1 x_2 - x_2 x_3 - 2x_1 x_2 x_3 + 2x_1 x_2 x_2 x_3$
$y_2 = (x_3 + x_2) x_1 + x_1 x_2 x_3$	$y_2 = x_2 + x_3 - x_1 x_2 - x_1 x_3 - x_2 x_3 + 2x_1 x_2 x_3$
$y_3 = (x_1 + x_3) x_2 + x_1 x_2 x_3$	$y_3 = x_1 + x_3 - x_1 x_2 - x_1 x_3 - x_2 x_3 + 2x_1 x_2 x_3$
$y_4 = (x_1 + x_2) x_3 + x_1 x_2 x_3$	$y_4 = x_1 + x_2 - x_1 x_2 - x_1 x_3 - x_2 x_3 + 2x_1 x_2 x_3$
$y_5 = x_3 x_1 + x_2 x_1$	$y_5 = x_1 + x_2 - x_1 x_2 - x_1 x_3$
$y_6 = x_1 x_2 + x_3 x_2$	$y_6 = x_2 + x_3 - x_1 x_2 - x_2 x_3$
$y_7 = x_1 x_3 + x_2 x_3$	$y_7 = x_2 + x_3 - x_1 x_3 - x_2 x_3$

В табл. 1 представлена таблица истинности инвертора для дискретных и аналоговых значений.

Например: $\bar{0} = 1 / 1 - 0,3 = 0,7 \rightarrow 1$;

$$\bar{1} = 0 / 1 - 0,8 = 0,2 \rightarrow 0.$$

Элемент отрицания равнозначности (сумматор по модулю 2), выполняющий операцию по правилу $y = x_1 + x_2 - 2x_1 x_2$, представлен на рис. 2.

В табл. 2 представлена таблица истинности сумматора по модулю два для дискретных и аналоговых значений.

Например:

$$0 \oplus 1 = 1 / 0,1 + 0,6 - 2 \times 0,1 \times 0,6 = 0,58 \rightarrow 1;$$

$$0 \oplus 0 = 0 / 0,2 + 0,2 - 2 \times 0,2 \times 0,2 = 0,32 \rightarrow 0.$$

Рассмотрим трехвходовые элементы. В табл. 3 представлены некоторые

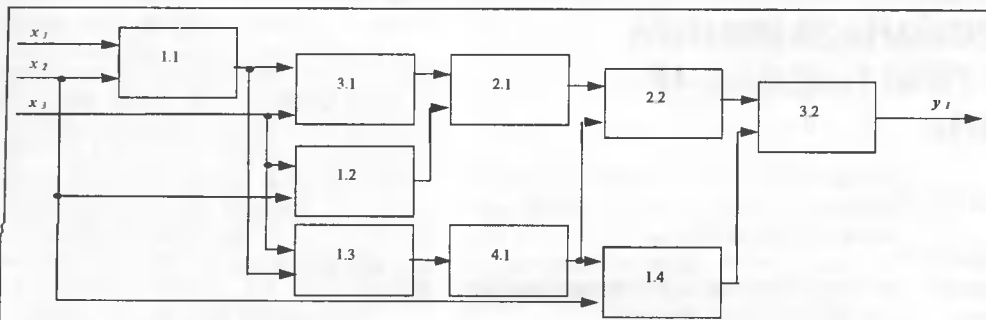


Рис. 3. Структурная схема аналогового трехвходового элемента, генерирующего последовательность y_1 . Здесь и далее 1.1, 1.2, 1.3, 1.4 — аналоговые перемножители, 2.1, 2.2 — аналоговые вычитатели, 3.1, 3.2 — аналоговые сумматоры, 4.1 — умножитель на постоянный множитель

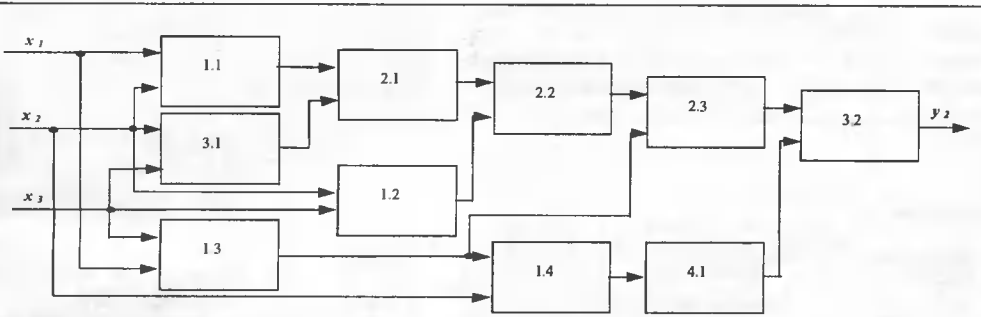


Рис. 4. Структурная схема аналогового трехвходового элемента, генерирующего последовательность y_2

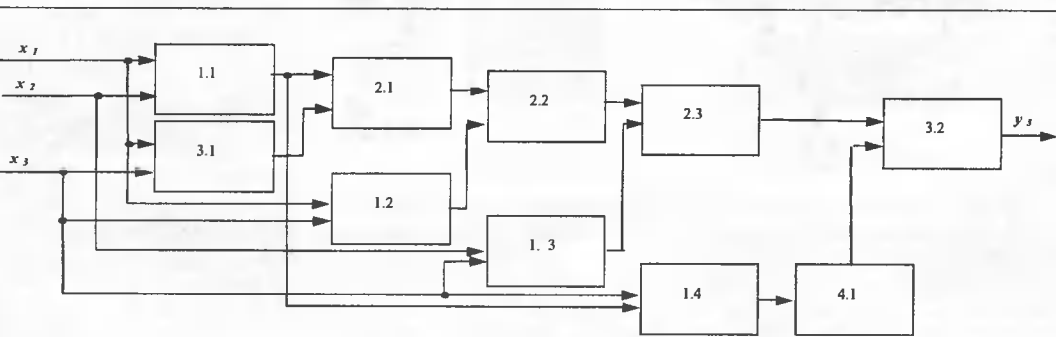


Рис. 5. Структурная схема аналогового трехвходового элемента, генерирующего последовательность y_3

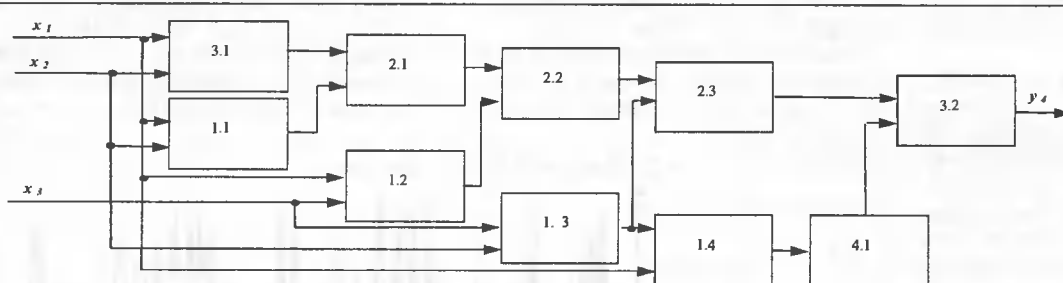


Рис. 6. Структурная схема аналогового трехвходового элемента, генерирующего последовательность y_4

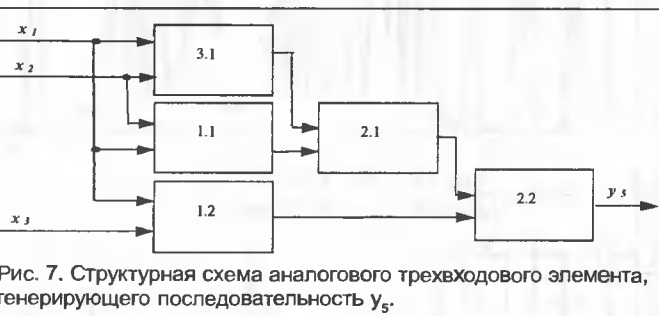


Рис. 7. Структурная схема аналогового трехвходового элемента, генерирующего последовательность y_5

нелинейные функции преобразования для дискретных и аналоговых значений. Как было отмечено выше, всего существует 70 функций нелинейного преобразования, в выходных последовательностях которых (y) число единиц и нулей равно.

Нелинейные функции преобразования для аналоговых значений получены заменой элементарных операций с дискретными значениями соответствующими им операциями с аналоговыми величинами. При этом таблицы истинности для дискретных и аналоговых функций совпадают.

В табл. 4 представлены выходные значения элементов для приведенных выше нелинейных трехвходовых узлов, где

$$y_1 + y_7 = f(x_1; x_2; x_3).$$

В заключение приведем структурные схемы некоторых элементов, реализующих нелинейные функции преобразования (рис. 3—7) для аналоговых значений, представленных в табл. 3.

Дмитрий Онышко
Александр Журченко
oda78@pisem.net

Литература:

1. Передача дискретной информации и телеграфная. Учебник для институтов связи. Изд. второе, доп., перераб. — М., Связь, 1974.

2. Edward J. Groth. Generation of Binary Sequences With Controllable Complexity. IEEE Transactions on information theory, vol. It — 17, no. 3, may 1971, pp. 288—296.

3. Edwin L. Key. An Analysis of the Structure and Comple-

xity of Nonlinear Binary Sequence Generators. IEEE Transactions on information theory, vol. It — 22, no. 6, novem. 1978, pp. 732—736.

4. Защита информации в компьютерных системах. Выпуск №2. Элементы криптологии. Под ред П. Д. Зегзды. — С.-Пб.: Издательство СПбГУ, 1993. — 144 с.

5. А. Журченко, Д. Онышко. Способ синхронизации нелинейных рекуррентных последовательностей. — Схемотехника, 2002, № 6, с. 30, 31.

6. X. M. Zhang and Y. Zheng. Cryptographically Resilient Functions. IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 43, no. 5, September 1997, pp. 1740—1746.

Устранение проскальзываний синхронизации при передаче речевых сигналов

Идея использования периодов "тишины"

Рассмотрим передачу "оцифрованных" речевых сигналов между удаленными друг от друга устройствами А и В (рис. 1). Эти устройства, предположим, синхронизируются от внутренних генераторов G1 и G2. Номинальные частоты генераторов одинаковы, но фактически, конечно, они немного различаются.

Как мы уже знаем, при использовании генераторов с близкими, но не равными частотами, необходим сглаживающий (эластичный) буфер данных, построенный по принципу "первый вошедший первым выходит" (FIFO). Размер буфера ограничен, поэтому при передаче непрерывного потока данных могут наблюдаться проскальзывания в моменты переполнения или опустошения буфера. Это приводит к искажению передаваемых данных и, как следствие, к прослушиванию щелчков и снижению разборчивости речи.

Существует много методов борьбы с проскальзываниями, здесь мы рассмотрим один из них, учитывающий специфику речевых или, вообще говоря, "речеподобных" сигналов. Отметим, что приведенный на рис. 1 пример нельзя рассматривать только как конкретную схему связи микрофона с удаленным динамиком — это всего лишь удобная иллюстрация простого воплощения общей идеи.

Эта идея [1] основана на том, что при передаче речи слушатель не может заметить редких (с периодом порядка нескольких минут) и незначительных (порядка долей процента) изменений длительности пауз между словами или фразами. Поэтому, наблюдая за текущим содержимым эластичного буфера, можно преднамеренно вычеркивать или дописывать в него коды "тишины", примыкающие к областям отображения пауз. Это дает возможность регулировать уровень заполнения буфера, т. е. предотвратить его переполнение или опустошение.

А теперь все по порядку.

Прохождение сигнала по тракту микрофон—динамик

Сигнал с микрофона усиливается и с помощью АЦП превращается в равномерную непрерывную последовательность цифровых отсчетов, представленной восьмиразрядным параллельным кодом D. Частота выдачи отсчетов оп-

ределяется частотой сигнала CL1 от распределителя импульсов и в данном примере составляет 8 кГц. Источником синхросигналов на входе распределителя импульсов является кварцевый генератор относительно высокой частоты (например, порядка сотен кГц).

Линейный передатчик преобразует входной поток данных (8 кбайт/с = 64 кбит/с) в последовательность кадров. Этот процесс не связан с предлагаемой идеей и не представляет для нас интереса. Отметим только, что в битовый поток данных добавляется служебная ин-

формацию и преобразует последовательный код в параллельный восьмиразрядный. В результате такого вычеркивания на его выходе формируется неравномерный (пульсирующий) поток полезных байтов, истинность которых подтверждается соответствующим неравномерным сигналом CL2. Средняя скорость этого потока составляет 8 кбайт/с и в точности равна скорости первоначального потока на выходе АЦП, т. к. синхросигналы CL1 и CL2 порождаются общим источником — кварцевым генератором G1.

Поток данных с выхода приемника вводится в буферную память типа FIFO (своего рода трубопровод) с темпом, определяемым сигналом СК2. Неравномерностью темпа пренебрегаем, так как она приводит к незначительным периодическим колебаниям уровня заполнения буфера около теку-

щего среднего значения.

Темп считывания данных из буфера немного отличается от темпа записи, так как управляющий сигнал СК3 чтения поступает от кварцевого генератора G2 (путем деления его частоты). Иными словами, ключевая проблема состоит в том, что нет точного баланса между "приходом" и "расходом" данных в буфере из-за незначительного несовпадения частот "одинаковых" кварцевых генераторов G1 и G2. Но прежде чем рассмотреть решение этой проблемы, завершим описание пути распространения сигнала.

Равномерный поток данных с выхода буферной памяти проходит через ЦАП и ФНЧ на вход усилителя. Фильтр сглаживает ступенчатую форму аналогового сигнала и устраняет его возможные кратковременные выбросы на границах между интервалами квантования. Наконец, сигнал усиливается и воспроизводится динамиком.

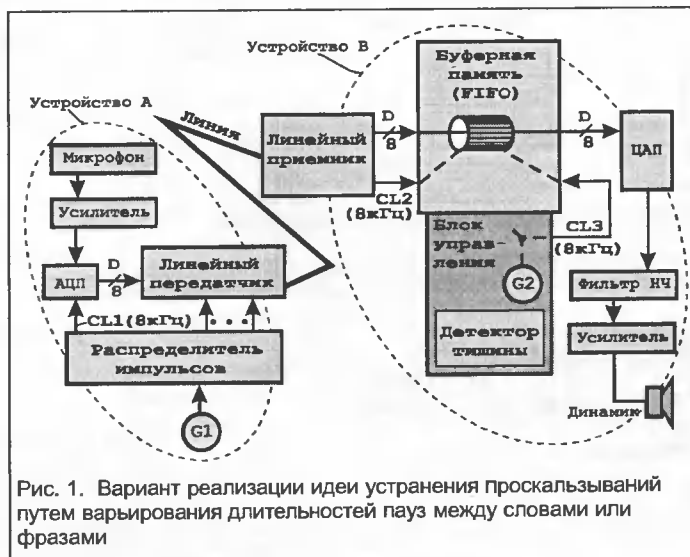


Рис. 1. Вариант реализации идеи устранения проскальзываний путем варьирования длительностей пауз между словами или фразами

формация (флаги начала кадров и пр.), поэтому суммарная скорость передачи смеси речевой и служебной информации по линии превышает полезную скорость, равную, как отмечалось, 64 кбит/с.

Линейный приемник выделяет из получаемого сигнала данные и синхросигналы, вычеркивает служебную инфор-

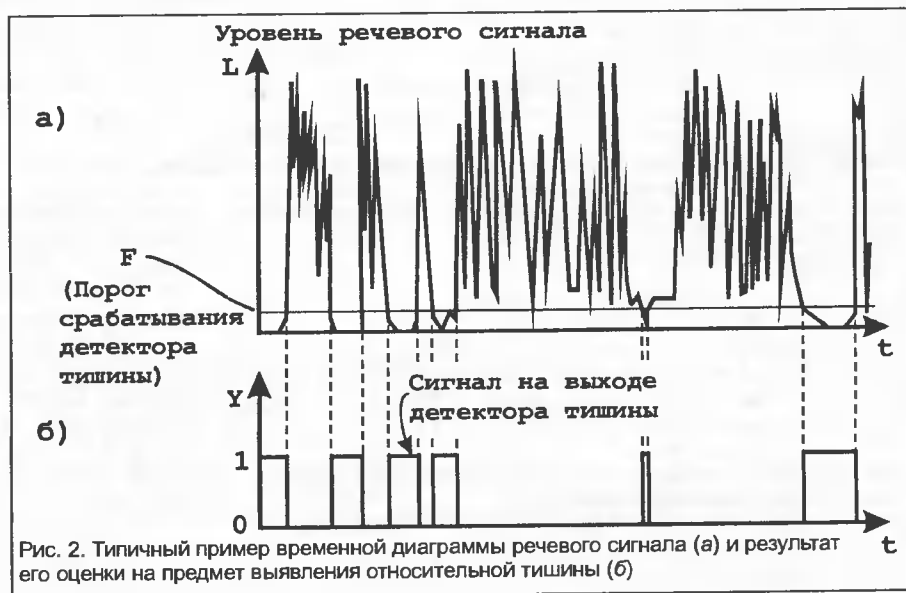


Рис. 2. Типичный пример временной диаграммы речевого сигнала (а) и результат его оценки на предмет выявления относительной тишины (б)

Детектор тишины

Блок управления буферной памятью обладает завидным "интеллектом" и выполнен в виде микропроцессорного устройства. Его основная функция — следить за уровнем заполнения буферной памяти и не допускать ее переполнения и опустошения. Как уже отмечалось, регулировка уровня заполнения производится путем добавления или исключения "микроскопических доз тишины" из текущих "естественных" пауз в звуковом сигнале.

Детектор тишины (рис. 1) реализован программно. Его работа поясняется рис. 2, на котором речевой сигнал для наглядности представлен в аналоговом виде, хотя его обработка детектором ведется в цифровой форме. Алгоритм оценки речевого сигнала таков: детектор срабатывает ($Y = 1$) только в том случае, когда уровень сигнала не превышает некоторого порогового значения F .

При записи очередного кода D в буферную память к нему "прикладывается" дополнительный девятый бит Y — результат детектирования тишины. Полученный 9-разрядный код под управлением сигнала $CL2$ последовательно продвигается по "трубопроводу" и при благоприятном стечении обстоятельств достигает его выхода (есть опасность, что код будет вычеркнут и "ряды сомкнутся"). Микропроцессор блока управления при необходимости может провести обзор содержимого буферной памяти и отыскать в ней группы "тихих" кодов.

Нормальный уровень заполнения буферной памяти — 50 % (рис. 3, а). Если скорость считывания данных ниже скорости записи, то уровень заполнения неуклонно растет. Блок управления отслеживает уровень и, обнаружив достаточно большое отклонение от метки "50 %", предпринимает попытку снижения уровня вычеркиванием некоторого числа кодов, помеченных признаком $Y = 1$. Если

таких кодов в данный момент нет, то микропроцессор дожидается их появления. Процесс периодической коррекции уровня заполнения буферной памяти поясняется рис. 3, б.

В противоположной ситуации, когда уровень заполнения буферной памяти неуклонно снижается, блок управления пополняет ее кодами "тишины" (см. рис. 3, в). Желательно, чтобы эти коды отображали некоторый слабый естественный шум вместо абсолютной тишины, чтобы у слушателя не создавалось ощущения "обрыва провода".

Поведение системы в экстремальных ситуациях

Могут возникнуть ситуации, при которых уровень заполнения буферной памяти неуклонно растет или снижается, а ожидаемых пауз нет. Это может произойти, например, при воздействии на микрофон уличного шума. Чтобы справиться с такими ситуациями, предлагается изменять порог срабатывания детектора тишины в зависимости от степени заполнения буферной памяти (рис. 4).

Если уровень заполнения буферной памяти незначительно отклоняется от метки "50%", то порог срабатывания выбирается достаточно низким. С увеличением отклонения порог повышается. Это означает, что блок управления проявляет стремление исправить ситуацию. При



Рис. 4. Зависимость порога срабатывания детектора тишины от уровня заполнения буферной памяти

на рис. 5, оцифрованный аналоговый сигнал передается от источника по линии 1, проходит через промежуточное устройство (например, коммутатор) и по линии 2 поступает к потребителю. Составные части этой системы синхронизируются от двух кварцевых генераторов одинаковой номинальной частоты. Первый формирует синхросигнал $CLK1$, второй — $CLK2$. Эти частоты могут различаться, например, на доли герца.

Чтобы предотвратить искажение данных в результате проскальзываний синхронизации, можно применить схему промежуточного устройства, показанную на рис. 6 [2].

Кодированный цифровой сигнал из линии 1 декодируется приемником и преобразуется в равномерный поток байтов



Рис. 5. Система передачи данных с двумя доменами синхросигналов



Рис. 3. Временные диаграммы заполнения буферной памяти: а — идеальная ситуация; б — темп пополнения буфера выше темпа его рассасывания; в — темп пополнения буфера ниже темпа его рассасывания

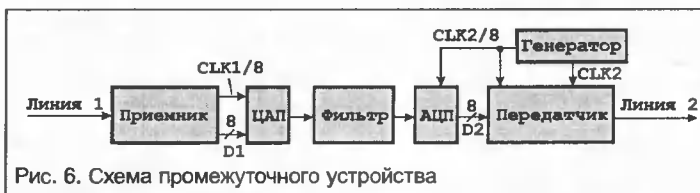


Рис. 6. Схема промежуточного устройства

приближении к границам буферной памяти поведение блока управления становится агрессивным — он решает поставленную задачу "во что бы то ни стало", повышая порог F до максимально разрешенного уровня F_{MAX} .

Идея устранения проскальзываний с помощью ЦАП/АЦП

В системе передачи данных, показанной

Д1. Истинность байта подтверждается фронтом синхросигнала $CLK1/8$. Далее сигнал преобразуется в аналоговую форму и фильтруется для устранения следов дискретизации. После этого под управлением второго генератора сигнал вновь преобразуется в цифровой поток байтов $D2$ и после кодирования поступает в линию 2. Как можно заметить, проскальзываний нет.

Сергей Сухман,
Аркадий Бернов,
Борис Шевкопляс,
borishsh@zemail.ru

Литература:

1. Патент США № 6.088.412.
2. Патент США № 4.578.797.

Схемотехника универсальных технологических контроллеров: вариант универсального контроллера

Настоящая статья продолжает цикл статей, посвященных схемотехнике универсальных технологических контроллеров. В статье рассмотрен вариант универсального технологического контроллера, ориентированный на работу в составе сложной технологической системы управления.

Универсальные технологические контроллеры, ориентированные на работу в технологических системах управления, как правило, выполняются в виде магистрально-модульных систем. В таких системах все модули (платы) имеют одинаковые размеры и оснащаются системным разъемом. В последнее время наиболее популярным размером печатных плат в таких конструкциях является 220 × 100 мм (иногда используется и размер 100 × 100 мм). В качестве разъемов магистрали наиболее часто используются отечественные разъемы СНП96 с 96 контактами или импортные аналоги С96 с дюймовым шагом. Ответные части разъемов соединяются между собой через кросс-плату. Все контакты разъемов, установленных на кросс-плате, соединены параллельно и образуют системную магистраль. Обычно используется модифицированная (усеченная) магистраль I41 (отечественный аналог магистрали Multibus-I). Модули располагаются в специальной конструкции с направляющими, называемой «корзиной». Корзины могут быть рассчитаны на различное число модулей, но обычно их 10. Кросс-плата крепится на заднюю стенку корзины, а платы вставляются в корзину спереди по направляющим вертикально. На передних сторонах модулей закреплены панели одинакового размера, которые кроме органов управления имеют элементы фиксации модулей в корзине и специальные ручки для извлечения плат. Все передние панели установленных модулей образуют общую «сегментированную» переднюю панель корзины. Корзина боковыми поверхностями крепится к двум легким

(обычно из дюралюминия) боковым вертикальным стенкам с ручками для переноски. За корзиной обычно устанавливается блок питания. Под корзиной

и блоком питания располагаются несколько мощных компьютерных вентиляторов, постоянно обдувающих вертикально стоящие модули и блок питания снизу вверх. Вся эта конструкция называется крейтом.

Обычно система управления сложных технологических установок содержит один крейт и может содержать ряд других электронных узлов, например, выносные блоки предварительных усилителей, располагающиеся непосредственно возле датчиков, или автономные мощные аналоговые узлы управления (например, прецизионные терморегуляторы) и т. п.

В состав крейта обычно входит один модуль главного контроллера и несколько периферийных модулей. В описываемом случае, например, в со-

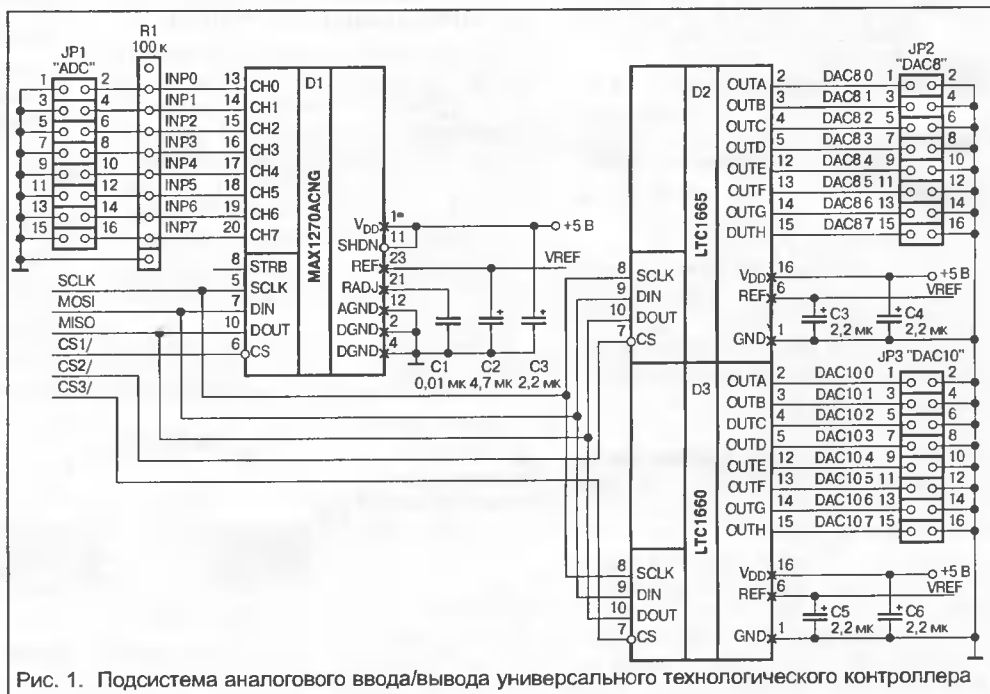


Рис. 1. Подсистема аналогового ввода/вывода универсального технологического контроллера

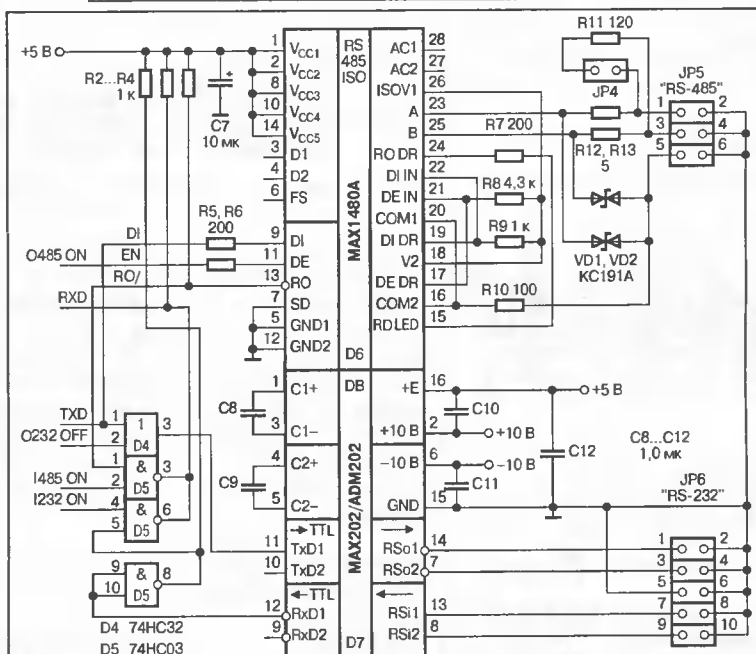


Рис. 2. Подсистема интерфейсов универсального технологического контроллера

став системы входят несколько модулей периферийных регистров с мощными высоковольтными ключами, необходимыми для управления силовыми агрегатами системы; модуль аналоговых усилителей, необходимых для фильтрации и предварительного усиления аналоговых сигналов с датчиков перед подачей их на аналого-цифровой преобразователь; модуль мощных выходных нормирующих усилителей, необходимых для обеспечения требуемых уровней и мощности выходных сигналов цифро-аналоговых преобразователей. Эти модули выполнены традиционно и в данной статье не рассматриваются.

Перейдем к рассмотрению собственно главного контроллера. Он содер-

жит три подсистемы: подсистему аналогового ввода/вывода, подсистему интерфейсов и подсистему контроллера.

Подсистема аналогового ввода/вывода представлена на рис. 1. Она содержит всего три микросхемы: восьмиканальный 12-разрядный АЦП D1 (MAX1270) и две микросхемы восьмиканальных ЦАП — 8-разрядную D2 (LTC1665) и 10-разрядную D3 (LTC1660). Подсистема управляется микроконтроллером при помощи интерфейса SPI. Цифро-аналоговые преобразователи D2 и D3 используют опорное напряжение V_{REF} , вырабатываемое микросхемой D1. Вся аналоговая подсистема питается от одного источника +5 В с дополнительной LC-фильтрацией (на схеме цепи питания не показаны). Все микросхемы выполнены в корпусах DIP и установлены на панельки. Входы ЦАП выведены на штыревой двухрядный разъем JP1 (PLD 2x8) и соединены с общим проводом через резисторную сборку R1. Выходы ЦАП также выведены на штыревые двухрядные разъемы JP2 и JP3 (PLD 2x8). Следует заметить, что обе микросхемы цифро-аналоговых преобразователей имеют одинаковую разводку выводов, что позволяет, при необходимости, оснастить контроллер шестью 10-разрядными или шестью 8-разрядными цифро-аналоговыми преобразователями.

Подсистема интерфейсов показана на рис. 2. Она содержит два интерфейса — RS-232C и оптически изолированный RS-485, а также две микросхемы логики управления. В качестве интерфейса RS-232C использована микросхема MAX202 (D7), ее выводы подключены к штырьковому разъему JP6. Интерфейс RS-485 выполнен на микросхеме MAX1480A (D6) со встро-

енной схемой развязки питания и оптической изоляции сигналов. Интерфейс имеет цепи защиты от импульсных помех R12, R13, VD1, VD2 и согласующий резистор R11 с переключкой JP4. Сигналы интерфейса выведены на разъем JP5. Логика управления реализована на микросхемах D4, D5. Она позволяет осуществлять раздельное управление вводом и выводом, а также выбирать один или два активных интерфейса.

Подсистема контроллера представлена на рис. 3. Она содержит ряд узлов: супервизор питания с функциями охранного таймера WDT на микросхеме D8 (TL7705), входной регистр модификатора D9 (74HC245), дешифратор сигналов чтения/записи памяти и узлов ввода/вывода на микросхеме D10 (74HC138), собственно микроконтроллер D11, микросхему оперативной памяти D12 (61C256) с объемом 32Kx8, микросхемы шинного формирователя D13 (74HC245) и регис-

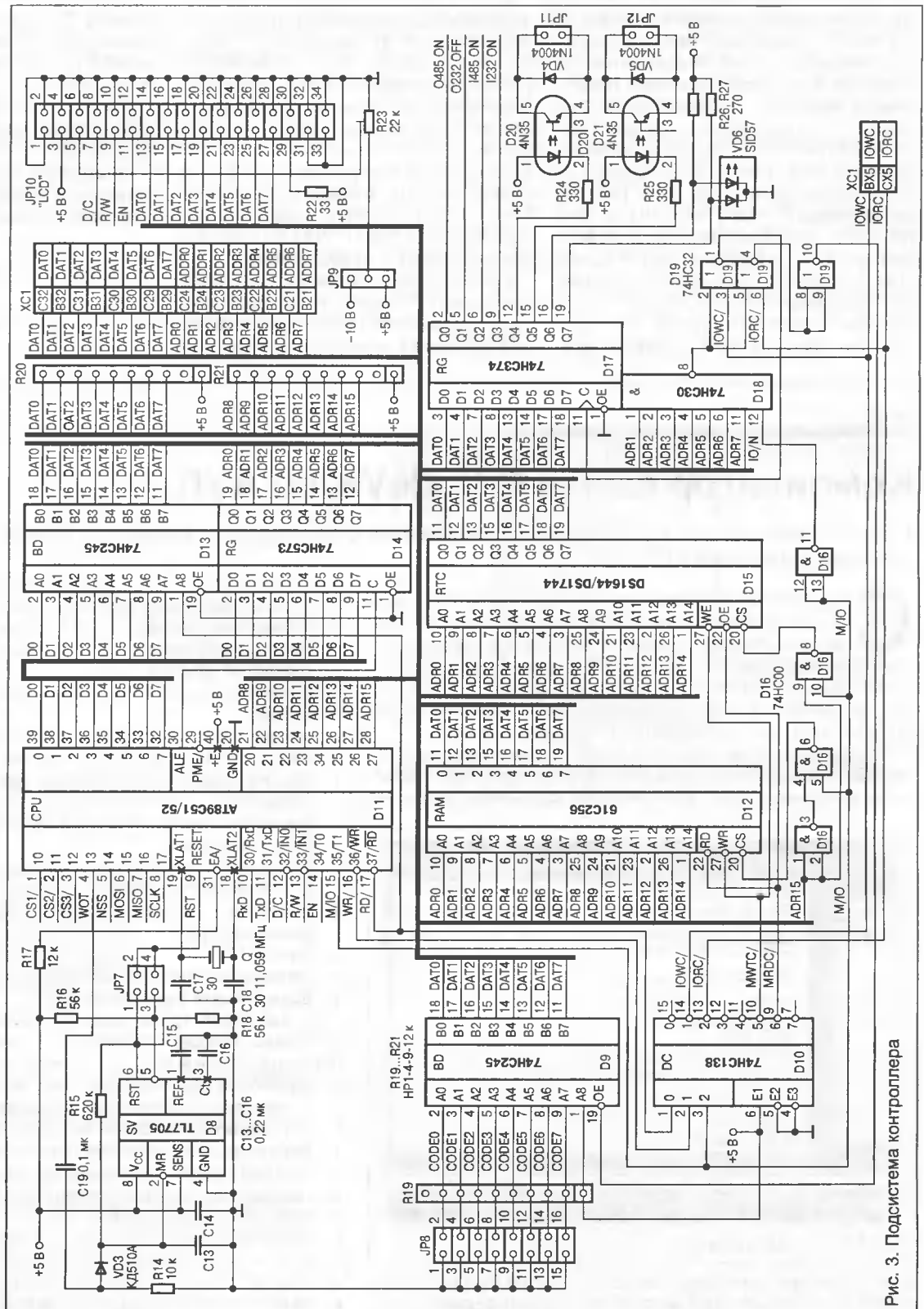


Рис. 3. Подсистема контроллера

Окончание следует

(Продолжение. Начало — №7/2002)

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

Рассмотренные образцы основных базовых конструкций VHDL, расположенные в папке Language Templates, целесообразно использовать при создании шаблонов более сложных конструкций, которые применяются в дальнейшем для описания проектируемых устройств. С точки зрения практического использования, более значительный интерес представляют шаблоны, находящиеся в папке Synthesis Templates.

Шаблоны VHDL-описаний основных функциональных элементов

В отличие от законченных VHDL-описаний шаблоны основных функциональных элементов не содержат ссылок на используемые библиотеки и пакеты и объявлений сигналов и выражений, представляющих интерфейс объекта. Эти выражения обычно приводятся в форме комментариев. Интерфейсные цепи шаблонов могут быть декларированы в создаваемом описании как порты или сигналы. Некоторые функциональные компоненты представлены группой шаблонов, которые объединены в соответствующие папки. Все описания, рассматриваемые ниже, выполнены на базе синтезируемого подмножества языка VHDL [6].

Barrel shifter представляет собой образец описания устройства циклического сдвига цифрового сигнала. Этот шаблон фактически содержит пример описания шестнадцатиразрядного элемента, осуществляющего циклический сдвиг входного сигнала вправо на заданное количество разрядов. Шестнадцатиразрядные векторы B_INPUT и B_OUTPUT представляют соответственно информационные входы и выходы элемента. Значение четырехразрядного вектора SEL, который описывает управляющие входы, определяет количество разрядов, на которое производится сдвиг. Внутренние сигналы SEL_A, SEL_B, C, используемые в описании, должны быть объявлены в архитектурном теле перед ключевым словом «begin».

```
-- 16-bit right shift barrel shifter
-- SEL: in STD_LOGIC_VECTOR(3 downto 0);
-- B_INPUT: in STD_LOGIC_VECTOR(15 downto 0);
-- B_OUTPUT: out STD_LOGIC_VECTOR(15 downto 0);
```

```
--**Insert the following between the "architecture" and
--'begin' keywords**
```

```
signal SEL_A, SEL_B: STD_LOGIC_VECTOR(1 downto 0);
signal C: STD_LOGIC_VECTOR(15 downto 0);
```

```
--**Insert the following after the "begin" keyword**
SEL_A <= SEL(1 downto 0);
SEL_B <= SEL(3 downto 2);
```

```
process(SEL_A, B_INPUT)
begin
  case SEL_A is
    when «00» => --shift by 0
      C <= B_INPUT;
    when «01» => --shift by 1
      C(15) <= B_INPUT(0);
      C(14 downto 0) <= B_INPUT(15 downto 1);
    when «10» => --shift by 2
      C(15 downto 14) <= B_INPUT(1 downto 0);
      C(13 downto 0) <= B_INPUT(15 downto 2);
    when «11» => --shift by 3
```

```
      C(15 downto 13) <= B_INPUT(2 downto 0);
      C(12 downto 0) <= B_INPUT(15 downto 3);
    when others =>
      C <= B_INPUT;
  end case;
end process;

process(SEL_B, C)
begin
  case SEL_B is
    when «00» => --shift by 0 more
      B_OUTPUT <= C;
    when «01» => --shift by 4 more
      B_OUTPUT(15 downto 12) <= C(3 downto 0);
      B_OUTPUT(11 downto 0) <= C(15 downto 4);
    when «10» => --shift by 8 more
      B_OUTPUT(15 downto 8) <= C(7 downto 0);
      B_OUTPUT(7 downto 0) <= C(15 downto 8);
    when «11» => --shift by 12 more
      B_OUTPUT(15 downto 4) <= C(11 downto 0);
      B_OUTPUT(3 downto 0) <= C(15 downto 12);
    when others =>
      B_OUTPUT <= C;
  end case;
end process;
```

Comparator содержит шаблон для формирования описаний схем сравнения двух операндов. Для практического использования этого описания цифрового компаратора достаточно указать вместо N разрядность сравниваемых операндов (размерность векторов A и B). В рассматриваемом шаблоне CLK соответствует входу сигнала синхронизации, RESET — входу сброса, A и B — входам сравниваемых операндов, ALB — выходу A < B, AGB — выходу A > B, ALEB — выходу A <= B, AGEb — выходу A >= B, AEB — выходу эквивалентности операндов A и B, ANEB — выходу неэквивалентности операндов A и B. Неиспользуемые выходы следует удалить из описания вместе с соответствующими фрагментами кода, определяющими значения этих выходных сигналов.

```
-- N-bit Comparator, synchronous with reset
-- Please define the value of N for A and B
-- CLK: in STD_LOGIC;
-- RESET: in STD_LOGIC;
-- A, B: in STD_LOGIC_VECTOR(N downto 0);
-- ALB, AGB: out STD_LOGIC;
-- ALEB, AGEb: out STD_LOGIC;
-- AEB, ANEB: out STD_LOGIC
```

```
process(CLK, RESET)
begin
  if (RESET = "1") then
    ALB <= "0";
    AGB <= "0";
    ALEB <= "0";
    AGEb <= "0";
    AEB <= "0";
    ANEB <= "0";
  elsif (CLK'event and CLK = '1') then
    if (A < B) then ALB <= "1";
    else ALB <= "0";
    end if;

    if (A > B) then AGB <= "1";
```



```

else AGB <= "0";
end if;

if ( A <= B ) then ALEB <= "1";
else ALEB <= "0";
end if;

if ( A >= B ) then AGEb <= "1";
else AGEb <= "0";
end if;

if ( A = B ) then AEB <= "1";
else AEB <= "0";
end if;

if ( A /= B ) then ANEB <= "1";
else ANEB <= "0";
end if;

end if;
end process;

```

Counter включает в себя образец описания счетчика. Этот шаблон реализован в виде примера описания двоичного четырехразрядного реверсивного счетчика с входом разрешения счета, асинхронным сбросом и синхронной загрузкой. Ссылки на используемые библиотеки и пакеты, перечисленные в виде комментариев в начале шаблона, должны быть указаны в начале создаваемого описания. Идентификаторы CLK, RESET, CE, LOAD, DIR описывают соответственно входы тактового сигнала, сброса, разрешения счета, разрешения загрузки и направления счета (в сторону увеличения или уменьшения), вектор DIN — входы параллельной загрузки, вектор COUNT — выходы счетчика. Для модификации разрядности счетчика следует изменить размерность векторов DIN и COUNT и количество нулевых значений в строке, описывающей режим сброса.

```

— Required Libraries
—library IEEE;
—use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
—use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;
—use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;

— 4-bit synchronous counter with count enable,
— asynchronous reset and synchronous load
— CLK: in STD_LOGIC;
— RESET: in STD_LOGIC;
— CE, LOAD, DIR: in STD_LOGIC;
— DIN: in STD_LOGIC_VECTOR(3 downto 0);
— COUNT: inout STD_LOGIC_VECTOR(3 downto 0);

```

```

process (CLK, RESET)
begin
  if RESET='1' then
    COUNT <= «0000»;
  elsif CLK='1' and CLK'event then
    if LOAD='1' then
      COUNT <= DIN;
    else
      if CE='1' then
        if DIR='1' then
          COUNT <= COUNT + 1;
        else
          COUNT <= COUNT — 1;
        end if;
      end if;
    end if;
  end if;
end process;

```

Debounce circuit представляет собой основу для построения описаний схем формирования одиночных импульсов

фиксированной длительности из входной последовательности при подавлении коротких импульсов. В этом шаблоне идентификаторы D_IN, RESET, CLK соответствуют входам данных, сброса и синхронизации, а Q_OUT — выходу схемы. Выражение декларации внутренних сигналов Q1, Q2, Q3, которые используются в процессе описания поведения схемы, должно быть вставлено в начале архитектурного тела и предшествовать ключевому слову «begin».

```

— Provides a one-shot pulse from a non-clock input, with reset
— D_IN: in STD_LOGIC;
— RESET: in STD_LOGIC;
— CLK: in STD_LOGIC;
— Q_OUT: out STD_LOGIC;

```

```

—**Insert the following between the "architecture" and
—'begin' keywords**
signal Q1, Q2, Q3 : std_logic;

```

```

—**Insert the following after the "begin" keyword**
process(CLK, RESET)
begin
  if (RESET = "1") then
    Q1 <= "0";
    Q2 <= "0";
    Q3 <= "0";
  elsif (CLK'event and CLK = "1") then
    Q1 <= D_IN;
    Q2 <= Q1;
    Q3 <= Q2;
  end if;
end process;

```

```

Q_OUT <= Q1 and Q2 and (not Q3);

```

Decoder содержит образец описания дешифратора. Этот шаблон выполнен на примере синхронного дешифратора 3 на 8 с асинхронным сбросом, формирующего сигнал высокого уровня на одном из выходов, номер которого соответствует значению входного кода. Идентификаторы RESET, CLK, D_IN обозначают входы сброса, синхронизации и дешифруемых данных соответственно, D_OUT — выходы дешифратора. Для формирования описаний дешифраторов с иной разрядностью следует изменить диапазон индексов (размерность) векторов D_IN и D_OUT, число символов «0» в выражении, соответствующем режиму сброса, и число возможных значений в операторе выбора case.

```

— 3 to 8 Decoder, Synchronous with Reset
— RESET: in STD_LOGIC;
— CLK: in STD_LOGIC;
— D_IN: in STD_LOGIC_VECTOR(2 downto 0);
— D_OUT: out STD_LOGIC_VECTOR(7 downto 0);

```

```

process(CLK,RESET,D_IN)
begin
  if ( RESET = "1") then
    D_OUT <= «00000000»;
  elsif ( CLK'event and CLK ='1') then
    case D_IN is
      when «000» => D_OUT <= «00000001»;
      when «001» => D_OUT <= «00000010»;
      when «010» => D_OUT <= «00000100»;
      when «011» => D_OUT <= «00001000»;
      when «100» => D_OUT <= «00010000»;
      when «101» => D_OUT <= «00100000»;
      when «110» => D_OUT <= «01000000»;
      when «111» => D_OUT <= «10000000»;
      when others => NULL;
    end case;
  end if;
end process;

```

Dual Edge Triggered Counter представляет шаблон счетчика, работающего по фронту и спаду тактового сигнала. В его основу, как и в Counter, положено описание двоичного четырехразрядного реверсивного счетчика с входом разрешения счета, асинхронным сбросом и синхронной загрузкой. Поэтому вся информация по применению Counter, приведенная выше, относится и к рассматриваемому шаблону.

```

— Required Libraries
—library IEEE;
—use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
—use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;
—use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;

— Dual Edge Triggered 4-bit synchronous counter
— clock enable, asynchronous reset, and synchronous load
— CLK: in STD_LOGIC;
— RESET: in STD_LOGIC;
— CE, LOAD, DIR: in STD_LOGIC;
— DIN: in STD_LOGIC_VECTOR(3 downto 0);
— COUNT: inout STD_LOGIC_VECTOR(3 downto 0);

```

```

process (CLK, RESET)
begin
  if RESET='1' then
    COUNT <= «0000»;
  elsif CLK'event then
    if LOAD='1' then
      COUNT <= DIN;
    else
      if CE='1' then
        if DIR='1' then
          COUNT <= COUNT + 1;
        else
          COUNT <= COUNT - 1;
        end if;
      end if;
    end if;
  end if;
end process;

```

Encoder включает в себя шаблон шифратора, выполненный на примере кодера 8 в 3. Для интерфейсных сигналов используются те же обозначения, что и в описании дешифратора Decoder. Создание описаний шифраторов с различной разрядностью выполняется теми же методами, что и при использовании шаблона Decoder.

```

— 8 to 3 Encoder, Synchronous with Reset
— RESET: in STD_LOGIC;
— CLK: in STD_LOGIC;
— D_IN: in STD_LOGIC_VECTOR(7 downto 0);
— D_OUT: out STD_LOGIC_VECTOR(2 downto 0);

```

```

process(CLK,RESET,D_IN)
begin
  if (RESET = "1") then
    D_OUT <= «000»;
  elsif (CLK'event and CLK='1') then
    case D_IN is
      when «00000001» => D_OUT <= «000»;
      when «00000010» => D_OUT <= «001»;
      when «00000100» => D_OUT <= «010»;
      when «00001000» => D_OUT <= «011»;
      when «00010000» => D_OUT <= «100»;
      when «00100000» => D_OUT <= «101»;
      when «01000000» => D_OUT <= «110»;
      when «10000000» => D_OUT <= «111»;
      when others => NULL;
    end case;
  end if;
end process;

```

Flip Flops представляет собой папку, в которой сосредоточены образцы описаний триггерных схем различных типов с динамическим управлением. В этих шаблонах используются следующие идентификаторы для обозначения интерфейсных цепей: CLK — вход синхронизации, RESET — вход сброса, DIN — информационный вход, ENABLE — вход разрешения (стробирования) тактового сигнала, DOUT — выход триггера.

D Flip Flop описывает поведение D-триггера, управляемого фронтом тактового сигнала.

```

— D Flip Flop
— CLK: in STD_LOGIC;
— DIN: in STD_LOGIC;
— DOUT: out STD_LOGIC;
process (CLK)
begin
  if CLK'event and CLK='1' then —CLK rising edge
    DOUT <= DIN;
  end if;
end process;

```

D Flip Flop with Asynchronous Reset содержит образец описания D-триггера, тактируемого фронтом тактового сигнала с асинхронным сбросом. Для входа сброса RESET активным является высокий логический уровень сигнала.

```

— D Flip Flop with Asynchronous Reset
— CLK: in STD_LOGIC;
— RESET: in STD_LOGIC;
— DIN: in STD_LOGIC;
— DOUT: out STD_LOGIC;

process (CLK, RESET)
begin
  if RESET='1' then —asynchronous RESET active High
    DOUT <= "0";
  elsif (CLK'event and CLK='1') then —CLK rising edge
    DOUT <= DIN;
  end if;
end process;

```

D Flip Flop with Clock Enable представляет собой шаблон D-триггера со стробированием, управляемого фронтом тактового сигнала. Для входа разрешения ENABLE активным является высокий уровень сигнала.

```

— D Flip Flop with Clock Enable
— CLK: in STD_LOGIC;
— ENABLE: in STD_LOGIC;
— DIN: in STD_LOGIC;
— DOUT: out STD_LOGIC;

process (CLK)
begin
  if (CLK'event and CLK='1') then
    if (ENABLE='1') then
      DOUT <= DIN;
    end if;
  end if;
end process;

```

D Flip Flop with Synchronous Reset содержит шаблон описания D-триггера с синхронным сбросом, тактируемого фронтом тактового сигнала. Обнуление триггера производится при высоком логическом уровне сигнала сброса RESET по фронту сигнала синхронизации CLK.

```

— D Flip Flop with Synchronous Reset
— CLK: in STD_LOGIC;
— RESET: in STD_LOGIC;
— DIN: in STD_LOGIC;
— DOUT: out STD_LOGIC;

```

```

process (CLK)
begin
  if CLK'event and CLK='1' then —CLK rising edge
    if RESET='1' then —synchronous RESET active High
      DOUT <= "0";
    else
      DOUT <= DIN;
    end if;
  end if;
end process;

```

Dual Edge Triggered D Flip Flop описывает поведение D-триггера, синхронизируемого фронтом и спадом тактового сигнала.

```

— Dual Edge Triggered D Flip Flop
— CLK: in STD_LOGIC;
— DIN: in STD_LOGIC;
— DOUT: out STD_LOGIC;

```

```

process (CLK)
begin
  if CLK'event then —CLK falling and rising edge
    DOUT <= DIN;
  end if;
end process;

```

Dual Edge Triggered D Flip Flop with Asynchronous Reset содержит образец описания D-триггера с асинхронным сбросом, переключаемого фронтом и спадом тактового сигнала. Для входа сброса RESET активным является высокий логический уровень сигнала.

```

— Dual Edge Triggered D Flip Flop with Asynchronous Reset
— CLK: in STD_LOGIC;
— RESET: in STD_LOGIC;
— DIN: in STD_LOGIC;
— DOUT: out STD_LOGIC;

```

```

process (CLK, RESET)
begin
  if RESET='1' then —asynchronous RESET active High
    DOUT <= "0";
  elsif (CLK'event) then —CLK falling and rising edge
    DOUT <= DIN;
  end if;
end process

```

Dual Edge Triggered D Flip Flop with Clock Enable представляет собой шаблон D-триггера со стробированием, управляемого фронтом и спадом тактового сигнала. Запись входных данных в триггер производится при высоком логическом уровне сигнала разрешения ENABLE по фронту сигнала синхронизации.

```

— Dual Edge Triggered D Flip Flop with Clock Enable
— CLK: in STD_LOGIC;
— ENABLE: in STD_LOGIC;
— DIN: in STD_LOGIC;
— DOUT: out STD_LOGIC;

```

```

process (CLK)
begin
  if (CLK'event) then
    if (ENABLE='1') then
      DOUT <= DIN;
    end if;
  end if;
end process;

```

Dual Edge Triggered D Flip Flop with Synchronous Reset содержит шаблон описания D-триггера с синхронным сбросом, переключаемого по фронту и спаду тактового сигнала. Обнуление триггера производится при высоком логическом уровне сигнала сброса RESET по фронту сигнала синхронизации CLK.

```

— Dual Edge Triggered D Flip Flop with Synchronous Reset
— CLK: in STD_LOGIC;
— RESET: in STD_LOGIC;
— DIN: in STD_LOGIC;
— DOUT: out STD_LOGIC;

```

```

process (CLK)
begin
  if CLK'event then —CLK falling and rising edge
    if RESET='1' then —synchronous RESET active High
      DOUT <= "0";
    else
      DOUT <= DIN;
    end if;
  end if;
end process;

```

HEX2LED Converter включает в себя образец описания преобразователя шестнадцатеричного кода для семисегментного индикатора. Вектор HEX соответствует входам преобразователя, а LED — выходам. Соответствие элементов выходного вектора LED сегментам индикатора показано на рисунке, приведенном в комментарии к шаблону.

```

— HEX-to-seven-segment decoder
— HEX: in STD_LOGIC_VECTOR (3 downto 0);
— LED: out STD_LOGIC_VECTOR (6 downto 0);
—
— segment encoding
— 0
—
— 5 | | 1
— — <- 6
— 4 | | 2
— —
— 3

```

```

with HEX SELECT
LED<= «1111001» when «0001», —1
«0100100» when «0010», —2
«0110000» when «0011», —3
«0011001» when «0100», —4
«0010010» when «0101», —5
«0000010» when «0110», —6
«1111000» when «0111», —7
«0000000» when «1000», —8
«0010000» when «1001», —9
«0001000» when «1010», —A
«0000011» when «1011», —b
«1000110» when «1100», —C
«0100001» when «1101», —d
«0000110» when «1110», —E
«0001110» when «1111», —F
«1000000» when others; —0

```

Продолжение следует

Валерий Зотов,
walerry@euro.ru

Литература:

1. П. Н. Библио. Синтез логических схем с использованием языка VHDL. — М.: Солон-Р, 2002.

(Продолжение. Начало — № 4/2001)

PSPICE—модели цифровых устройств

Устройство питания цифровых устройств

Современные серии цифровых микросхем изготавливаются по различным технологиям и имеют в PSpice различные модели источников питания. При смешанном моделировании это надо учитывать и уметь управлять параметрами этих источников. PSpice вызывает подсхему источника питания как следствие создания интерфейса AtoD или DtoA. Название макромодели источника питания определено технологией и указывается в модели ввода/вывода.

Иногда требуется изменить стандартное напряжение питания. Например, по умолчанию микросхемы КМОП питаются напряжением +5 В. Этот источник находится в стандартном библиотечном файле dig_io.lib под именем CD4000_PWR. Достаточно заменить 5 В на 10 В и новое значение вступит в силу.

Приведем полный список источников питания, который можно увидеть, если открыть библиотечный файл dig_io.lib.

```
*
* Digital Power Supplies
*
* Текущие источники питания:
*
*Device Type Subcircuit Name Nodes Created
*Тип компонента Имя макромодели Глобальные узлы подключения
*
*TTL DIGIFPWR $G_DPWR $G_DGND
*CD4000 CMOS CD4000_PWR $G_CD4000_VDD $G_CD4000_VSS
*10K ECL_10K_PWR $G_ECL_10K_VCC1, $G_VCC2, _VEE, _VTT
*100K ECL_100K_PWR $G_ECL_100K_VCC1, $G_VCC2, _VEE, _VTT
```

В PSpice подключение источников питания к цифровым устройствам осуществляется с помощью глобальных узлов. PSpice всегда передает узел 0 как глобальный аналоговый узел «земля». По умолчанию узлы, создаваемые по запросу подсхемы — глобальные (\$G_ххх). В табл. 6 перечислены имена стандартных глобальных узлов PSpice.

По умолчанию напряжение источника питания для TTL-микросхем и совместимых CMOS устройств равно 5 В. Источники напряжения питания CD4000 по умолчанию равен 5 В. Его уровень управляется двумя глобальными параметрами CD4000_VDD и CD4000_VSS. Для использования других напряжений источника питания PSpice просто определяет параметр CD4000_VDD в вашей схеме, которая заменит значение, определенное ниже. Например,

```
.PARAM CD4000_VDD = 12.0V
```

Это изменит напряжение питания, принятое по умолчанию для всех CD4000 устройств, на 12 В.

Для проектов с двумя или более напряжениями питания, вы можете создавать ваш собственный образец источника питания CD4000_PWR и ваши собственные имена узлов VDD и VSS и, конечно, задавать напряжение. Например, чтобы создать источник 3,5 В с узлами MY_VDD и MY_VSS, нужно прибавить следующую строку к схеме:

```
XMYVDD 0 MY_VDD MY_VSS CD4000_PWR params:
VOLTAGE=3.3V
```

Определите узлы MY_VDD и MY_VSS на ваших запросах подсхемы, тогда заданные по умолчанию узлы \$G_CD4000_VDD и \$G_CD4000_VSS будут тоже доступны.

Макромодели источников питания для семейства эмиттерно связанной логики отличаются тем, что они имеют

несколько источников питания в устройствах и обычно не используют напряжение питания +5 В.

Ниже представлены тексты библиотечных макромоделей источников питания DIGIFPWR, CD4000_PWR, ECL_10K_PWR и ECL_100K_PWR, взятые из стандартного библиотечного файла dig_io.lib. Для изменения их характеристик их можно редактировать. Соответствующие эквивалентные схемы макромоделей источников представлены на рис. 9, 10, 11 и 12.

Здесь узлам цифрового питания и цифровой «земли» присвоены глобальные имена, например для источника DIGIFPWR это \$G_DPWR, \$G_DGND а для источника CD4000_PWR —

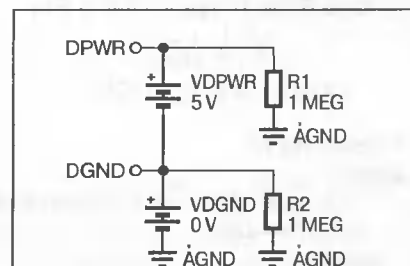


Рис. 9

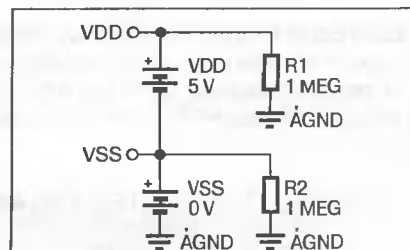


Рис. 10

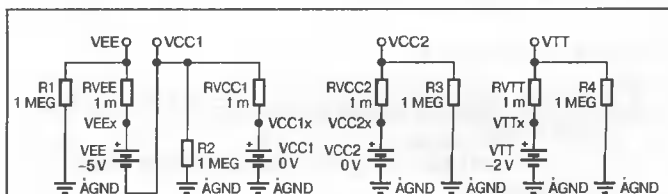


Рис. 11

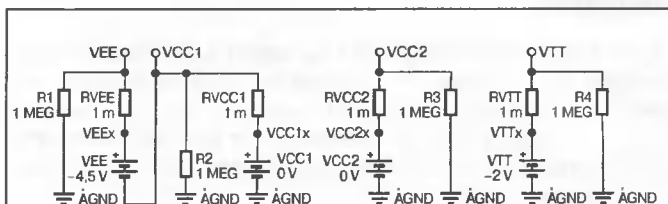


Рис. 12

\$G_CD4000_VDD, VSS=\$G_CD4000_VSS. При желании их можно изменить здесь и одновременно в моделях всех цифровых устройств. Узел AGND — общий узел источника питания, который при включении его в общую схему соединяется с узлом аналоговой «земли» 0.

```
*$
```

```
*
```

```
* TTL/CMOS power supply
```

```
*
```

```
.subckt DIGIFPWR AGND
```

```
+ optional: DPWR=$G_DPWR DGND=$G_DGND
```

```
+ params: VOLTAGE=5.0v REFERENCE=0v
```


Таблица 6. Глобальные узлы PSPICE

Имя узла	Напряжение/ уровень	Описание
0	0В	Аналоговая "земля"
\$G_CD4000_VDD	5В	Источник питания К-МОП ИС
\$G_CD4000_VSS	0В	"
\$G_DPWR	5В	Источник питания ТТЛ ИС
\$G_DGND	0В	"
\$G_ECL_10K_VEE	-5,2 В	Источник питания ЭСЛ 10К ИС
\$G_ECL_10K_VCC1	0В	"
\$G_ECL_10K_VCC2	0В	"
\$G_ECL_100K_VEE	-4,5 В	Источник питания ЭСЛ 100К ИС
\$G_ECL_100K_VCC1	0В	"
\$G_ECL_100K_VCC2	0В	"
\$D_HI	"1"	Логическая "1"
\$D_LO	"0"	Логический "0"
\$D_X	"X"	Неопределенное логическое состояние X
\$D_NC	—	Не подключенный к схеме вывод цифрового компонента

```

*
VDPWR DPWR DGND {VOLTAGE}
R1 DPWR AGND IMEG
VDGND DGND AGND {REFERENCE}
R2 DGND AGND IMEG
.ends
*$

* CD4000 CMOS power supply
.param CD4000_VDD 5.0V
.param CD4000_VSS 0.0V
*
.subckt CD4000_PWR AGND
+ optional: VDD=$G_CD4000_VDD VSS=$G_CD4000_VSS
+ params: VOLTAGE={CD4000_VDD}
REFERENCE={CD4000_VSS}
*
VVDD VDD VSS {VOLTAGE}
R1 VDD AGND IMEG
VVSS VSS AGND {REFERENCE}
R2 VSS AGND IMEG
.ends
*$

* ECL power supplies
*
* The ECL power supplies connect to four nodes: VEE, VCC1,

```

VCC2, and VTT.

* By default these are global nodes.

```

*
.subckt ECL_10K_PWR AGND
+ optional: VEE=$G_ECL_10K_VEE
+ VCC1=$G_ECL_10K_VCC1
+ VCC2=$G_ECL_10K_VCC2
+ VTT=$G_ECL_10K_VTT
+ params: VEE=-5.2v ; relative to Vcc1
+ VCC1=0v
+ VCC2=0v
+ VTT=-2v
VEE VEEx VCC1 {VEE}
RVEE VEEx VEE 1m
R1 VEE AGND IMEG
VCC1 VCC1x AGND {VCC1}
RVCC1 VCC1x VCC1 1m
R2 VCC1 AGND IMEG
VCC2 VCC2x AGND {VCC2}
RVCC2 VCC2x VCC2 1m
R3 VCC2 AGND IMEG
VTT VTTx AGND {VTT}
RVTT VTTx VTT 1m
R4 VTT AGND IMEG
.ends
*
*$
*

```

```

.subckt ECL_100K_PWR AGND
+ optional: VEE=$G_ECL_100K_VEE
+ VCC1=$G_ECL_100K_VCC1
+ VCC2=$G_ECL_100K_VCC2
+ VTT=$G_ECL_100K_VTT
+ params: VEE=-4.5v ; relative to Vcc1
+ VCC1=0v
+ VCC2=0v
+ VTT=-2v
VEE VEEx VCC1 {VEE}
RVEE VEEx VEE 1m
R1 VEE AGND IMEG
VCC1 VCC1x AGND {VCC1}
RVCC1 VCC1x VCC1 1m
R2 VCC1 AGND IMEG
VCC2 VCC2x AGND {VCC2}
RVCC2 VCC2x VCC2 1m
R3 VCC2 AGND IMEG
VTT VTTx AGND {VTT}
RVTT VTTx VTT 1m
R4 VTT AGND IMEG
.ends
*$

```

Развернутая структура цифрового ТТЛ элемента PSPICE с усложненным входным АЦ интерфейсом приведена на рис. 13. Как видно из рисунка, схема в этом случае получается достаточно сложной, особенно если использовать ее для моделирования многвыводных микросхем. Но учитывая то, что наступило время компьютеров с быстродействием в гигагерцы, ставших заурядными офисными машинами, во многих случаях вполне можно использовать модели микросхем с интерфейсом повышенной точности, особенно на стыках аналоговой и цифровой части проекта. Для таких случаев автор создал дополнительную библиотеку цифровых компонентов с уточненным интерфейсом самых популярных семейств.

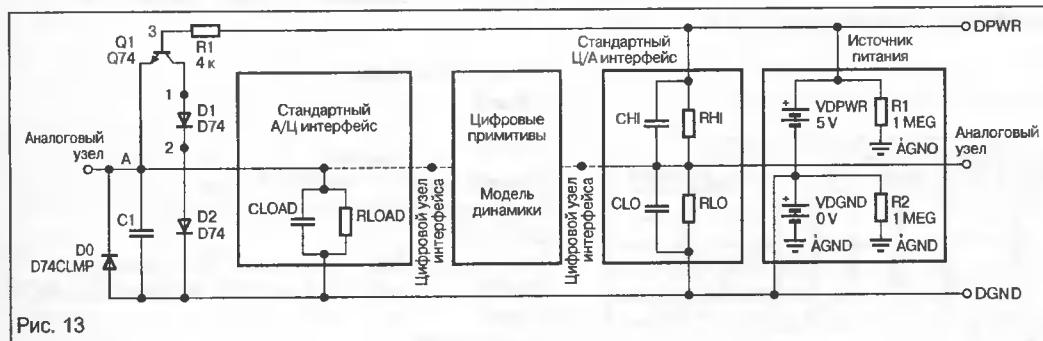


Рис. 13

Олег Петраков,
petrakov@mtu-net.ru

Продолжение следует

Программатор avreal

Читателям предлагается познакомиться с программатором avreal, применяемым для работы с микроконтроллерами семейства AVR.

Автор этого программатора — Александр Редчук. Программа свободно распространяется и при этом не имеет никаких функциональных ограничений.

Новые версии программы можно найти по адресам <http://www.in.com.ua/~real/avreal> и <http://www.chat.ru/~avreal>.

Программа существует в вариантах — 16-битном DOS (процессор, начиная с 286) и в 32-битном WIN32, для работы необходимы в W95/W98 — DLportIO.DLL, в NT, W2K — DLportIO.DLL и DLportIO.sys. Эти файлы входят в комплект DriverLINX от Scientific Software Tools, Inc. (<http://www.sstnet.com>). Его поставка достаточно громоздка — с примерами работы на C и VisualBASIC, автоматической инсталляцией DLportIO.SYS для WindowsNT и т. д. файл port95nt.exe имеет размер 1,6 Мбайт.

Далее речь будет идти о варианте для DOS. Эту программу можно также запускать в Windows 98/95.

Подключение выводов процессоров для режимов fbprg и AlteraByte-Blaster приведено в табл. 1.

Варианты подключения LPT к программируемой микросхеме:

- через Altera ByteBlaster (ключ -ab);
- через адаптер Atmel для STK200/STK300 (ключ-as).

Подключение выводов процессоров для режимов fbprg и AlteraByte-Blaster приведено в табл. 1.

В режиме fbprg незадействованные выходы данных LPT могут быть использованы как питание микросхемы (ключ-ар). Также возможна генерация XTAL программой (ключ-о0). Данный режим может оказаться полезен и при наличии кварцевого резонатора в плате (LPT-порт легко его пересилит) для обхода ошибок «не читается содержимое EEPROM данных при частотах кварца, близких к максимальной».

Можно также применить кабель, совместимый с STK200, описанный статье «Компилятор языка C CodeVision AVR» (стр. 34).

В качестве входных и выходных файлов avreal использует INTEL HEX (при использовании ассемблера AVRASM необходимо в его командной строке добавить ключ-i).

Для микроконтроллеров mega103 необходим расширенный формат HEX-файла (обычный не поддерживает объем больше 64 Кбайт). Запись в файл прочитанных данных всегда производится с дополнительными записями «тип» «04» (Extended Linear Address Record), как не имеющим разноточений. Чтение из HEX-файла записей типа «02» (Extended Segment Address Record) производится в соответствии с формированием их в AVRASM by Atmel (без предусмотренного документацией Intel сворачивания адреса смещения по модулю 64KB).

Вызов программатора осуществляется так.

```
avreal [ключи] [[-с] имя_файла_кода [[-d] имя_файла_данных]]
```

или

```
avreal [ключи] -d имя_файла_данных (когда изменять код не надо)
```

Таблица 1

Сигнал	Byte Blaster	Выводы микроконтроллеров			
		1200/2313	8535	8515	mega103/603
/RESET	TMS (pin 5)	1	9	9	20
SCK	TCK (pin 1)	19	8	8	11
MOSI	TDI (pin 9)	17	6	6	2 (PDI)
MISO	TDO (pin 3)	18	7	7	3 (PDO)
XTAL1	pin 8 (*)	5	13	19	24

(*) — нет в штатном байт-бластере от Altera

При пустой командной строке (ни имен, ни ключей) не делается никаких операций с портами и микросхемой.

Если есть только имена файлов, но нет относящихся к ним ключей (-r -w -v), то файлы игнорируются.

Так как ключей для управления программатором достаточно много, уместно привести конкретный пример управления программатором, поскольку сначала бывает трудно сориентироваться в почти двух десятках ключей. Далее описан один из вариантов использования программатора.

Программы командной строки удобны для использования в какой-либо системе автоматизации проектирования программ. Большинство IDE имеют настраиваемое меню TOOLS, в которое можно вставить вызов программы и передать ей аргументы, например, имя текущего файла, имя проекта и др.

Многие программисты пользуются для сборки проекта утилитой make даже в том случае, когда пакет имеет интегрированную оболочку, но содержит и компилятор/линкер командной строки. Для использования avreal с такими программами необходимо один раз правильно сформировать строки для вызова avreal и поместить их в соответствующие позиции меню TOOLS используемого IDE или как команды соответствующие целей в makefile.

При использовании avreal для работы с кристаллами «вручную» неудобно каждый раз набирать всю командную строку. Для упрощения работы можно заготовить командные файлы с постоянно используемыми ключами и в командной строке задавать только название контроллера и имена файлов.

Ниже приведены примеры таких командных файлов, написанные для следующих условий:

- используется адаптер Atmel STK200 или STK300 (ключ-as), подключенный к порту LPT1 (ключ-p1);
- *.bat файлы находятся в одной папке (директории) с программой avreal.exe;
- тактовая частота контроллера не ниже 3,686 МГц (3686 кГц, ключ -o3686). Без этого ключа avreal будет предполагать, что тактовая частота может быть ниже, вплоть до 0,8 МГц, что приведет к существенному увеличению времени работы.

erase.bat

```
@if "%1"==" " goto help
@avreal -as -p1 -o3686 +%1 -e
@goto exit
:help
@echo erase.bat - стирание AVR-контроллера
@echo вызов:
@echo erase curname
@echo где curname - имя используемого процессора
:exit
```

erasen.bat

```
@if "%1"==" " goto help
@avreal -as -p1 -o3686 +%1 -en
@goto exit
:help
@echo erasen.bat - стирание AVR-контроллера
@echo с записью в верхние два байта flash числа
стираний
@echo вызов:
```

```
@echo erasen cpushame
@echo где cpushame – имя используемого процессора
:exit
```

write.bat

```
@if "%1"==" " goto help
@avreal -as -p1 -o3686 +%1 -w %2 %3
@goto exit
:help
@echo write.bat – запись AVR-контроллера
@echo записывается flash кода и, если задан файл, EEPROM
данных
@echo вызов:
@echo write cpushame codename dataname
@echo где cpushame – имя используемого процессора
@echo codename – имя файла кода
@echo dataname – имя файла данных (необязательный па-
раметр)
:exit
```

writed.bat

```
@if "%1"==" " goto help
@avreal -as -p1 -o3686 +%1 -wd %2
@goto exit
:help
@echo writed.bat – запись AVR-контроллера
@echo записывается только EEPROM данных
@echo вызов:
@echo writed cpushame dataname
@echo где cpushame – имя используемого процессора
@echo dataname – имя файла данных
:exit
```

read.bat

```
@if "%1"==" " goto help
@avreal -as -p1 -o3686 +%1 -r %2 %3
@goto exit
:help
@echo read.bat – чтение из AVR-контроллера
@echo считывается flash кода и, если задан файл, EEPROM
данных
@echo вызов:
@echo read cpushame codename dataname
@echo где cpushame – имя используемого процессора
@echo codename – имя файла кода
@echo dataname – имя файла данных (необязательный па-
раметр)
:exit
```

readd.bat

```
@if "%1"==" " goto help
@avreal -as -p1 -o3686 +%1 -rd %2
@goto exit
:help
@echo readd.bat – чтение из AVR-контроллера
@echo считывается только EEPROM данных
@echo вызов:
@echo readd cpushame dataname
@echo где cpushame – имя используемого процессора
@echo dataname – имя файла данных
:exit
```

verify.bat

```
@if "%1"==" " goto help
@avreal -as -p1 -o3686 +%1 -v %2 %3
@goto exit
:help
@echo verify.bat – верификация AVR-контроллера
@echo проверяется flash кода и, если задан файл, EEPROM
данных
@echo вызов:
@echo verify cpushame codename dataname
@echo где cpushame – имя используемого процессора
@echo codename – имя файла кода
@echo dataname – имя файла данных (необязательный па-
раметр)
:exit
```

verifyd.bat

```
@if "%1"==" " goto help
@avreal -as -p1 -o3686 +%1 -vd %2
@goto exit
:help
@echo verifyd.bat – верификация AVR-контроллера
@echo проверяется только EEPROM данных
@echo вызов:
@echo verifyd cpushame dataname
@echo где cpushame – имя используемого процессора
@echo dataname – имя файла данных
:exit
```

check.bat

```
@if "%1"==" " goto help
@avreal -as -p1 -o3686 +%1 -bn
@goto exit
:help
@echo check.bat – проверка AVR-контроллера на чистоту
(стертость)
@echo если при стирании контроллера был использован файл
erasen.bat
@echo то будет сообщено число стираний контроллера, в
противном
@echo случае будет сообщение «Number of erases not
initialised»,
@echo означающее, что верхние два байта flash тоже содер-
жат 0xFF
@echo вызов:
@echo verifyd cpushame dataname
@echo где cpushame – имя используемого процессора
@echo dataname – имя файла данных
:exit
```

lock.bat

```
@if "%1"==" " goto help
@avreal -as -p1 -o3686 +%1 -l2
@goto exit
:help
@echo lock.bat – защита AVR-контроллера от чтения
@echo вызов:
@echo lock cpushame
@echo где cpushame – имя используемого процессора
:exit
```

lockv.bat

```
@if "%1"==" " goto help
@avreal -as -p1 -o3686 +%1 -vl2 %2 %3
@goto exit
:help
```

@echo lockv.bat — защита AVR-контроллера от считывания с предварительной

@echo верификацией (при несовпадении содержимого записи на устанавливается)

@echo вызов:

@echo lockv cprname codename dataname

@echo где cprname — имя используемого процессора

@echo codename — имя файла кода

@echo dataname — имя файла данных (необязательный параметр)

:exit

fuses.bat

@if "%1"==" " goto help

@avreal -as -p1 -o3686 +%1 -wvf%2

@goto exit

:help

@echo fuses.bat — запись fuses AVR-контроллера

@echo вызов:

@echo fuses cprname fuselist

@echo где cprname — имя используемого процессора

@echo fuselist — перечисленные через запятую fuses, состояние

которых следует изменить. Более подробно см.

@echo описание avreal

:exit

Примечания:

Имя используемого процессора задается так, как оно выглядит в списке поддерживаемых микросхем при вызове avreal -h, например, 90s8515 или mega103. Допускается также указывать имена с префиксом AT, например, at90s8515 или atmega103. Регистр букв значения не имеет.

Запись fuses достаточно произвести один раз, стирание кристалла их не стирает (за исключением boot lock bits в кристаллах с boot sector во flash, рассматриваемых программой avreal как fuses).

Неуказанные в команде fuses не изменяются.

Записанное состояние fuse — "0", стертое "1". Для уменьшения вероятности ошибки следует пользоваться mnemonic обозначениями ON и OFF соответственно.

При записи fuses следует быть осторожным с изменением состояния SPIEN и RSTDSDL для тех микросхем, у которых эти fuse доступны в режиме низковольтного программирования.

Контроллеры AVR поставляются с SPIEN=0 (ON), RSTDSDL=1 (OFF). Эти значения необходимы для low voltage ISP.

Еще один вариант применения программатора использует очень простую идею — обычно в процессе проектирования схемы и написания для нее программы тип микросхемы и название файла программы (и кода) выбирается один раз в начале работы и в дальнейшем изменяется очень редко.

В начале работы создается командный файл с указанием микросхемы (например, AT90S2313) и при дальнейшей работе при необходимости ее запрограммировать просто запускается этот *.bat файл. Кстати, запускать его можно не только из командной строки MS-DOS, но и из среды Windows 95/98. В последнем случае удобно сделать ярлык для этого файла.

При выполнении приведенного ниже командного файла производятся следующие действия: проверяется наличие адаптера, совместимого с STK200, и наличие подключенного микроконтроллера. Содержимое памяти микроконтроллера стирается, осуществляется проверка на успешное завершение операции стирания, после чего в него записывается *.hex файл, указанный в командной строке (в этом примере test2313.hex)

avreal.exe +90s2313 -p378 -as -ebvw -c test2313.hex

Для каждого проекта следует заводить отдельную директорию, в которой будут располагаться все файлы, относящиеся к проекту.

Итак, для того, чтобы, например, занести код, находящийся в файле test2313.hex в память программ микроконтроллера AT90S2313, необходимо:

- скопировать программу avreal.exe в папку проекта;
- оттранслировать текст программы, чтобы получить файл *.hex;
- создать текстовый файл с именем test2313.bat, в котором должна быть строка
avreal.exe +90s2313 -p378 -as -ebvw -c test2313.hex;
- подключить программатор к порту LPT1 и разъему ISP программирования микроконтроллера AT90S2313;
- включить питание схемы на микроконтроллере;
- запустить файл test2313.bat.

Обратите внимание — файлы avreal.exe, *.bat (в нашем примере test2313.bat) и *.hex (в нашем случае test2313.hex) должны находиться в одной папке.

Если все было сделано верно, программа должна быть занесена в микроконтроллер, и сразу начать выполняться.

Если необходимо заносить код не только в память программ, но и в EEPROM, в конце строки в *.bat файле следует добавить -d и название файла с прошивкой EEPROM.

Михаил Голубцов,
my_mich_7@yahoo.co.uk

Программаторы "Стерх"

☒ **Универсальный программатор ST-011**

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

☒ **УФ-излучатель UV-01**

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

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

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

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

Прерыватель тока

Для практического применения или различных экспериментов нередко требуется прерыватель постоянного тока, представляющий собой двухполюсник, который периодически включает и отключает питание нагрузки. Особенно часто такой прерыватель требуется автомобилистам, например, для замены вышедших из строя термоэлектрических или электронных прерывателей тока в блоках указателей поворотов, аварийной сигнализации, дополнительных стоп-сигналов и проблесковых маячков.

Более десяти лет назад в [1] была опубликована удачная конструкция коммутатора нагрузки, единственным недостатком которого являлось довольно большое падение напряжения (до 3 В) на открытом биполярном транзисторе, что приводило к снижению поступающей на нагрузку мощности и сильному нагреву мощного коммутирующего транзистора. С той поры многое изменилось. Появление мощных МОП-транзисторов с индуцированным каналом позволяет создать бесконтактный коммутатор нагрузки, падение напряжения на котором во включенном состоянии не превышает единиц-сотен милливольт при токе нагрузки 10 мА...25 А.

Устройство, принципиальная схема которого приводится на рис. 1, работоспособно в интервале питающих напряжений 8...16 В. Максимальный ток уп-

ристор закрывается, напряжение на правом по схеме выводе резистора R3 становится равным напряжению питания. Из этого следует, что накопительные конденсаторы C2, C3 регулярно подзаряжаются в те моменты, когда нагрузка обесточена. Так как полевой транзистор в данном устройстве большую часть времени находится в статическом состоянии, то для его переключения энергия почти не расходуется. Основным потребителем тока — мигающий светодиод. Яркость вспышек в данном случае не имеет никакого значения, выбран микроновый режим его работы. Пульсации напряжения на конденсаторах C2, C3 не превышают 1,5 В.

Элементы VD1, R3 предназначены для защиты микросхемы и полевого транзистора от повреждения при повышении напряжения питания, вызванного, например, неисправностями автомобильного реле-регулятора напряжения. Предохранитель FU1 защищает транзистор при коротком замыкании в цепи нагрузки.

Частоту коммутации тока нагрузки можно увеличить вдвое, если левый вывод резистора R2 подключить к выв. 13 или 12 DD1.1. Недопустимо подключение цепи затвора VT1 напрямую к мигающему светодиоду. Схема такого генератора на мигающем светодиоде выбрана для простоты и наглядности. Ее можно заменить другим экономичным генератором, построенным, например, на КМОП версии таймера 555 — QALD1504, ALD4503. При этом становится возможной работа генератора на звуковых частотах.

Конденсаторы C2, C3 должны быть хорошего качества, т. к. при потере их емкости может произойти повреждение дорогостоящего полевого транзистора. Именно поэтому используется два параллельно включенных конденсатора. Можно использовать отечественные танталовые или ниобиевые конденсаторы серий K52, K53. Стабилитрон VD1 — любой маломощный стабилитрон на 12...15 В. Дiod VD2 — любой кремниевый из серий КД503, КД510, КД521, 1N4148. Микро-

схему К561ТМ2 можно заменить на КР1561ТМ2, К564ТМ2 или построить соответствующий узел на других счетчиках-делителях этих серий. Мигающий светодиод подойдет любой, например, L-56BID, L-816BRSRC-B. Следует отметить, что на него не должны попадать яркий свет, иначе возможна остановка генерации.

Максимальный коммутируемый ток нагрузки зависит от выбранного типа полевого транзистора. Для надежности и снижения потерь на открытом канале сток-исток транзистора желательно выбрать экземпляр с максимальным током стока, примерно вдвое большим, чем максимальный ток нагрузки. Для нагрузки, потребляющей ток до 25 А, подойдут n-канальные полевые транзисторы КП747А, КП783А, IRFP150, IRFP450, серий КП723, КП741, КП742. Для коммутации нагрузки с током потребления до 100 А подойдет транзистор IRF1704, имеющий сопротивление открытого канала не более 0,004 Ом. Можно использовать и параллельное включение двух-трех однотипных транзисторов. Если устройство будет применяться для коммутации ламп накаливания, следует обращать внимание на максимальный импульсный ток, который может выдерживать выбранный тип транзистора, т. к. сопротивление холодной вольфрамовой нити лампы накаливания примерно в 10 раз меньше, чем разогретой до рабочей температуры. При использовании прерывателя тока совместно с узлами, содержащими большие индуктивности (электромагнитное реле, звуковые излучатели) выводы сток-исток нужно зашунтировать маломощным стабилитроном на 30...40 В для защиты транзистора от выбросов напряжения самоиндукции.

Полевой транзистор устанавливается на небольшой теплоотвод. Так как при увеличении температуры кристалла растет и сопротивление открытого канала, желательно, чтобы температура корпуса транзистора при длительной работе на максимальном токе не превышала 60 °С.

При монтаже микросхемы и транзистора обязательно следует принимать меры по защите от статического электричества.

Андрей Бутов,
editor@dian.ru

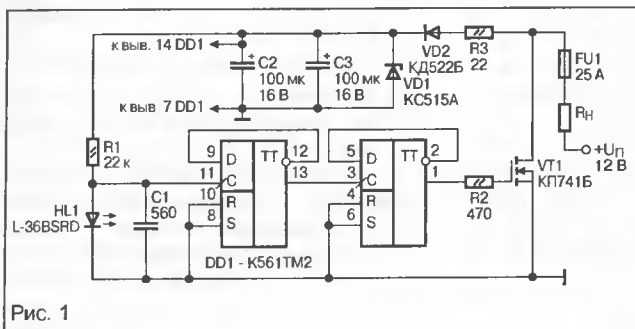


Рис. 1

правляемой нагрузки ограничен лишь параметрами примененного транзистора и в некоторых случаях может достигать нескольких сотен ампер.

Работает устройство так. При включении напряжения питания через коммутируемую нагрузку R_H , резистор R3 и диод VD2 быстро заряжаются конденсаторы C2, C3. В качестве генератора импульсов используется мигающий светодиод HL1. Прямоугольные импульсы поступают на цепочку из триггеров DD1.1, DD1.2, образующую делитель частоты на 4. Таким образом, на затвор полевого транзистора поступают прямоугольные импульсы, следующие со скважностью 2, и с амплитудой, равной напряжению питания микросхемы.

Когда на затворе транзистора VT1 присутствует лог. 1, он открыт и на нагрузку поступает почти полное напряжение питания, а когда лог. 0 — тран-

Литература:

1. А. Кожуров. Коммутатор нагрузки. — Радио, 1991, № 7, стр. 37, 38.
2. В. Чуднов, В. Дуалектов. Работа коммутатора со слаботочной нагрузкой. — Радио, 1997, № 11, с. 53.
3. С. Чеботков. Новые мощные полевые транзисторы. — Радиомир, 2001, №8, стр. 39, 40.

Часы на PIC-контроллере

Многие радиолюбители начинали свое увлечение радиотехникой со сборки электронных часов, вначале на транзисторах, затем на дискретных счетчиках и специализированных микросхемах. В настоящее время часы можно собрать на одной микросхеме. Время не стоит на месте, и вот появились разработки на микроконтроллерах. Эти часы, как правило, состоят из одной микросхемы и модуля LCD-дисплея. Отечественных модулей с шиной I²C пока нет, а импортные труднодоступны и дороги. Мною была сделана попытка разработать часы на микроконтроллере с возможностью универсальной индикации на отечественных приборах.

Часы обладают следующими возможностями:

- три будильника с раздельной установкой и включением;
- коррекция суточного хода до ± 28 с;
- ручная установка по сигналам точного времени;
- резервное питание;
- выход для включения исполнительного устройства (телевизор, приемник, осветительная лампа) при срабатывании будильника;
- три варианта индикации:
 - с секундами;
 - с днями недели;
 - с номером включенного будильника.

Потребляемый часами ток в режиме резервного питания (2,8 В) составляет 128 мкА, 4,5 В — 0,5 мА, при напряжении питания 6 В и включенных индикаторах — 100 мА.

Принципиальная схема часов приведена на рис. 1. Выходы RA0—RA2 микроконтроллера DD2 управляют дешифратором DD3 индицируемого номера разряда, а выходы RB1—RB4 — преобразователем DD2 двоичного кода в семисегментный. С выхода RB0 (GAU) на вход 6 дешифратора DD3 поступает импульс для гашения цифры при выбо-

ре разряда установки и во время прерывания. Если так не делать, то во время прерывания цифра будет ярко вспыхивать. Длительность отработки прерывания различна при разных режимах и достигает 90 циклов. Хотя это мало (около 1%) по сравнению с числом циклов от прерывания к прерыванию, равным 8217, однако без гашения заметно подергивание всех цифр при смене секунд. Еще один неприятный эффект в часах на микроконтроллере связан с невозможностью одновременного переключения всех портов. Минимальная разность между их загрузками составляет два цикла. Если сначала изменять значение цифры, а потом разряд, то на доли секунды значение старшего разряда будет индицироваться в младшем. Эти неприятные явления можно существенно ослабить, если поставить кварцевый резонатор на большую частоту. Такой вариант приводит к увеличению потребляемого тока и не рассматривался из-за частых отключений электроэнергии. При работе с низкочастотным резонатором микроконтроллер потребляет малый ток, позволяющий ему работать от резервного источника. Поэтому можно обойтись миниатюрными дисковыми элементами питания. При работе на ре-

зервном питании индикация выключена, но звонок будильника будет работать. При включенном питании звонок будильника работает во время нечетных секунд, а индикация в это время гасится. Прерывистый сигнал частотой около 1 кГц более заметен, чем монотонный.

Назначение управляющих кнопок:

SB1 — включение/выключение будильников;

SB2 — установка +1 в выбранный разряд;

SB3 — выбор разряда установки;

SB4 — выбор режима установки.

Приоритет считывания управляющих кнопок, если одновременно нажаты две, таков: «режим» — «разряд» — «установка».

Режим установки индицируется в нулевом, самом правом разряде (на месте единиц секунд) (табл. 1). Во время установки режима в первом разряде высвечивается маленькая буква «с», светятся сегменты d, e, g. Значения режимов установки следующие:

0 — установка часов, минут и обнуление;

1—3 — установка и индикация соответствующих будильников;

4 — установка и индикация дней недели;

5 — индикация часов, минут, секунд при любых значениях разряда установки;

6 — работа часов с днями недели в первом разряде (в нулевом разряде светится «с»);

7 — установка и индикация коррекции и знака коррекции.

При нажатии SB3 происходит мигание выбранного разряда установки. Мигание разряда происходит с частотой около 2 Гц, а смена разряда — 1 Гц. При выборе нулевого разряда происходит индикация всех установок часов, выбранных режимом. А при нулевом режиме происходит обнуление часов, минут, секунд.

При мигающем первом разряде и выборе режимов 4 и 6 происходит индикация дней недели в этом разряде, а в нулевом разряде светится «с». Для устранения мигания разрядов у выбора установки имеется 6-ой фиктивный разряд. В этом режиме происходит повседневная работа часов.

Кнопка установки соединена параллельно с кнопкой включения будильника. Поскольку установка происходит только в единицах часов и минут с частотой 1 Гц, то установка в 59 минут займет 59 секунд. Чтобы это не было утомительным, можно для установки

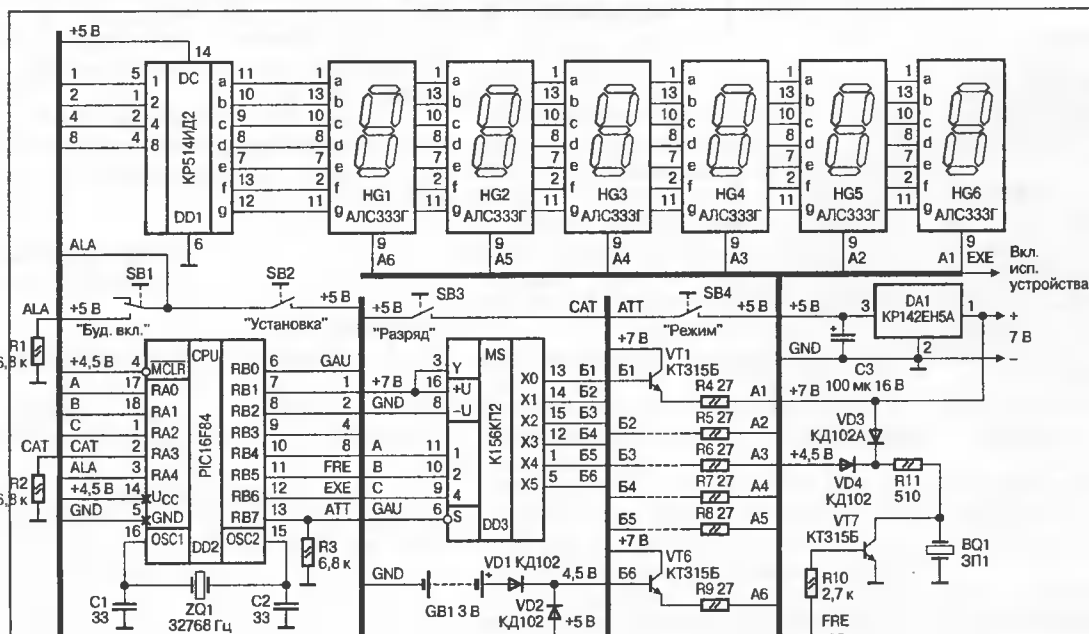


Рис. 1

Таблица 1

```

:020000040000FA
:020000000528D1
:08000800AC29831604308100CD
:10001000A0308B00183085008030860083120613D4
:100020008612AA018F0181018C018D018E01900140
:1000300091019201930194019501A801A7019801F2
:100040009901A30196019B01AD019C01AE019D01A7
:10005000AF010130A0009700861B4A288F18312875
:100060003628990A1E3019020319FE21BC21851D6C
:100070003F28A00A2008073C031948283B292008EC
:10008000820774286A2856285628602860286A281B
:10009000A0013B29BC210A309100980A1808900061
:1000A000083C031D3B29980190013B291808820751
:1000B0008428DA28E228EA283B29C828C1281829F8
:1000C000180882078D280029082910293B29C828EB
:1000D000C1282D29180882073B2970297F298E29DC
:1000E000C128C828C1282329180882077E28A028EB
:1000F000A928B2289628C828C1282329051E3B29EB
:100100008C018D018E01BB28051E3B290A30910010
:1001100018089000CF21BE203B29051E3B290A303C
:10012000910018089000E121BB203B29051E3B29C6
:100130000A30910018089000F421BB20BE203B2912
:100140000A309100180890001B08D5212D08E721DE
:100150003B290A309100180890001C08D5212E0870
:10016000E7213B290A309100180890001D08D5218D
:100170002F08E7213B290D08D52108000E08E721AB
:100180000800170891000A309000BB20BE203B29D0
:10019000C221BB20BE203B29180890000A309100E4
:1001A0003008C53E0319D828B00A3008D521080008
:1001B000B001D528051E3B291B08B000CC20300813
:1001C0009B00A028051E3B291C08B000CC2030084D
:1001D0009C00A928051E3B291D08B000CC20300832
:1001E0009D00B228180890000A3091003108E93EBD
:1001F0000319FE28B10A3108E7210800B101FB28E4
:10020000051E3B292D08B100F2203108AD00A028C1

```

```

:10021000051E3B292E08B100F2203108AE00A928A6
:10022000051E3B292F08B100F2203108AF00B2288B
:10023000051E3B29180890000A309100A30A1D30C2
:10024000230203193929180890000A3095009100FB
:100250002A0894002308D5213B29051E3B291808AC
:1002600090000A3091002A1837292A1423292A10CD
:100270002329A30123290B19B3293E299E011030FC
:100280009F0047299E0A06301E080203193E29960A3E
:1002900080301602031951291E082002031D5D2912
:1002A000572996010F1956290F1557290F110310B9
:1002B0000F1903140F185F29652903106529861685
:1002C0000C1C6529861206145F291F08840000D86
:1002D00086001E0885000F1806179F0A8B174229F3
:1002E0000A309100180890000F102D080E02031913
:1002F0007A293B291B080D0203199D293B290A3045
:100300009100180890000F102E080E020319892979
:100310003B291C080D0203199D293B290A30910035
:10032000180890000F102F080E02031998293B2976
:100330001D080D0203199D293B29051E3B290F1499
:100340003B290A300314A602031CA829A800AA229E3
:1003500026080A3EA7000034A4000308A5000408EC
:10036000A90006142C280B110B102508830029085E
:1003700084002408061009000C08C53E0319CC2986
:100380008C0A08000C08A600A12127089000280864
:100390009100A801A70108008C01900191010D08AE
:1003A000C53E0319DE298D0A0D08A600A1212708E4
:1003B000920028089300A801A70108008D0192016E
:1003C00093010E08E93E0319F0298E0A0E08A600D3
:1003D000A1212708940028089500A801A70108007A
:1003E0008E01940195018F14970A17089100083C1B
:1003F0000319FB29080001309700F6292A1C082A56
:100400002308AB00AB092B0A8C078F109901C22976
:0604100023088C07C2293D
:02400E00F03F81
:00000001FF

```

воспользоваться кнопкой включения будильника с фиксацией.

При выборе седьмого режима работы часы переходят в режим коррекции. Индикация на табло: с0-00-с7. При выборе второго или третьего разряда производят установку коррекции в секундах. Максимальная величина коррекции составляет 28 секунд. При выборе разряда 4 или 5 устанавливаются коррекции в четвертом разряде, при этом 1 — знак отрицательный, 0 — знак положительный. Коррекция осуществляется в 00 часов 00 минут 30 секунд. Значение коррекции при работающих часах можно посмотреть, выбрав нулевой или первый разряд.

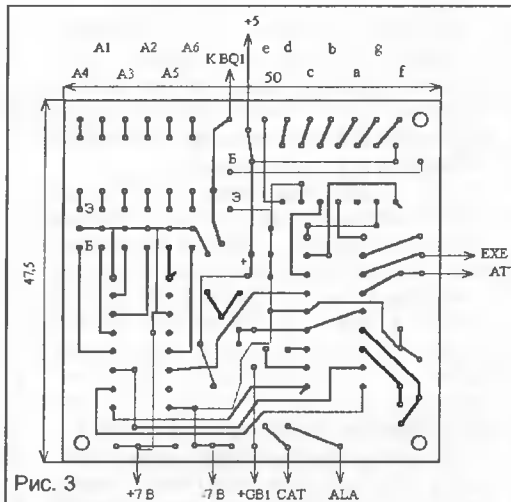


Рис. 3

тивались так, чтобы для микросхем и светодиодов можно было установить панельки. Питание часов осуществляется от сетевого адаптера. Резервное питание 2—3 элемента А10—А12. Кнопки без фиксации — импортные, мембранного типа, кнопка с фиксацией тоже импортная, миниатюрная.

Выходной сигнал на исполнительное устройство (EXE) можно использовать для включения мелодичного звонка, построенного на микросхемах УМС7, УМС8.

Николай Заец,
saes@mail.ru

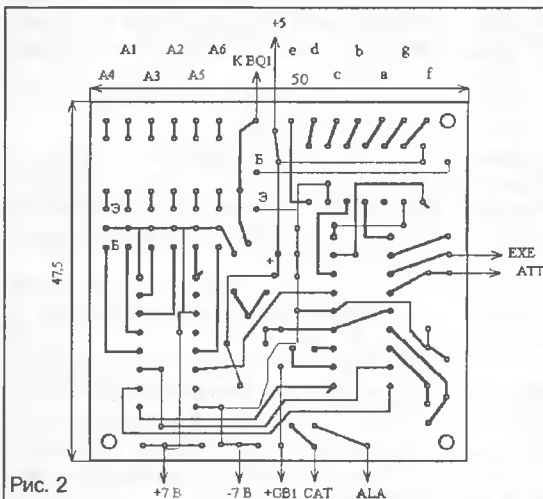


Рис. 2

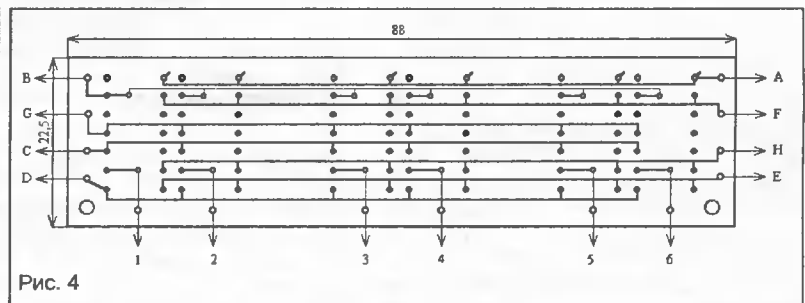


Рис. 4

После любой установки необходимо выбрать режим 5 (индикация Ч-М-С), а потом устанавливать режим будильника или другой режим. Печатные платы даны на рис. 2, 3 и 4. Платы разраба-

Литература:

1. К. Тавернье. PIC-микроконтроллеры. Практика применения. — М.: ДМК, 2002.
2. С. Бирюков. Цифровые устройства на МОП-интегральных микросхемах. — М.: Радио и связь, 1990.

Эксперименты с микроконтроллерами фирмы Cugnal: эволюционная плата семейства C8051F0xx

Настоящая статья начинает цикл, посвященный экспериментам с эволюционными платами (КИТаи) фирмы Cugnal. В рамках этого цикла предполагается знакомство с общими параметрами новых x51 совместимых микроконтроллеров фирмы Cugnal, рядом эволюционных плат для различных семейств микроконтроллеров, особенностями схемотехники и программирования этих микроконтроллеров.

Каждому из читателей, хоть немного знакомому с микроконтроллерной техникой, наверняка известно семейство микроконтроллеров iMCS-51 (i8051). Этот микроконтроллер создан около 30 лет назад и «de facto» является промышленным стандартом. Сегодня в мире около 70 % промышленных изделий используют именно их. Они выпускаются многими фирмами в различных усовершенствованных вариантах, часто называемых «x51-совместимыми микроконтроллерами».

Возникает вопрос о причинах столь высокой живучести этих микроконтроллеров. Обычно на этот вопрос разработчики приводят следующие доводы. Во-первых, в семействе x51 реализована очень удачная архитектура. Во-вторых, x51 совместимые микроконтроллеры очень хорошо документированы. И по аппаратной реализации этого семейства, и по схемотехнике их применения, и по их программированию опубликовано достаточно много разнообразной научно-технической литературы — книг, статей, рекомендаций по применению. В третьих, за время существования этого семейства, для него было разработано очень большое количество качественного и доступного программного обеспечения: компиляторов различных языков программирования (ASM51, C, C++, PL/M51, Fort51 и др.), дизассемблеров, программных отладчиков, эмуляторов и т. п. Кроме того, существует большое количество программ и библиотек для различных научно-технических задач. И наконец, в четвертых, у большинства разработчиков, занимающихся микроконтроллерной техникой, имеется достаточно большой опыт общения с этим семейством микроконтроллеров, изучены многие особенности их поведения, выработаны приемы и способы отладки, накоплен опыт программирования.

Все перечисленные доводы еще больше подтвердились в последнее десятилетие, в течение которого в семействе x51 появилось множество новых микроконтроллеров, работающих на повышенных частотах и оснащенных достаточно большим количеством новых встроенных периферийных узлов. Пожалуй, наиболее известны в этом

плане микроконтроллеры фирмы Atmel, которая начала оснащать x51 совместимые микроконтроллеры встроенной Flash-памятью программ, что еще более увеличило популярность семейства [1, 2].

Конечно, у x51-совместимых микроконтроллеров имелся ряд недостатков, среди которых обычно упоминаются:

- относительно невысокая пиковая (максимально возможная) производительность, что обуславливалось особенностями архитектуры;
- отсутствие до последнего времени в ряде микроконтроллеров встроенного монитора питания и охранного таймера WDT (Watchdog Timer);
- отсутствие в составе встроенных периферийных узлов большинства микроконтроллеров аналого-цифровых (ADC) и цифро-аналоговых (DAC) преобразователей, что значительно усложняло схемную реализацию промышленных технологических контроллеров [3].

Все приведенные выше недостатки x51-совместимых микроконтроллеров удалось устранить молодой американской фирме Cugnal Integrated Products, Inc (далее просто Cugnal), которая с момента своего основания в 1999 г. сумела вывести на рынок семь новых семейств x51-совместимых микроконтроллеров [4, 5]. Микроконтроллеры уже поступили на отечественный рынок [6]. Это поистине уникальные приборы, имеющие мощную встроенную аналоговую и цифровую периферию и пиковую производительность, достигающую 25 MIPS (отдельные представители имеют производительность 100 MIPS!). В рамках предлагаемого цикла статей мы ознакомим читателя с кратким обзором параметров выпускаемых микроконтроллеров, несколькими эволюционными платами, а также некоторыми аппаратными и программными особенностями их функционирования.

Основные параметры микроконтроллеров фирмы Cugnal

Фирма Cugnal динамично развивает перечень выпускаемых ею микроконтроллеров. За три года своего существования, фирме удалось создать 37 типов микроконтроллеров, отличающихся

производительностью, объемом Flash-памяти программ, встроенной оперативной памяти, характеристиками аналого-цифровых узлов, типом корпуса и другими параметрами. Основные параметры выпускаемых микроконтроллеров приведены в табл. 1.

Кроме приведенных в таблице основных параметров следует отметить следующие важные особенности:

- все микроконтроллеры работают при напряжениях питания 2,7...3,3 В, при этом потребляемый ток в среднем составляет 10...12 мА (для семейства 7 на частоте 100 МГц — 50 мА; для семейства 6 — 6 мА);
- все микроконтроллеры работают в промышленном диапазоне температур от -40 до +85 °C;
- все микроконтроллеры по мнемонике и кодам совместимы со стандартными 8051 микроконтроллерами. иными словами, для написания программного обеспечения можно использовать любые стандартные программные средства;
- все микроконтроллеры имеют также расширенный набор периферии: как минимум три таймера, контроллер прерываний (до 21 источника), программируемый массив-счетчик PCA (в некоторых моделях с реализацией функций RTC), встроенный источник опорного напряжения с возможностью работы от внешнего источника, программируемый встроенный генератор и расширенный внешний генератор и т. д.;
- все микроконтроллеры имеют дополнительный интерфейс JTAG (или I²C) внутрисистемного программирования Flash-памяти с возможностью отладки;
- линии портов ввода/вывода и некоторые другие линии совместимы с пятивольтовыми микросхемами.

Для каждого из семейств микроконтроллеров существуют эволюционные платы развития (КИТаи), позволяющие быстро ознакомиться с особенностями работы и программирования, а также отмакетировать некоторые дополнительные узлы проектируемой системы. С некоторыми из таких КИТов мы познакомимся в рамках данного цикла статей.

Эволюционные комплекты фирмы Cugnal

Для каждого семейства микроконтроллеров фирмой Cugnal производится эволюционный комплект (Development Kit). В состав комплекта поставки любого КИТа входят:

- Собственно эволюционная плата для выбранного типа микроконтроллера;
- Адаптер-программатор, преобразующий входной интерфейс персонального компьютера RS-232C в интерфейс программирования выбранного типа микроконтроллера (JTAG или I²C);

Таблица 1. Основные параметры микроконтроллеров фирмы Cygnal

ТИП	Семейство	Ссылка на первоисточник	Производительность, MIPS	Flash ROM, К	Встроенная RAM, байт	Внешняя RAM, К	Разрядность ADC1, бит	Число каналов ADC1	Разрядность ADC2, бит	Число каналов ADC2	Число DAC 12 бит	Число компараторов	Число линий I/O	WDT и монитор питания	Интерфейс I ² C	Интерфейс SPI	Интерфейс UART	Интерфейс CAN	Встроенный генератор, МГц	Корпус (TQFP, LQFP)
C8051F000	1	7	20	32	256	—	12	8	—	—	2	2	32	+	+	+	1	—	16	64
C8051F001	1	7	20	32	256	—	12	8	—	—	2	2	16	+	+	+	1	—	16	48
C8051F002	1	7	20	32	256	—	12	4	—	—	2	1	8	+	+	+	1	—	16	32
C8051F005	1	7	25	32	256	2	12	8	—	—	2	2	32	+	+	+	1	—	16	64
C8051F006	1	7	25	32	256	2	12	8	—	—	2	2	16	+	+	+	1	—	16	48
C8051F007	1	7	25	32	256	2	12	4	—	—	2	1	8	+	+	+	1	—	16	32
C8051F010	1	7	20	32	256	—	10	8	—	—	2	2	32	+	+	+	1	—	16	64
C8051F011	1	7	20	32	256	—	10	8	—	—	2	2	16	+	+	+	1	—	16	48
C8051F012	1	7	20	32	256	—	10	4	—	—	2	1	8	+	+	+	1	—	16	32
C8051F015	1	7	25	32	256	2	10	8	—	—	2	2	32	+	+	+	1	—	16	64
C8051F016	1	7	25	32	256	2	10	8	—	—	2	2	16	+	+	+	1	—	16	48
C8051F017	1	7	25	32	256	2	10	4	—	—	2	1	8	+	+	+	1	—	16	32
C8051F018	2	8	25	16	256	1	10	8	—	—	—	2	32	+	+	+	1	—	16	64
C8051F019	2	8	25	16	256	1	10	8	—	—	—	2	16	+	+	+	1	—	16	48
C8051F020	3	9	25	64	256	4	12	8	8	8	2	2	64	+	+	+	2	—	16	100
C8051F021	3	9	25	64	256	4	12	8	8	8	2	2	32	+	+	+	2	—	16	64
C8051F022	3	9	25	64	256	4	10	8	8	8	2	2	64	+	+	+	2	—	16	100
C8051F023	3	9	25	64	256	4	10	8	8	8	2	2	32	+	+	+	2	—	16	64
C8051F040	4	10	25	64	256	4	12	13	8	8	2	3	64	+	+	+	2	+	24	100
C8051F041	4	10	25	64	256	4	12	13	8	8	2	3	32	+	+	+	2	+	24	64
C8051F042	4	10	25	64	256	4	10	13	8	8	2	2	64	+	+	+	2	+	24	100
C8051F043	4	10	25	64	256	4	10	13	8	8	2	2	32	+	+	+	2	+	24	64
C8051F206	5	11	25	8	256	1	12	32	—	—	—	2	32	+	—	+	1	—	16	48
C8051F220	5	11	25	8	256	—	8	32	—	—	—	2	32	+	—	+	1	—	16	48
C8051F221	5	11	25	8	256	—	8	22	—	—	—	2	22	+	—	+	1	—	16	32
C8051F226	5	11	25	8	256	1	8	32	—	—	—	2	32	+	—	+	1	—	16	48
C8051F230	5	11	25	8	256	—	—	—	—	—	—	2	32	+	—	+	1	—	16	48
C8051F231	5	11	25	8	256	—	—	—	—	—	—	2	22	+	—	+	1	—	16	32
C8051F236	5	11	25	8	256	1	—	—	—	—	—	2	32	+	—	+	1	—	16	48
C8051F300	6	12	25	8	256	—	8	8	—	—	—	1	8	+	+	—	1	—	25	11
C8051F301	6	12	25	8	256	—	—	—	—	—	—	1	8	+	+	—	1	—	25	11
C8051F302	6	12	25	8	256	—	8	8	—	—	—	1	8	+	+	—	1	—	20	11
C8051F303	6	12	25	8	256	—	—	—	—	—	—	1	8	+	+	—	1	—	20	11
C8051F120	7	—	100	128	256	8	12	8	8	8	2	2	64	+	+	+	2	—	25	100
C8051F121	7	—	100	128	256	8	12	8	8	8	2	3	32	+	+	+	2	—	25	64
C8051F122	7	—	100	128	256	8	10	8	8	8	2	2	64	+	+	+	2	—	25	100
C8051F123	7	—	100	128	256	8	10	8	8	8	2	2	32	+	+	+	2	—	25	64

- настенный малогабаритный источник питания с размерами 55x42x35. Выходное напряжение составляет 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 DPS2x5 для соединения адаптера и эволюционной платы;
- техническое описание и руководство по эксплуатации;
- CD-ROM с программным обеспечением.

В последнее время поставляется комбинированный адаптер EC2, поддерживающий оба интерфейса программирования. Адаптер выполнен в пластмассовом корпусе размерами 50x58x26 мм. Внутри находится контроллер программатора, выполненный на микросхеме C8051F012. В качестве интерфейсной

схемы RS-232C использована микросхема 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 типа PLD 2x5. 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 питания с выходным напряжением 5...9 В, для чего предусмотрено стандартное гнездо.

В состав программного обеспечения входит:

- фирменная среда программирования Cygnal Integrated Development Tools;
- комплект программного обеспечения фирмы Keil (макросемблер, линкер, библиотечка, и эволюционная версия компилятора языка C

с ограничением по размеру выходного кода 2К);

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

Напомним, что описанная выше комплектация одинакова для всех типов эволюционных комплектов, единственное отличие заключается в отличиях исполнения собственно эволюционных плат.

Эволюционная плата семейства C8051F0xx

Принципиальная схема эволюционной платы показана на рис. 1. Эволюционный контроллер содержит следующие функциональные узлы: собственно микроконтроллер D1 (C8051F005), стабилизатор питания A2 (LM2937-3.3) на напряжение 3,3 В, светодиод состояния линии P1.6. — VD1, светодиод наличия питания — VD2, на плате имеется кнопка сброса — SW1, кнопка прерывания —

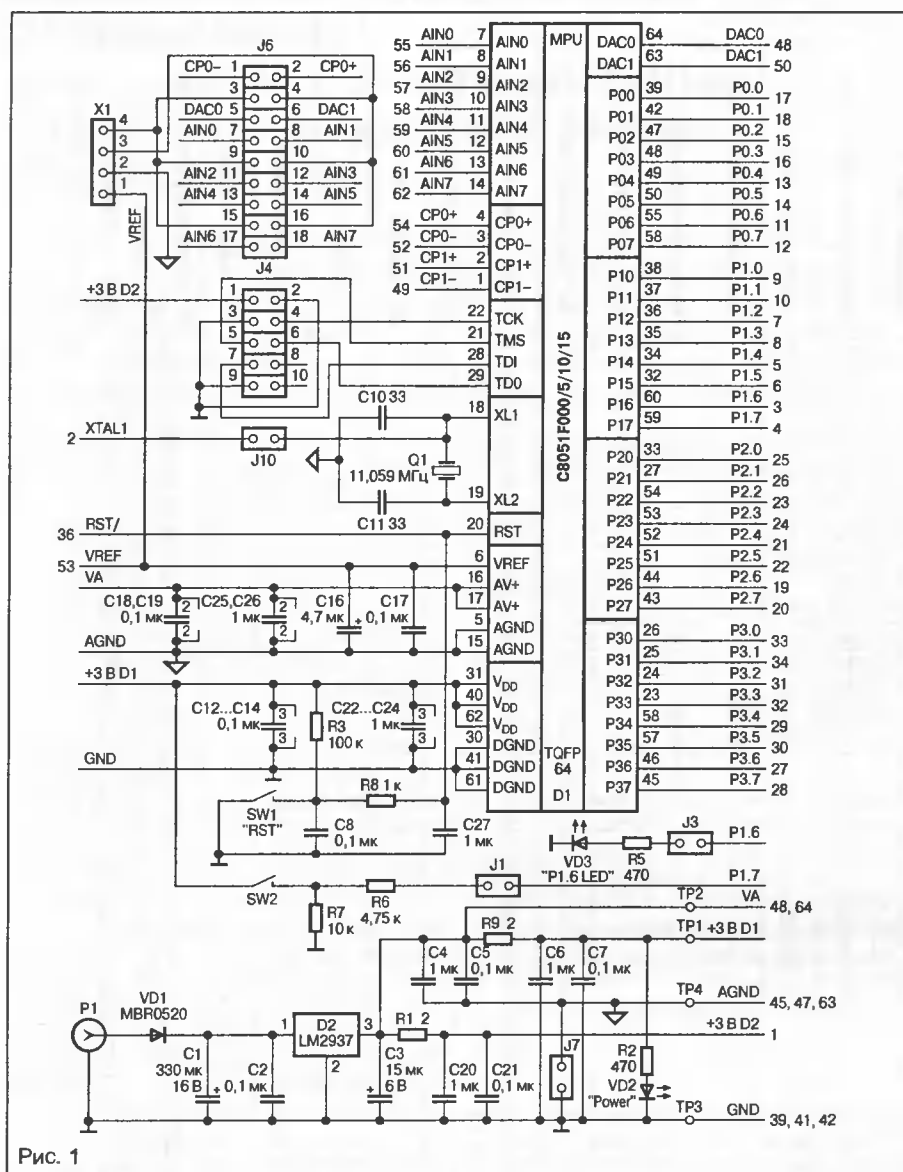


Рис. 1

Таблица 2. Перечень разъемов эволюционной платы

Номер	Назначение
J1	Разъем для установки перемычки, которая может подключить кнопку SW2 к выводу P1.7 микроконтроллера
J2	Выходной двухрядный 64-контактный разъем PLD 2x32, на который выведены все выводы микроконтроллера. Номера выводов указаны цифрами возле выходных связей. Рядом с этим разъемом расположены два ряда металлизированных отверстий, каждое из которых соединено с соответствующим контактом разъема J2
J3	Разъем для установки перемычки, которая может подключить светодиод VD3 к выводу P1.6 микроконтроллера
J4	Разъем для подключения адаптера-программатора (см. табл. 3)
J5	Отсутствует
J6	Разъем для коммутации аналоговых сигналов на клеммник винтовой четырехконтактный X1 310-04-2-3
J7	Разъем для установки перемычки, которая соединяет аналоговый и цифровой общие провода
J8	Отсутствует
J9	Отсутствует
J10	Разъем для установки перемычки, которая может подключить вывод 02 разъема J2 внешнего тактового генератора к выводу 18 микроконтроллера
X1	Клеммник аналоговый четырехконтактный 310-04-2-3 для подключения внешних аналоговых сигналов
P1	Коаксиальный разъем для подачи внешнего питания +5...+9 В

SW2. На плате имеются установочное место под внешний кварцевый генератор Q1, штырьковый двухрядный разъем J4 программирования JTAG (PLD 2x5), а также штырьковый двухрядный

разъем J6 аналоговых входов/выходов (PLD 2x9), выходной штырьковый разъем, на который выведены все выводы корпуса микроконтроллера, за исключением четырех сигналов JTAG ин-

Таблица 3. Перечень контактов разъема JTAG

Контакты	Описание
1	Вход питания от эволюционной платы 2,7...3,6 В
2, 3, 9	Цифровой общий провод
4	TCK
5	TMS
6	TDO
7	TDI
8, 10	Не используются

терфейса (PLD 2x32), контактные площадки, соединенные параллельно с контактами выходного разъема, а также два небольших макетных поля для аналоговой и цифровой частей. Размер эволюционной платы равен 85x110 мм. Макетные поля довольно маленькие. Меньшее макетное поле предназначено для аналоговых узлов и имеет 8x8 металлизированных отверстий с шагом 2,54 мм. С двух сторон этого поля располагаются шины аналогового общего провода AGND и питания VA+. Второе поле большего размера предназначено для установки цифровых элементов. Оно имеет 8x20 металлизированных отверстий с шагом 2,54 мм. С двух узких сторон этого поля располагаются шины цифрового общего провода GND и питания VD+. На всех шинах с шагом 2,54 мм выполнены металлизированные отверстия.

Перечень штырьковых разъемов платы и назначение контактов разъема JTAG приведены в табл. 2 и 3.

Кроме этого, эволюционная плата содержит кнопку внешнего сброса SW1 и светодиод наличия питания VD2. Поскольку микроконтроллер имеет встроенный тактовый генератор, который после сброса начинает работать на частоте 2 МГц, внешний кварцевый резонатор Q1 не установлен, но установочное место для него предусмотрено.

Олег Николайчук,
onic@ch.moldpac.md

Продолжение следует

Литература:

1. <http://www.atmel.com>
2. О. Николайчук. Новые x51-совместимые микроконтроллеры фирмы Atmel. — Схемотехника, 2002, № 6, с. 42—46.
3. О. Николайчук. Схемотехника универсальных технологических контроллеров (цикл статей). — Схемотехника, 2001, № 9 — 2002, № 8.
4. <http://www.cygnal.com>
5. О. Николайчук. Семейства x51 микроконтроллеров фирмы Cygnal. — Компоненты и технологии, 2002, № 1, с. 86—91.
6. <http://www.atos.ru>
7. <http://www.cygnal.com/datasheets/c8051f0xx.pdf>
8. <http://www.cygnal.com/datasheets/c8051f018-9.pdf>
9. <http://www.cygnal.com/datasheets/c8051f02x.pdf>
10. <http://www.cygnal.com/datasheets/c8051f04x.pdf>
11. <http://www.cygnal.com/datasheets/c8051f2xx.pdf>
12. <http://www.cygnal.com/datasheets/c8051f30x.pdf>

Электронные часы-будильник с энергонезависимой памятью/ходом и исполнительным устройством

Разработанное устройство представляет собой стационарные часы-будильник, работающие от сети переменного тока 220 В или бортовой сети автомобиля 12 В. Часы сохраняют все настройки и продолжают отсчет времени при отключении основного источника питания в течение года. В режиме будильника по запрограммированному времени устройство способно коммутировать сильнотоковую нагрузку штатным реле с параметрами 6 А/220 В (1,3 кВт) и издавать сопровождающий звуковой сигнал. Небольшие размеры, высокие эксплуатационные характеристики, многофункциональность, надежность, простота в изготовлении и управлении, низкая стоимость делают это устройство очень привлекательным.

Собрать устройство можно из набора "Мастер Кит" NS182.



На сегодняшний день рынок радио-электронной продукции заполнен многочисленными устройствами подобного класса. Каких только часов не встретишь в магазине! Начиная от самых простых и надежных устройств отечественного производства, собранных на стандартных часовых логических элементах с газоразрядными индикаторами и заканчивая современными часовыми "комбайнами" со встроенным радиоприемником, музыкальным будильником и термометром.

Как оказалось, большинство продаваемых часов имеют ряд однотипных недостатков. Это, во-первых, отсутствие энергонезависимой памяти настроек и энергонезависимого отсчета времени при кратковременном или долговременном отключении напряжения питания. Во-вторых, практически во всех устройствах отсутствует возможность коммутирования сильнотоковой нагрузки одновременно со звуковым сигналом по заданному времени (аналог таймера включения/выключения). Подобная функция позволяет управлять включением теле/радиоприемника, освещения, вентиляции, нагревательного оборудования и т. д. в выбранное пользователем время.

Поэтому перед специалистами технической лаборатории "Мастер Кит" была поставлена и успешно решена задача по разработке подобного устройства, лишенного перечисленных выше недостатков, обладающего максимальной функциональностью и минимальными габаритами, что является существенным при применении устройства в быту. Использование современной элементной базы и применение микроконтроллера в качестве управляющего звена, позволяет расширить возможности прибора путем простой замены программного обеспечения и подключения дополнительных устройств обработки и обмена информации (термодатчик, блок реле на 4 нагрузки и т. д.). Для подобных устройств зарезервированы места подключения, и в будущем планируется выпуск программного обеспечения с поддержкой их работы.

В предлагаемых часах отсчет времени и контроль состояния будильника осуществляется не микропроцессором, а специализированной часовой микросхемой фирмы Philips PCF8583. Она представляет собой автономные часы/будильник/таймер/календарь со встроенным генератором на 32768 Гц и памятью на 240 слов по 8 бит (240 байт). Микросхема выполнена в корпусе DIP-8 и управляется по стандартной двухпроводной шине I²C. ИМС характеризуется широким диапазоном питающих напряжений (1...6 В) и микропотреблением тока

Таблица 1. Перечень элементов часов-будильника

Позиция	Наименование	Примечание	Кол.
BF	R≈85 Ом Fp≈2300±400 Гц	Головка звукоизлучающая малогабаритная	1
C1, C3, C4	22 пФ	Обозначение 220	3
C2, C5, C6	0,1 мкФ	Обозначение 104	3
C7, C11	220 мкФ/25 В		2
C8, C9	0,22 мкФ	Обозначение 224	2
C10	100 мкФ/25 В		1
C12	1,5 мкФ/400 В		1
DA1	7805		1
DD1	PCF8583		1
DD2	AT90S2313	Микроконтроллер с программой	1
DD3	74LS164	Возможная замена 74ALS164	1
GB	CR2032	Литиевый элемент питания 3 В	1
HL1...HL4	SC05-11	Индикатор семисегментный KGB	4
K1		Реле на напряжение срабатывания 9 В	1
R1	10 Ом		1
R2...R4	4,7 кОм		3
R5...R12	330 Ом		8
R13	22 кОм		1
R14	10 кОм		1
R15	220 Ом		1
R16		Проволочная перемычка	1
R17	39 Ом	Мощность рассеяния 2 Вт	2
R18	270 кОм		1
TA1...TA2	TS-A2PS-130	Микрокнопки TS-A1PS-130, TS-A3PS-130	4
VD1...VD3	1N4148	Стабилитрон на 5,1 В	3
VD4	9V1	Стабилитрон на 9,1 В	1
VD5	KЦ407А	Диодный мост	1
VT1	КТ815	Возможная замена BD135, BD137	1
VT2	BC548		1
ZQ1	32,786 кГц	Резонатор кварцевый	1
ZQ2	4 МГц	Резонатор кварцевый	1
		Колодка DIP-8	1
		Колодка DIP-14	1
		Колодка DIP-20	1
		Держатель батареи CR2032	1
	Клеммный зажим	Двойной	1
	Клеммный зажим	Тройной	1
	Штыревой разъем	5 контактов	1
	Штыревой разъем	2 контакта	2
		Съемная перемычка	1
	BOX-M035B	Пластмассовый корпус	1

(2...10 мА, в зависимости от режима работы). Именно эта особенность позволила обеспечить резервное питание микросхемы от литиевого элемента CR2032 емкостью 195 мА/ч, которого хватает почти на год работы часов.

Технические характеристики

Напряжение питания	220 / 12 В (с доработкой)
Ток потребления	50...80 мА (в режиме подачи сигнала)
Параметры коммутируемой сильнотоковой нагрузки	10 А/125 В по переменному току, 6 А/220 по переменному току

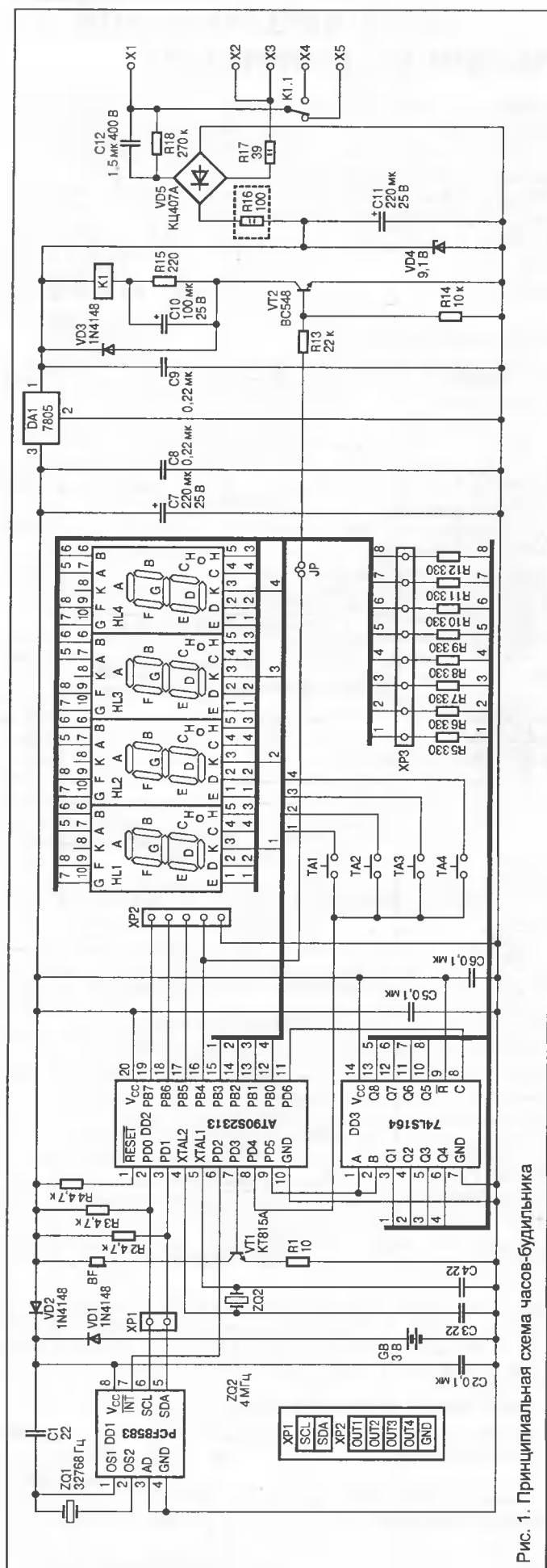


Рис. 1. Принципиальная схема часов-будильника

Напряжение резервного источника питания, В
Звуковой сигнал
Часовой формат времени
Размеры печатной платы, мм

3 В, литиевый элемент
2 кГц, прерывистый $\frac{1}{4}$ с
24 часа
90х61

Описание работы модуля

Принципиальная электрическая схема электронных часов показана на рис. 1. Перечень элементов, используемых в устройстве, приведен в табл. 1.

Часы-будильник выполнены на основе микросхемы часов фирмы Philips PCF8583 с управлением по шине I²C (DD1) с использованием микроконтроллера AT90S2313 (DD2) с прошитым программным обеспечением обработки сигналов управления и индикации, 8-разрядного сдвигового регистра 74(A)LS164 (DD3) (аналог КР1533ИП8), выполняющего роль расширителя портов микроконтроллера для управления индикаторами HL1—HL4, цепи питания микросхем индикаторов (C7, C8, DA1), цепей питания и пуска сильноточного реле K1 (C11, R16, VD4 и C10, R13, R14, R15, VD3, VT2). При замыкании электронного ключа VT2 конденсатор C10, заряжаясь через обмотку реле K1, создает импульс тока, достаточный для притяжения якоря этого реле. После заряда конденсатора якорь реле удерживается меньшим током, протекающим через резистор R15, что делает устройство экономичнее с точки зрения потребления тока. Дiode VD3 защищает транзистор VT2 от выбросов напряжения на обмотке реле в момент его закрывания. Источник питания всей системы выполнен по схеме, не обеспечивающей гальванической развязки с бытовой сетью переменного тока 220 В. Он состоит из гасящего конденсатора C12, резистора R18, диодного моста VD5 и резистора R17, исполняющего роль ограничителя тока в момент подключения устройства к сети (зарядка конденсатора C12). При отсоединении питания от устройства конденсатор C12 разряжается через резистор R18, что снижает риск поражения электрическим током.

Литиевый элемент питания GB обеспечивает подпитку микросхемы часов DD1 при отключении основного источника напряжения. Ток потребления DD1 в таком режиме составляет менее 5 мкА, что позволяет сохранять все настройки и производить отсчет точного времени на протяжении примерно года. Дiodы VD1 и VD2 обеспечивают развязку напряжений элемента GB и основного источника.

Напряжение питания подается на контакты X1, X2. Нагрузка подключается к контактам X3, X4 (на замыкание реле K1) или X3, X5 (на размыкание реле K1) соответственно.

Разъем XP1 предназначен для подключения дополнительных устройств контроля и обработки, работающих с шиной I²C (в данной версии ПО не используется).

Разъем XP2 предназначен для подключения дополнительного блока реле на четыре сильноточные нагрузки для работы с программным обеспечением версии 182.02 (четырёхканальный таймер) или других устройств (термодатчика и т. д.) для работы с ПО следующих версий (набор NM4411). В данной версии ПО XP2 не используется.

Разъем XP3 используется для стыковки платы управления и платы светодиодных семисегментных индикаторов с помощью угловых соединителей.

Съемной перемычкой JP осуществляется подключение и отключение реле K1 к системе для его срабатывания в режиме будильника со звуковым сигналом.

После подачи напряжения питания устройство отображает номер ПО (182.01) и переходит в режим индикации времени. При первом включении, включении после замены элемента резервного питания или возникновении сбоев в работе настоятельно рекомендуется «обнулить» микросхему часов (режим **Master Reset**: удерживая любую клавишу во включенном состоянии, нужно подать напряжение питания, затем отпустить ее при появлении бегущего номера версии ПО).

Подробный алгоритм работы с часами-будильником приведен на рис. 2. Цифра в кружке обозначает номер нажимаемой клавиши (ТА1—ТА4).



Рис. 2. Алгоритм работы часов

Индикация активации и деактивации будильника осуществляется мигающей точкой рядом с младшим разрядом минут. Ход часов индицируется мигающей точкой рядом с младшим разрядом часов.

При срабатывании будильника звуковой сигнал и обмотка реле К1 отключаются нажатием клавиши ТА4.

На печатной плате зарезервировано место под резистор R16 для технологических целей. При сборке резистор R16 не устанавливают, вместо него следует впаять проволочную перемычку длиной 5 мм.

При необходимости питания часов от бортовой сети автомобиля или другого источника постоянного напряжения 12 В рекомендуется произвести следующие замены:

- R17 заменить проволочной перемычкой, R18 не устанавливать;
- вместо C12 установить резистор 43...49 Ом с мощностью рассеяния 2 Вт.

Внимание! Устройство имеет бестрансформаторное питание, поэтому прикосновение к открытым токоведущим участкам платы опасно для жизни. В целях электробезопасности устройство настоятельно рекомендуется поместить в корпус, например ВOX-M035В.

В будущем планируется работа по расширению возможностей описанной системы. В частности путем простой замены программы вы сможете превратить часы в четырехканальный таймер или добавить функцию измерения температуры. Всю необходимую информацию, исходный код программы и дополнительное программное обеспечение можно найти на сайте www.masterkit.ru. Поменять прошивку микроконтроллера Вы сможете с помощью программатора, собрав его из набора NM9211.

Конструкция часов-будильника

Внешний вид электронных часов показан на рис. 3, печатная плата — на рис. 4, расположение элементов — на рис. 5.

Конструктивно электронные часы выполнены на двух печатных платах из фольгированного стеклотекстолита, — основной платы, на которой размещены все основные ком-



Рис. 3. Внешний вид часов-будильника

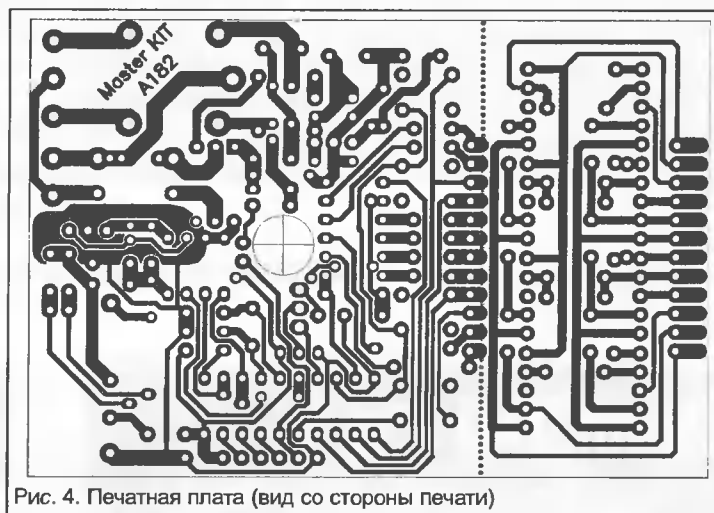


Рис. 4. Печатная плата (вид со стороны печати)

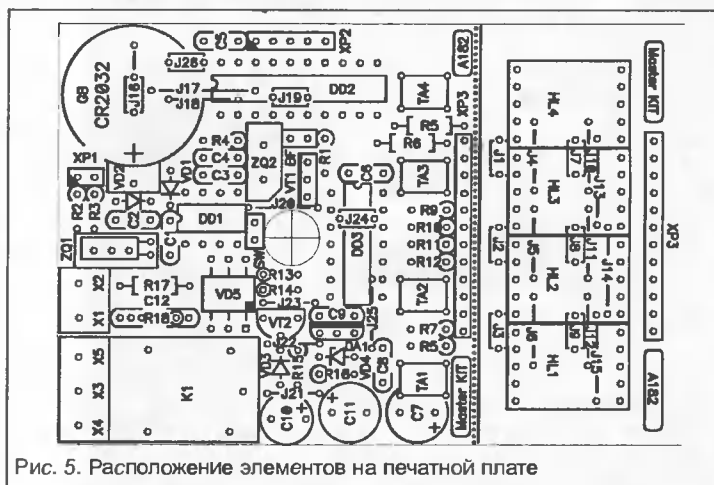


Рис. 5. Расположение элементов на печатной плате

ния/нагрузки. Кроме того, настоятельно рекомендуется просверлить в задней и боковых стенках корпуса отверстия для воздушного охлаждения элементов цепи питания.

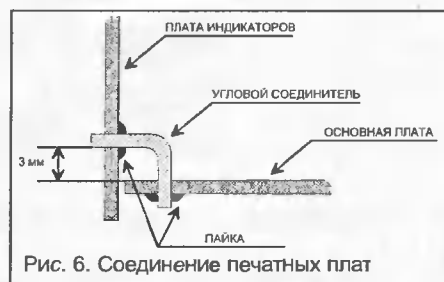


Рис. 6. Соединение печатных плат

После окончательной сборки обеих плат, их необходимо соединить через разъем ХР3 согласно рис. 6. Угловые соединители рекомендуется изготовить из обрезков выводов резисторов или конденсаторов.

Внимание! Поскольку устройство не имеет гальванической развязки с электрической сетью переменного напряжения 220 В, необходимо тщательно изолировать часы-будильник от попадания влаги и от возможного соприкосновения с токоведущими проводниками.

Григорий Ганичев
ganichev@masterkit.ru

«МАСТЕР КИТ» предлагает набор NS182, собрав который вы получите электронные часы-будильник с энергонезависимой памятью/ходом и исполнительным устройством. Набор состоит из печатной платы, всех необходимых компонентов, пластикового корпуса BOX-M035B и руководства по сборке и настройке.

Исходный код, дополнительное и обновленное программное обеспечение можно найти на www.masterkit.ru.

Поменять прошивку микроконтроллера вы сможете с помощью программатора, который можно собрать из набора «МАСТЕР КИТ» NM9211.

Более подробно ознакомиться с ассортиментом и техническими характеристиками можно с помощью каталога «МАСТЕР КИТ» и на сайте www.masterkit.ru.

На сайте вы найдете много интересной и полезной информации по электронным наборам и модулям. Вы сможете задать вопросы и подписаться на рассылку новостей, найти адреса магазинов вашего города, где можно купить электронные наборы и модули, а также поучаствовать в конференции и найти новых друзей.

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

Спрашивайте наборы и модули МАСТЕР КИТ в магазинах радиодеталей вашего города.

www.platan.ru **ПЛАТАН** ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

ПАЯЛЬНЫЕ СТАНЦИИ

Станции для пайки

- Поддержание постоянной температуры жала
- Регулировка температуры в диапазоне 150...450°C
- Светодиодные шкальные и семисегментные индикаторы рабочей температуры
- Модели с защитой от статического электричества

Станции для пайки и распайки

- Возможность проведения параллельных операций пайки и распайки
- Температурный режим распайки 210...480°C
- В комплект входят запасные жала и фильтры

SL-10 SL-20 SL-30 SR-976

SL-916 SL-928

SOLOMON

International xtr Rectifier
EPCOS
MITSUBISHI ELECTRIC
intersil
Infineon
MOTOROLA
ROHM
Honeywell
muRata
AMP
CRYDOM
DATA VISION
Kingbright

Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел./факс: (095) 73-75-999
Почта: 121551, Москва, а/я 100
E-mail: platan@yandex.ru

ARGUSSOFT ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
Департамент Микроэлектроники ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибутор фирмы:

ANALOG DEVICES **ADuC814**

Законченная система сбора данных на одном кристалле

ANALOG DEVICES освоил серийный выпуск уникальной микросхемы, совмещающей на одном кристалле 6-канальный 12-разрядный АЦП, два 12-разрядных ЦАП, источник опорного напряжения, датчик температуры окружающей среды, микроконтроллер 8051, FLASH-память и схемы мониторинга питания.

Основные характеристики:

- питание - 3В или 5В
- возможность питания от токовой петли 4-20 мА
- микроконтроллер - стандартный 8x51
- память программ - 8кбайт (FLASH)
- память данных - 640 байт (FLASH), ОЗУ - 256 байт
- 2 последовательных порта (UART+SPI)
- температурный диапазон: от -40°C до +125°C
- корпус TSSOP, 28 выводов

EVAL-ADuC814 - Стартер-Кит: плата, подключаемая к компьютеру; блок питания; программное обеспечение (ассемблер, симулятор, загрузчик, отладчик, C-компилятор); полная документация; микросхемы ADuC814.

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

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

Интернет: WWW.ARGUSSOFT.RU

ANALOG DEVICES
AMET
TRACO POWER
ROHM
CLARE
sumida
JE-AN
HANTRONIX
Honeywell
SII
muRata

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

Во втором томе приводится большое количество обзорной информации по абсолютному большинству x51-совместимых микроконтроллеров, о модернизации систем на их основе, о том, как связать микроконтроллерные системы друг с другом и с компьютером, технике использования программных симуляторов и внутрисхемных эмуляторов, а также о некоторых практических аспектах использования новейших микроконтроллеров семейств AduC, Cugnal и др. Дополнительно приведена подробная информация о таких сложных для программистов контроллерно-ориентированных микросхемах, как сигма-дельта АЦП семейства AD77xx от Analog Devices.

Третий том (его выпуск планируется в октябре 2002 г.) целиком посвящен практически не описанным в отечественной литературе принципам построения программ целочисленной многобайтовой беззнаковой и знаковой арифметики, а также арифметики с плавающей запятой. Отдельно рассмотрены специальные быстрые алгоритмы расчета различных функций, общие методы аппроксимации с заданной точностью любых разумных функциональных зависимостей, что позволяет вести быстрые расчеты даже на микроконтроллерах с производительностью в единицы MIPS.

Отдельно отметим, что приведенные в книге практические примеры используют, помимо микроконтроллеров, большое количество аналоговых и цифровых микросхем таких известных производителей, как Analog Devices (AD77xx, AD7894, AD855x, REF19x и ряд других), Maxim (MAX202/232, MAX680, MAX619, MAX187/189/1241, 1243 и им подобные), Burr-Brown (ADST816 и им подобные, DDC112 и т. д.).

У вас есть возможность подписаться на книгу А. Фрунзе «Микроконтроллеры? Это же просто!». Стоимость трех томов книги, включая доставку, составляет 277 руб. 20 коп. (в т. ч. НДС). Доставка книг осуществляется через почтовое отделение: тома 1 и 2 высылаются немедленно по факту оплаты, том 3 — в октябре-ноябре 2002 г.

Для того чтобы подписаться через редакцию, необходимо:

- перевести сумму на наш расчетный счет по указанной квитанции через Сбербанк России или связаться с редакцией по телефону (095) 777-1215 для выставления счета;
- копию платежного поручения с вашим почтовым адресом или квитанцию выслать по факсу (095) 777-1215, e-mail: podpiska@dian.ru, почтовый адрес: 121351, г. Москва, ул. Ивана Франко, 40, стр. 2, редакция.

Наши реквизиты:

ООО «ИД Скимен» ОСБ КИЕВСКОЕ 5278
ИНН 7731195492, Р/с 40702810338190104019 в Сбербанке России в г. Москва
к/с 30101810400000000225, БИК 044525225
Код ОКОНХ 84500
Код ОКПО 52744508
Юридический адрес: 121351, г. Москва, ул. Ивана Франко, 40, стр. 2, отдел распространения.

Для осторожных подписчиков

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

ИЗВЕЩЕНИЕ Кассир	ООО «ИД Скимен» ИНН 7731195492, Р/с 40702810338190104019, в Сбербанке России, ОСБ Киевское №5278 г.Москва, БИК 044525225, к/с 30101810400000000225 Оплата за подписку книги в 3-х томах «Микроконтроллеры? Это же просто!» с доставкой (в т. ч. НДС — 10%) Сумма платежа 277 руб.20 коп. (в т.ч. НДС — 10%) Сумма платы за услуги _____ руб. _____ коп. Итого: _____ руб. _____ коп. Информация о плательщике: Индекс _____ Адрес _____ Телефон _____ ФИО, Организация _____ С условиями приема банком суммы, указанной в платежном документе ознакомлен и согласен _____ " _____ 200__ г.
КВИТАНЦИЯ Кассир	ООО «ИД Скимен» ИНН 7731195492, Р/с 40702810338190104019, в Сбербанке России, ОСБ Киевское №5278 г.Москва, БИК 044525225, к/с 30101810400000000225 Оплата за подписку книги в 3-х томах «Микроконтроллеры? Это же просто!» с доставкой (в т. ч. НДС — 10%) Сумма платежа 277 руб.20 коп. (в т.ч. НДС — 10%) Сумма платы за услуги _____ руб. _____ коп. Итого: _____ руб. _____ коп. Информация о плательщике: Индекс _____ Адрес _____ Телефон _____ ФИО, Организация _____ С условиями приема банком суммы, указанной в платежном документе ознакомлен и согласен _____ " _____ 200__ г.

ПОДПИСКА — 2002

Журнал «КОМПОНЕНТЫ и ТЕХНОЛОГИИ»

www.compitech.ru

Через Объединенный каталог «Пресса России» (зеленый) — индекс 41734 — для жителей России, стран Балтии и СНГ.

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

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

Журнал «СХЕМОТЕХНИКА»

www.dian.ru

Через Объединенный каталог «Пресса России» (зеленый) — индекс 41733 — для жителей России, стран Балтии и СНГ.

Через каталог Агентства «Роспечать» (красный) — индекс 80724.

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

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

Условия подписки через редакцию:

Комплект журнала «Схемотехника» №№ 3—12 (стоимость доставки включена) за 2001 год — 275 р. в т.ч. НДС — 10% (РФ); 25 у.е. (страны СНГ, Балтии) с НДС	Комплект журнала «Компоненты и Технологии» (стоимость доставки включена) №№ 5—8 за 2001 год — 220 р. в т.ч. НДС — 10% (РФ), 12 у.е. (страны СНГ, Балтии) с НДС
Комплект журнала «Схемотехника» №№ 2—12 за 2002 год. Стоимость комплекта (стоимость доставки включена) за 2002 год — 363 р. в т.ч. НДС — 10% (РФ); 20 у.е. (страны СНГ, Балтии) с НДС	Комплект журнала «Компоненты и Технологии» №№ 1—9 за 2002 год. Стоимость комплекта (стоимость доставки включена) за 2002 год — 495 р. в т.ч. НДС — 10% (РФ); 33 у.е. (страны СНГ, Балтии) с НДС

- перечислите деньги на наш расчетный счет через Сбербанк по квитанции
- отправьте квитанцию об оплате (или копию) и свой точный почтовый адрес (индекс обязательно) в редакцию по почтовому адресу: 121351, г. Москва, ул. Ивана Франко, дом 40, стр. 2, отдел подписки или по факсу (095) 777-1215, E-mail: podpiska@dian.ru
- можно также подписаться на журнал непосредственно в редакции по адресу: г. Москва, ул. Обручева, 29, метро Калужская, вн. тел: 3629 и на специализированных выставках.

НАШИ РЕКВИЗИТЫ: ООО «ИД СКИМЕН»

ИНН 7731195492

Р/с 40702810100000000456 в ОАО КБ «Промбанк» в г. Москва

К/с 301018101000000000554

БИК 044525554

ОКОНХ 84500 ОКПО 52744508

Информация о подписчике:

Название организации _____ Ф.И.О. _____

Почтовый адрес, индекс _____

Телефон/Факс _____ E-mail _____

Подписка на журнал _____ №№ _____ за 200 _____ год

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

НТТМ-2002

В Москве на ВВЦ 4—7 июля прошла Всероссийская выставка научно-технического творчества молодежи. Она была организована в рамках подготовки к всемирной выставке Экспо-Наука 2003 (ESI-2003), проведение которой намечено Международным движением научно-технического досуга (Milset) в Москве в будущем году. Журнал "Схемотехника" принял участие в выставке НТТМ-2002 как информационный спонсор, а на его стенде можно было приобрести издания ООО "ИД Скимен". Наш фотокорреспондент сделал на выставке несколько фотографий.



Президент ВАКО "Союз" летчик-космонавт Герой СССР к. т. н. А. А. Серебров проводит презентацию национальной образовательной программой "Уроки из космоса"



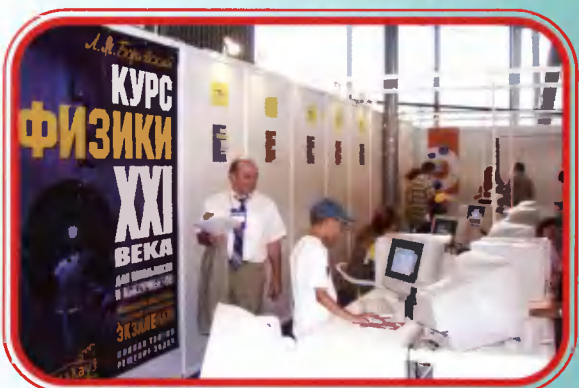
Стенд Областного центра технического творчества учащихся г. Ростов-на-Дону



Наш постоянный автор М. С. Голубцов на своем стенде обучает посетителя выставки работе с прибором для проведения практических занятий по курсу "Основы цифровой электроники"



Педагог Физико-математического лицея № 1557 (г. Москва) к. ф.-м. н. Л. Г. Белиовская со своими воспитанниками демонстрируют механомикропроцессорный автомат с искусственным интеллектом



Президент Milset Жан-Клод Гиродон осматривает "Учебный класс" компании СтартМастер



Экспозиция Областного центра творчества "Истоки" г. Кострома. На переднем плане — прибор для определения номиналов резисторов по цветовой маркировке, автор — А. М. Хабаров