

СХЕМОТЕХНИКА

Весь мир электронных
компонентов >>>>>

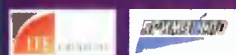
Е•Х•Р•О
ELECTRONICA

экспоэлектроника

7-ая МЕЖДУНАРОДНАЯ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ
ВЫСТАВКА ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ И
ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

25-28 мая
2004

РОССИЯ, МОСКВА,
СК "ОЛИМПИЙСКИЙ"
организаторы:



www.expoelectronica.ru

совместно с:

АРДЭК

при официальной
поддержке:



Министерство промышленности,
науки и технологий РФ

Министерство экономического
развития и торговли РФ

Федеральный фонд развития
электронной техники РФ

РАСУ



№9
СЕНТЯБРЬ
2003

Тел.: +7(812)380-6007,
380-6003, 380-6000,
Факс: +7(812) 380-6001,
e-mail: electron@prizexp.ru

АВТОЭЛЕКТРОНИКА

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

ОСНОВЫ СХЕМОТЕХНИКИ

подписные индексы

80724, 82117

41733

ЦИФРОВАЯ ТЕХНИКА

Главный редактор:

Сергей Бирюков

Редакционная коллегия:

Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Йовчик
Юлия Герасимова

Дизайн и верстка:

Ирина Галкина
Ирина Чикина

Отдел распространения:

(095) 285-1775
e-mail: sales@dian.ru
Марина Трофимова
Юрий Царев
Сергей Лукин

Отдел рекламы:

Юлия Суханова

Адрес редакции:

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

Издатель и учредитель
ООО «ИД Скимен»

Отпечатано в ГУП «Чеховский
полиграфический комбинат»

Тираж 5 250 экз.
Заказ № 2498.

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

Редакция не несет ответственности
за информацию, приведенную
в рекламных материалах

За содержание статьи
и ее оригинальность несет
ответственность автор

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

Информацию о подписке см. на
последней странице журнала
Цена свободная

Содержание

Автоэлектроника

В. Туманов. Октометр 2

Измерительная техника

С. Бирюков. Светодиодные индикаторы уровня на микросхемах семейства LM3914 6

Источники питания

А. Бутов. Преобразователь напряжения с низковольтным питанием 8

В. Носов. Импульсные блоки питания бытовых радиоустройств 9

С. Бирюков. Сетевой прямоходовый источник питания на микросхеме TOP247Y для персонального компьютера 11

Светотехника

Ю. Давиденко. Проектирование электронных балластов для люминесцентных ламп 14

Основы схемотехники

С. Лозицкий. Быстродействующий прецизионный ограничитель напряжения 17

О. Петраков. Анализ шумов в устройствах с операционными усилителями 20

Г. Кардашев. Компьютерное схемотехническое моделирование электронных устройств 22

Электроника в быту

М. Майоров. Регулятор скважности включения нагрузки 26

А. Бутов. Квартирный звонок на KP1008BЖ4 27

Цифровая техника

О. Николайчук. Технологический контроллер на базе микропроцессора i80C188EC 29

А. Фрунзе. Простая клавиатура на основе МК 31

А. Кобзарев. Программируемый регулятор 34

В. Зотов. CoolRunner-II — новое поколение высокопроизводительных ПЛИС CPLD фирмы Xilinx с микромощным потреблением 37

О. Вальпа. Устройства USB 42

Мастер КИТ

В. Чулков. Четырехканальный таймер-часы-терморегулятор на базе энергонезависимых часов NS182.2 и расширителя сильноточных нагрузок NM4413 48

Справочный листок

О. Николайчук. Приборы iButton 52

Октанометр

Объемы продаж некачественного автомобильного топлива в России и странах СНГ превосходят все разумные пределы и по различным оценкам составляют от 30 до 70 % всего объема продаж. Описываемый прибор позволяет защитить ваш автомобиль от использования фальсифицированного бензина.

Принцип действия октанометра основан на зависимости диэлектрической проницаемости автомобильных бензинов от значения их октанового числа (ОЧ). Строго говоря, такая зависимость наблюдается лишь для ОЧ, измеренного по моторному методу (ОЧм), а для ОЧ, измеренного по исследовательскому методу (ОЧИ), она не столь четко выражена. Тем не менее, учитывая то, что прибор предназначен для широкого применения автолюбителями, для которых понятие ОЧ связано только с маркой бензина, указываемой на АЗС, было признано целесообразным иметь градуировку непосредственно в единицах ОЧИ, несмотря на увеличение погрешности до 1...1,5 ОЧИ. Ввиду того, что низкооктановые бензины фальсифицируются достаточно редко, а измерение их ОЧИ потребовало бы существенного усложнения схемы прибора, было принято решение ограничиться измерением ОЧИ только высокооктановых бензинов в диапазоне 90...100 ОЧИ.

При практическом исследовании реальных бензинов было установлено, что они обладают существенной удельной активной проводимостью. Ее обычная величина находится в пределах 5...100 нСим/м, а у некачественных бензинов может достигать 1000 нСим/м и более. С учетом этого измерение диэлектрической проницаемости стандартными методами (различного рода простейшие измерители емкости) становится невозможным — все они приводят к завышению значения емкости, а следовательно и ОЧ.

В описываемом далее приборе производится компенсация и измерение активной проводимости бензина в пределах 0...500 нСим/м.

Собственно октанометр включает в себя датчик и измерительный блок. Датчик состоит из двух пластин, изготовленных из двухсторонне фольгированного стеклотекстолита (рис. 1).



Рис. 1

Размер пластин 50×30 мм. На внутренней стороне пластины часть фольги (по 10 мм) удалена, внешняя фольга далее используется в качестве экрана. Рабочая площадь емкостного датчика получается 30×30 мм. Пластины закреплены через изолирующие шайбы на расстоянии примерно 1,5 мм друг от друга. При меньшем расстоянии сильно затрудняется очистка пластин, при большем происходит нежелательное снижение емкости датчика. При указанных размерах емкость датчика в воздухе получается примерно равной:

$$C_{d0} = \epsilon_0 S_0 / d = 8,87 \times 10^{-12} \text{ пФ/м} \times 9 \times 10^{-4} \text{ м}^2 / (1,5 \times 10^{-3} \text{ м}) \approx 5,3 \text{ пФ.}$$

При погружении датчика в бензин его емкость возрастает пропорционально диэлектрической проницаемости бензина (табл. 1). Приведенные в этой таблице значения ϵ в значительной степени условны, т. к. получены при проверке всего 14-ти образцов бензина.

Исходя из приведенных величин можно легко вычислить допустимую погрешность измерения емкости датчика. Крутизна преобразования (11,82–10,49) пФ/10 ОЧ = 0,133 пФ/ОЧ. Если принять допустимую погрешность 0,5 ОЧ, то абсолютная погрешность измерения емкости не должна быть более 0,067 пФ (приведенная 0,6 %), но лучше бы ее снизить до 0,034 пФ (0,3 %) и менее, т. к. впо-

Таблица 1

ОЧИ	ϵ	C
90	1,980	10,49
92	2,030	10,76
95	2,105	11,16
98	2,180	11,55
100	2,230	11,82



Внешняя сторона пластины датчика (фольга не удаляется)

следствии эта погрешность будет складываться с методической и общая погрешность может оказаться неприемлемой.

Активная проводимость датчика при указанных выше размерах и значении удельной активной проводимости бензина 100 нСим/м составит:

$$G_d = \sigma S_0 / d = 100 \text{ нСим/м} \times 9 \times$$

$$\times 10^{-4} \text{ м}^2 / 1,5 \times 10^{-3} \text{ м} = 60 \text{ нСим,}$$

что соответствует активному сопротивлению 16,7 МОм. Реально же активное сопротивление датчика может быть и менее 1 МОм, т. к. удельная проводимость может достигать 1 мкСим/м.

Упрощенная схема измерительного блока приведена на рис. 2, временные диаграммы — на рис. 3.

Работу измерительного блока сначала рассмотрим исходя из его упрощенной схемы (рис. 2).

Импульсы питания датчика поступают с выхода D1 и имеют амплитуду +5 В, длительность около 150 мкс. Датчик имеет емкость C_d и параллельную этой емкости активную проводимость G_d . Датчик вместе с операционным усилителем А1 образуют усилитель заряда. Его коэффициент передачи $K = C_d / C_{oc}$ и абсолютная величина напряжения на выходе А1 будет пропорциональна емкости датчика, а т. к. последняя прямо пропорциональна диэлектрической проницаемости, то

$$U_{\text{выхА1}} = U_{D1} C_d / C_{oc} =$$

$$= U_{D1} \epsilon_{\text{бензина}} \epsilon_0 S_0 / (d C_{oc}).$$

Эта формула будет верна только при $G_d = 0$ и выходное напряжение А1 будет иметь вид, приведенный на диаграмме 9 рис. 3. Выходное напряжение А1 поступает на устройство выборки/хранения (УВХ), собранное на ключе К2 и ОУ А2. Очевидно, что напряжение и на выходе этого УВХ $U_c = U_{\text{выхА1}}$.

Совершенно иначе будет выглядеть импульс на выходе А1 при наличии у датчика проводимости $G_d > 0$. Выходное напряжение примет вид, показанный на диаграмме 8 рис. 3. На участке А—В будет происходить дополнительный спад, определяемый постоянной $\tau = C_{oc} / G_d$. Попробуем оценить величину этого спада при $G_d = 60$ нСим (верхняя граница нормальной проводимости), $C_{oc} = 4 C_d = 4 \times 5,3 \text{ пФ} = 21,2 \text{ пФ}$ и при длительности импульса питания датчика $t = 150 \text{ мкс}$:

$$\Delta U = U_{D1} t / \tau = U_{D1} t G_d / C_{oc} =$$

$$= 5 \text{ В} \times 150 \times 10^{-6} \text{ с} \times 60 \times$$

$$\times 10^{-9} \text{ Сим} / (21,2 \times 10^{-12} \text{ Ф}) = 2,12 \text{ В}$$

Величина получилась весьма значительной и совершенно ясно, что система работать не будет даже если проводимость будет в 100 раз меньше. Как бы мы не уменьшали длительность выборки ключом К2, перемещая ее как можно ближе к точке А (диаграмма 8 рис. 3), наличие проводимости все равно будет очень сильно сказываться на измерении $\epsilon_{\text{бензина}}$. Выход есть только один — ввести автоматическую компенсацию G_d .

Это реализовано следующим образом. Как показано на диаграмме 8

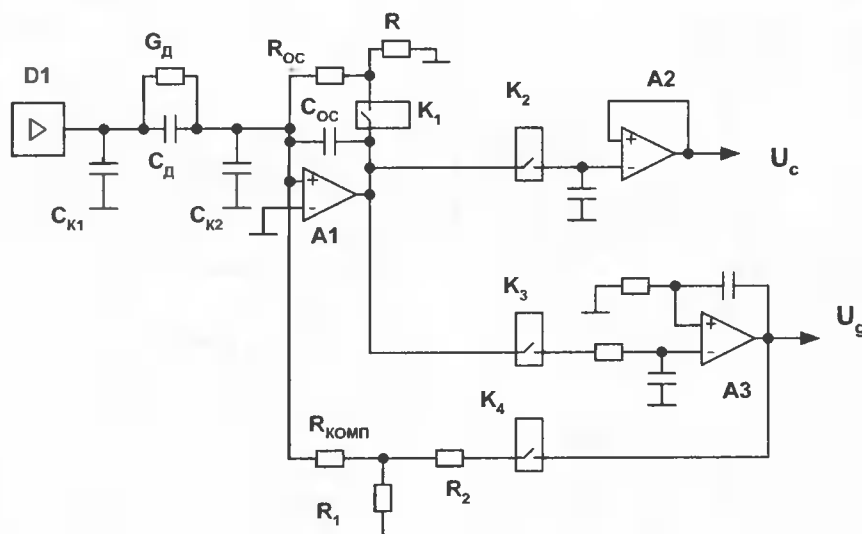


Рис. 2

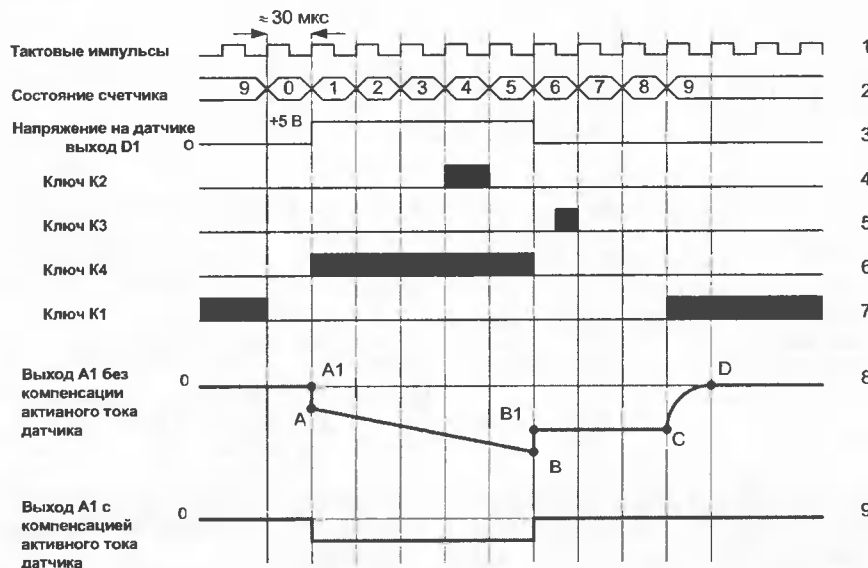


Рис. 3

рис. 3, после окончания импульса питания на участке В1—С напряжение на выходе А1 не возвращается к нулю, а остается на некотором уровне, причем его величина будет строго пропорциональна G_d . Это напряжение через К3 поступает на дифференциальный интегратор, собранный на А3, а с него через ключ К4, делитель R_1R_2 и токозадающий резистор $R_{комп}$ — на вход + А1. Совершенно очевидно, что напряжение на выходе А3 будет уменьшаться до тех пор, пока ток $I_{комп}$ не сравняется с активным током датчика. Но тогда:

$$I_{датчика} = 5 \text{ В} \times G_d = \\ = U_g R_1 / R_{комп} (R_2 + R_1) = I_{комп}.$$

Отсюда следует:

$$U_g = 5 \text{ В} \times G_d R_{комп} (R_2 + R_1) / R_1,$$

т. е. напряжение на выходе А3 U_g строго пропорционально проводимости датчика $G_d = \sigma S_0 / d$ и получаем:

$$U_g = 5 \text{ В} (\sigma S_0 / d) \cdot R_{комп} (R_2 + R_1) / R_1.$$

Напряжение U_g прямо пропорционально активной удельной проводимости бензина σ .

Применение делителя R_1R_2 обусловлено тем, что резистор $R_{комп}$ обладает некоторой собственной емкостью, которая обычно находится в пределах 0,4...0,6 пФ. По отношению к емкости датчика это весьма значительная величина и исключить ее влияние простыми методами полностью не удастся. Можно только снизить ее влияние до приемлемой величины. Это достигается последовательным включением двух-трех резисторов в качестве $R_{комп}$ и уменьшением амплитуды импульса на $R_{комп}$ с помощью делителя R_1R_2 .

Ключ К1 вместе с $R_{ок}$ и R служит только одной цели — установке нуля в промежутках между измерительными импульсами, причем R предназначен для отвода токов утечки ключа К1.

Влияние соединительного кабеля практически полностью устранено примененной схемой включения датчика. Кабель вносит паразитные емкости $C_{к1}$ и $C_{к2}$, как это показано на рис. 2. Влияние $C_{к1}$ на работу будет выражаться в затягивании фронта измерительного импульса, но т. к. выборка производит-

ся на достаточном отдалении от фронта, то и его затягивание практически не имеет значения. Емкость $C_{к2}$ вообще никакого влияния на работу не оказывает, т. к. его перезарядка при работе не происходит. Реально длина соединительного кабеля может составлять до двух метров.

Принципиальная схема прибора приведена на рис. 4.

Несколько условно всю схему можно разделить на три блока: блок питания, блок управления и измерительный блок.

Питание прибора осуществляется от миниатюрной батареи с напряжением 12 В. Это напряжение поступает на микросхему микропотокового регулируемого стабилизатора напряжения DA3 типа КР1184ЕН2. Его выходное напряжение подбором резистора R_{29} устанавливается равным $10 \pm 0,1$ В. Для преобразования однополярного напряжения в двуполярное ± 5 В использован активный делитель на микропотоковом ОУ DA4 типа КР140УД1208. В качестве R_{30} , R_{31} лучше использовать резисторы с допуском менее 1 %, в этом случае необходимая симметрия напряжения будет обеспечена. Резистор R_{33} служит для предотвращения возбуждения DA4.

Блок управления собран на микросхемах серии К561, их питание осуществляется напряжением +5 В. На DD1.1, DD1.2 собран простейший тактовый генератор. Его частота установлена около 30 кГц, но может находиться в пределах 20...50 кГц без какого-либо ущерба для работы устройства.

Импульсы с тактового генератора поступают на счетчик DD3 типа К561ИЕ8. Первый импульс приводит к возникновению лог. 1 на выходе 1 DD3. Это приводит к включению триггера на DD1.3, DD1.4. На выходе 10 DD1.3 возникает лог. 0, который используется для включения компенсирующего тока ключом К1 DD4. На другом выходе триггера DD1.4 возникает лог. 1, этот сигнал используется в качестве импульса питания датчика.

Четвертый тактовый импульс генератора приводит к возникновению лог. 1 на выходе 4 DD3. Этот сигнал после его инверсии элементом DD2.4 используется для тактирования УВХ измерительного блока.

Шестой тактовый импульс генератора приводит к возникновению лог. 1 на выходе 6 DD3 и возвращает в исходное состояние триггер DD1.3, DD1.4 — импульс питания датчика заканчивается, компенсирующий ток отключается. Лог. 1 на выходе 6 DD3 формирует также и строб для выборки напряжения узлом компенсации активной проводимости датчика. Использование для формирования строба элементов DD2.1, DD2.3 позволило сдвинуть его примерно на 15 мкс по отношению к спаду импульса питания датчика.

Девятый тактовый импульс приводит к возникновению лог. 1 на выходе 9 DD3. Этот сигнал поступает на вход CP DD3 и останавливает счетчик, причем

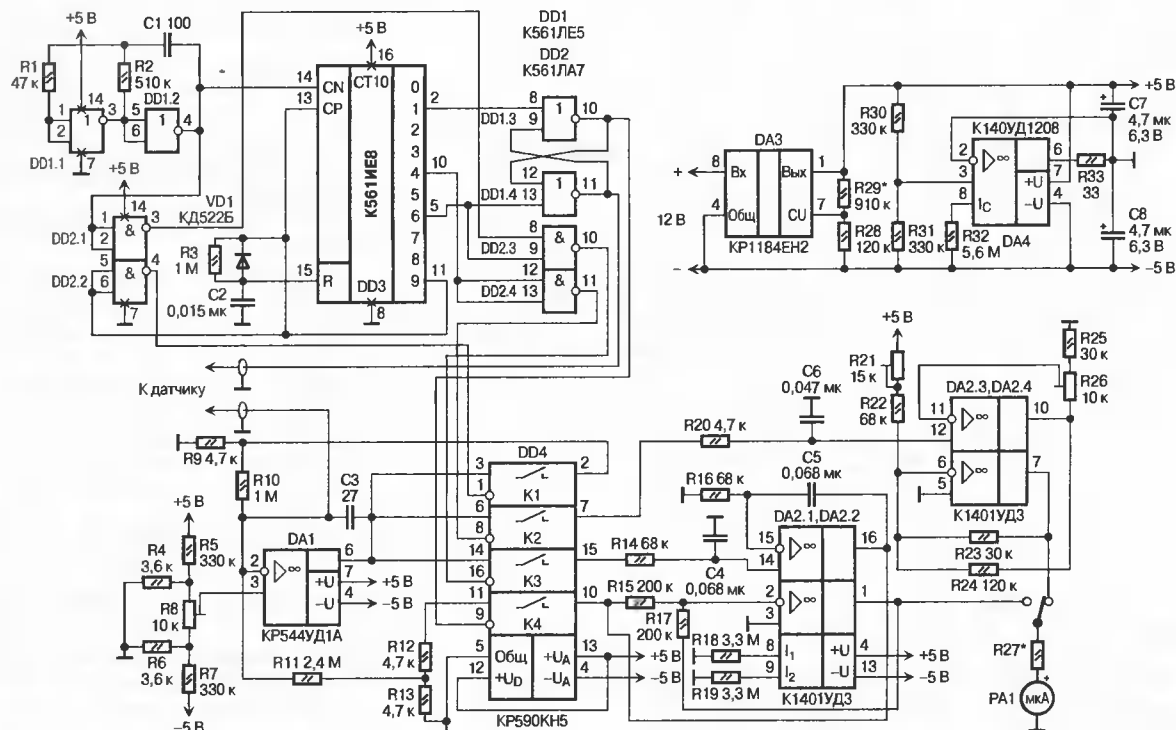


Рис. 4

последний будет остановлен до тех пор, пока напряжение на выходе интегрирующей цепочки R3C2 не достигнет порога сброса DD3 по входу R, и тогда цикл начнется сначала. Постоянная времени R3C2 выбрана равной примерно 15 мс, что соответствует периоду 10 мс (частота следования 100 Гц). Указанная длительность периода не является принципиальной и может находиться в пределах 5...20 мс (50...200 Гц).

Общие принципы работы измерительного блока были описаны ранее, однако реально существуют некоторые особенности.

Входной усилитель реализован на DA1 типа KP544UD1A. Выбор именно KP544UD1A был обусловлен тем, что этот ОУ имеет очень неплохие динамические параметры при напряжении питания ± 5 В, при этом максимальное выходное напряжение достигает $\pm 3,75$ В, а потребляемый ток — всего 0,6 мА. Другие аналогичные типы отечественных ОУ дают существенно худшие результаты. Обычно для настройки не хватает собственной регулировки нуля KP544UD1A и поэтому применена цепь внешней регулировки на резисторах R4—R8. Ее предел ± 125 мВ.

Выходной сигнал DA1 поступает на узел компенсации активного тока датчика. Он собран на ключах K3 и K4 микросхемы DD4 и ОУ DA2.1. Ключ K3 производит выборку выходного напряжения DA1 после окончания импульса питания датчика. Если активный ток датчика не скомпенсирован, то на неинвертирующий вход дифференциального интегратора, собранного на DA2.1, поступит некоторое отрицательное напряжение и напряжение на выходе DA2.1 начнет уменьшаться. Выходное напряжение DA2.1 в момент прохождения импульса питания датчика через ключ K4 будет подано на делитель

R12R13, что вызовет протекание некоторого тока через R11 на вход DA1. Это и будет ток, компенсирующий активный ток датчика. Совершенно очевидно, что напряжение на выходе DA2.1 будет уменьшаться до тех пор, пока активный ток датчика и ток компенсации не сравняются по величине.

На DA2.3 и ключе K2 DD4 собран УВХ, запоминающее амплитуду измерительного импульса на выходе DA1. В результате на выходе DA2.3 получается напряжение, пропорциональное емкости датчика и, соответственно,

Ключ K1 DD4 в паузах между измерительными импульсами включает 100 % отрицательную обратную связь по постоянному току во входном усилителе DA1. Важная деталь — если резистор R9 будет иметь слишком большой номинал, то на нем возникнет некоторое напряжение за счет протекания тока утечки ключа K1 DD4 и нуля DA1 не будет устанавливаться. Поэтому номинал R9 можно свободно изменять почти в два раза по отношению к указанному на схеме, но не более. Трехкратное изменение номинала R10 не отражается на работе устройства.

В качестве индикатора PA1 был применен стрелочный микроамперметр 0...50 мкА со шкалой 0...100. С помощью добавочного резистора R27 он преобразован в вольтметр 0...1 В.

Для нормирования (приведения к пределу 0...1 В) выходных сигналов емкости и проводимости используются соответственно DA2.4 и DA2.2.

На DA2.2 собран простой инвертор с коэффициентом передачи -1 . Изменяя его коэффициент передачи можно легко получить практически любой предел измерения активной проводимости бензина. Но лучше все же установку диа-

пазона осуществлять изменением R11, вычисляя его в МОм как результат деления емкости датчика в воздухе (36,2 пФ) на предел измеряемой удельной проводимости (нСим/м).

Рекомендуемый предел измерения удельной активной проводимости для Москвы, С.-Петербурга и Калининграда — 0...200 нСим/м и более, для других районов России — 0...100 нСим/м. Резистор R11 необходимо составить из двух включенных последовательно с номиналом 0,5 от указанного на схеме или расчетного.

Несколько сложнее нормирование сигнала, пропорционального диэлектрической проницаемости. Первоначальная нормировка производится в УВХ на DA2.3. Его выходной сигнал с помощью R26 устанавливается равным 0 В при отключенном датчике и -1 В при подключенном датчике в воздухе. Далее этот сигнал инвертируется и усиливается точно в четыре раза с помощью ОУ DA2.4. Особой необходимости в контроле K_y нет, вполне достаточно выдержать соотношение $R23/R24 = 4$ с погрешностью не хуже 1 %. В связи с тем, что диапазон $\epsilon_{\text{бензина}} = 1,98...2,23$ соответствует примерно $0,4 = 90...100$, с помощью цепочки R23R22 производится сдвиг выходного напряжения DA2.4 таким образом, что бы выходному напряжению DA2.3, равному 1,98 В, соответствовало нулевое отклонение стрелки индикатора.

При сборке все постоянные резисторы, кроме специально упомянутых, следует использовать с допуском 5 %.

Для настройки и регулировки требуется только цифровой мультиметр среднего класса, но можно обойтись и стрелочным вольтметром. Порядок работы такой:

- подборкой R29 устанавливаем выходное напряжение стабилизатора $10 \pm 0,1$ В, вместо R29 можно использовать подстроечный резистор;

- отключаем датчик от кабеля (отпаиваем от датчика только центральные жилы кабеля) и с помощью R8 устанавливаем нуль на выходе DA2.3;
- подключаем датчик и с помощью R26 устанавливаем -1 В на выходе DA2.3, если регулировки не хватит, подобрать C3.

На этом предварительная настройка окончена. Далее необходима настройка по образцам бензина. При этом возможны несколько вариантов различной степени сложности и обеспечивающих разную погрешность прибора.

Вариант 1 — идеальный.

Берем как минимум два образца бензина с максимально различными ОЧ — например с ОЧ = 91 и с ОЧ = 95. Погружаем датчик в бензин с ОЧ = 91 и с помощью R21 устанавливаем соответствующие показания индикатора. Затем погружаем датчик в бензин с ОЧ = 95 и вновь устанавливаем соответствующие показания индикатора, но уже с помощью R26. Приведенный цикл настройки придется повторить 5...6 раз. Погрешность прибора после такой настройки будет в пределах 0,5 ОЧ.

Вариант 2 — обычный.

Берем только один образец бензина с известным ОЧ, желательно, но не обязательно, поближе к значению 95. Устанавливаем соответствующие показания индикатора с помощью R21. Та-

кая настройка уверенно обеспечит погрешность около 1 ОЧ. Проблема только с одним — где взять эталон. Вот как это можно решить. Берем бензины с десятка разных АЗС, но только марки АИ-92 (АИ-95 и АИ-98 использовать нежелательно — в них в 75 % случаев есть нежелательные добавки). По любому из этих бензинов настраиваем показания прибора на середину шкалы и проверяем все бензины, условно считая, что 10 % шкалы соответствуют 1 ОЧ. Все образцы, которые будут иметь отклонение от большинства более, чем на 1,5 ОЧ попросту убираем. Если у бензина есть проводимость, хоть малейшая — убираем. Оставшиеся смешиваем и принимаем ОЧ этой смеси за 92,5. Возможно, такая методика и даст разные результаты в разных регионах России, но в Калининграде опробовано — срабатывает.

Вариант 3 — пользовательский.

Возьмите тот бензин, которым вы обычно пользуетесь и на котором машина работает прилично, за эталон и настройте прибор на 50 % шкалы с помощью R21. Теперь прибор просто будет измерять отклонение ОЧ от вашего обычного бензина, 10 % шкалы прибора будут соответствовать отклонению примерно в 1 ОЧ.

Пользоваться прибором очень просто. Сначала измеряем проводимость.

В идеале ее быть не должно — у действительно хорошего бензина максимум 10 нСим/м, но до 100 нСим/м — это терпимо. Свыше — явный брак. Зимой лучше бы браковать и 20...30 нСим/м. Если прибор покажет отклонение от заявленного на АЗС более 1,5 ОЧ, то это тоже брак. Конечно же предлагаемая методика может забраковать качественный бензин, но зато она никогда не пропустит некачественный.

У прибора есть один важный недостаток, который пока не удалось ликвидировать — если у бензина уж очень высокая проводимость (> 500 нСим), то прибор попросту зашкаливает в производную сторону. После такого «бензинчика» придется тщательнейшим образом промыть датчик нормальным бензином и просушить — только тогда работоспособность прибора восстановится.

И последнее. Не пытайтесь устроить скандал на АЗС исходя из показаний прибора — это бессмысленно. Просто в будущем объезжайте эту АЗС стороной и рекомендуйте так поступать и своим знакомым. Голосуйте кошельком!

Владимир Туманов,
vtu@front.ru,
<http://vtu.rbcmail.ru>

Fastwel: европейское качество в России



**Контрактная сборка
электронных модулей
любой сложности**

**Заказные разработки
электронного оборудования**



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

**SMT и THT-МОНТАЖ
ПАЙКА BGA и FLIP-CHIP
РЕНТГЕН-КОНТРОЛЬ**

Fastwel

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

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

(Окончание. Начало — № 6/2003)

Светодиодные индикаторы уровня на микросхемах семейства LM3914

Интересная схема нуль-индикатора на микросхемах LM3915 приведена на рис. 28. Его особенностью является повышение чувствительности по мере приближения к нулевому уровню. Микросхема DA2 работает в обычном режиме при опорном напряжении 1.25 В. При входном сигнале, близком к верхнему уровню шкалы, шаг индикации примерно равен 360 мВ, а при приближении к нулю — около 20 мВ. Для подачи на вход микросхемы DA1 входное напряжение инвертируется каскадом на ОУ DA3, в результате чего и образуется нуль-индикатор. За счет подачи на вход U_H обеих микросхем небольшого отрицательного напряжения можно регулировать чувствительность индикатора вблизи нуля и даже менять характер индикации, например, при нулевом напряжении на входе можно добиться или гашения светодиода, подключенных к выводам 1 микросхем, или их зажигания.

Подключение светодиодов или других индикаторов к одной микросхеме LM3915 или цепочке микросхем производится так, как это описано в предыдущих частях статьи по отношению к микросхемам LM3914.

Подключение вакуумного люминесцентного индикатора к микросхеме LM3915 проиллюстрировано на рис. 29. Микросхема работает в нестандартном режиме. На ее вход U_H , на который в обычном варианте подается нулевое напряжение или низкий уровень, подано напряжение около +9 В, а вход U_B соединен с общим проводом.

Один из входов однополупериодного выпрямителя на ОУ DA2 подключен к выходу +9 В источника опорного напряжения, поэтому при отсутствии сигнала на его выходе — также +9 В. Все ком-

параторы микросхемы DA1 переключаются и включают соответствующие выходные транзисторы, на выходах DA1 напряжение близко к нулю и все элементы индикатора HL1 погашены.

При подаче на вход выпрямителя переменного напряжения по мере его увеличения напряжение на входе U_{BX} микросхемы DA1 начнет уменьшаться относительно +9 В, компараторы этой микросхемы начнут возвращаться в исходное состояние. Выходные транзисторы микросхемы будут закрываться, что приведет к поочередному включению элементов индикатора. Поскольку вход C/T DA1 соединен с плюсом питания, индикатор будет работать в режиме «столбик». Режим «точка» для вакуумного люминесцентного индикатора таким относительно простым способом не

смотренных LM3914 и LM3915 заключается в номиналах встроенного делителя напряжения, что и обеспечивает специфическую шкалу индикатора. Суммарное сопротивление резисторов делителя и точность порогов микросхемы приведены в табл. 4, остальные параметры указанных микросхем совпадают.

Диапазон индикации уровней одной микросхемы LM3916 относительно невелик — +3...–20 дБ с интервалом между двумя нижними уровнями, составляющим 10 дБ. Для расширения диапазона и повышения разрешающей способности в нижней части шкалы возможно каскадирование микросхем, однако не двух LM3916, а LM3916 и LM3915. В нижней части диапазона (от –40 до –13 дБ) будет работать микросхема LM3915 с шагом индикации 3 дБ, в верхней (–10...+3 дБ) — LM3916 с шагом 1...3 дБ. Для режима индикации «столбик» достаточно подать на входы этих двух микросхем входные сигналы и опорные уровни в соответствующем масштабе, исключив светодиод уровня –20 дБ микросхемы LM3916. Для реализации режима «точка» небольшая проблема состоит в том, что-

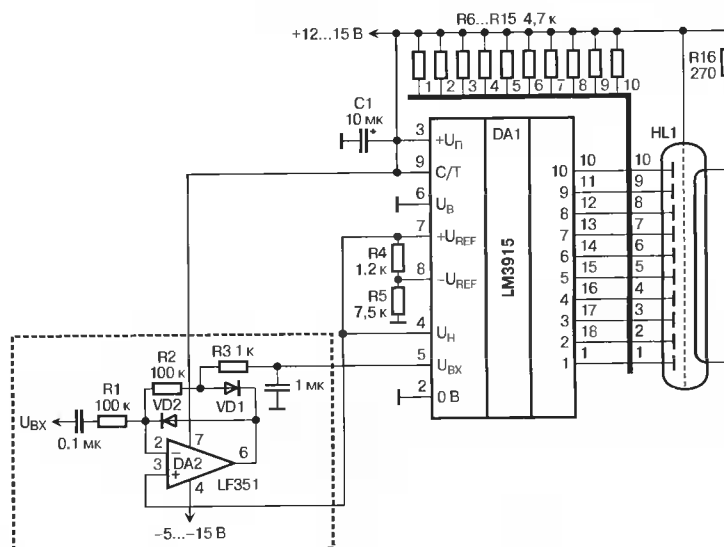


Рис. 29

получить, необходимы инверторы на каждый выход микросхемы DA1.

Аналогично можно подключить вакуумный люминесцентный индикатор к микросхемам LM3914 и LM3916.

Микросхема LM3916, как указывалось в первой части статьи, специально предназначена для контроля уровня аудиосигнала. Шаг индикации у нее составляет 1 дБ в верхней части шкалы и увеличивается до 3 и 10 дБ в нижней части (см. табл. 1 в первой части статьи). Ее основное отличие от ранее рас-

бы обеспечить гашение светодиодов микросхемы LM3915, индицирующей уровни –40...–13 дБ, при включении любого из светодиодов LM3916, кроме исключенного –20 дБ. Схема соединения микросхем, решающая поставленную задачу, приведена на рис. 11 во второй части статьи, где также указана роль резистора R2. Сигнал для гашения светодиодов микросхемы DA1 поступает с двух последовательно включенных кремниевых диодов VD1 и VD2. В результате при

Таблица 4

Параметр	Условия измерения	Миним.	Тип.	Макс.
Суммарное сопротивление резисторов делителя, кОм	—	8	12	17
Шаг ступени делителя, дБ	$U_{BX} = +3...-1$ дБ	0,75	1	1,25
	$U_{BX} = -1...-7$ дБ	1,5	2	2,5
	$U_{BX} = -7...-10$ дБ	2,5	3	3,5
Абсолютная точность каждого порога, дБ	$U_{BX} = +2, 1, 0, -1$ дБ	–0,25	—	+0,25
	$U_{BX} = -3, -5$ дБ	–0,5	—	+0,5
	$U_{BX} = -7, -10, -20$ дБ	–1	—	+1

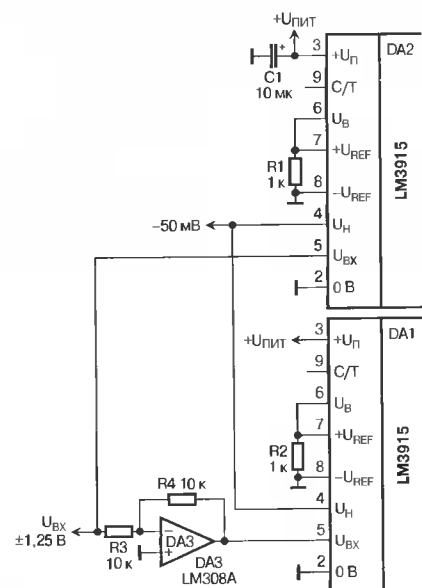


Рис. 28

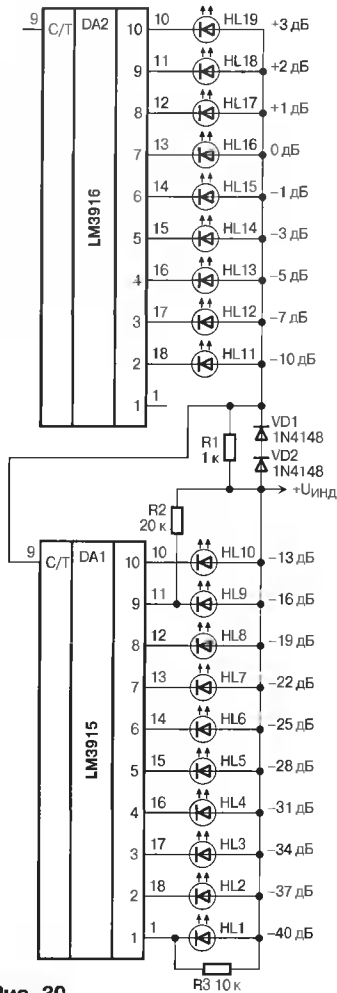


Рис. 30

включении любого из светодиодов HL11—HL19 падение напряжения на VD1, VD2 поступит на соответствующий компаратор DA1 и погасит HL10.

Масштабирование входных сигналов можно произвести, по крайней мере, двумя способами. Первый из них проиллюстрирован на рис. 31. Контролируемое напряжение подается на входы U_{BX} обеих микросхем, а отношение их опорных уровней устанавливается 6,31 (16 дБ). В отличие от аналогичного включения двух микросхем LM3915, приведенного на схеме рис. 23 в третьей части статьи, самое низкое пороговое напряжение микросхемы DA1 составляет 56 мВ, что существенно облегчает реализацию узла. Второй вариант масштабирования показан на рис. 32. Так же, как и в индикаторе по схеме на рис. 24, на микросхему DA1 подается усиленный ОУ DA3 входной сигнал, а опорное напряжение обеих микросхем устанавливается одинаковым величиной 10 В. Коэффициент усиления определяется отношением $(R4+R5)/R5 = 6,31$, т. е. те же 16 дБ.

При установке токов через светодиоды, подключенные к микросхеме LM3916, следует пользоваться рекомендациями, приведенными при описании рис. 25—27. Необходимо, однако, помнить, что типовое значение суммарного сопротивления резисторов внутреннего делителя напряжения микросхемы LM3916 составляет около 10 кОм.

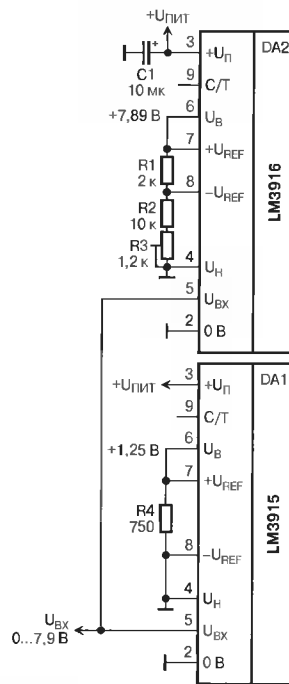


Рис. 31

Многие рекомендации, приведенные в этой статье, годятся при построении индикаторов на любой из микросхем семейства. Более подробные сведения о микросхемах LM3914, LM3915, LM3916 можно найти на сайте фирмы-производителя микросхем National Semiconductor www.national.com в документах [5—7].

Сергей Бирюков,
editor@dian.ru

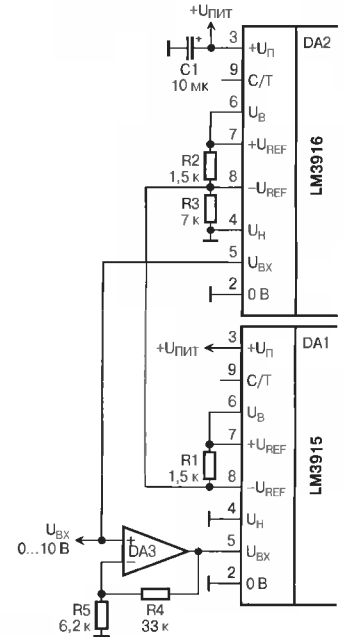


Рис. 32

Литература:

5. LM3914 Dot/Bar Display Driver. <http://www.national.com/pf/LM/LM3914.html#Datasheet>.

6. LM3915 Dot/Bar Display Driver. <http://www.national.com/pf/LM/LM3915.html#Datasheet>.

7. LM3916 Dot/Bar Display Driver. <http://www.national.com/pf/LM/LM3916.html#Datasheet>.

Отечественные электронные комплектующие

000
ЗИП
2002

Силовые диоды* В, ВЛ, Д, ДЛ.

Силовые тиристоры* Т, ТЛ, ТО, ТС.

Модули* МТОТО, МТТ2.

Разъемы* ШР, СШР, 2РМ, 2РТ, 2РТТ,
ГРПМ(Ш), СШП, РП, МРН, РШ, РГ, РПМ,
РС, СНО, Р, ОНЦ, СР...

Измерительные головки *

Амперметры, миллиамперметры,
микроамперметры, вольтметры,
переменного и постоянного тока.

Шунты * от 5 до 12000 Ампер - 75мВ.

Резисторы * МЛТ, С1-4, С2-23, С2-33.

Охладители * О-111, О-221, О-133,
О-151, О-171, О-153 и т.д.

Реле * РП-21, колодки для них.

И другие комплектующие.

А также принимаем заказы на комплектацию
другими отечественными радиодетальями.

Полный перечень в прайс-листе.

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

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

Преобразователь напряжения с низковольтным питанием

В этой статье рассказывается о простом малоомощном преобразователе постоянного напряжения с гальванической развязкой, работающем при напряжении питания менее 1 В. Основное назначение этого устройства — работа с суррогатными источниками энергии, например такими, как фотоэлементы, ветрогенераторы постоянного тока на основе микроэлектродвигателей, почти полностью разряженные гальванические элементы или самодельные химические источники тока. В качестве нагрузки к выходу преобразователя можно подключать различные устройства, потребляющие ток до нескольких десятков миллиампер, например, измерительные приборы, малогабаритные радиоприемники, устройства на микросхемах КМОП, в том числе с ЖКИ.

Устройство, собранное по схеме на рис. 1, обеспечивает выходное стабилизированное напряжение 3 В при входном напряжении 0,4...12 В и сопротивлении нагрузки 5 кОм. Следует отметить, что при входном напряжении более 5 В преобразователь будет работать в критическом режиме.

На германиевых транзисторах разной структуры VT1, VT2 и трансформаторе T1 реализован одноканальный обратный импульсный преобразователь напряжения, работающий в режиме самовозбуждения. VT1, VT2 включены как составной транзистор по схеме Шиклаи. Резистор R1 облегчает запуск и улучшает нагрузочные характеристики преобразователя. Резистор R2 ограничивает импульсный ток через переход база-эмиттер транзистора VT1. На оптроне U1, транзисторе VT3 и элементах HL1, VD2, R4, C3 реализован узел стабилизации выходного напряжения. Работает он следующим образом. Если выходное напряжение стремится к увеличению, например, из-за возрастания сопротивления нагрузки или увеличения напряжения питания, увеличивается ток, протекающий через светодиод оптрона, что приводит к более сильному открыванию фототранзистора. Базовый ток напряжения смещения транзистора VT3 увеличивается, транзистор открывается сильнее, шунтирует переход база-эмиттер VT2, что приводит к уменьшению выходного напряжения. Следует отметить, что узел стабилизации выходного напряжения потребляет довольно большой ток, что ощутимо сни-

жает КПД преобразователя. Значительно уменьшить потери можно, если заменить кремниевый биполярный транзистор VT3 малоомощным полевым п-канальным МОП транзистором КП501В или KP1014KT1A, на место которого необходимо подобрать экзemplар с минимально возможным пороговым открывающим напряжением затвор-исток при токе стока 50 мкА. Желательно, чтобы это напряжение было не более 0,6...0,8 В. При замене в узле стабилизации биполярного транзистора полевым вывод затвора подключается на место вывода базы, исток — эмиттер, сток — коллектор. Емкость конденсатора C3 уменьшается до 560 пФ и параллельно ему подключается резистор сопротивлением 470 кОм. Коэффициент стабилизации при замене биполярного транзистора полевым заметно увеличивается.

Скважность импульсов и рабочая частота преобразователя зависят от сопротивления нагрузки и входного напряжения питания и могут изменяться в широком диапазоне, от единиц до 200...300 кГц.

Максимальное выходное напряжение зависит от прямого суммарного напряжения HL1, VD2 и излучающего ИК-светодиода оптрона U1. Если его необходимо увеличить, то число последовательно включенных диодов и (или) светодиодов увеличивают. При этом может потребоваться увеличение числа витков обмотки III импульсного трансформатора. Если требуется выходное напряжение 1,5 В, то светодиод HL1 исключают, напряжение

устанавливают подбором типа и экземпляра диода VD2.

Трансформатор T1 наматывают на кольцевом ферритовом магнитопроводе K16×13×4 из феррита M2000HM1. После подготовки кольца первой наматывают обмотку III, она содержит 215 витков провода ПЭВ-2 0,23, намотанных равномерно по всему кольцу. Обмотку покрывают цапонлаком. После высыхания лака на отдельных секторах кольца наматывают проводом ПЭВ-2 остальные обмотки: I — 44 витка, диаметр провода 0,27...0,35 мм, II — 20 витков, диаметр провода 0,12...0,23 мм. Такое расположение обмоток позволяет легко манипулировать числом витков и типом провода первичных обмоток, что открывает путь для экспериментов и позволяет оптимизировать параметры преобразователя для конкретного применения. Если требуется увеличение числа витков вторичной обмотки, то их можно домотать поверх остальных. Можно изначально сделать обмотку III с отводами. Если для питания нагрузки необходимо двуполярное напряжение ±1,5 В, например, для электронной карманной игрушки «Тетрис», то эту обмотку наматывают сложенным вдвое проводом и устанавливают два однополупериодных выпрямителя.

Все транзисторы желательно взять с максимально возможным коэффициентом передачи тока базы. На место VT1 подойдет любой германиевый импульсный из серий ГТ320, 1Т320, ГТ321, 1Т321 (предпочтительнее), 2N2635, 2N1494A. VT2 — 1Т311, ГТ311, МП35—МП38, 2N444, 2N445, VT3 — КТ3102Е, КТ342А—Г, АМ—ГМ, КТ3129А9—Д9. Диоды VD1 VD2 заменяются любыми малоомощными импульсными кремниевыми серий КД510, КД521, КД522, 1N4148. Диод VD1 можно попробовать заменить германиевым, например, Д311, что повысит экономичность преобразователя. Светодиод подойдет любой из серий АЛ307, КИПД35, L1503, L63. Светодиоды красного цвета свечения обычно имеют меньшее прямое рабочее напряжение. Если HL1 будет использоваться и как элемент индикации, то на его месте желательно применить светодиод с повышенной светоотдачей, например, L1513SURC/E. Если узел стабилизации выходного напряжения будет выполнен на полевым транзисторе, то свечение любого светодиода будет очень слабым или незаметно совсем. Помехоподавляющий дроссель L1 — любой малогабаритный, например, ДПЗ-0,3.

Преобразователь напряжения можно выполнить на печатной плате размерами 60×35 мм (рис. 2), которую при необходимости экранируют.

При налаживании на собранное устройство подают напряжение 1 В. Изменяя напряжение питания от 0,3 до 5 В и контролируя выходное напряжение и потребляемый ток, проверяют работу узла стабилизации. В некоторых случаях применения этого устройства, например, для зарядки малогабаритных аккумуляторов (Д-0,03, Д-0,06) при низком входном на-

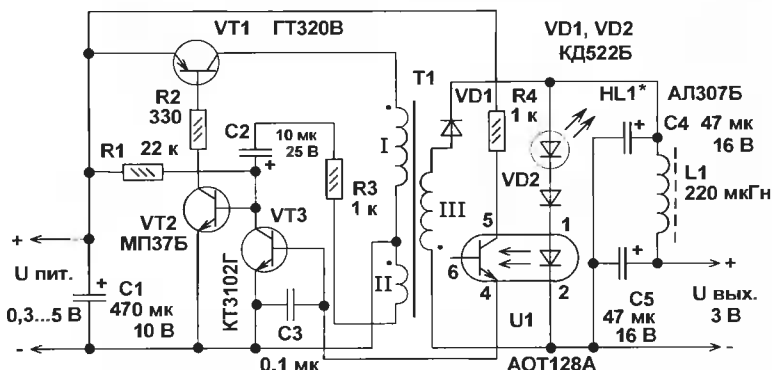


Рис. 1

Таблица 1

№	$U_{ВХ},$ В	$U_{ВЫХ},$ В	$R_{НАГР},$ кОм	$I_{ПОТР},$ мА
1	0,35	3	нет	1
2	0,4	3	10	3,7
3	0,5	3	5	7
4	1	3	1...5	4...11
5	5	3	0,5	8

лаживании и эксплуатации этого устройства следует учитывать, что оно не имеет защиты от перегрузок и коротких замыканий в цепи нагрузки.

При испытаниях готовой конструкции были получены результаты, представленные в табл. 1.

В одном из экспериментов в качестве первичного источника энергии использовался фотодиод типа ФД320. При ярком солнечном освещении фотодиода напряжение на нагрузке сопротивлением 5 кОм составило 2,8 В.

Андрей Бутов,
butov@friends.ill.pp.ru

Литература:

1. А. Бутов. Преобразователь напряжения для питания мультиметра. — Схемотехника, 2002, № 5, с. 5.

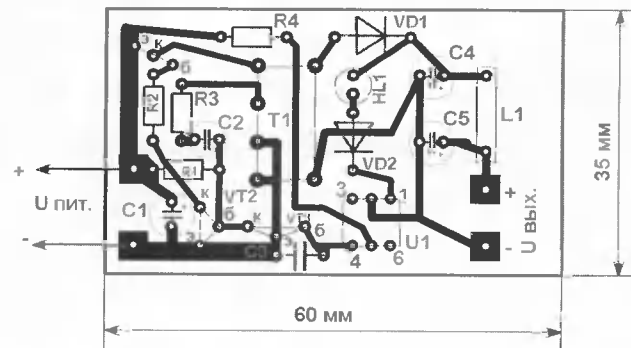


Рис. 2

пряжении питания от узла стабилизации выходного напряжения можно отказатьсь или сделать его отключаемым. При на-

(Окончание. Начало — № 5/2003)

Импульсные блоки питания бытовых радиоустройств

Импульсный блок питания МП-505-1 с микросхемой K1033EY1 (TDA4601)

Основой модуля питания является микросхема K1033EY1, в которой формируются импульсы управления ключевым устройством, автоматически регулируется длительность запускающего импульса для обеспечения групповой стабилизации выходных напряжений модуля питания, а также имеется защита от аварийных режимов по цепям нагрузки (т. е. от короткого замыкания в источниках выходных напряжений). Упрощенная структурная схема микросхемы представлена на рис. 13, а схема блока питания — на рис. 14.

Остановимся сначала на назначении выводов микросхемы D1. Через вывод 9 подается напряжение питания для всех узлов микросхемы. На выводе 8 появляются импульсы управления ключевым транзистором VT1. Через вывод 7, соединенный с усилителем выходного тока 11 и узлом заряда разделительного конденсатора 12, заряжается конденсатор C8, который формирует закрывающий ток транзистора VT1. Назначение узлов микросхемы, помеченных цифрами: 1 — устройство запуска и стабилизатор напряжения; 2 — источник опорного напряжения; 3 — усилитель обратной связи; 4 и 5 — узлы опознавания перегрузки по току (корот-

кому замыканию); 6 — генератор тактовых импульсов; 7 — триггер старто-стоп; 8 — логическое устройство; 9 — формирователь пилообразного напряжения; 10 — триггер блокировки; 11 — усилитель выходного тока; 12 — узел заряда разделительного конденсатора; 13 — выключатель базового тока.

Через вывод 5, связанный с триггером блокировки 10, обеспечивается защита модуля при значительном уменьшении сетевого напряжения. При этом блокируется вывод 8 микросхемы и модуль выключается.

Вывод 1 микросхемы связан с устройством 2, где вырабатывается опорное напряжение. Вторичные напряжения модуля поддерживаются пропорциональными опорному напряжению. Через вывод 2 напряжение обратной связи воздействует на генератор тактовых импульсов 6, который создает управляющие импульсы на выводе 8. Вывод 3 — вход регулирующего напряжения, на который поступает сигнал обратной связи, пропорциональный вторичным напряжениям. Внутри микросхемы этот вывод подсоединен к усилителю обратной связи 3 и узлам опознавания перегрузки по току и короткому замыканию 4 и 5.

Рассмотрим работу модуля по принципиальной схеме на рис. 14. Напряжение сети выпрямляется диодами VD2—VD5. Выпрямленное напряжение через резистор R13, обмотку с выводами 1, 15 трансформатора T1 поступает на коллектор транзистора VT1. Резистор R13 разрывает цепь подачи выпрямленного напряжения сети на элементы устройства в аварийных ситуациях (пробит транзистор VT1, короткое замыкание в обмотке трансформатора T1). Выпрямленное напряжение фильтруется конденсатором C13.

В момент включения телевизора микросхема D1 питается сетевым на-

пряжением. Оно поступает на ее вывод 9 от выпрямителя VD1C9. При переходе модуля в режим нормальной работы (режим стабилизации) сетевой выпрямитель отключается. Вместо него работает импульсный выпрямитель VD6C9, подсоединенный к выводам 5 и 7 трансформатора T1. Этот выпрямитель создает на выводе 9 микросхемы напряжение 10...16 В. Уже при достижении на выводе 9 напряжения 7,5 В в микросхеме формируются положительные запускающие импульсы, которые с вывода 8 через цепь L1R5R6C8L2 поступают на базу транзистора VT1. Транзистор открывается, и ток, протекающий через обмотку трансформатора с выводами 1, 15, коллекторный и эмиттерный переходы транзистора VT1, приводит к накоплению энергии в трансформаторе T1. Время открытого состояния транзистора определяется сигналом отрицательной обратной связи, который поступает с обмотки трансформатора с выводами 3, 7. Размах отрицательной части импульсов в этом сигнале пропорционален напряжению на выходах вторичных импульсных выпрямителей, питающих нагрузку модуля.

На конденсаторе C14 с помощью выпрямителя на диоде VD8 образуется напряжение -11 В (в режиме стабилизации), которое через цепочку R1R3R9R10 поступает на управляющий вход микросхемы D1 (вывод 3). При воздействии этого напряжения микросхема через вывод 7 управляет моментом выключения ключевого каскада на транзисторе VT1 так, чтобы поддерживать напряжение на выводе 3 в установленных пределах. Эти пределы должны сохраняться при изменении напряжения питающей сети или нагрузки модуля.

Цепь C15R15 предназначена для фильтрации выбросов напряжения обратной связи (выводы 3, 7 трансформатора T1), появляющихся из-за коммутационных процессов. Окончание отбора энергии в нагрузку определяется появлением импульсов, которые снимаются с конденсатора C15 и че-

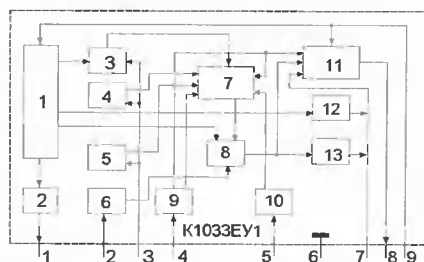


Рис. 13

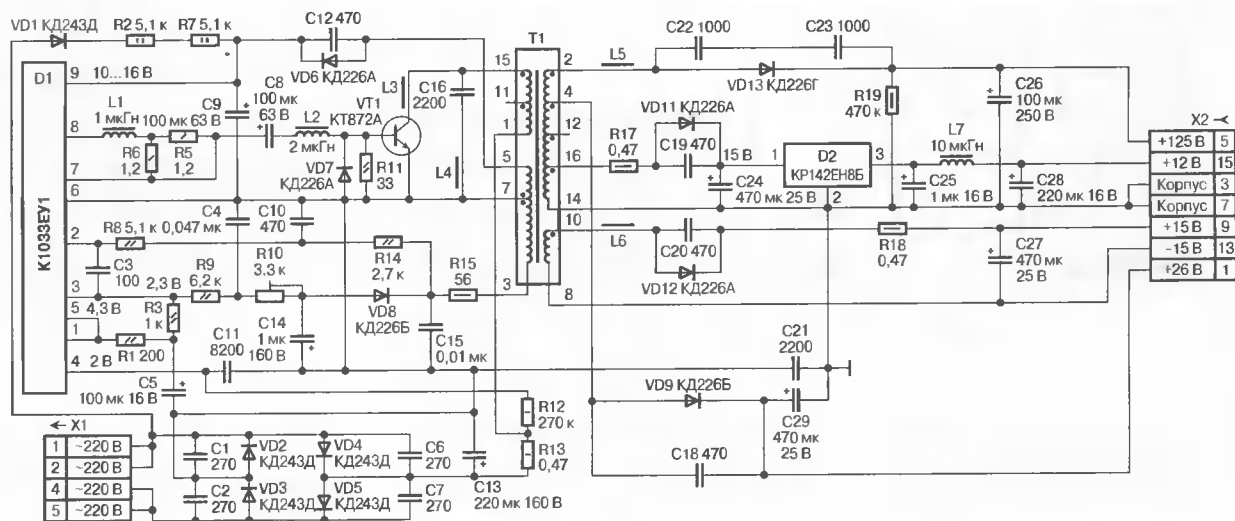


Рис. 14

рез интегрирующую цепь R14C10 и резистор R8 поступают на вывод 2 микросхемы D1. В этот момент микросхема подает сигнал (по выводу 8) на открытие транзистора VT1. Одновременно напряжение на выводе 4 микросхемы, которое составляло 2 В, начинает увеличиваться по линейному закону по мере зарядки конденсатора C11 от сетевого выпрямителя через резисторы R12, R13. Ток через обмотку намагничивания трансформатора (выводы 1, 15) и открытый транзистор VT1 также увеличивается по линейному закону. Сопротивление резистора R12 и емкость конденсатора C11 выбраны такими, что скорость возрастания напряжения становится пропорциональной скорости возрастания тока через обмотку намагничивания трансформатора.

Внутри микросхемы D1 управляющий сигнал, проходящий через вывод 5, усиливается и сравнивается с линейно нарастающим напряжением на выводе 4 микросхемы. При достижении этим напряжением уровня усиленного управляющего сигнала (2...4 В) срабатывает логическое устройство 8 микросхемы, которое закрывает усилитель выходного тока (вывод 8). Транзистор VT1 при этом закрывается, и накопленная в магнитном поле обмоток трансформатора магнитная энергия передается в нагрузку.

Когда же в микросхеме по выводу 2 фиксируется момент достижения током вторичных обмоток трансформатора T1 нулевого значения, логическое устройство запускает усилитель выходного тока. Этот усилитель создает базовый ток транзистора VT1 по цепи: вывод 8 микросхемы, дроссель L1, параллельно соединенные резисторы R5, R6, конденсатор C8, дроссель L2, переход база-эмиттер транзистора VT1, вывод 6 микросхемы.

Открывающий базовый ток транзистора VT1 действует до тех пор, пока не включится усилитель. Включается усилитель при достижении напряжения на выводе 4 микросхемы уровня усиленного в нем сигнала, приходяще-

го на вывод 3. Закрывающий базовый ток транзистора VT1 протекает по цепи: вывод 6 микросхемы, переход эмиттер-база транзистора VT1, дроссель L2, конденсатор C8, вывод 7 микросхемы. Энергия, накопленная в трансформаторе T1 во время открытого состояния транзистора VT1, передается во вторичные обмотки, где происходят выпрямление и формирование вторичных напряжений.

Импульсы напряжения, вырабатываемого на выходных обмотках трансформатора, выпрямляются однополупериодными выпрямителями. Полученные постоянные напряжения сглаживаются емкостными фильтрами и поступают на выход модуля через соединитель X2.

Всего имеется четыре выпрямителя VD13C26, VD12C27, VD9C29, VD11C24 для напряжений 125, 15, 26, 10 В соответственно. С конденсатора C24 на вход стабилизатора, собранного на микросхеме D2 типа KP142EH8Б, подается напряжение 15 В. С выхода микросхемы (вывод 3) снимается стабилизированное напряжение 12 В. Для уменьшения высокочастотных пульсаций этого напряжения установлен П-образный фильтр, состоящий из дросселя L7 и конденсаторов C25, C28. В цепях выпрямителей 12 и 15 В установлены разрывные резисторы R17 и R18 соответственно.

Особенностью модуля является то, что все диоды (за исключением VD1, VD7 и VD8) зашунтированы конденсаторами, которые устраняют ВЧ колебания, возникающие на диодах при переключении. Такие колебания могли быть источником помех, проникающих в питающую сеть. Конденсатор C21 также уменьшает прохождение помех в питающую сеть. Для уменьшения влияния сигналов звукового сопровождения на изображение через источники питания обмотка трансформатора T1 с выводами 8, 10 не соединяется с другими обмотками. Именно поэтому обратный провод источника напряжения 15 В не соединен с корпусом.

Дроссели на основе ферритовых трубок L5 и L6 уменьшают пульсации выходных напряжений 125 и 15 В.

Мы разобрали несколько разных импульсных блоков питания с двумя целями: первая — дать вам возможность определиться в общих принципах построения таких блоков. Вторая — показать, какое разнообразие в схемах реализации отдельных узлов применяют производители.

Всех особенностей построения ИБП автор охватить, конечно, не мог, да этого и не надо. С каждым днем появляются новые разработки, которые реализуются в конкретных изделиях. Они со временем поступают в ремонт без схем и инструкций, их надо ремонтировать. Поэтому нет смысла научиться учить какой-то определенный блок, надо понять общее, и на этой базе разбираться с устройством, впервые попавшим к вам. Надеюсь, что хоть как-то помог вам.

В заключение приведу несколько советов по ремонту ИБП:

- всегда проверяйте все детали блока, даже если они на вид целые;
- проверяйте нагрузку вторичных выпрямителей на короткое замыкание;
- всегда меняйте подозрительные элементы на заведомо исправные;
- прежде чем включать ИБП в сеть, установите на место предохранителя лампу 220 В на 100...200 Вт, в зависимости от мощности устройства, и не держите ИБП с лампой больше 3...5 с включенным;
- не занимайтесь экспериментами с ИБП, пока не разберетесь с этим блоком досконально.

Удачи в деле ремонта импульсных блоков питания!

Владимир Носов,
nsvi@hotmail.ru

Сетевой прямоходовый источник питания на микросхеме TOP247Y для персонального компьютера

Микросхемы серий TOPSwitch [1—3] позволяют строить не только малогабаритные обратноходовые источники питания с отличными параметрами, но и прямоходовые преобразователи. Примером может служить источник для персонального компьютера с общей суммарной выходной мощностью 145 Вт, фотография которого была приведена на первой странице обложки журнала № 6 за этот год.

Источник питания для ПК представляет собой комбинацию прямоходового преобразователя с тремя выходными каналами 3,3, 5 и 12 В на микросхеме серии TOPSwitch-GX типа TOP247Y и дежурного обратноходового преобразователя 5 В на микросхеме TNY266P. Основные параметры источника приведены в табл. 1, принципиальная схема — на рис. 1—4.

Входные цепи источника собраны по традиционной схеме — варистор RV1 защищает его от выбросов сетевого напряжения, терморезистор RT1 служит для ограничения входного тока в момент включения, за счет последующего прогрева его сопротивление падает и потери мощности на нем уменьшаются. Конденсаторы CX1, CX2, CY3, CY4 и двухобмоточный дроссель L7 служат фильтром для подавления помех, проникающих как из сети в источник, так и, что не менее важно, из источника в сеть. Перемычка JP9 дает возможность отключить точку соединения конденсаторов CY3, CY4 от корпуса источника, это позволит эксплуатировать его без заземления, но может увеличить уровень помех. При наличии перемычки J3 выпрямитель источника работает в режиме удвоения сетевого напряжения, при ее удалении — как обычный мостовой.

Транзисторы Q4 и Q6 служат для активного выравнивания напряжений на конденсаторах входного выпрямителя C2 и C3, разбаланс которых может произойти из-за разницы в их токах утечки при отсутствии перемычки J3. Базы транзисторов подключены к выводам резистора R5, входящего в состав делителя напряжения R3R5R6. На верхнем по схеме выводе R5 напряжение несколько выше половины полного выпрямленного напряжения, на нижнем — ниже. Если на конденсаторах C2 и C3 близкие напряжения, транзисторы Q4 и Q6 закрыты. При существенном различии напряжений один из транзисторов открывается и выравнивает напряжения на конденсаторах. Резисторы R1 и R2 служат для ограничения тока через транзисторы при переходных процессах.

Включение микросхемы U1 TOP247Y практически не отличается от стандар-

Таблица 1

Параметр		Мин.	Ном.	Макс.	Примечания
Напряжение сети, В		90	115	132	Реж. удвоения
		185	230	265	Без удвоения
Частота сети, Гц		47	50/60	63	—
		—	0,91	1	$P_{\text{нагр}} = 0,5 \text{ Вт}$
Потребляемая мощность в дежурном режиме, Вт		—	4,2	5	$P_{\text{нагр}} = 2,5 \text{ Вт}$
Канал 1	Выходное напряжение, В	3,17	3,3	3,43	$\pm 4 \%$
	Выходной ток, А	0,5	—	12	—
	Напряжение пульсаций, мВ, от пика до пика	—	—	50	В полосе 20 МГц
		—	—	—	$\pm 5 \%$
Канал 2	Выходное напряжение, В	4,75	5	5,25	$\pm 5 \%$
	Выходной ток, А	0,4	—	15	—
	Напряжение пульсаций, мВ, от пика до пика	—	—	50	В полосе 20 МГц
		—	—	—	$\pm 7 \%$
Канал 3	Выходное напряжение, В	11,16	12	12,84	$\pm 7 \%$
	Выходной ток, А	0,05	—	3	—
	Напряжение пульсаций, мВ, от пика до пика	—	—	120	В полосе 20 МГц
		—	—	—	$\pm 5 \%$
Канал 4 (дежурный)	Выходное напряжение, В	4,75	5	5,25	$\pm 5 \%$
	Выходной ток, А	0	—	2	—
	Напряжение пульсаций, мВ, от пика до пика	—	—	50	В полосе 20 МГц
		—	—	—	Основной
Общая выходная мощность		—	150	175	Дежурный
Кoeffициент полезного действия, %		65	71	—	—
Напряжение изоляции, кВ		4	—	—	—
Температура окружающей среды, °C		0	—	50	—

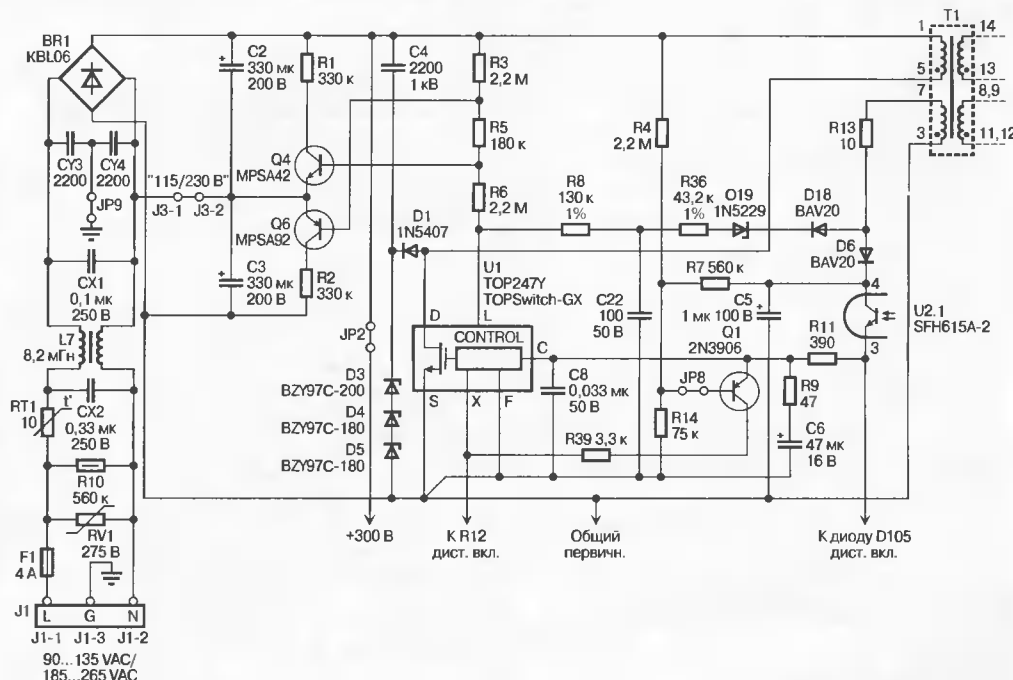


Рис. 1

тного для обратноходовых источников. Основное назначение цепочки из резисторов R3, R5, R6 заключается в обеспечении зависимости максимального коэффициента заполнения генерируемых микросхемой импульсов от напряжения сети (рис. 10 в статье [3]), что исключает возможность насыщения сердечника трансформатора T1 при увеличении напряжения сети.

Кроме того, введение этих резисторов обеспечивает включение источника лишь при достижении напряжением сети уровня 160 В (режим без удвоения). Сразу после начала работы преобразователя в управляющий вход L начинает втекать дополнительный ток через резистор R8. Напряжение на этот резистор поступает с обмотки 7-3

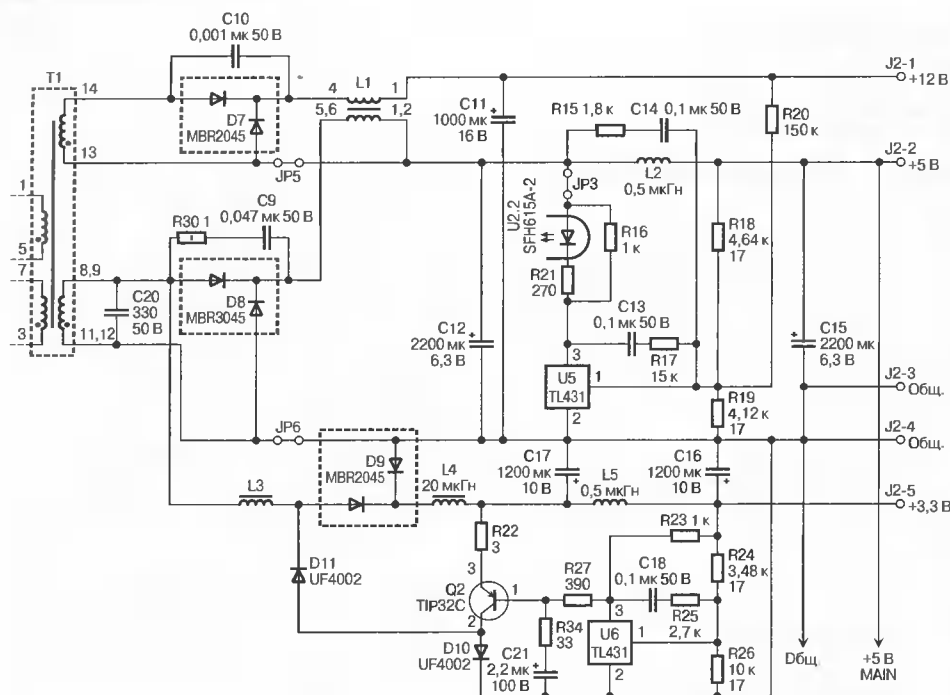


Рис. 2

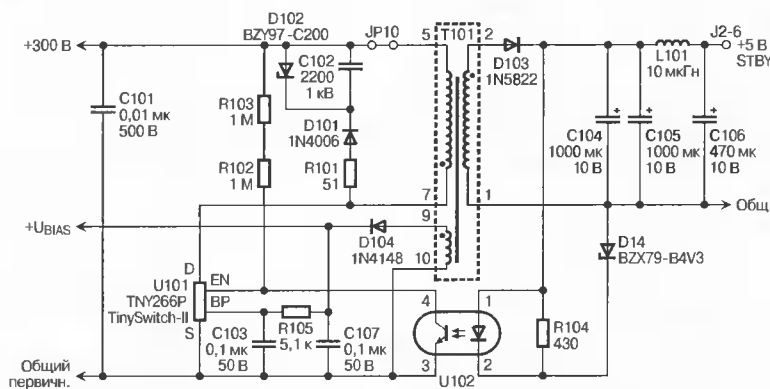


Рис. 3

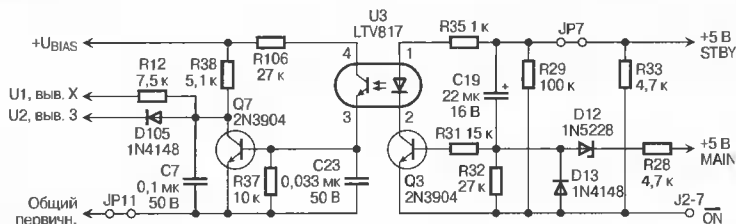


Рис. 4

трансформатора T1 и выпрямляется диодом D18. Фазировка обмотки обеспечивает пропорциональность этого напряжения входному сетевому, что дополнительно уменьшает коэффициент заполнения при увеличении напряжения сети.

Ток ограничения микросхемы U1 установлен при помощи резистора R12 (рис. 4) на уровне 2,5 А при включенном транзисторе Q7. Указанное значение тока ограничения позволяет кратковременно получать от преобразователя выходную мощность 170 Вт.

Защита от слишком малого входного напряжения работает так. Снижение входного напряжения вызывает уменьшение напряжения на выходе делителя R4R14 (рис. 1). При достижении минимально допустимого уровня открывает-

ся транзистор Q1, что замыкает между собой выводы С и X микросхемы U1 и выключает ее.

Включение основного источника производится при работающем дежурном преобразователе (+5 В STBY) или одновременно с ним и при наличии сигнала на включение источника, подаваемого на вход ON соединением его с общим проводом (рис. 4). Первоначальное открывание транзистора Q3 происходит за счет тока через конденсатор C19. При запуске основного преобразователя появляется напряжение +5 В MAIN, и включенное состояние транзистора Q3 поддерживается током через резистор R28. При коротком замыкании нагрузки +5 В MAIN транзистор Q3 закрывается, закрываются элементы оптопары U3, источник выключается. Запуск

источника возможен теперь лишь после выключения источника +5 В STBY и его повторного включения или снятия и подачи сигнала ON.

В прямоходовых преобразователях очень важную роль играют процессы размагничивания сердечника. Накопленная при прямом ходе в индуктивности первичной обмотки энергия через диод D1 подается на цепочку стабилитронов D3—D5 с общим напряжением 560 В, параллельно им по переменному току включен конденсатор C4 (рис. 1). Это напряжение и определяет время размагничивания сердечника примерно вдвое меньшим, чем время прямого хода.

Вторичные цепи основного блока (рис. 2) типичны для прямоходовых преобразователей. Во время прямого хода открываются верхние по схеме диоды диодных сборки D7 и D8, токи обмоток 14-13 и 8, 9-11, 12 через двухобмоточный дроссель L1 заряжают конденсаторы C11 и C12 и поступают в нагрузку. При обратном ходе эти диоды закрываются, и токи полубмоток дросселя L1 начинают течь через нижние по схеме диоды сборки.

Как и в обратноходовых преобразователях, одновременная стабилизация всех выходных напряжений невозможна [4]. Обратная связь через оптрон U2 осуществляется, в основном, с выхода +5 В основного источника. Напряжение с делителя R18R19 поступает на вход микросхемы U5 «регулируемого стабилитрона», выходной ток U5 управляет оптопарой U2. При превышении выходным напряжением канала +5 В заданной величины светодиод оптрона открывается в большей степени, через фотодиод оптрона и вход С микросхемы U1 течет больший ток, коэффициент заполнения импульсов уменьшается (рис. 4, б статьи [3]), напряжение стабилизируется. Канал +12 В на процесс стабилизации оказывает влияние в существенно меньшей степени за счет подачи выходного напряжения канала на вход «регулируемого стабилитрона» U5 через резистор R20. Цепочки R15C14 и R17C13 (рис. 2), а также R9C6 и конденсатор C8 (рис. 1) обеспечивают стабильность контура поддержания выходного напряжения.

Канал +3,3 В питается от той же обмотки, что и канал +5 В, однако стабилизация выходного напряжения осуществляется совершенно по другому. Последовательно с выпрямительным диодом этого канала (нижним по схеме диодом сборки D9) включен насыщающийся дроссель L3 существенно большей индуктивности, нежели ненасыщающийся дроссель L4 (рис. 2). Сравнение выходного напряжения канала с номинальным производится аналогично каналу +5 В «регулируемым стабилитроном» U6. Выходной ток U6 подается в базу транзистора Q2, и во время обратного хода его коллекторный ток течет в дроссель L3. Ток через дроссель к моменту начала прямого хода тем больше, чем больше превышение выходного

го напряжения канала +3,3 В над номиналом. С началом прямого хода к дросселю прикладывается напряжение противоположной полярности, ток через него начинает уменьшаться и его направление меняется на противоположное. В этот момент ток переключается из диода D11 в нижний по схеме диод сборки D9 и начинает увеличиваться по абсолютной величине. Когда ток достигает уровня насыщения сердечника дросселя L3, его индуктивность резко падает, и начинает действовать дроссель L4, как в обычном прямоходовом преобразователе. В результате эффективный коэффициент заполнения уменьшается, причем в тем большей степени, чем больше превышение выходного напряжения канала над номиналом, происходит стабилизация выходного напряжения.

Канал дежурного источника +5 В (рис. 3) собран по одному из вариантов стандартной схемы [5] и никаких особенностей не имеет. Кроме изолированного от сети выходного напряжения +5 В источник обеспечивает первичные цепи основного преобразователя напряжением $+U_{BIAS}$ величиной около +9 В. Это напряжение используется в цепи дистанционного управления преобразователем (рис. 4).

Трансформатор T1 основного прямоходового преобразователя намотан на Ш-образном сердечнике EER28L из феррита PC40. Первичная обмотка 1-5

содержит 45 витков провода диаметром 0,32 мм, обмотка 7-3 — шесть витков в три провода диаметром 0,25 мм, обмотка 14-13 — четыре витка провода диаметром 0,81 мм. Основная вторичная обмотка, ее начало подключено к выводам 11, 12, конец — к выводам 8, 9, намотана медной изолированной полосой шириной 17 мм и толщиной 0,2 мм и содержит три витка. Полная длина полосы — 140 мм. Индуктивность первичной обмотки составляет 4,5 мГн.

Порядок намотки такой — вначале обмотка 1-5, затем 3-7, далее основная вторичная обмотка, затем 14-13.

Трансформатор T101 обратноходового преобразователя намотан на Ш-образном ферритовом сердечнике EE16. Первичная обмотка 7-5 содержит 158 витков провода диаметром 0,14 мм, обмотка 9-10 — 17 витков в три провода диаметром 0,25 мм. Обмотка 1-2 намотана в два провода диаметром 0,4 мм и содержит семь витков. Индуктивность первичной обмотки составляет 2,3 мГн, индуктивность рассеяния — 130 мкГн.

Порядок намотки такой — вначале обмотка 7-5, затем 9-10, далее 2-1.

Двухобмоточный дроссель L1 основного прямоходового преобразователя намотан на кольцевом сердечнике T106-26. Обмотка 4-3 содержит 16 витков и имеет индуктивность 23 мкГн, обмотки 5-2 и 6-1 — по 12 витков, их индуктивность составляет 13 мкГн. Все обмотки намотаны проводом диаметром 1,02 мм.

Насыщающийся дроссель стабилизатора 3,3 В намотан на кольцевом сердечнике MP1305-4AS (14,4×7,9×6,6 мм) и содержит семь витков провода диаметром 1,02 мм.

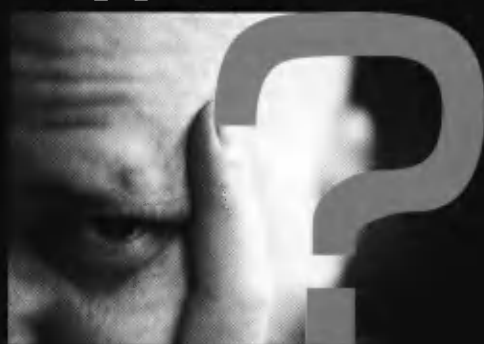
Более подробные сведения о блоке питания можно на сайте фирмы Power Integrations www.powerint.com в документе [6].

Сергей Бирюков,
editor@dian.ru

Литература:

1. С. Бирюков. Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах серии TOP22х. — Схемотехника, 2002, № 7, с. 6—10, № 8, с. 7—9, № 9 с. 7, 8.
2. С. Бирюков. Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах TOPSwitch-FX. — Схемотехника, 2002, № 10, с. 14—17, № 11, с. 9—11.
3. С. Бирюков. Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах TOPSwitch-GX. — Схемотехника, 2003, № 1, с. 6—11, № 2, с. 6—8.
4. С. Хвастин. Обратная связь в многоканальных импульсных обратноходовых преобразователях напряжения. — Схемотехника, 2002, № 5, с. 6, 7.
5. С. Бирюков. Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах TinySwitch-II. — Схемотехника, 2002, № 12, с. 8—12.
6. <http://www.powerint.com/PDFFiles/epr12.pdf>.

Где взять



Компания "Макро Тим" предлагает продукцию фирмы Power Integration

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

Основные особенности микросхем:

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

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

Бесплатные консультации и выезд к заказчику.

Уважаемые господа!

3 - 5 сентября 2003 года приглашаем Вас на выставку

"Электроника - компоненты и оборудование"

Центральный Дом Художника, Крымский Вал, 10. Наш стенд 8 - 31.

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



POWER
INTEGRATIONS, INC.

(Окончание. Начало — № 8/2002)

Проектирование электронных балластов для люминесцентных ламп

Технические характеристики компактных люминесцентных ламп приведены в табл. 3, ламп нового поколения — в табл. 4. Лампы FH® (Fluorescent High Efficiency) обладают повышенной светоотдачей — 104 лм/Вт, FQ® (Fluorescent QUINTRON®) отличаются повышенной яркостью, FM® (Fluorescent Miniature) — миниатюрные лампы, FC® — кольцевые лампы.

Третий шаг. Выбор микросхемы драйверов-контроллеров электронных балластов.

Нажимаем кнопку  Control IS, появляется окно Select Target IS (рис. 4).

Перетягивая ползунок, находящийся в нижней части этого окна, получаем доступ к выбору микросхемы: IR21571, IR2156, IR21592, IR2167, IR2166.

После выбора микросхемы можно нажать кнопку Datasheet на стандартной рабочей панели и посмотреть справочную информацию о микросхеме (на английском языке).

Контроллер электронных балластов IR21571 предоставляет возможность наиболее простого схемотехнического

решения и простую адаптацию при смене типа лампы.

Контроллер IR21571 имеет следующие характеристики:

- оптимальные параметры режимов запуска, предварительного подогрева катода, зажигания, рабочего режима и автоматический переход из режима в режим;

- программируемое время и частоту подогрева катода;
- программируемое изменение параметров в режиме поджига;
- программируемая пауза для защиты от сквозных токов в ключах;
- ток в затворах ключей до 500 мА;
- микромощное потребление в режиме запуска;
- высокоточную стабилизацию скважности 50 %;
- контроль состояния и защиту нити электродов лампы;
- защиту от работы ниже резонанса;
- защиту от работы при пониженном питании с автоматическим перезапуском;

Таблица 4

Люминесцентная лампа OSRAM, мощность (тип)	Диаметр лампы, мм	Номинальный ток лампы, А	Напряжение горения, В	Ток накала, мА	Яркость, кд/см² LF	Световой поток, лм
14 Вт (FH)	16	0,16	167	210	1,7	1350
21 Вт (FH)	16	0,16	246	210	1,7	2100
28 Вт (FH)	16	0,16	329	210	1,7	2900
35 Вт (FH)	16	0,16	413	210	1,7	3650
24 Вт (FQ)	16	0,288	150	440	2,5	2000
39 Вт (FQ)	16	0,326	224	440	2,8	3500
54 Вт (FQ)	16	0,442	235	720	2,9	5000
80 Вт (FQ)	16	0,533	290	765	3,2	7000
22 Вт (FC)	16	0,30	150	440	1,7	1800
40 Вт (FC)	16	0,32	254	440	2,1	3200
55 Вт (FC)	16	0,55	202	765	2,6	4000
6 Вт (FM)	7	0,10	51	—	2,5	330
8 Вт (FM)	7	0,10	79	—	2,5	540
11 Вт (FM)	7	0,10	110	—	2,5	750
13 Вт (FM)	7	0,10	136	—	2,5	930

Таблица 3

Лампа OSRAM DULUX®, Вт	Напряжение, В		Ток лампы, мА		Яркость, кд/см²	Световой поток, лм
	при 50 Гц	при ВЧ ПРА	при 50 Гц, мА	при ВЧ ПРА, мА		
S 5 W	35	—	180	—	2,5	250
S 7 W	47	—	175	—	2,6	400
S 9 W	60	—	170	—	2,8	600
S 11 W	91	—	155	—	2,7	900
D 10 W	64	—	190	—	4,0	600
D 13 W	91	—	175	—	4,0	900
D 18 W	100	—	220	—	4,5	1200
D 26 W	105	—	325	—	5,5	1800
T 13 W	91	—	175	—	4,2	900
T 18 W	100	—	225	—	4,7	1200
T 26 W	105	—	325	—	6,0	1800
S/E 5 W	35	27	180	190	2,5	250
S/E 7 W	47	37	175	175	2,6	400
S/E 9 W	60	48	170	170	2,8	600
S/E 11 W	91	75	155	150	2,7	900
D/E 10 W	64	51	190	190	4,0	600
D/E 13 W	91	77	175	165	4,0	900
D/E 18 W	100	80	220	210	4,5	1200
D/E 26 W	105	80	325	300	5,5	1800
T/E 13 W	91	77	175	165	4,2	900
T/E 18 W	100	80	220	210	4,7	1200
T/E 26 W	105	80	325	300	6,0	1800
T/E 32 W	—	100	—	320	6,5	2400
T/E 42 W	—	135	—	320	7,0	3200
T/E 57 W	—	182	—	320	7,0	4300
L 18 W	58	50	375	320	2,1	750
L 24 W	87	75	345	300	2,1	1200
L 36 W	106	90	435	360	2,8	1900
L 40 W	—	126	—	320	2,3	2200
L 55 W	—	101	—	550	3,2	3000
F 18 W	58	50	375	320	2,4	1100
F 24 W	87	75	345	300	2,5	1700
F 36 W	106	90	435	360	3,0	2800

- защиту от выхода из строя и автоматический перезапуск при смене лампы;
- защиту от тепловой перегрузки;
- защиту от защелкивания для всех выводов;
- защиту от электростатического разряда.

Подробное описание работы микросхемы и справочную информацию (перевод фирменного datasheet) можно посмотреть в файле IR21571ru.pdf на сайте журнала по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> в архиве 2003_08_David.

Следующая микросхема IR2156 является «младшим братом» IR21571 и отличается от нее отсутствием некоторых защитных функций (защита от работы ниже резонанса, защита от тепловой перегрузки).

Интегральная микросхема контроллера IR21592 (диммер) является первой функционально законченной микросхе-



Рис. 4

мой для применения в балластах с регулировкой яркости. В этой микросхеме реализован новый метод управления мощностью на лампе без применения разделительного трансформатора. Фазовое управление током полумоста позволяет осуществлять линейное изменение яркости в широких пределах 1...100 %. Помимо режимов работы и функций защиты, реализованных в IR2157, эта микросхема позволяет регулировать яркость путем изменения напряжения на входе DIM в диапазоне от 0,5 до 5 В и программировать минимальный и максимальный уровни яркости по входам MAX, MIN выбором номиналов резисторов Rmin, Rmax. Применение контроллера IR21592 дает возможность адаптировать балласты с постоянным уровнем мощности к режиму высококачественного регулирования мощности при внесении в его схему минимальных изменений.

Подробное описание работы микросхемы и справочную информацию (перевод фирменного datasheet) можно посмотреть в файле IR2159ru.pdf.

Развитие микросхем IR21571, IR2156 привело к разработке и выпуску новых специализированных интегральных микросхем IR2167, IR2166 — драйверов-контроллеров с интегрированным корректором коэффициента мощности. В них на одном кристалле реализованы функции контроллера электронного балласта, драйвера МОП-транзисторов и корректора коэффициента мощности.

В микросхемах IR2167, IR2166 применен новый метод управления, который обеспечивает максимизацию показателей качества корректора коэффициента мощности при динамической адаптации к режиму работы балласта. Этот метод позволяет обеспечить суммарный коэффициент нелинейных искажений (THD) менее 10 % и величину коэффициента мощности более 0,99 для сети с напряжением 120 В и 220 В, что перекрывает требования большинства европейских и других стран, а также превосходит характеристики дискретных ИС корректоров коэффициента мощности.

Четвертый шаг. Выбор числа ламп (одна или две) и схемы их включения.

Нажимаем кнопку  (Lamp Configuration), появляется окно Select Lamp Configuration (рис. 5).

Производим требуемый выбор.

Пятый шаг. Проектирование балласта. Для этого необходимо активиро-

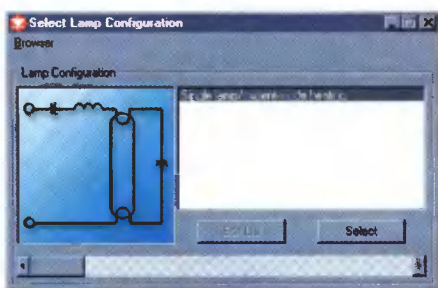


Рис. 5

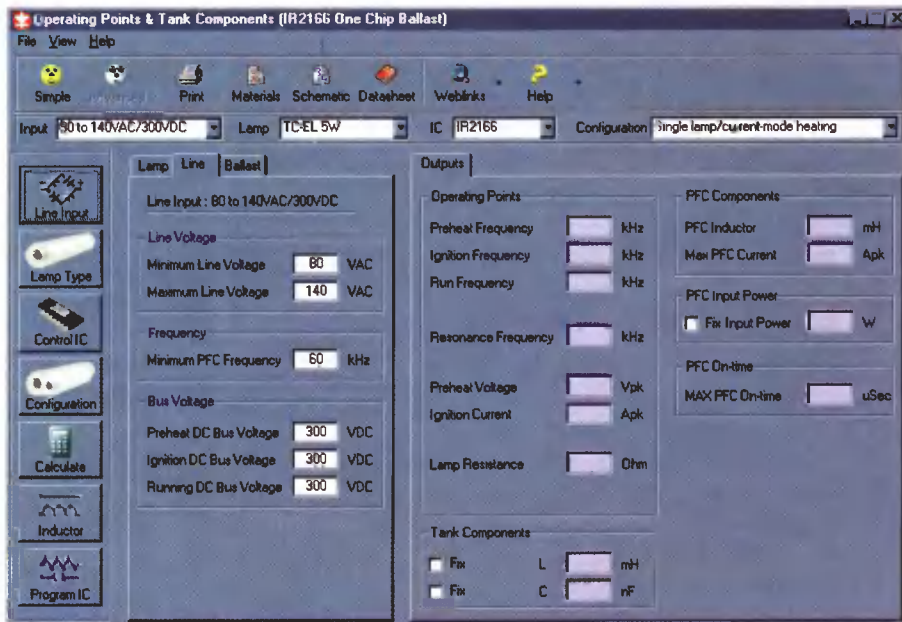


Рис. 6

вать клавишу Design Ballast на стандартной рабочей панели .

После завершения проектирования (процесс занимает несколько секунд) на экран выводятся окна с синтезированной принципиальной электрической схемой, перечень элементов, параметры балластного дросселя и дросселя корректора коэффициента мощности.

Помимо стандартной процедуры проектирования существует расширенная процедура проектирования.

Для перехода к ней необходимо активировать клавишу  (Advanced) на стандартной рабочей панели, в результате чего она преобразуется в расширенную (рис. 6).

На расширенной панели дополнительно размещена информация, которую можно как просмотреть, так и изменить в процессе проектирования:

- параметры лампы во время подогрева (максимальное напряжение, время и ток подогрева), поджига (максимальное напряжение поджига), запуска рабочего режима (мощность и напряжение при запуске);
- параметры балласта (минимальное и максимальное напряжение сети, на-

пряжение на шине постоянного тока при подогреве, поджиге и запуске рабочего режима, рабочие частоты корректора и балласта);

- рабочие точки (частоты — стартовая, резонансная, подогрева, поджига, запуска; напряжение подогрева, ток поджига, сопротивление лампы);
- параметры балластного дросселя и емкости выходного каскада;
- параметры и максимальный ток дросселя корректора коэффициента мощности;
- расчет и проектирование этих дросселей.

Помимо этого на этой панели имеют клавиши управления выводом на печать и выводом графиков амплитудно-частотных характеристик балласта с указанием траекторий рабочих точек при смене режимов работы балласта.

Данный режим позволяет более гибко подходить к проектированию электронных балластов и производить расчет под различные люминесцентные лампы с коррекцией большого числа параметров и характеристик.

Юрий Давиденко,
david@leasat.net



Компании «Аппаратура Систем Связи» требуются:

- 1. Инженер-разработчик.** Разработка устройств на микроконтроллерах PIC, AVR, знание схемотехники. Разработка программного обеспечения для микроконтроллеров на языках C, Assembler. Желателен опыт разработки программного обеспечения для Windows.
- 2. Технический консультант** со знанием английского языка. Хорошее знание новейшей импортной элементной базы РЭК, производителей, областей применения.

inna@escfcltd.ru, 492-70-77, 105-50-12, Галушкина Инна.

Быстродействующий прецизионный ограничитель напряжения

Известны схемы прецизионных ограничителей [1, 2], в которых использование «идеальных диодов» не сопровождается перегрузкой ОУ по входу, и, следовательно, быстродействие этих схем не лимитируется временем восстановления ОУ. На рис. 6 изображена одна из таких схем [2].

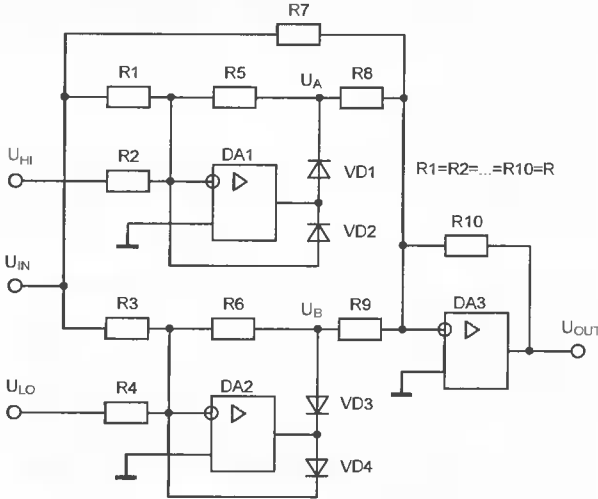


Рис. 6

В состав ОН (рис. 6) входят:

- двухвходовой однополупериодный выпрямитель, реализованный на компонентах DA1, R1, R2, R5, VD1, VD2, на входы которого поступает входной сигнал U_{IN} и напряжение верхнего порога ограничения U_{HI} ;
 - двухвходовой однополупериодный выпрямитель, реализованный на компонентах DA2, R3, R4, R6, VD3, VD4, на входы которого поступает входной сигнал U_{IN} и напряжение нижнего порога ограничения U_{LO} ;
 - трехвходовой сумматор, реализованный на ОУ DA3 и резисторах R7—R10, на входы которого поступают выходные сигналы U_A , U_B выпрямителей и входной сигнал U_{IN} .
- Работу ограничителя поясняет рис. 7, на котором изображены амплитудные характеристики выпрямителей (кривые с метками U_A , U_B) и результирующая амплитудная характеристика ОН (кривая с меткой U_{OUT}), соответствующие случаю равенства сопротивлений всех резисторов ограничителя: $R_1 = R_2 = R_3 = \dots = R_{10} = R$.

Точностные параметры ОН (рис. 6) на постоянном токе определяются степенью согласования сопротивлений резисторов R1—R10 и напряжениями смещения нуля ОУ DA1—DA3. Динамические параметры этого ОН определяются максимальной скоростью изменения выходного напряжения и частотой единичного усиления ОУ, а также паразитными емкостями и временем восстановления обратного сопротив-

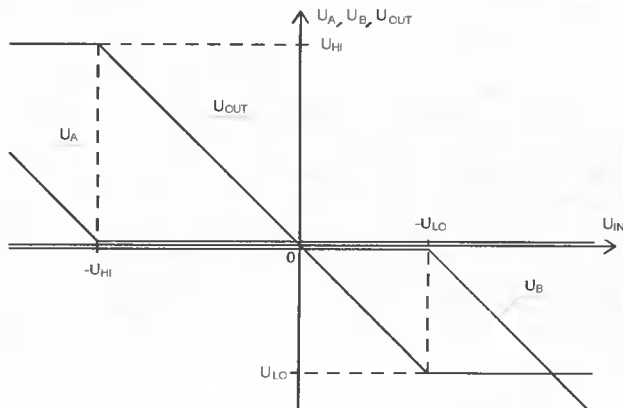


Рис. 7

ления диодов. ОН по схеме на рис. 6 имеет три существенных недостатка:

- в нем используется десять прецизионных резисторов;
- ограничитель инвертирует входной сигнал. В тех приложениях, где инверсия ограничиваемого сигнала недопустима, необходимо использовать дополнительный инвертор (а это лишние затраты — ОУ и два прецизионных резистора);
- ограничитель имеет сравнительно низкие входные сопротивления, равные $R/3$ (сигнальный вход) и R (входы задания порогов ограничения).

Из сказанного следует, что известные технические решения прецизионных ОН оказываются либо достаточно сложными (рис. 6) и, следовательно, дорогими, либо не обеспечивают высокоточного ограничения сигналов, изменяющихся с высокой скоростью (рис. 4).

Автор поставил перед собой следующую задачу — разработать быстродействующий высокоточный ОН, в котором не используются прецизионные резисторы. Поставленная задача была успешно решена путем модификации ОН по схеме на рис. 4, в результате которой исключается перегрузка ОУ входным сигналом и, следовательно, отсутствуют проблемы, связанные с конечным временем восстановления ОУ после перегрузки. Функциональная схема (рис. 8) предлагаемого ОН отличается от известной схемы ОН (рис. 4) тем, что в первую из них введены:

- повторитель напряжения (ПН) АЗ;
- фиксирующие диоды VD1, VD4;
- ограничительные резисторы R1, R2.

Ограничитель работает следующим образом. Когда входной сигнал U_{IN} находится в зоне, ограниченной пороговыми напряжениями U_{HI} и U_{LO} , цепи ООС ОУ А1 и А2 замыкаются через прямосмещенные диоды VD1 и VD4, а диоды VD2 и VD3 находятся в закрытом состоянии. В этом случае ОН находится в режиме линейной передачи сигнала, для которого характерно следующее:

$$U_{OUT} = K[U_{IN} + R_S(dI_{REV} + I_{BIAS3}) + U_{OS3}],$$

где dI_{REV} — разность обратных токов диодов VD2 и VD3; I_{BIAS3} , U_{OS3} — соответственно входной ток и напряжение смещения ПН АЗ; K — коэффициент передачи ПН АЗ.

На инвертирующих входах ОУ А1 и А2 за счет действия цепи глубокой ООС устанавливаются напряжения, равные (с точностью до напряжения смещения ОУ) соответственно U_{HI} и U_{LO} .

Через ограничительный резистор R1 и фиксирующий диод VD1 протекает ток $I_{R1} = I_{VD1} = (U_{HI} - U_{IN})/R1$. Через ограничительный резистор R2 и фиксирующий диод VD4 протекает ток $I_{R2} = I_{VD4} = (U_{IN} - U_{LO})/R2$.

Когда входной сигнал U_{IN} достигает уровня U_{HI} , закрывается диод VD1 и открывается диод VD2. Таким образом, при

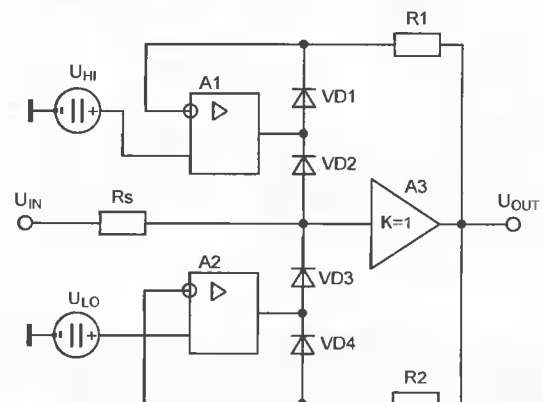


Рис. 8

$U_{IN} > U_{HI}$ цепь ООС А1 замыкается через прямосмещенный диод VD2, ПН А3 и резистор R1. За счет действия глубокой ООС на инвертирующем входе ОУ А1 по-прежнему поддерживается U_{HI} и, следовательно, в режиме ограничения входного сигнала сверху выходное напряжение равно:

$$U_{OUT} = U_{HI} - R1(I_{REV1} + I_{BIAS1}) + U_{OS1},$$

где I_{REV1} — обратный ток диода VD1; I_{BIAS1} , U_{OS1} — соответственно входной ток и напряжение смещения ОУ А1.

Аналогичным образом работает и нижнее плечо ОН, когда входной сигнал ограничивается снизу. Из сказанного следуют два важных вывода:

- ОУ А1 и А2 всегда находятся в линейном режиме работы, не перегружаются по входу и не насыщаются по выходу;
- все три резистора R_S , R1, R2 выполняют функцию ограничения тока и поэтому вариации их сопротивлений в пределах 5...10 % практически не влияют на точностные характеристики ОН.

На рис. 9 представлена принципиальная схема варианта предлагаемого ОН.

В ОН использованы прецизионные высокоскоростные ОУ ОРА627 [9], которые характеризуются следующими параметрами (типовые величины):

- напряжение смещения входа — 40 мкВ;
- входной ток — 1 пА;
- максимальный выходной ток — 45 мА;
- напряжение питания — $\pm(4,5...18)$ В;
- частота единичного усиления — 16 МГц;
- запас устойчивости по фазе — 75°;
- максимальная скорость изменения выходного сигнала — 55 В/мкс.

ПН, используемый в схеме ОН, должен отвечать следующим требованиям:

- 1) фазовое запаздывание сигнала в ПН на частоте, равной частоте единичного усиления ОУ DA1, DA2, не должно превышать 15...25°. Это условие выполняется, если ПН имеет плоскую АЧХ, а ее спад на 3 дБ происходит на частоте, превышающей частоту единичного усиления ОУ DA1, DA2 в 5...10 раз;

- 2) коэффициент передачи ПН во всем рабочем диапазоне частот и всех возможных вариациях сопротивления нагрузки ОН должен незначительно отличаться от единицы;

- 3) ПН должен иметь небольшое напряжение смещения входа и малый входной ток;

- 4) максимальная скорость изменения выходного сигнала ПН должна быть больше максимальной скорости изменения входного сигнала ОН.

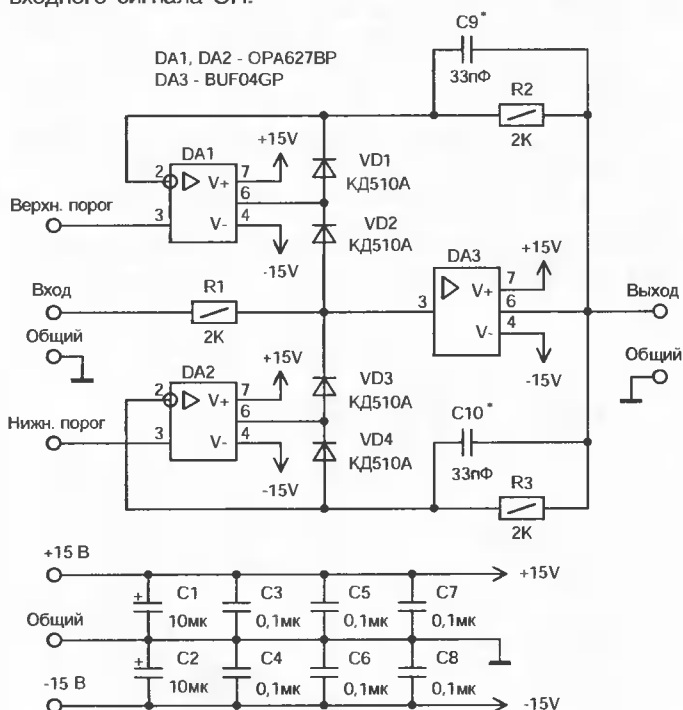


Рис. 9

Невыполнение первого требования снижает запас устойчивости по фазе, и в результате процесс установления выходного сигнала становится колебательным [8], что крайне нежелательно. Для того чтобы выполнить второе требование, необходимо использовать интегральные ПН, относящиеся к классу буферных усилителей (БУ) с замкнутой петлей ООС (Closed-Loop Unity — Gain Buffer Amplifier). Использование в ОН интегральных БУ с разомкнутой петлей ООС, например BUF634, OPA633, допустимо только в том случае, когда не предъявляются жестких требований к точности передачи неограниченного сигнала. Перечисленным выше требованиям отвечает интегральный БУ BUF04, который при напряжении питания ± 15 В имеет следующие параметры [10]:

- напряжение смещения входа — 0,3 мВ;
- входной ток — 0,7 мкА;
- коэффициент передачи — $1 \pm 0,005$;
- входная емкость — 3 пФ;
- полоса пропускания на уровне -3 дБ — 110 МГц;
- максимальная скорость изменения выходного сигнала — 3000 В/мкс;
- максимальный выходной ток — 50 мА;
- напряжение питания — $\pm(4,5...18)$ В.

В ограничителе могут использоваться резисторы С2-33, С1-4 с допуском на номинал ± 5 %.

Статическая точность ОН в режиме линейной передачи сигнала определяется напряжением смещения нуля и входным током БУ DA3, а в режимах ограничения сигнала сверху и снизу — напряжениями смещения нуля ОУ соответственно DA1 и DA2. В принципе, при любой фиксированной температуре статические ошибки ОН могут быть сведены к нулю путем подстройки напряжений смещений нуля DA1—DA3. Замечу, что ОУ ОРА627 и БУ BUF04 имеют специальные выводы для подключения резисторов подстройки нуля [9, 10].

Анализ схемы ОН средствами САПР OrCAD 9.2, показал, что основными факторами, лимитирующими динамические характеристики ОН, являются:

- паразитные емкости диодов VD1—VD4;
- паразитная входная емкость БУ DA3;
- падение напряжения на прямосмещенных диодах VD1—VD4.

В режиме линейной передачи сигнала резистор R1 и паразитные емкости VD2, VD3, DA3 образуют ФНЧ, полоса пропускания (ПП) которого значительно уже ПП БУ DA3. Емкости диодов VD2, VD3 существенно зависят от их обратных напряжений, которые приблизительно равны пороговым напряжениям соответственно U_{HI} и U_{LO} . Из сказанного следует, что в режиме линейной передачи сигнала ширина ПП ОН определяется паразитными емкостями VD2, VD3, DA3 и величинами пороговых напряжений U_{HI} , U_{LO} . Расширение ПП ОН путем уменьшения сопротивления резистора R1 нежелательно, поскольку при этом уменьшается входное сопротивление ОН в режиме ограничения сигнала. Следовательно, единственным путем расширения ПП ОН является использование диодов с малой емкостью р-н перехода. Переход ОН из режима линейной передачи в режим ограничения сигнала происходит за конечное время, в течение которого выходное напряжение ОУ DA1 (или DA2) изменяется на величину, равную падению напряжения на прямосмещенных диодах VD1, VD2 (или VD3, VD4). За конечное время смены режимов работы ОН его выходной сигнал успевает выйти из зоны, ограниченной пороговыми напряжениями U_{LO} , U_{HI} и, следовательно, возникает динамическая погрешность ограничения. Очевидно, что при прочих равных условиях эта погрешность обратно пропорциональна прямому падению напряжения на диодах VD1...VD4. Из сказанного следует, что параметры диодов существенным образом влияют на динамические параметры ОН. Диоды должны иметь малые величины паразитных емкостей и прямых напряжений. В наибольшей степени этим требованиям отвечают малосигнальные диоды Шоттки. Так, например, диоды Шоттки интегральной сборки BAS 125W (два диода в корпусе SOT-323) при температуре окружающей среды 25 °С имеют следующие параметры [11]:

- емкость диода при нулевом обратном напряжении — не более 1,1 пФ;

- падение напряжения на диоде при прямых токах 1 мА и 10 мА — соответственно 385 и 530 мВ;
- ток утечки при обратном напряжении 20 В — 12 нА;
- предельно допустимое обратное напряжение — 25 В;

Таблица 2

Тип используемых диодов	Максимальные абсолютные ошибки ограничения, мВ, на частоте сигнала							
	100 Гц		1 кГц		10 кГц		100 кГц	
	Рис. 6	Рис. 9	Рис. 6	Рис. 9	Рис. 6	Рис. 9	Рис. 6	Рис. 9
КД510А	14,0	7,28	46,2	25,0	169	75,6	598	218
BAS 125W	10,5	5,27	36,9	18,0	121	53,1	416	112

Далее приведены результаты тестирования основных параметров ОН для случаев использования в нем импульсных диодов КД510А и диодов Шоттки BAS 125W.

Параметры, характеризующие работу ОН по схеме на рис. 9 в режиме линейной передачи сигнала, приведены в табл. 1.

Основной характеристикой точности ОН в линейном режиме работы является векторная погрешность [8]. Из данных табл. 1 следует, что векторная погрешность на частоте 100 кГц практически полностью определяется фазовой погрешностью (фазовым запаздыванием сигнала) ОН, поскольку его амплитудная погрешность пренебрежимо мала (коэффициент передачи отличается от идеального единичного значения менее чем на 0,05%).

Таблица 1

Параметр ОН	Пороговые напряжения, В		Величина параметра при использовании диодов	
	U _{LO}	U _{HI}	КД510А	BAS 125W
Полоса пропускания, МГц, на уровн -3 дБ	-0,1	+0,1	4,74	8,85
	-1	+1	9,24	17,5
	-10	+10	14,8	38,1
Модуль коэффициента передачи на частоте 100 кГц	-0,1	+0,1	0,99954	0,99958
	-1	+1	0,99954	0,99957
	-10	+10	0,99956	0,99957
Фазовое запаздывание, градусы, на частоте 100 кГц	-0,1	+0,1	0,951	0,452
	-1	+1	0,658	0,400
	-10	+10	0,488	0,367
Относительная векторная погрешность, %, на частоте 100 кГц	-0,1	+0,1	1,66	0,79
	-1	+1	1,15	0,70
	-10	+10	0,85	0,64
Модуль входного сопротивления, кОм, на частоте 100 кГц	-0,1	+0,1	130	297
	-1	+1	194	343
	-10	+10	272	381
Время установления с точностью 0,1 %, нс	-1	+1	176	192
	-10	+10	74,1	53,4

Примечание. При тестировании времени установления на вход ОН подавался перепад напряжения от -0,5 до +0,5 В с длительностью фронта 10 нс.

Наглядно сравнить динамические характеристики известного (рис. 6) и предлагаемого (рис. 9) ОН позволяют временные диаграммы (рис. 10), полученные в результате тестирования их схем при следующих условиях:

- входной сигнал — синусоидальное напряжение с амплитудой 10 В и частотой 100 кГц;
- пороги ограничения U_{HI} = +4 В, U_{LO} = -1 В;
- в ОН по схеме на рис. 6 используются ОУ типа ОРА627 и резисторы R1— R10 с номиналом 2 кОм;

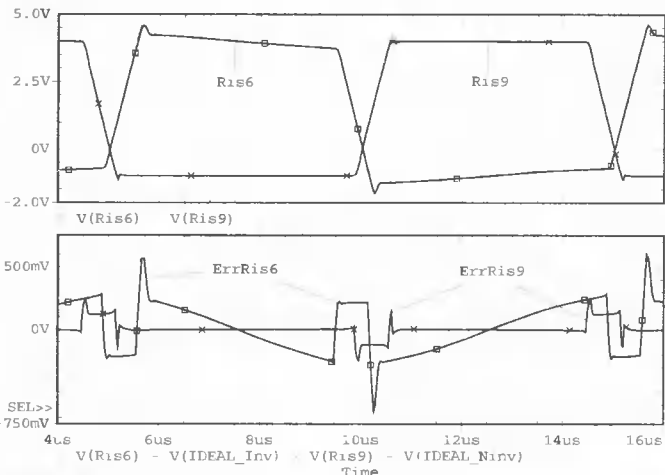


Рис. 10

- в обоих ОН используются диоды КД510А.

На верхнем графике изображены выходные сигналы ОН по схемам на рис. 6 и 9 (кривые с метками соответственно Ris6 и Ris9). На нижнем графике изображены временные диаграммы абсолютных ошибок ограничения ОН по схемам на рис. 6 и 9 (кривые с метками соответственно ErrRis6 и ErrRis9). Абсолютная ошибка ограничения — разность выходного напряжения ОН на рис. 6 и/или рис. 9 и соответствующей модели идеального ОН. Емкости корректирующих конденсаторов C9, C10 подбираются в процессе настройки ОН. Оптимальным величинам емкостей соответствуют минимальные величины выбросов выходного сигнала ОН относительно уровней пороговых напряжений U_{LO} и U_{HI}.

В табл. 2 приведены данные, иллюстрирующие зависимость максимальных ошибок ограничения ОН по схемам на рис. 6 и 9 от частоты сигнала и типа используемых диодов (амплитуда входного сигнала 10 В, U_{HI} = +4 В, U_{LO} = -1 В).

Полученные результаты позволяют сделать следующий вывод — предложенный ОН превосходит известные решения по техническим характеристикам и экономическим показателям.

Сергей Лоцицкий,
radioavt@online.debryansk.ru

Литература

- 10. BUF04, Closed-Loop High Speed Buffer, Data Sheet, REV. 0, Analog Devices.
- 11. Silicon Schottky Diodes BAS 125W, SIEMENS Semiconductor Group, Dec-20-1996.

ПОСЫЛТОРГ

КАТАЛОГ почтового агентства «ДЕССЫ»

Ваше оборудование для:

- разработки
- производства
- ремонта
- электронной линии

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ОБОРУДОВАНИЕ

Для разработки и производства

Компоненты для ремонта

Электронные платы и модули

Компоненты

Радиотехническая техника

Материалы и инструменты для изготовления

Максимально широкий ассортимент

Полнота, разнообразие, качество оборудования и инструментов. Промышленные образцы

Технические литературы и материалы

www.dessy.ru

10 лет мы работаем для Вас!

DESSY

ПОЧТОВОЕ АГЕНТСТВО

107113, г. Москва, а/я 10
тел./факс (095) 304-72-31
e-mail: post@dessy.ru

(Продолжение. Начало — № 8/2003)

Анализ шумов в устройствах с операционными усилителями

Модель шума резистора. Шум в резисторе может быть смоделирован (рис. 8) как источник напряжения, включенный последовательно с бесшумным резистором, или как источник тока, включенный параллельно. Эти модели эквивалентны и могут быть свободно заменены, как того требует анализ. Это мы в дальнейшем докажем.

Модель шума операционного усилителя. Производители операционных усилителей измеряют характеристики помех, делая это для большой выборки устройств. Эта информация обрабатывается и используется для того, чтобы определить типовой шум, производимый при работе устройства. Как правило, в технических требованиях на ОУ указывается шум, отнесенный к входу ОУ. Часть внутренне сгенерированного шума, который может быть представлен источником напряжения, помещен последовательно с положительным входом бесшумного ОУ. Другая часть внутренне сгенерированного шума представлена источниками тока, помещенными между каждым входом и общим выводом бесшумного ОУ. А теперь покажем результирующую шумовую модель (рис. 9) типичного операционного усилителя.

Вычисление шума в схеме инвертирующего и неинвертирующего ОУ. Чтобы выполнить анализ шумов, предшествующие шумовые модели должны быть добавлены к схемному решению конкретного усилителя. При этом источники входного сигнала должны быть замкнуты на общий провод. Когда все это будет сделано (рис. 10), то для инвертирующей или неинвертирующей цепи с ОУ результаты будут одинаковыми. Эта схема используется для последующего анализа шумов.

Для начала скажем, что анализ будем проводить несколько упрощенно, но постепенно. Будем использовать принцип суперпозиции, и то, что каждый из источников шума изолирован, а все остальные компоненты приняты бесшумными. При этом результаты могут быть получены согласно правилам для суммирования независимых источников шума. Идеальный ОУ принят в качестве бесшумного ОУ. В конце это будет все казаться простым, но в первый раз это будет немного скучно и утомительно. Рис. 11—13 поясняют результаты анализа.

Просуммируем источники, чтобы получить формулу для среднеквадратичного значения напряжения выходного шума цепи, E_{RCK} , возникающего из-за термического шума резисторов:

$$E_{RCK}^2 = \left(\frac{E_{RCK}}{A_{ш}} \right)^2 = \int \frac{4kTR2 \frac{R1+R2}{R1} + 4kTR3 \left(\frac{R1+R2}{R1} \right)^2}{\left(\frac{R1+R2}{R1} \right)^2} df = \int 4kT \left(\frac{R1R2}{R1+R2} + R3 \right) df.$$

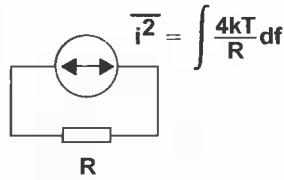


Рис. 8

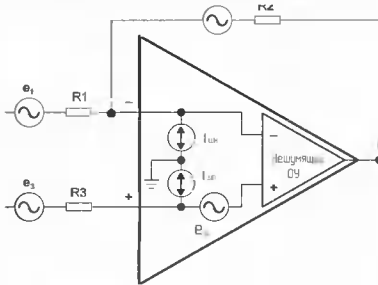


Рис. 9

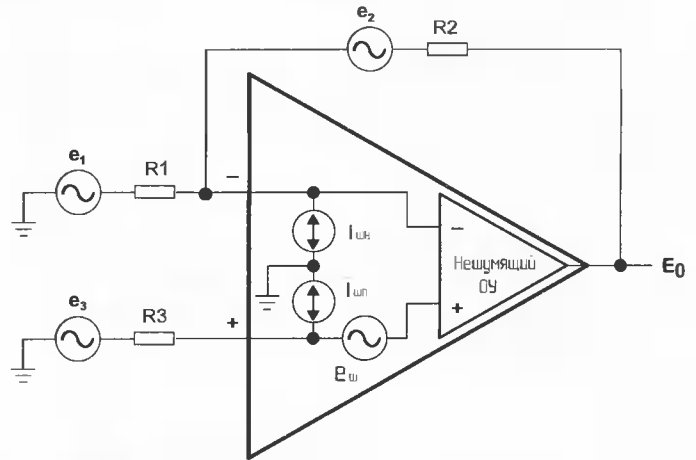


Рис. 10

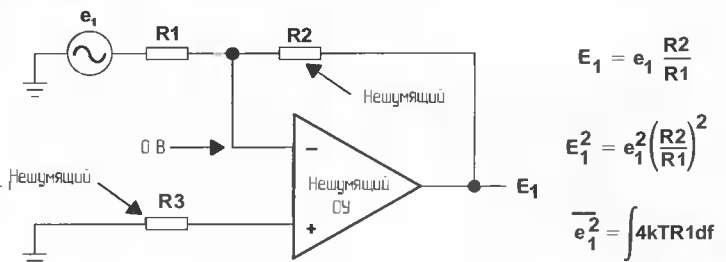


Рис. 11

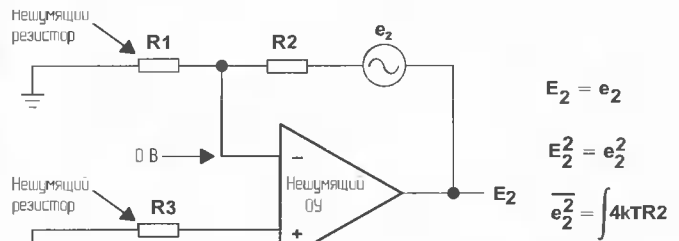


Рис. 12

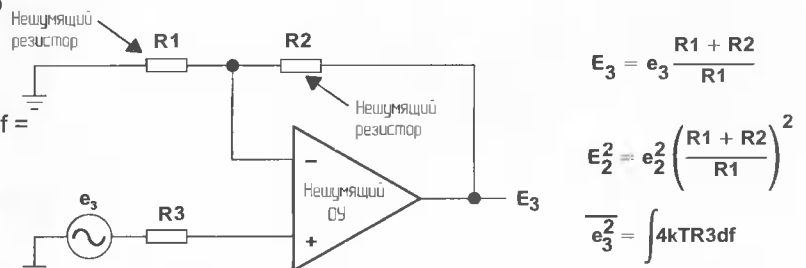


Рис. 13

$$E_{RCK} = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2} \quad (12)$$

$$E_{RCK} = \sqrt{\int [4kTR1 \left(\frac{R2}{R1} \right)^2 + 4kTR2 + 4kTR3 \left(\frac{R1+R2}{R1} \right)^2] df}$$

$$E_{RCK} = \sqrt{\int [4kTR2 \frac{R1+R2}{R1} + 4kTR3 \left(\frac{R1+R2}{R1} \right)^2] df}$$

Иногда необходимо знать шум резисторов, пересчитанный ко входу исследуемой цепи — $E_{\text{вх.РСК}}$. Для этого выходной шум должен быть разделен на усиление шума в цепи:

$$A_{\text{ш}} = \frac{R1+R2}{R1} \quad (13)$$

$$E_{\text{вРСК}}^2 = \left(\frac{E_{\text{РСК}}}{A_{\text{ш}}} \right)^2 = \int \frac{4kTR2 \frac{R1+R2}{R1} + 4kTR3 \left(\frac{R1+R2}{R1} \right)^2}{\left(\frac{R1+R2}{R1} \right)^2} df = \int 4kT \left(\frac{R1R2}{R1+R2} + R3 \right) df \quad (14)$$

Обычно $R3$ выбирают таким, чтобы он был равен параллельной комбинации $R1$ и $R2$. Это необходимо для минимизации напряжения смещения из-за входного тока смещения операционного усилителя. Если это сделано, то формула упрощается:

$$E_{\text{вРСК}}^2 = \sqrt{8kTR3df}, \quad (15)$$

$$\text{где } R3 = \frac{R1R2}{R1+R2}.$$

Теперь рассмотрим источники шума, связанные с ОУ непосредственно. Результаты анализа, производимые по аналогии с предыдущим, показаны на рис. 14–16.

Просуммируем источники шума операционного усилителя, чтобы получить формулу для напряжения выходного шума цепи $E_{\text{оуск}}$:

$$E_{\text{оуск}} = \sqrt{(E_{\text{ш}}^2 + E_{\text{шп}}^2 + E_{\text{шн}}^2)}. \quad (16)$$

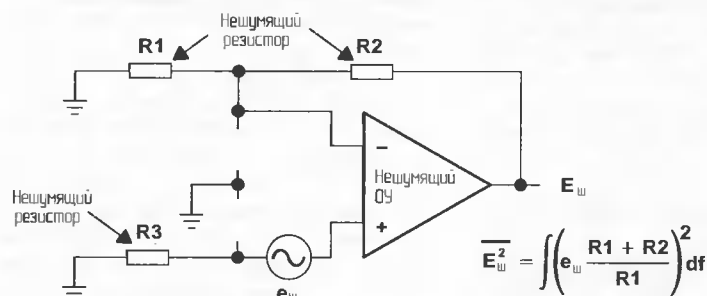


Рис. 14

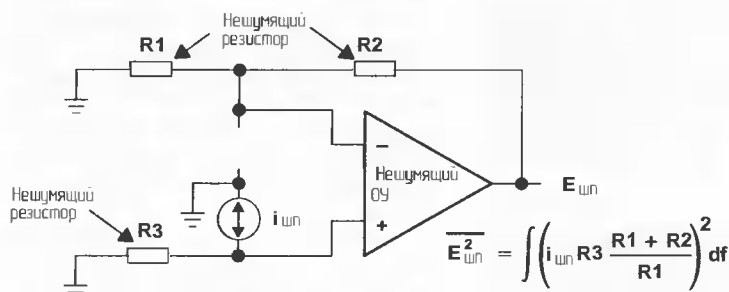


Рис. 15

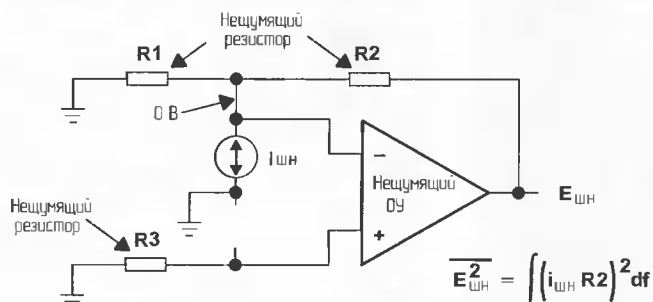


Рис. 16

$$E_{\text{оуск}} = \sqrt{\int [(i_{\text{шп}} R2)^2 + (i_{\text{шп}} R3 \frac{R1+R2}{R1})^2 + (e_{\text{ш}} \frac{R1+R2}{R1})^2] df}.$$

Теперь объединим шум резисторов и шум ОУ, чтобы получить общее среднеквадратичное значение напряжения шума, $E_{\text{ТСК}}$:

$$E_{\text{ТСК}} = \sqrt{\int [4kTR2 \frac{R1+R2}{R1} + 4kTR3 \left(\frac{R1+R2}{R1} \right)^2 + (i_{\text{шп}} R2)^2 + (i_{\text{шп}} R3 \frac{R1+R2}{R1})^2 + (e_{\text{ш}} \frac{R1+R2}{R1})^2] df}. \quad (17)$$

Последнее, что осталось сделать, это взять интеграл. Большинство членов — константы, и они могут быть вынесены из под знака интеграла. Резисторы и связанный с ними шум постоянен по частоте, так что первые два члена будут константы. Последние три члена содержат шум, отнесенный к входу ОУ. Напряжение и ток пересчитаны на вход и содержат шум ОУ, фликер-шум, дробовой шум и тепловой шум. Это означает, что они должны быть определены как комбинация белого шума и шума $1/f$. Используя формулу (9) и табл. 1, определим выходной шум:

$$E_{\text{ТСК}} = \sqrt{\text{ЭШП}(4kTR2A + 4kTR3A^2) + i_{\text{ш}}^2(R2^2 + R3^2A^2) \times (f_{\text{шп}} \ln \frac{f_{\text{в}}}{f_{\text{н}}} + \text{ЭШП}) + e_{\text{ш}}^2 A^2 (f_{\text{шп}} \ln \frac{f_{\text{в}}}{f_{\text{н}}} + \text{ЭШП})},$$

где $A = (R1+R2)/R1$, $i_{\text{ш}}$ — ток белого шума из технических требований на ОУ (спектральная плотность $A/\sqrt{\text{Гц}}$), $f_{\text{шп}}$ — угловая частота шумового тока, $e_{\text{ш}}$ — напряжение белого шума по техническим требованиям (спектральная плотность $V/\sqrt{\text{Гц}}$), $f_{\text{шп}}$ — угловая частота шумового напряжения, ЭШП определяется частотными характеристиками цепи, $f_{\text{в}}/f_{\text{н}}$ установлены в соответствии с ENB.

Входные шумовые токи операционных усилителей КМОП обычно настолько малы, что во входном шуме доминирует напряжение. Тогда члены, умноженные на $i_{\text{ш}}$, можно при вычислениях не учитывать. Поскольку ток смещения тоже очень низок, нет никакой необходимости использовать для его компенсации резистор $R3$, его мы удалим из схемы и примем за 0 при вычислениях. С этими допущениями приведенная выше формула значительно упрощается:

$$E_{\text{ТСК}} = \sqrt{\text{ЭШП } 4kTR2A + e_{\text{ш}}^2 A^2 (f_{\text{шп}} \ln \frac{f_{\text{в}}}{f_{\text{н}}} + \text{ЭШП})}. \quad (22)$$

Окончание следует

Олег Петраков,
<http://pspicelib.narod.ru>

Редакция журнала «Схемотехника»

приглашает авторов к сотрудничеству

По всем вопросам обращаться:

e-mail: editor@dian.ru

тел./факс (095)285-17-75

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

Гонорары выплачиваются авторам, проживающим на территории СНГ.

(Продолжение. Начало — № 5/2003)

Компьютерное схемотехническое моделирование электронных устройств

В предыдущих статьях было описано построение простейших моделей цепей переменного тока и анализ их поведения во временной области средствами программ Electronics Workbench (EWB) и Micro-Cap (MC).

Ниже рассматривается моделирование подобных цепей в частотной области.

Моделирование колебательных цепей в частотной области

В электронике и радиотехнике широкое применение находят различные цепи, которые состоят из индуктивных и емкостных элементов, обменивающихся энергией между собой и с внешним источником, обуславливая колебательный характер электромагнитных процессов.

Описание поведения подобных цепей на частотном «языке» (в частотной области), где аргументом является частота, для радиоинженеров столь же естественно, как и описание на временном «языке» (во временной области), где аргументом является время. Ведь частота и время — две обратно пропорциональные величины, они как близнецы-братья. Радиоинженер свободно использует тот или иной язык в зависимости от того, какие свойства цепи рассматриваются, и легко переходит с одного языка на другой. Так, если рассматриваются вопросы фильтрации, то сигналы представляются в виде спектров, то есть зависимостей амплитуды входящих в них гармоник от частоты. В свою очередь, фильтрующая цепь также описывается на частотном языке через зависимость коэффициента передачи по напряжению (отношение напряжения выходного сигнала к напряжению на входе) от частоты. На частотном языке становится понятно, что фильтр как четырехполюсник может иметь различные по характеру пропускания полосы (диапазоны) частот. В одних сигнал проходит с малым затуханием — это полосы пропускания (прозрачности). В других, наоборот, сигнал сильно затухает — это полосы загараждения (непрозрачности). Подобная зависимость носит название амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Оптическая аналогия здесь очевидна, так как вся физическая оптика и построена на использовании именно частотного языка и там он даже более естественен, чем временной. Зная спектр входного сигнала и АЧХ фильтра можно судить о том, каков будет сигнал на выходе, и подобрать фильтр с такой АЧХ, чтобы, скажем, в выходном сигнале отсутствовала помеха на определенной частоте.

Для обратного перехода с частотного языка на временной необходимо еще знать как изменяется фаза сигнала после прохождения через цепь, то есть так называемую фазочастотную характеристику (ФЧХ). Соответственно для сигналов рассматривают также не только спектр амплитуд, но и спектр фаз, правда, первый, как несущий информацию об энергии, более употребителен.

Начнем с описания примеров моделирования простейших колебательных контуров в частотной области.

Моделирование колебательных контуров

Моделирование в программе EWB

Пусть исходными двухполюсниками будут индуктивный и емкостной элементы. Соединяя их двумя возможными способами, получаем два колебательных контура: последовательный (рис. 34) и параллельный (рис. 35). Исследуем их частотные характеристики.

В программе EWB для получения АЧХ и ФЧХ можно воспользоваться специальным прибором — Боде-плоттером (Bode Plotter), названным по имени автора, американского радиоинженера Г. Боде (не путайте с французским изобретателем буквопечатающего телеграфного аппарата Ж. М. Э. Бодо, по имени которого назван аппарат и единица скорости передачи сигналов «Бод»). Боде-плоттер находится в разделе Instruments.

Соберем схему согласно рис. 34. Исследуемый контур L1C1 подключен к генератору E1, в качестве которого при-

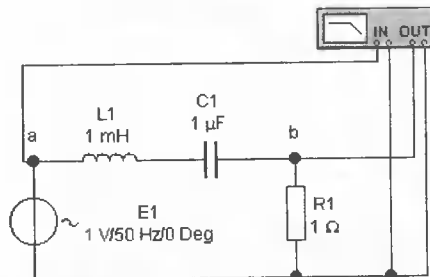


Рис. 34

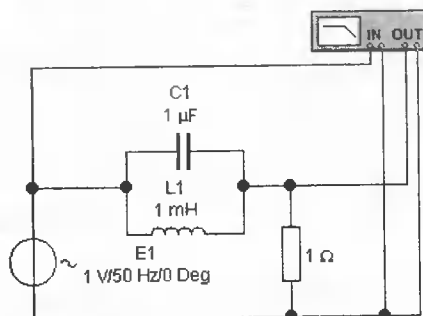


Рис. 35

нимается любой источник переменного напряжения. При реальном эксперименте и снятии частотных характеристик вручную «проходят» по частоте, изменяя частоту выходного сигнала от специального сигнал-генератора, или используют специальный генератор качающейся частоты. В виртуальном эксперименте эти операции решаются программным путем. Боде-плоттер выбирается по пиктограмме

в группе Instruments (инструменты). Вход плоттера IN на условном графическом изображении прибора надо соединить со входом контура, а его выход OUT — с источником выходного сигнала (с подсобного измерительного резистора R1, вносящего небольшие потери).

Для получения частотных характеристик после сборки схемы необходимо вызвать изображение лицевой панели, дважды щелкнув ЛКМ по условному графическому изображению прибора. По умолчанию в появившемся полном изображении лицевой панели прибора (рис. 36) кнопки Magnitude (амплитуда) и Log (логарифмический масштаб) находятся в «утопленном» положении; для наблюдения АЧХ надо лишь в вертикальной и горизонтальной развертках произвести установки диапазонов моделирования по амплитуде. Для этого указываются ее значения — начальное F и конечное I. После этого можно нажать на кнопку, включающую моделирование. Далее для наблюдения ФЧХ надо «утопить» кнопку Phase (фаза) и аналогично предыдущему установить начальное F и конечное I значение фазы, а затем повторно включить моделирование. В результате на экране виртуального схемного прибора получаем вначале АЧХ, а затем ФЧХ (рис. 37). Для проведения количественных измерений на этих графиках можно воспользоваться вертикальной визирной линией, перемещаемой из левой части экрана курсором или кнопками с изображением стрелок, находящимися на лицевой панели виртуального схемного Боде-плоттера. Соответствующие отсчеты в цифровой форме для точки пересечения визира с линией графика возникают в нижних окошках лицевой панели прибора (рис. 36, 37).

Программа EWB позволяет получить частотные характеристики, сведенные на один экран. Для этого после установки диапазонов и проведения моделирования надо нажать на пиктограмму Display Graphs (график на дисплее). В результате получатся графики резонансной АЧХ (рис. 38), где Gain — коэффициент усиления, выраженный в децибелах, и ФЧХ, где Phase — фазовый угол, выраженный в градусах (Degrees). В верхней части панели Analysis Graphs имеется набор инструментов для редактирования полученных графиков.

Соединив катушку и конденсатор по-другому, получим параллельный контур

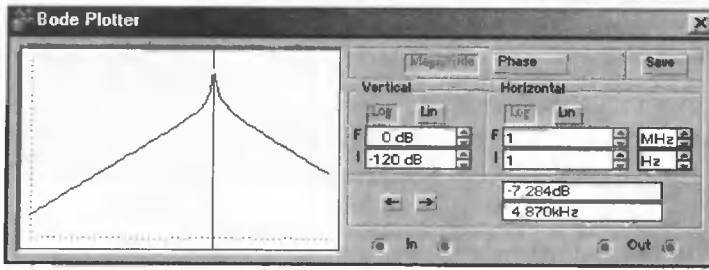


Рис. 36

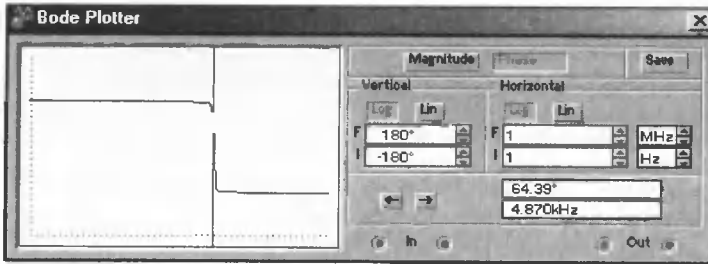


Рис. 37

(рис. 35). Дадим команды на моделирование аналогично предыдущему случаю и получим АЧХ и ФЧХ (рис. 39), обратные предыдущим (рис. 38).

Моделирование в программе МС

Проведем аналогичные исследования простейших колебательных контуров в программе МС.

Соберем схему согласно рис. 40. В качестве генератора E1, как и в предыдущем случае, принимается любой источник переменного напряжения, а емкость контура (для разнообразия) увеличим в 10 раз, так что его резонансная частота уменьшится примерно втрое. Для исследования частотных характеристик входим в режим Analysis (анализ) и выбираем в выпадающем меню AC, т. е. Alternate Current (переменный ток). В появившемся окне AC Analysis Limits (границы анализа по переменному току) делаем установки опций в соответствии с рис. 41. Основное отличие от анализа во временной области заключается здесь в выборе аргумента: теперь это не время T (от Time), а частота F (от Frequency). Эта величина

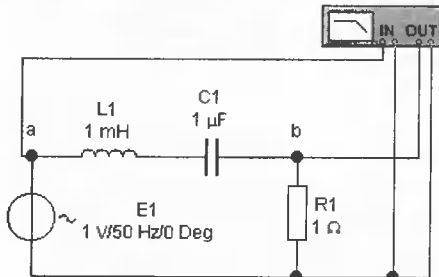


Рис. 38

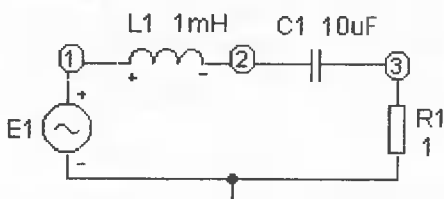


Рис. 40

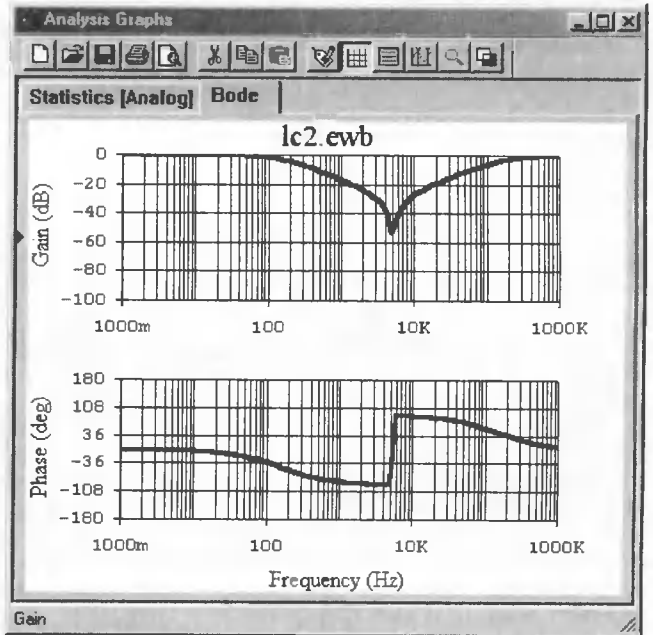


Рис. 39

на является аргументом и по ней происходит развертка соответствующих осциллограмм на Бode-плоттере и графиков в данном случае. Поэтому в соответствующем окошке на рис. 41 под X Expression надо напечатать F. Для количественной оценки резонансных систем вводят их добротность, равную отношению энергии, запасаемой в индуктивном или емкостном элементах, к энергии, рассеиваемой за один период свободных колебаний. Рассмотрим влияние изменения R1 от 0,1 до 1 Ом на добротность, задав здесь же построение графиков в пошаговом режиме. Для этого вызовем окно Stepping и сделаем в нем соответствующие установки

(рис. 42). Включив режим моделирования нажатием на кнопку Run, получаем АЧХ и ФЧХ (рис. 43), аналогичные рис. 36—38, но для двух разных активных сопротивлений и, следовательно, значений добротности Q1 и Q2. Добротность можно найти графически по ширине АЧХ по обе стороны F0 на уровне 0,707 от амплитуды или рассчитать по формуле $Q = 2\pi F_0 L/R$. В данном случае при $L = 1$ мГн и $R = 0,1$ Ом, $Q_1 = 100$, если же сопротивление увеличить в 10 раз, то добротность уменьшится в 10 раз ($Q_2 = 10$).

Совет (МС). Обратите внимание на численные установки в окне частотного анализа (рис. 41). Frequency Range

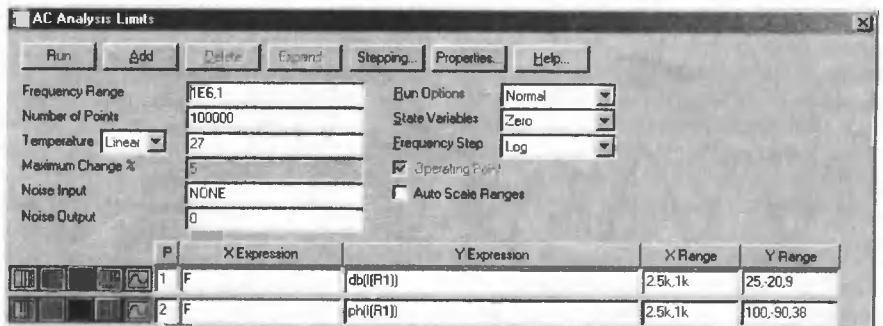


Рис. 41

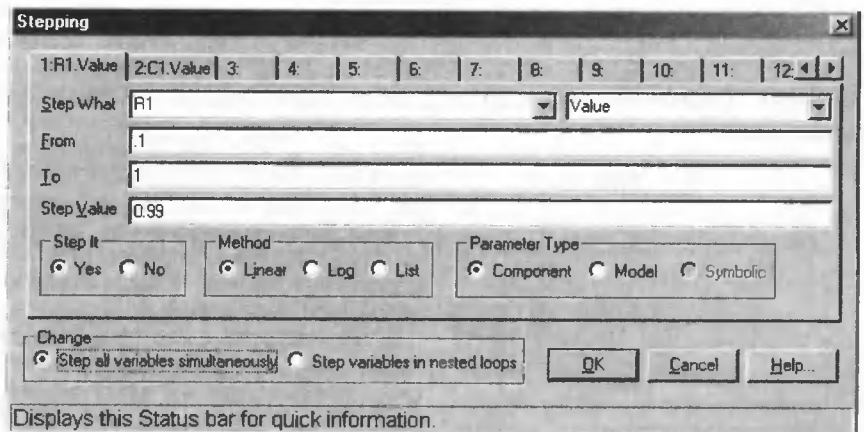


Рис. 42

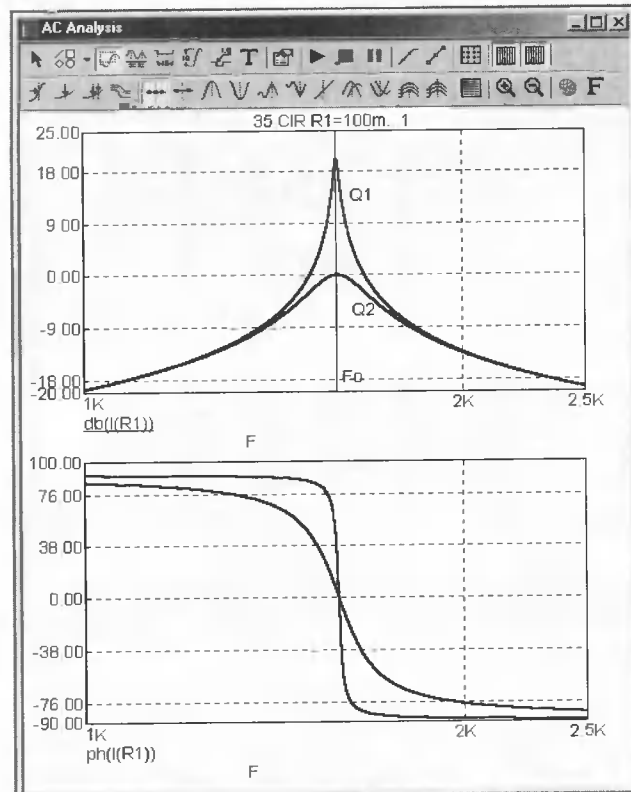


Рис. 43

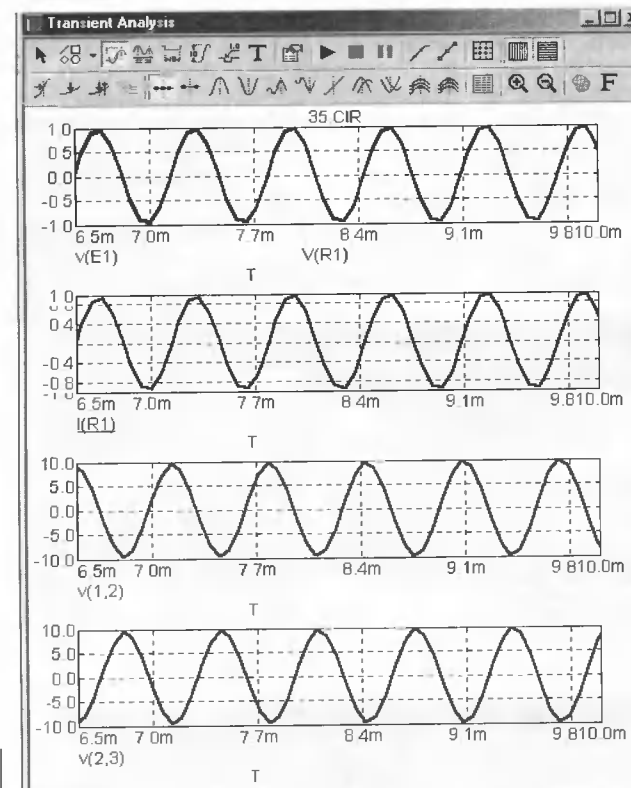


Рис. 45

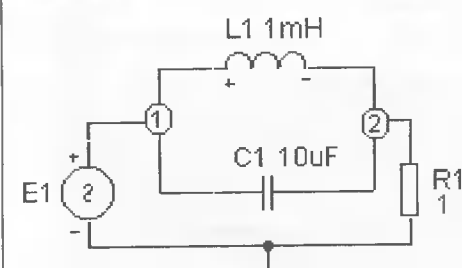


Рис. 46

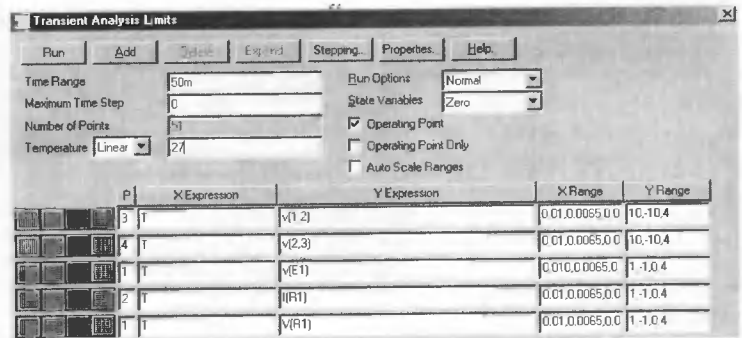


Рис. 44

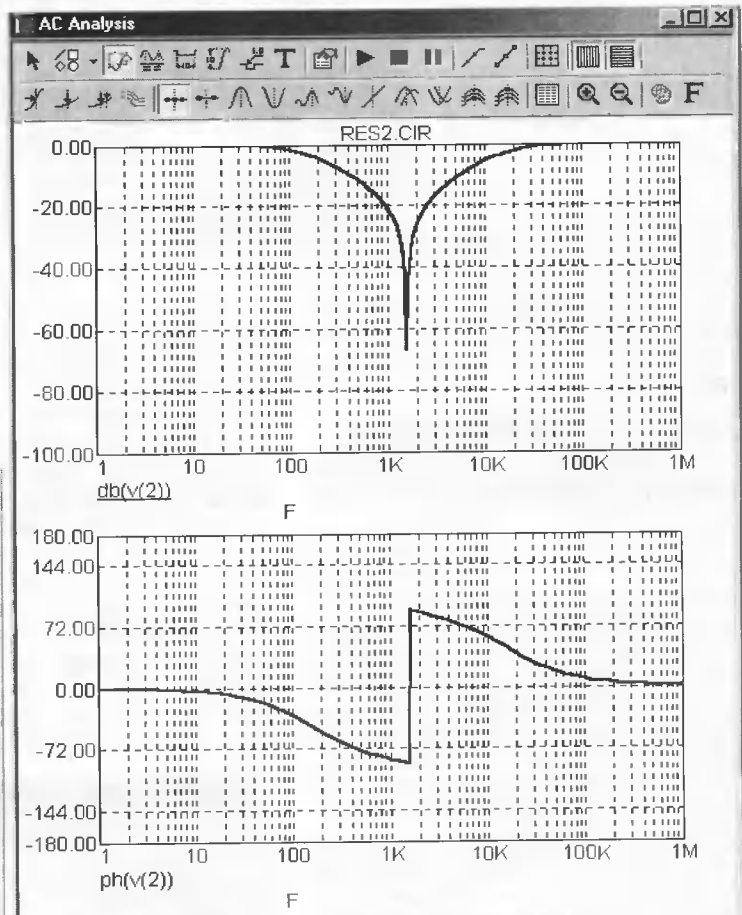


Рис. 47

(диапазон частот) имеет формат: «верхняя граница, нижняя граница». Number of Points (число точек) выбирается в зависимости от того, как взят шаг по частоте (Frequency Step). Если графики получаются в виде отрезков ломанных прямых линий, это свидетельствует о явно малом числе точек и его надо увеличить, перейдя к опции Log (логарифм) и подбирая экспериментально. Диапазоны изменения переменных вначале можно определить в автоматическом режиме (Auto), а затем подобрать по виду графика.

Дополним теперь частотный анализ временным, исследовав поведение последовательного контура в режиме резонанса. Воспользовавшись АЧХ или по параметрам (индуктивности $L = 1$ мГн и емкости $C = 10$ мкФ) контура и по фор-

муле $F_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$, найдем резонансную частоту $F_0 \approx 1,6$ кГц. Установим в модели источника переменного напряжения E1, возбуждающего контур (рис. 40), эту частоту. Зададим режимы моделирования переходных процессов согласно рис. 44 и, включив моделирование, получим осциллограммы на рис. 45. Из полученных осциллограмм видно, что напряжения на источнике V(E1) и на резистивном элементе V(R1) совпадают, а ток в резистивном элементе I(R1) совпадает с этими напряжениями по фазе. Сдвиг фаз между током, протекающим в контуре, и питающим напряжением равен нулю (см. также ФЧХ на рис. 43). Напряжения на реактивных элементах — индуктивном V(1,2) и емкостном V(2,3) — по амплитуде значительно превосходят напряжение источника и находятся в противофазе. Поэтому данный случай и носит название «резонанс напряжений».

От последовательного контура переходим к параллельному (рис. 46). Про-

водим анализ на переменном токе (АС) и получаем АЧХ и ФЧХ (рис. 47), аналогичные рис. 39. Если дополнительно аналогично предыдущему провести более детальные исследования в режиме Transient (переходный режим), то в дан-

ном случае можно обнаружить, что на резонансной частоте полный ток $I(E1)$ стремится к минимуму, а токи в параллельных ветвях находятся в противофазе. Поэтому данный случай носит название «резонанс токов».

Сменное жало для паяльника

Паяльник SL-I от паяльных станций SL-10, 20, 30 имеет сменные жала различной формы, которые можно купить в магазине «Чип&Дип». Эти жала подходят и для паяльников FMB и BU с напряжением питания 220 В. Все жала выполнены из меди и имеют неогорающее никелевое покрытие. В радиолюбительских конференциях в Интернете неоднократно обсуждался вопрос о

том, насколько удобно паять жалом с покрытием. Были мнения и за, и против. По-видимому, никакого общего ответа в данном вопросе быть не должно. Да, паять никелированным жалом непривычно. Паяльник обязательно должен иметь регулятор температуры. Но если речь идет об однотипных деталях, массовом производстве, хорошо, конечно, никелированное жало может оказаться удобнее, чем медное. Например, если речь идет о платах с элементами поверхностного монтажа, которые «поставлены» на паяльную пасту. Но в повседневной практике радиолюбителя или профессионального разработчика «поточный» монтаж встречается редко, чаще встречается большое разнообразие одновременно используемых элементов, с выводами и без выводов, маленьких или массивных. Вот тут, по мнению автора заметки, еще не придумана замена традиционному медному жалю. В заметке описана переделка жала с в традиционное. Собственно, описывать тут нечего, весь процесс переделки показан на рис. 1. Для изготовления сменных медных жал-шпилек используется обычный медный изолированный (ПВХ) провод диаметром 4 мм. Таким проводом обычно прокладывают отдельные шины заземления. Фторопластовая лента — бытовая

дается в хозяйственных магазинах, или пленка из конденсаторов ФТ. Температура плавления для фторопласта-4 равна 327 °С, термического разложения > 415 °С, так что не стоит греть паяльник выше 400 °С, а до этой температуры все будет в порядке. Честно говоря, автор не ожидал, что «маленькая хитрость» с фторопластом окажется настолько эффективной. Сменное жало ввинчивается и вывинчивается без каких-либо затруднений. Как нарезал пару лет назад резьбу в одном жале, так до сих пор им и пользуюсь, только вставки меняю. И резьба практически в первоначальном состоянии. Утолщение из нескольких слоев фторопластовой ленты защищает срез основного жала, где в результате модернизации появляется открытая медь.

Для паяльника SL-I с встроенной термопарой можно порекомендовать еще одну мелкую доработку. Есть предположение, что изначально в разработке было заложено изготовление жала с ровным торцом, и этот торец должен был плотно прижиматься к задней стенке нагревательного элемента. В продаваемых паяльниках и жалах все не так. Торец у жал неровный и его длины не хватает. Но можно подложить под жало небольшой кусочек мягкой металлической фольги (см. рис. 1). При установке жала и затягивании гайки крепления фольга сомнется и обеспечит хороший дополнительный тепловой контакт торца жала и задней стенки нагревателя. А следствием будет уменьшение в полтора-два раза амплитуды колебаний температуры жала паяльника при использовании двухпозиционного регулятора. По-видимому, где-то в том районе нагревателя находится встроенная термопара, впрочем автор этого не утверждает, поскольку нагревательный элемент не разбирал.

Олег Федоров,
editor@dian.ru

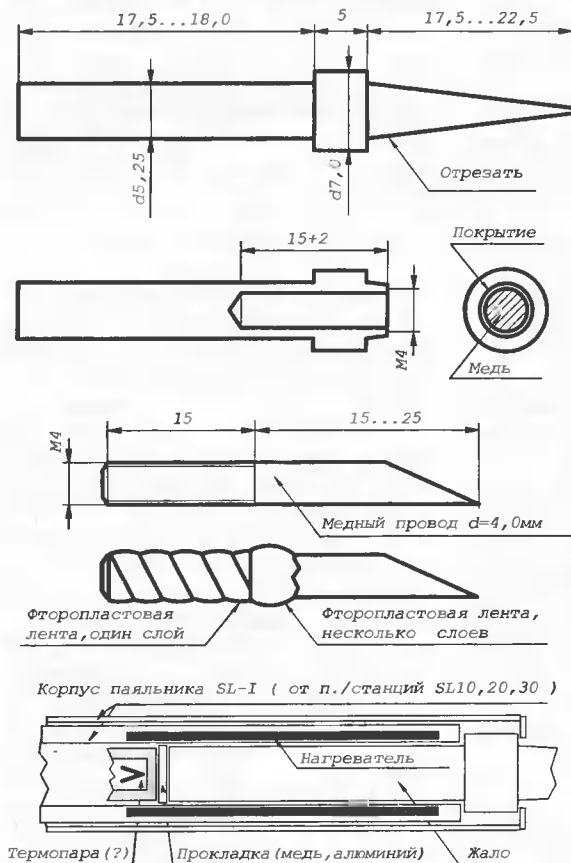


Рис. 1

Компания «Макро Тим» в рамках выставки «ЭЛЕКТРОНИКА. Компоненты, оборудование, технологии» объявляет о проведении семинара для технических специалистов по новым компонентам производства фирмы CML Micro LTD.

Тема семинара: «Компоненты для беспроводной и проводной передачи данных, используемые в оконечном оборудовании».

В ходе семинара будут рассмотрены новые и уже хорошо известные модемы, голосовые кодеки, микросхемы для определения абонентской сигнализации, приемопередатчики для аналоговой телефонии, микросхемы для тарификации, аудиопроцессоры для таких применений как:

- электронные точки продаж;
- системы удаленного контроля и сбора информации;
- радиостанции;
- таксофоны.

Семинар намечен на 4 сентября 2003 г. Время и место проведения: 14.30, «Центральный Дом художника» (расположен на Крымской набережной, д. 10, ближайшие станции метро «Парк культуры» и «Октябрьская»).

Регулятор скважности включения нагрузки

Во многих случаях управление нагрузкой производится путем изменения скважности импульсов, питающих ее. В данной статье автор предлагает свой вариант температурно-зависимого регулятора скважности, который может найти применение в самых разных случаях.

Первоначальный вариант регулятора разрабатывался для замены вышедшего из строя штатного регулятора холостого хода автомобиля AUDI, но может использоваться и в других системах автоматики.

Следует сделать небольшое отступление, поясняющее принцип работы регулятора холостого хода. В момент пуска двигателя, если он холодный, требуется несколько большая подача топлива, следовательно, клапан автоматической регулировки требуется открыть в большей степени. С прогревом частота вращения начинает увеличиваться, следовательно, следует уменьшить подачу топлива. Поскольку клапан имеет всего два состояния (он либо открыт, либо закрыт), то регулировку подачи топлива следует производить, регулируя длительность открытого состояния клапана. Другими словами, на клапан подается импульсное напряжение, с длительностью импульсов и производится регулировка холостого хода. Частота импульсов может составлять 20...40 Гц, длительность регулируется от полностью открытого клапана (на выходе устройства практически напряжение питания) до полностью закрытого (на выходе устройства 0 В).

С небольшими изменениями этот же узел использовался для управления электроклапаном, регулирующим температуру охлаждающего элемента в аппарате для приготовления дистиллированной воды. При этом в качестве нагрузки узла использовалась обмотка реле, контакты которого подавали напряжение на электроклапан.

Принципиальная схема устройства приведена на рис. 1, печатная плата не разрабатывалась, поскольку регулятор собирался навесным способом и заливался эпоксидным клеем.

Питание устройства производится от бортовой сети автомобиля, напряжение стабилизируется интегральным стабилизатором DA1. На микросхеме DA2 выполнен генератор пилообразного напряжения, на DA3 — линейный усилитель, на DA4 — компаратор, на транзисторах VT1, VT2 — усилитель мощности.

Резисторами R1, R2 задается напряжение, равное половине напряжения питания, оно поступает на неинвертирующий вход операционного усилителя DA2. На него же через резисторы R3, R4 подается положительная обратная связь с выхода ОУ. На конденсаторе C3, резисторе R5, диоде VD2 выполнена интегрирующая цепочка. При подаче напряжения питания на инвертирующем

входе ОУ DA2 (вывод 2) напряжение будет равно нулю, так как конденсатор C3 полностью разряжен. Поскольку на выводе 3 будет половина напряжения питания (примерно 4,5 В), то на выходе ОУ появится напряжение, близкое к напряжению питания, что в свою очередь, через резисторы R3, R4 увеличит напряжение на выводе 3 DA2. Конденсатор C3 начнет заряжаться через резистор R5 и напряжение на выводе 2 будет линейно увеличиваться. Как только оно достигнет уровня на выводе 3, ОУ DA2 сменит напряжение на выходе на близкое к нулю. В этот момент на выводе 3 напряжение несколько уменьшится, а конденсатор C3 начнет очень быстро разряжаться через диод VD2. Как только напряжение на нем станет меньше, чем на выводе 3, на выходе ОУ DA2 снова появится напряжение, близкое к напряжению питания. Таким образом, процессы зарядки-разрядки C3 будут повторяться, а на выводе 2 будет сформировано пилообразное напряжение. Резистором R4 устанавливается амплитуда пилообразного напряжения, он также влияет на линейность сигнала, поэтому чрезмерно увеличивать амплитуду не следует. Размах сигнала не должен превышать 0,5 В.

Пилообразное напряжение через резистор R6 поступает на вход линейного усилителя, выполненного на ОУ DA3. Этот усилитель имеет регулируемый коэффициент усиления, что позволяет получить «пилу» довольно большой амплитуды, и, соответственно, увеличить диапазон скважности выходного сигнала. Коэффициент усиления зависит от положения движка резистора

R8 — при перемещении движка по схеме влево он будет увеличиваться, следовательно, будет увеличиваться и амплитуда пилообразного напряжения.

Усиленное пилообразное напряжение подается на компаратор DA4, сравнивающий его с напряжением, задаваемым делителем R10—R12. В момент времени, когда напряжение пилообразной формы равно своему минимальному значению, на выводе 2 DA4 напряжение будет много меньше, чем на выводе 3, следовательно, на выходе появится сигнал, близкий к напряжению питания. Это напряжение через токоограничивающий резистор R13 откроет транзистор VT1, который, в свою очередь, откроет транзистор VT2 и в нагрузку потечет ток. По мере того, как напряжение на выводе 2 будет увеличиваться, на выводе DA4 будет сохраняться напряжение, близкое к напряжению питания ОУ, но, как только «пила» превысит напряжение на выводе 3, станет близким к нулю. Через переход база-эмиттер транзистора VT1 перестанет течь ток, и он закроется, соответственно закроется транзистор VT2 и нагрузка будет обесточена. Поскольку нагрузка является индуктивной, при резком снятии напряжения возникнет напряжение самоиндукции противоположной полярности, которое, в свою очередь, может вывести из строя транзистор VT2. Чтобы этого не произошло, в коллекторную цепь VT2 включен диод VD3, который замыкает на себя ток самоиндукции.

В случае, когда напряжение на выводе 3 ОУ DA4 равно половине напряжения питания, на выходе ОУ будут формироваться импульсы со скважностью 2, т. е. длительность включенного состояния нагрузки равна длительности ее выключенного состояния. При повышении температуры сопротивление R12 уменьшается, следовательно уменьшается и напряжение на выводе 3 ОУ DA4, вследствие этого относительная длительность включения нагрузки также уменьшается. Как только температура увеличится настолько, что напряжение на 3 выводе DA4 станет меньше, чем минимальное значение «пилы», на вы-

ходе DA4 перестанут появляться импульсы и установится напряжение, близкое к нулю. Транзисторы VT1, VT2 будут закрыты, соответственно будет закрыт и электроклапан.

При достаточно низкой температуре напряжение на выводе 3 будет больше, чем максимальное значение пилообразного напряжения, следовательно, на выводе 6 DA4 будет максимально возможное напряжение, транзисторы откроются и полностью откроют электроклапан.

В случае необходимости ограничения подачи топлива можно

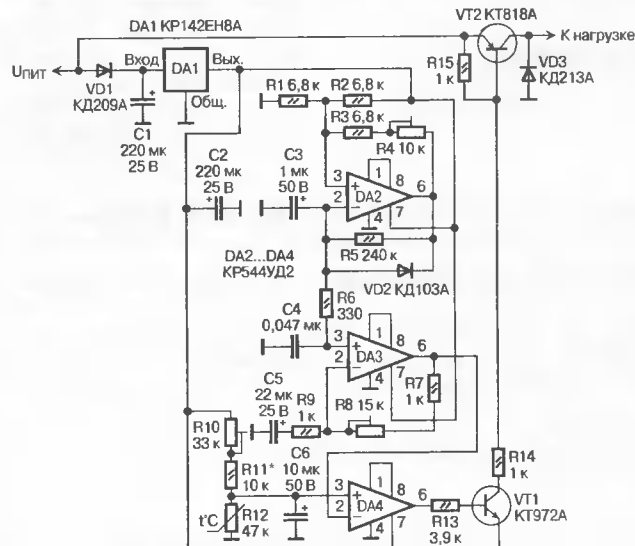


Рис. 1

ввести узел, схема которого приведена на рис. 2. Он представляет собой регулируемый ограничитель напряжения. В случае, когда температура будет достаточно высокой, диод VD5 будет закрыт и узел не будет влиять на работу устройства в целом. При низких температурах напряжение на выводе 3 DA4 превысит напряжение, задаваемое подстроечным резистором R17, диод VD5 откроется и не даст увеличиваться напряжению на выводе 3 DA4. Таким образом, напряжение на выводе 3 DA4 не достигнет максимального значения «пики» и на выходе компаратора DA4 будут формироваться импульсы с максимально допустимым коэффициентом заполнения.

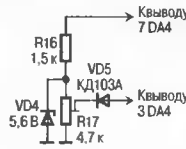


Рис. 2

При питании устройства от сети подойдет любой сетевой трансформатор с мощностью 10...15 Вт и выходным напряжением вторичной обмотки 12...14 В. Выпрямленное напряжение следует сгладить электролитическим конденсатором емкостью не менее 470 мкФ и рабочим напряжением не менее 25 В.

При использовании для управления охлаждением дистиллятора следует в коллекторную цепь транзистора VT2

включить реле. Контакты реле (нормально замкнутые) должны выдерживать ток в 2,5...3 раза больший, чем потребляет электроклапан, регулирующий подачу водопроводной воды. Емкость конденсатора C3 следует увеличить до 47...100 мкФ, чтобы уменьшить частоту генератора пилообразного напряжения, поскольку слишком быстрая коммутация питания клапана вызовет быстрый износ контактов реле. Еще большее увеличение емкости C3 нежелательно, поскольку уже начнут сказываться токи утечки электролитического конденсатора и будет нарушена устойчивость работы генератора.

Михаил Майоров,
misham69@list.ru

Квартирный звонок на KP1008BЖ4

В различной радиолюбительской литературе уже были опубликованы описания простых домашних звонков, собранных с применением отечественных и импортных специализированных микросхем вызывных устройств для телефонии. Используя в таких конструкциях указанную в заголовке статьи микросхему не составит большого труда построить звонок с трехтональным звучанием и ступенчатым нарастанием уровня громкости.

Микросхема KP1008BЖ4, структурная схема которой дана на рис. 1 [1], применяется в промышленных и радиолюбительских разработках уже более десяти лет. Однако далеко не всегда используются все ее возможности, а именно, режим ступенчатого нарастания уровня громкости. Кроме того, в этой микросхеме реализован выбор чередования коэффициентов деления частоты тонального генератора, что позволяет сделать звучание такого звонка непохожим на трели близко расположенных телефонных аппаратов.

Принципиальная схема устройства показана на рис. 2. При замыкании контактов кнопки SA1 сетевое напряжение пе-

ременного тока 220 В поступает для выпрямления на диодный мост VD2. Конденсатор C1 — гасящий, резистор R1 уменьшает броски тока через диодный мост, светодиоды и стабилизатор амплитуды выпрямленного напряжения на VD3, R5, VT1. При первом нажатии звонковой кнопки сигналы на выходах L1, L2 DA1 синфазны, следовательно, такими они будут и на выходах микросхемы DD1, которая в этой конструкции используется как мостовой усилитель мощности. Наличие цепочки из резисторов R11, R12 и конденсатора C8 создает разность напряжений на первичной обмотке согласующего трансформатора T1, что позволяет звонку работать с минимальной громко-

стью, уровень которой задается подстроечным резистором R12. При втором нажатии на кнопку SA1 сигнал присутствует только на выходе L2 микросхемы DA1. Громкость звука повышается. При третьем и последующих замыканиях контактов SA1 сигналы на обоих выходах микросхемы DA1 будут противофазны, что обеспечит максимальную громкость работы звонка. Если время между двумя последовательными замыканиями SA1 составит более одной минуты, счетчик числа поступивших звонков сбросится и при последующем нажатии на SA1 звонок вновь заработает с минимальной громкостью. От параметров R8, C5 зависит тональность работы звонка, а от R7, C4 — частота смены тональности.

Звонок работает лишь при наличии высокого уровня на входе счета и разрешения запуска — BC (вывод 11) DA1. Диод VD5 уменьшает напряжение, поступающее на этот вход, предотвращая свойственное КМОП-микросхемам «защелкивание» ключей KP1008BЖ4, которое неизбежно приводит к ее выходу из строя. Время, в течение которого микросхема помнит число поступивших звонков, зависит от емкости конденсатора C6,



Рис. 1

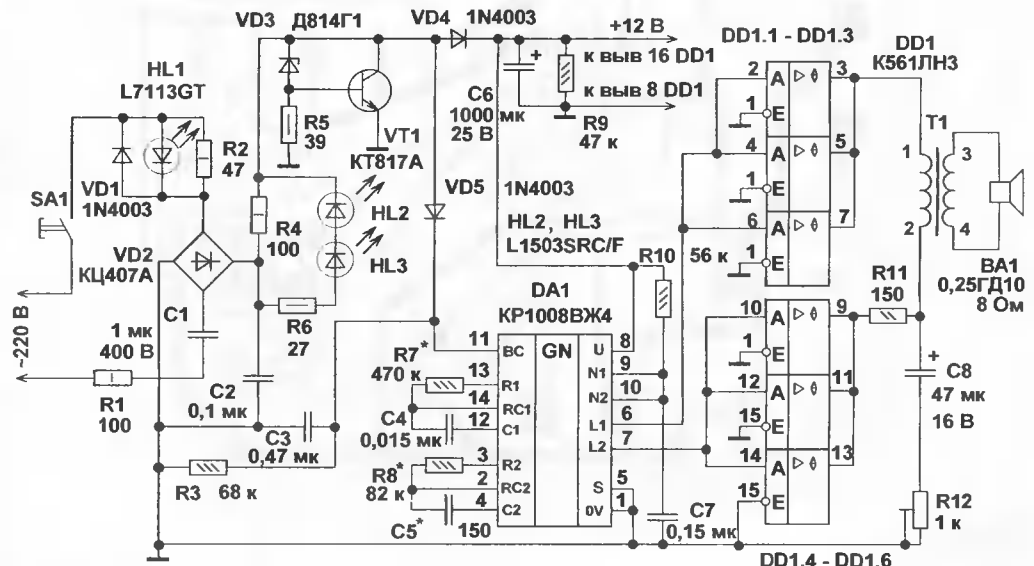


Рис. 2

которая не должна быть менее указанной на принципиальной схеме, и от сопротивления разрядного резистора R9.

Если управляющий вход N1 (вывод 9) DA1 подключить к общему проводу, микросхема будет генерировать двутонный сигнал с коэффициентами деления опорной частоты тонального генератора 20/24 вместо трехтонального с порядком следования коэффициентов 20/30/34. Если вход S (вывод 5) отключить от общего провода и подключить к выводу 8 DA1, то звонок будет работать с максимальной громкостью уже при первом нажатии кнопки вызова. Однако в этом варианте применение микросхемы КР1008ВЖ4 не рационально, так как существует большое семейство микросхем, работающих в таком режиме, например, КР1064ПП1.

Так как при первом и втором нажатии на кнопку вызова звонок работает с пониженной громкостью, то, чтобы ваши гости не подумали, что звонок не работает вовсе или по каким-то причинам отключен, в кнопку вмонтирован узел индикации на светодиоде HL1, который светит при замыкании контактов SA1. Два суперярких светодиода HL2, HL3 красного цвета свечения зажигаются при звонках, информируя своим свечением о долгожданных гостях за дверями вашего дома. Разумеется, что вспышки этих светодиодов будут заметны лишь в затемненной комнате или если на них смотреть непосредственно. При наличии в семье слабослышащих людей или если динамическая головка звонка будет отключаться дополнительно установленной в первичную обмотку трансформатора кнопкой, следует использовать узел световой индикации на лампе накаливания мощностью 60...150 Вт, управляемой, например, с помощью мощного высоковольт-

ного оптосимистора, светодиод которого включен вместо одного из светодиодов HL2 или HL3.

В конструкции можно использовать постоянные резисторы C1-4, C2-23, МЛТ, ОМЛТ. При этом R1 желательно установить невосгораемый типа P1-7, P1-25. Подстроечный R12 — любой малогабаритный. Конденсатор C1 — полиэтилентерефталатный K73-17, K73-24в на напряжение не менее 400 В. Параллельно его выводам можно подключить резистор сопротивлением 2 МОм для разрядки этого конденсатора при разомкнутых контактах кнопки. Остальные неполярные конденсаторы — K10-17, КМ-5, КМ-6, оксидные — любые аналоги K50-35. Дiodы 1N4003 в данной конструкции заменимы на любые из серий 1N4001—1N4007, КД208, КД209, КД221, КД243. Вместо указанного на схеме диодного моста VD2 можно использовать КЦ422Г, DB104—DB107, RB154—RB157, W04M—W10M. Стабилитрон VD3 можно заменить на любой маломощный с напряжением стабилизации 10...12 В, например, КС207Б, КС211Ж, КС508А, КС510А. На месте HL1 использован светодиод в круглом корпусе диаметром 5 мм зеленого цвета с яркостью свечения 60 мкД. Его можно заменить любым аналогичным, который можно разместить внутри звонковой кнопки вместе с VD1, R2, например, конусовидным L63GT или прямоугольным L383SGWT. При достаточной яркости свечения HL1 сопротивление резистора R2 желательно уменьшить. Светодиоды HL2, HL3 целесообразно использовать с повышенной светоотдачей, например, L1513SRC/F (4500 мкД), L1503SRC/E (2800 мкД), КИПД21П-К, U500U4F, EL1L53-3G, L1543SRC/E (2000 мкД) — все красного цвета свечения в круглом прозрачном корпусе (их стоимость — око-

ло 0,5\$). Хорошие результаты можно получить и с миниатюрными светодиодами L934SRC/J (диаметр 2,9 мм, яркость 2300 мкД). Транзистор подойдет любой из серий КТ630, КТ815, КТ817, КТ961, 2SC2331. Микросхема К561ЛН3 представляет собой шесть повторителей сигнала с повышенной нагрузочной способностью [2]. С изменением схемы включения вместо нее можно использовать К561ЛН2, К561ПУ4, КР1561ПУ4. Микросхема КР1008ВЖ4 исключительно чувствительна к повреждению статическим электричеством. Кроме того, около половины новых микросхем этого типа имеют повышенный ток потребления, выходят из строя в первые секунды работы или не работают вовсе. Поэтому приобретать их надо, как минимум, с трехкратным запасом, что, учитывая их низкую стоимость, несущественно. Для установки этой микросхемы на плату рекомендуется использовать панельку. Согласно трансформатор использован от неисправного радиоприемника «Альпинист». Вместо него можно применить любой звуковой выходной малогабаритный трансформатор, например, от абонентского громкоговорителя. При наличии высокоомного телефонного капсюля с сопротивлением катушки 1600...3000 Ом, например, ВП-1, его можно подключить к выходам микросхемы DD1 без трансформатора, но тогда звучание приобретет металлический оттенок. Звонковую кнопку SA1 обычной конструкции желательно доработать, установив под ее толкатель бездрезговую малогабаритную мембранную кнопку, например, ПКН-125, ПКН-150-1. При такой модификации сопротивление резистора R1 необходимо увеличить до 360 Ом, а мощность — до 2 Вт. При недостаточной громкости динамической головки 0,25ГД-10 желательно установить более чувствительную 0,5ГД-37, 3ГДШ-8 или аналогичную. Все детали, кроме динамической головки, SA1, VD1, HL1, R2 могут быть размещены на печатной плате, показанной на рис. 2.

Для проверки работоспособности и для налаживания желательно использовать трансформаторный блок питания с выходным напряжением 12 В, подключив его, соблюдая полярность, к выходу диодного моста VD2. Если звонок будет работать более 0,5 с после отключения питания, следует уменьшить емкость конденсатора C3.

Андрей Бутов,
butov@friends.ill.pp.ru

Литература:

1. А. И. Кизлюк. Справочник по устройству и ремонту телефонных аппаратов зарубежного и отечественного производства. — Москва, Антелком, 2001, стр. 55—63.
2. С. А. Бирюков. Применение цифровых микросхем серий ТТЛ и КМОП. — Москва, ДМК, 2000, стр. 136—138.

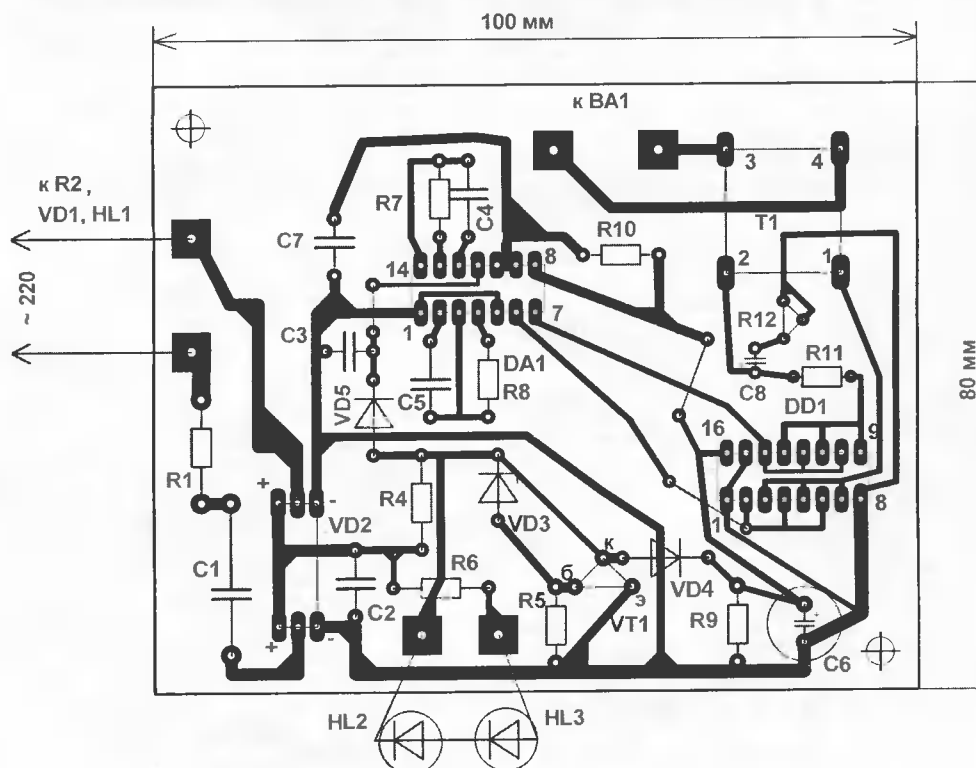


Рис. 3

(Окончание. Начало — № 7/2003)

Технологический контроллер на базе микропроцессора i80C188EC

Технологический контроллер содержит 15 микросхем и условно разделен на две подсистемы: процессора и памяти. На рис. 1 показана принципиальная схема подсистемы процессора.

Подсистема процессора содержит микросхему D1 (i80C188EC-16) — собственно микропроцессор, D2 (TL7705) — супервизор питания, D3 (MAX232) — драйвер интерфейса RS-232C, D4 (MAX487) — драйвер интерфейса RS-485, D5 (DS12887) — таймер реального времени со встроенной энергонезависимой памятью и литиевым элементом, D6 (74HC04) — элемент НЕ, D7 (74HC32) — элемент 2ИЛИ, D8 (i82C88) — контроллер шины (магистральной).

Входы запроса канала прямого доступа DRQ0:3 и запросов прерывания INT0:4 процессора соединены с линиями магис-

трали для возможного обслуживания периферийных узлов, расположенных на других платах. На магистраль также выведены входы READY опроса готовности медленных периферийных узлов (сигнал магистральной ХАСС/ и опрашиваемый процессором вход занятости магистральной TEST/ (сигнал магистральной BUSY/). Супервизор питания D2 генерирует сигнал сброса процессора при включении питания или импульсном понижении его ниже нормы. Он также имеет вход внешнего сброса, например от кнопки, выведенный на магистраль (AUXRST/). Его выход сброса также выведен на магистраль (INIT/). Один из последовательных каналов процессора соединен с драйвером D3 интерфейса RS-232C. Второй канал соединен с драйвером D4 интерфейса RS-485. Мультиплексированные линии

адреса/данных микропроцессора соединены с подсистемой памяти и таймером реального времени D5. Контроллер шины D8 необходим для генерации отдельных сигналов управления магистральной: чтения IORC/ и записи IOWC/ устройств ввода/вывода, чтения MRDC/ и записи MWTC/ памяти. Хотя используемый контроллер и предназначен для младшего семейства микропроцессоров i80188, он устойчиво работает и с описываемым микропроцессором. Следует отметить, что для этого микропроцессора существует специально предназначенный контроллер шины i82C188, однако он более сложен, дефицитен и имеет больший корпус (DIP24).

Кроме перечисленных сигналов в подсистему памяти также поступают сигналы: ALE, необходимый для стробирования регистров адреса магистральной (D9:11); DT/R, предназначенный для управления направлением приема/передачи данных шинным формирователем данных D12; DEN/, служащий для открывания шинного формирователя данных D12; LCS/ — программируемый вход выборки младшей микросхемы оперативной памяти D13; UCS/ — программи-

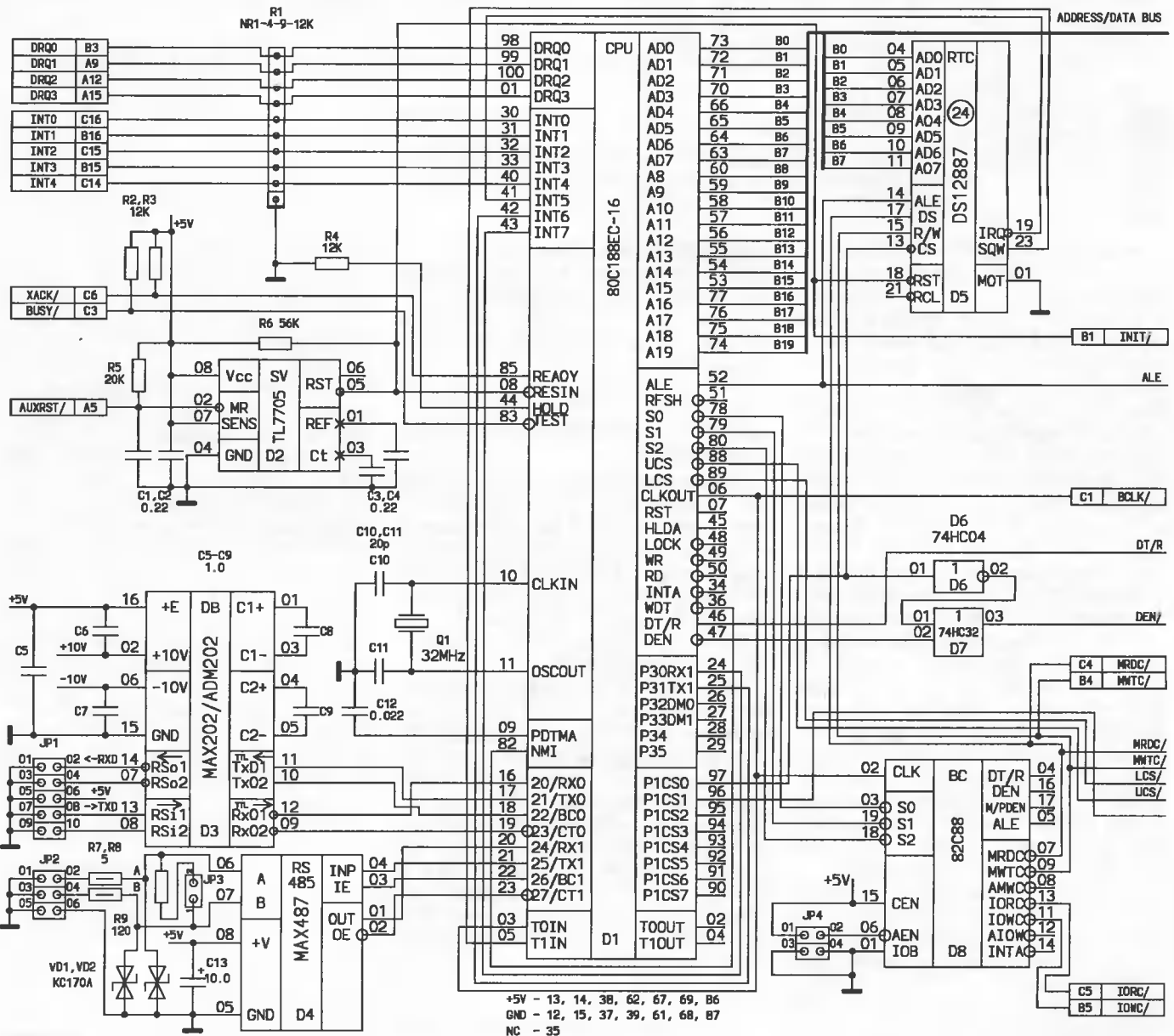


Рис. 1

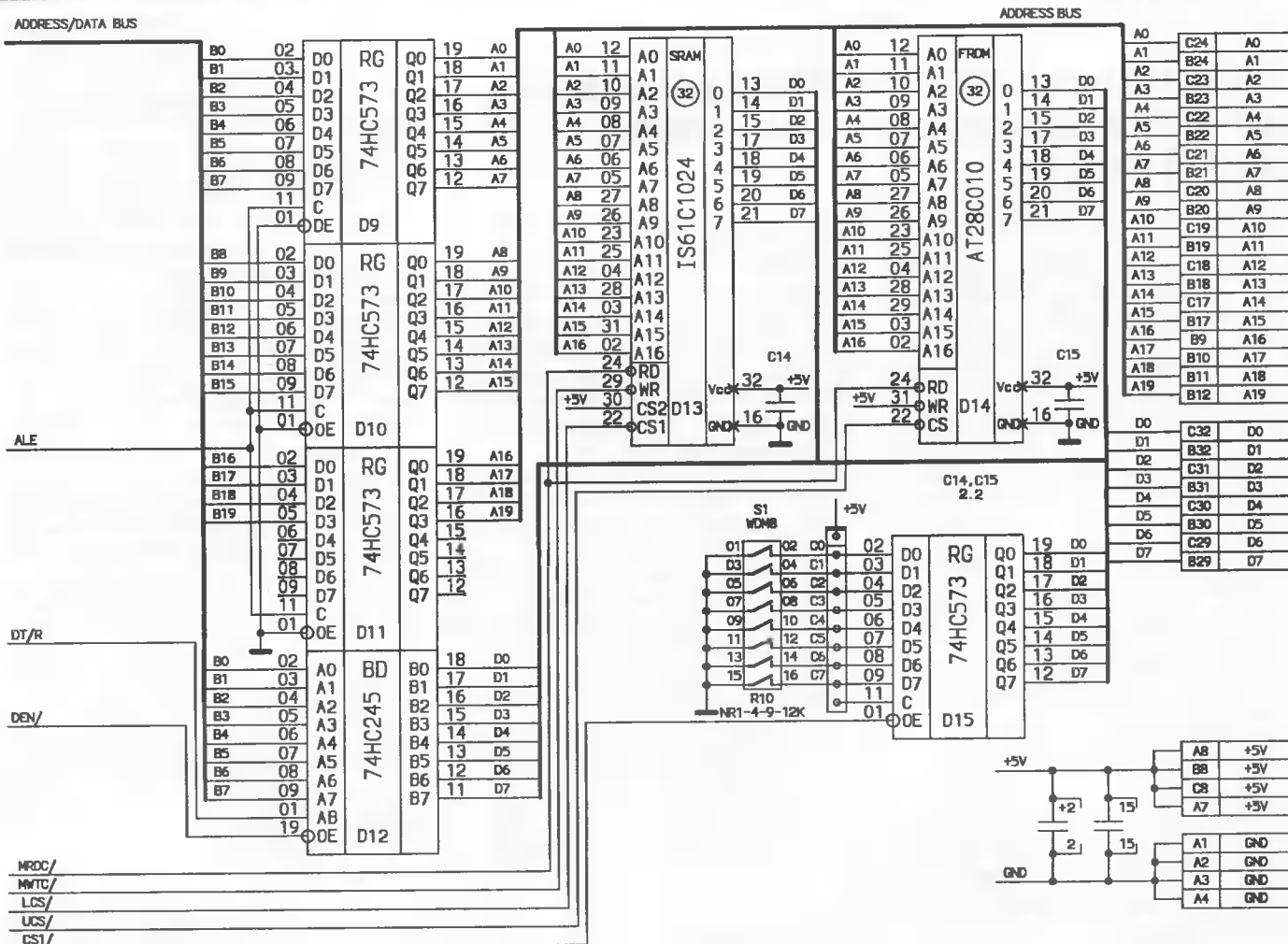


Рис. 2

руемый вход выборки старшей микросхемы постоянной памяти D14 и CS1/ — программируемый вход выборки регистра модификатора D15. Выход внутреннего генератора тактовой частоты микропроцессора CLKOUT выведен на магистраль для тактирования периферийных устройств на других платах и соединен с внешним входом нулевого таймера T0IN. Поскольку прерывания второго последовательного порта внутри процессора не соединены со входами контроллеров прерываний, их внешние выходы (выходы P3.0/RX11 и P3.1/TX11) соединены с внешними входами прерываний INT6 и INT7. Выход охранного таймера WDT соединен со входом немаскируемого прерывания. Выход прерывания таймера реального времени D5 соединен с внешним входом прерывания INT5, что позволяет реализовать функции «будильника». Кроме того, выход программируемого низкочастотного генератора SQW, находящегося в таймере реального времени, соединен с внешним входом второго таймера T1IN, что позволяет организовать таймер с большими рабочими интервалами времени.

Еще одной особенностью подсистемы микропроцессора является то, что таймер реального времени подсоединен к внутренней мультиплексированной шине адреса/данных, а все остальные устройства подсоединены (или будут подсоединяться) к внешней магистрали. В связи с этим возникает не-

обходимость блокирования сигнала DEN/, управляющего двунаправленным формирователем шины данных на время обращения к таймеру реального времени, что и реализовано на микросхемах D6 и D7.

Подсистема памяти мощного технологического контроллера

Подсистема памяти представлена на рис. 2. Она содержит регистры магистрали адреса D9:11 (74HC573), шинный формирователь данных D12 (74HC245), микросхему статического быстродействующего ОЗУ D13 (IS 61C1024) объемом 128 К, микросхему Flash-ПЗУ D14 (AT28F010), а также регистр модификатора D13 (74HC573).

Модификатор необходим для задания адреса контроллера при организации сетевой работы. Используемые микросхемы регистров и шинный формирователь магистрали серии 74НС могут обеспечить связь контроллера еще с четырьмя периферийными платами (пятиместный крейт). При создании более мощных систем в крейтах на 10 плат необходимо использовать более мощные микросхемы (очевидно, что при этом возрастет энергопотребление).

Он имеет достаточный для многих приложений объем оперативной памяти (128 К), расширяемый на внешних платах до 640 К. Имеется постоянное запоминающее устройство программ, объемом 128 К, таймер реального времени со встроенными функциями календаря и будильника, а также небольшая энергонезависимая память для запоминания настроек (сохранность данных — 10 лет). Наличие двух последовательных интерфейсов позволяет соединять контроллер с персональным компьютером или сетями других контроллеров. Встроенные четыре канала прямого доступа к памяти позволяют осуществлять быструю передачу данных по последовательным каналам или между памятью и периферийными устройствами. Очевидно, что в описанном примере использованы далеко не все возможности микропроцессора i82C188EC, но приведенные в статье сведения и схемная реализация контроллера могут послужить хорошим примером для собственной разработки.

Олег Николаичук,
onic@ch.moldpac.md

Описанный технологический контроллер обладает большими возможностями.

Простая клавиатура на основе МК

После выхода в свет первых двух томов книги "Микроконтроллеры? Это же просто!" автор получил около двух десятков писем, содержащих один вопрос: как в системе на основе микроконтроллера реализовать клавиатуру? Настоящая статья дает на него ответ.

Достаточно простую клавиатуру для системы на основе микроконтроллера семейства x51 можно реализовать следующим образом. Положим, нам нужно иметь в ней 16 информационных клавиш (не будучи большими оригиналами, присвоим им названия 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E и F). Также давайте потребуем, чтобы в составе клавиатуры было три управляющие клавиши — Alt, Shift и Ctrl, нажатие на которые позволяло бы изменять назначение информационных клавиш, как это сделано в клавиатуре компьютера. Итого, подобная организация позволяет нам иметь по четыре различных функции на каждой информационной клавише — одну без нажатия на управляющие клавиши, и три — в комбинации с каждой из них. Иными словами, мы можем вводить в систему 64 различных информационных и управляющих сигнала. Для большинства применений этого вполне достаточно. Если же кто-то захочет реализовать клавиатуру большей емкости, то, разобравшись с тем, как реализована описываемая ниже клавиатура, он может расширить ее до любого разумного числа клавиш.

Итак, задача поставлена. Для ее решения нам понадобятся некоторые аппаратные ресурсы (причем достаточно простые) и относительно несложная программа. Начнем с первого.

Обычно клавиатуру организуют в виде матрицы, как показано на рис. 1 (остальные части системы, как-то индикатор, АЦП, ЦАПы и иные устройства, которые могут варьироваться, на схеме не приведены). Чтобы задействовать 16 клавиш, нам нужно четыре проводника, на которых мы будем устанавливать нулевые или единичные уровни при опросе клавиатуры (эти проводники нарисованы в виде горизонтальных линий, соединенных с выводами P1.4—P1.7 МК). Далее, нам нужны четыре проводника, состояние которых мы будем опрашивать (они изображены в виде вертикальных линий, соединенных с выводами P1.0—P1.3 МК, кроме того, они соединены через резисторы R3—R6 с источником +5 В). Физически все линии выполнены в виде проводников на печатной плате, причем ни одна из первых четырех линий (их иногда называют сигнальными) не имеет ни одной общей точки ни с одной из линий, соединенных с выводами P1.4—P1.7 (последние получили название возвратных). Клавиши нашей клавиатуры привязаны на схеме к местам пересечения сигнальных и возвратных линий (еще раз обращая внимание на то, что сигнальные и возвратные линии пересекаются только на бумаге, в действительности же ни одна из этих линий не соединена с какой-либо другой. Например, представьте себе, что сигнальные линии выполнены в виде параллельных проводников на одной стороне пе-

чатной платы, а возвратные — на другой. Кстати, в реальных конструкциях чаще всего именно так и делают).

Обычно в таких клавиатурах используют клавиши, работающие на замыкание. Один из выводов такой клавиши соединяют с соответствующей сигнальной линией, а другой — с возвратной. Таким образом, если ни одна из клавиш не нажата, то ни одна из сигнальных линий не соединяется ни с одной из возвратных. Нажатие же на какую-либо клавишу соединяет те сигнальную и возвратную линии, к которым подпаяны выводы нажатой клавиши.

Как нетрудно заметить, четыре возвратные линии пересекаются на схеме с четырьмя сигнальными в 16-ти точках. Клавиши нашей клавиатуры, которых тоже 16, однозначно привязаны к этим пересечениям. Если бы мы выбрали другое число сигнальных и возвратных линий, то и максимальное число клавиш было бы другим. Например, пять сигнальных и три возвратных линии дали бы $5 \times 3 = 15$ пересечений, что позволило бы управлять не более чем 15 клавишами (это меньше на одну клавишу, чем вариант с четырьмя сигнальными и четырьмя возвратными линиями, требующий для работы те же восемь линий ввода/вывода МК). Восемь сигнальных и пять возвратных линий дадут нам возможность управлять матрицей из $8 \times 5 = 40$ клавиш (вспомните знаменитый Spectrum!), а восемь сигнальных и восемь возвратных расширят наши возможности до 64-клавишной клавиатуры. Платой за это будет то, что в случае 8×5 мы должны задействовать под клавиатуру $8 + 5 = 13$ линий ввода/вывода, а в случае 8×8 — уже 16 линий. Поэтому разработчики часто стремятся не увеличивать число клавиш в клавиатуре, а минимизировать его — свободных линий ввода/вывода нередко остается не так уж много.

Как подобная конструкция позволит нам узнать, нажата ли какая-нибудь из клавиш, и если да, то какая? Очень просто. Давайте предположим, что наш МК установил на своих линиях P1.4—P1.7 нули. Какие сигналы он обнаружит на возвратных линиях, если ни одна из клавиш не нажата? Правильно, единицы, ведь все возвратные линии подтянуты соответствующими резисторами к напряжению +5 В, именно для этого мы и установили резисторы R3—R6. А что будет, если мы нажмем какую-либо из клавиш, например клавишу 7? Она соединит между собой сигнальную линию, идущую от P1.5, и возвратную с P1.3. Но ведь на P1.5 у нас нуль! Значит, и на P1.3 у нас при чтении будет нулевой сигнал. То есть, если нажата хоть одна из клавиш, то при чтении состояния возвратных линий мы обнаружим, что какая-либо из них будет в нуле. Таким образом, если мы выставим на сигнальных линиях нули, и затем, прочитав состояние возвратных линий, увидим, что все они в единице — это значит, что ни одна из клавиш не нажата. Наличие нуля на какой-либо из возвратных линий служит сигналом, что нажата та или иная клавиша. Как видите, в выявлении факта нажатия на клавишу нет ничего сложного.

А как определить, какая именно из клавиш нажата? Например, пусть у нас нажата клавиша 7. Как, если мы знаем, что какая-то из клавиш нажата, найти, что нажата семерка?

Возможно, некоторые из вас уже догадались. Для тех, кто еще не сообразил, поясню. Нужно поочередно устанавливать нули на каждой из сигнальных линий и смотреть состояние линий возврата. Давайте для начала установим в нуль сигнальную линию P1.4, а линии P1.5—P1.7 установим в 1. Далее читаем состояние возвратных линий. Если не нажата ни одна из клавиш, соединенных с установленной в нуль сигнальной линией (в нашем случае это клавиши 0, 1, 2 и 3), то все четыре возвратные линии при чтении окажутся в единичном состоянии. То есть, единицы на возвратных линиях говорят нам о том, что ни клавиша 0, ни 1, ни 2, ни 3 не нажаты.

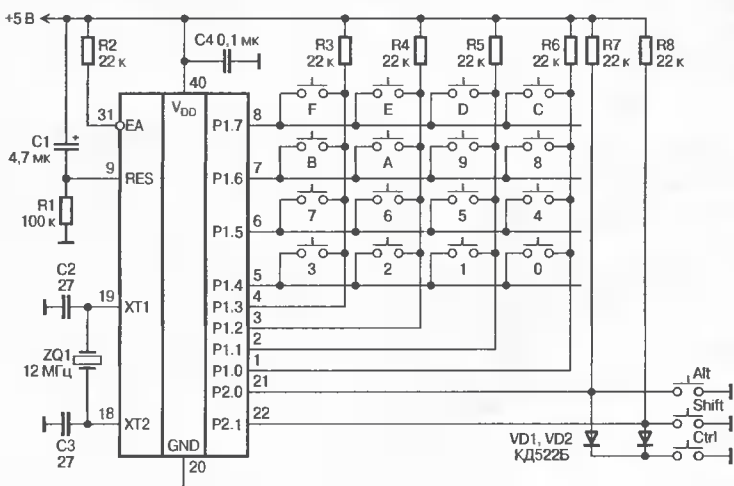


Рис. 1

Идем дальше. Установим в нуль сигнальную линию P1.5 (естественно, установив при этом остальные три в единицы). Прочитаем состояние возвратных линий. Как нетрудно догадаться, если нажата клавиша 7, то на возвратной линии P1.3 будет нуль, в то время как на P1.0—P1.2 мы обнаружим единицы. Итак, комбинация "0 на P1.5 и 0 на P1.3" свидетельствует о нажатии именно клавиши 7! Для сравнения — нажатой клавише 6 будет соответствовать комбинация "0 на P1.5 и 0 на P1.2", клавише 5 — комбинация "0 на P1.5 и 0 на P1.1" и т. д.

Естественно, что если нажата клавиша 7, а остальные отпущены, то установка в нуль сигнальной линии P1.6 с последующим анализом линий возврата даст единичное состояние всех возвратных линий, так же, как и в случае с установкой в нуль сигнальной линии P1.7.

Итак, для определения того, какая же из клавиш нажата, мы должны проделать следующее. Поочередно установим в нуль каждую из сигнальных линий — вначале с P1.4, затем с P1.5, затем с P1.6, и после нее — с P1.7. После установки соответствующей сигнальной линии в нуль (напомню, три остальные должны оставаться в 1) проанализируем состояние возвратных линий. Если все они в единице, то ни одна из клавиш, соединенных с установленной в нуль сигнальной линией, не нажата. Если одна из возвратных линий окажется в нуле, то нажата клавиша, находящаяся (по схеме) на пересечении этой возвратной линии и нулевой сигнальной. Не правда ли, просто?

Некоторые, быть может, зададут вопрос: а что будет, если нажать две клавиши одновременно? Очевидно, возможны два варианта. В первом вы получите нули на тех или иных возвратных линиях при нуле уже не на одной из сигнальных линий, а на двух (тех, которые соединены с нажатыми кнопками, например, если нажать клавиши 1 и 8, вы получите нуль на возвратной линии P1.1 при установке в нуль сигнальной линии P1.4, и нуль на возвратной линии P1.0 при нуле на сигнальной линии P1.6). Во втором варианте (например, если нажаты 8 и 9), вы получите нули на возвратных линиях P1.0 и P1.1 при нуле на сигнальной линии P1.6. При этом при занулении остальных сигнальных линий возвратные будут во всех случаях оставаться единичными.

Добавлю, что выявление нажатия на две и более клавиши — задача относительно сложная, и для начинающих я бы не рекомендовал пытаться ее решить.

Управляющие клавиши соединены с линиями P2.0 и P2.1. При нажатии клавиши Alt устанавливается в нуль линия ввода P2.0. Shift устанавливает в нуль P2.1, а Ctrl — ту, и другую.

Кстати, а зачем вначале выявлять, нажата ли хотя бы одна из клавиш, или нет, и лишь после определения факта нажатия искать, какая именно из клавиш нажата? Не проще ли сразу искать нажатую клавишу? Да, проще. Но гораздо дольше. Факт определения нажатия займет несколько десятков микросекунд, а выявления, что же нажато — несколько секунд. А поскольку, как правило, нажатия происходят относительно нечасто, а ваш микроконтроллер в главном цикле работы может опрашивать клавиатуру несколько раз в секунду, не надо загружать его в каждом из таких опросов длинной подпрограммой определения нажатой клавиши. Лучше пусть он выполняет в основном короткую, определяющую лишь факт нажатия клавиши, и только при необходимости переходит к длинной. Иначе, если вы не будете разумно экономить его ресурсы, вы очень скоро столкнетесь с тем, что вам не хватит производительности используемого МК.

Теперь давайте рассмотрим подпрограммы, реализующие описанные выше алгоритмы. Начнем с подпрограммы определения факта нажатия на одну из клавиш.

```
KL_PRESS:
    MOV     P1,#00001111B ;нули НА СИГНАЛЬНЫХ ЛИНИЯХ
    MOV     A,P1          ;A=****1111B,
    ЕСЛИ НЕ НАЖАТО
        CPL     A          ;ИНВЕРТИРОВАЛИ
    АККУМУЛЯТОР
        ANL     A,#00001111B ;A=00000000B,
    ЕСЛИ НЕ НАЖАТО
        CLR     C
```

```
JZ         ENDKLPR      ;НА ВЫХОД, ЕСЛИ НЕ НАЖАТО
SETB      C             ;УСТАНАВЛИВАЕМ ФЛАГ
                                ;ПЕРЕНОСА ПРИ НАЖАТИИ

ENDKLPR:
RET
```

Здесь все просто. Первая команда (MOV P1,#00001111B) настраивает младшие четыре линии порта P1 на ввод занесением единиц в соответствующие разряды регистра порта и выводит нули на старшие четыре линии. Далее содержимое порта читается в аккумулятор, инвертируется командой CPL A, и старшие четыре бита его обнуляются командой ANL A,#00001111B.

Давайте теперь проанализируем содержимое аккумулятора после выполнения этих четырех команд. Если ни одна из клавиш не была нажата, то возвратные линии были в единичном состоянии. Следовательно, в единичном состоянии оказались и четыре младших бита аккумулятора после чтения в него содержимого порта P1. Инверсия аккумулятора обнулила его четыре младших бита, а последняя команда — четыре старших. Итого, после выполнения команды ANL A,#00001111B содержимое аккумулятора будет нулевым, если ни одна из клавиш не нажата, и отличным от нулевого, если что-то нажато.

Далее команда CLR C сбрасывает флаг переноса, и при нулевом аккумуляторе осуществляется выход из подпрограммы (вначале переход JZ ENDKLPR, затем возврат из подпрограммы). Если же что-то было нажато, то перед возвратом командой SETB C устанавливается флаг переноса.

Итак, если после выполнения подпрограммы KL_PRESS флаг переноса установлен, это означает, что нажата какая-либо из информационных клавиш. Сброшенный флаг переноса свидетельствует об отсутствии нажатия.

Подпрограмма определения, какая из клавиш нажата, несколько сложнее:

```
KL_KLAV:
MOV     P1,#11101111B      ;НУЛЬ НА P1.4
        MOV     C,P1.0      ;ПРОВЕРЯЕМ ВОЗВРАТНУЮ ЛИ-
НИЮ P1.0
        JC      PR01        ;ПЕРЕХОД НА ПРОВЕРКУ P1.1,
ЕСЛИ P1.0=1
        MOV     A,#0H       ;КОД ОН В АККУМУЛЯТОР, ЕСЛИ
P1.0=0
        LJMP    STALTSHF     ;НА ПРОВЕРКУ УПРАВЛЯЮЩИХ
КЛАВИШ
        PR01:
        MOV     C,P1.1      ;ПРОВЕРЯЕМ ВОЗВРАТНУЮ ЛИ-
НИЮ P1.1
        JC      PR02
        MOV     A,#1H
        LJMP    STALTSHF
        PR02:
        MOV     C,P1.2      ;ПРОВЕРЯЕМ ВОЗВРАТНУЮ ЛИ-
НИЮ P1.2
        JC      PR03
        MOV     A,#2H
        LJMP    STALTSHF
        PR03:
        MOV     C,P1.3      ;ПРОВЕРЯЕМ ВОЗВРАТНУЮ ЛИ-
НИЮ P1.0
        JC      PR10
        MOV     A,#3H
        LJMP    STALTSHF
        PR10:
        MOV     P1,#11011111B ;НУЛЬ НА P1.5
        MOV     C,P1.0
        JC      PR11
        MOV     A,#4H
        LJMP    STALTSHF
        PR11:
        MOV     C,P1.1
        JC      PR12
        MOV     A,#5H
        LJMP    STALTSHF
```

```

PR12:      MOV     C,P1.2
           JC      PR13
           MOV     A,#6H
           LJMP    CTALTSHF

PR13:      MOV     C,P1.3
           JC      PR20
           MOV     A,#7H
           LJMP    CTALTSHF

PR20:      MOV     P1,#10111111B      ;НУЛЬ НА P1.6
           MOV     C,P1.0
           JC      PR21
           MOV     A,#8H
           LJMP    CTALTSHF

PR21:      MOV     C,P1.1
           JC      PR22
           MOV     A,#9H
           LJMP    CTALTSHF

PR22:      MOV     C,P1.2
           JC      PR23
           MOV     A,#0AH
           LJMP    CTALTSHF

PR23:      MOV     C,P1.3
           JC      PR30
           MOV     A,#0BH
           LJMP    CTALTSHF

PR30:      MOV     P1,#01111111B      ;НУЛЬ НА P1.7
           MOV     C,P1.0
           JC      PR31
           MOV     A,#0CH
           LJMP    CTALTSHF

PR31:      MOV     C,P1.1
           JC      PR32
           MOV     A,#0DH
           LJMP    CTALTSHF

PR32:      MOV     C,P1.2
           JC      PR33
           MOV     A,#0EH
           LJMP    CTALTSHF

PR33:      MOV     C,P1.3
           JC      CTALTSHF
           MOV     A,#0FH

CTALTSHF:  MOV     C,P2.0
           CPL     C

MOV ACC.6,C      ;ACC.6=1 ПРИ P2.0=0

           MOV     C,P2.1
           CPL     C
           MOV     ACC.7,C
;ACC.7=1 ПРИ P2.1=0
           RET

```

Обычно каждой клавише ставится в соответствие определенный код. Чаще всего этим кодом является число от 0 до 0FFH. То есть, давайте договоримся, что если нажата клавиша 0, то, когда подпрограмма KL_KLAV завершится, в младших разрядах аккумулятора должен быть 00H (это и есть код клавиши 0). Если нажата клавиша 1, то в младших разрядах аккумулятора после завершения KL_KLAV должен быть 01H и т. д., вплоть до 0FH.

Как видите, в нашем случае код клавиши (точнее, его часть) совпал с ее названием, т. е. с надписью на клавише. Однако, как нетрудно догадаться, надписи на клавишах могут быть любыми — с равным успехом мы могли бы назвать клавиши не 0, 1, 2, 3, ..., E, F, а, например, A, Б, В, Г, ..., П, Р. Если бы мы так поступили, то код 00H соответствовал бы

клавише А, код 01H — клавише Б и т. д. В самой же подпрограмме KL_KLAV при этом ничего бы не изменилось. Изменения коснулись бы только таблицы соответствия названий клавиш кодам в аккумуляторе после окончания подпрограммы KL_KLAV. Правда, в явном виде мы эту таблицу здесь не написали в силу того, что названия клавиш и коды совпадают друг с другом (мы так выбрали). Если же в вашем случае это будет не так, рекомендую эту табличку обязательно составить — этим вы наверняка уменьшите число ошибок в своей программе.

Итак, мы договорились, что после завершения подпрограммы KL_KLAV в аккумуляторе должен быть код нажатой клавиши. Как мы этого добьемся? Конечно же, очень просто. Смотрите, сначала командой MOV P1,#11101111B мы настраиваем возвратные линии на ввод информации, и устанавливаем сигнальную линию с P1.4 в 0, а остальные три — в 1. Далее командой MOV C,P1.0 читаем в бит CY состояние возвратной линии с P1.0. Если после этого бит оказывается установлен (т. е. равен 1), то это значит, что клавиша 0 не нажата, и мы переходим к метке PR01:, где будем определять, нажата ли клавиша 1. Если CY сброшен, т. е. равен нулю, то это значит, что клавиша 0 нажата. В этом случае мы помещаем в аккумулятор код клавиши 0 (т. е. 0), и переходим к завершающей части подпрограммы, анализирующей состояние управляющих клавиш Ctrl, Alt и Shift (на метку CTALTSHF:).

Если клавиша 0 не нажата, мы анализируем следующую. Командой MOV C,P1.1 мы читаем в бит CY состояние возвратной линии с P1.1. Если после этого бит оказывается установлен (т. е. равен 1), то это значит, что клавиша 1 не нажата, и мы переходим к метке PR02:, где будем определять, нажата ли клавиша 2. Если CY сброшен, т. е. равен нулю, то это значит, что клавиша 1 нажата. В этом случае мы помещаем в аккумулятор код клавиши 1 (т. е. 1), и переходим к завершающей части подпрограммы, на метку CTALTSHF:.

Я надеюсь, что вряд ли кому нужно объяснять, как анализируется состояние клавиш 2, 3, 4, ..., F — очевидно, так же, как и клавиш 0 и 1, рассмотренных в двух предыдущих абзацах. Если все же кому что-то не ясно — внимательно прочтите эти абзацы еще раз, там есть все, что нужно для понимания. А мы пока двинем дальше.

Итак, к моменту, когда мы добрались до метки CTALTSHF:, у нас в аккумуляторе находится число от 0H до 0FH в зависимости от того, какая из информационных клавиш была нажата. Все? Нет. Вспомним, что мы не проанализировали состояние трех управляющих клавиш. Давайте посмотрим, как это реализовано в нашей подпрограмме KL_KLAV.

Собственно, и здесь все просто. Мы читаем в бит переноса состояние линии P2.0 порта P2, инвертируем его и помещаем в шестой разряд аккумулятора. Затем повторяем эту процедуру для P2.1, помещая результат в старший, седьмой разряд аккумулятора. На этом подпрограмма KL_KLAV завершается.

Что же у нас получилось после ее выполнения? Если была нажата информационная клавиша 0, и при этом все три управляющие клавиши были отпущены, то хранящийся в аккумуляторе код будет 0H. А что будет, если с нулем была нажата управляющая клавиша Alt? Как нетрудно догадаться, код в аккумуляторе будет 01000000B=40H. Управляющей клавише Shift будет соответствовать код 10000000B=80H. Нажатие на Ctrl и 0 будет соответствовать код 11000000B=0C0H. Аналогично, клавише 1 без управляющих клавиш будет соответствовать код 01H, с Alt — 41H, с Shift — 81H, с Ctrl — 0C1H, клавише 2 без управляющих клавиш будет соответствовать код 02H, с Alt — 42H, с Shift — 82H; с Ctrl — 0C2H и т. д. Как видите, мы получили именно то, о чем шла речь в начале статьи — каждой из 16-ти информационных клавиш в зависимости от состояния Ctrl, Alt и Shift соответствуют четыре разных кода. Иными словами, после завершения подпрограммы KL_KLAV в аккумуляторе возможны 64 различные комбинации, и вы в состоянии таким образом ввести в вашу систему, например, не только 10 цифр, но и весь русский алфавит, и при этом у вас останется еще десяток кодов для тех или иных команд.

И последнее, о чем я хотел бы сказать. Как известно [1, с. 240], нажатие или переключение клавиш обычно сопровождается дребезгом контактов. В связи с этим необходимо предпринимать меры для его подавления. В микроконтроллерной технике это обычно делают программным путем. В рассматриваемом случае для подавления дребезга контактов достаточно после обнаружения факта нажатия на одну из клавиш (при помощи подпрограммы KL_PRESS) сформировать 10...20-миллисекундную задержку, после чего снова вызвать KL_PRESS. Если и во второй раз она проинформирует вас о том, что нажата какая-либо из клавиш, то так оно и есть, определяйте код нажатой клавиши при помощи KL_KLAV и осуществляйте

действия, соответствующие нажатой клавише. Если повторный вызов KL_PRESS не выявит нажатия, значит тревога была ложной, и ситуация может быть квалифицирована как дребезг, не требующий определения кода нажатой клавиши.

Александр Фрунзе,
alex.fru@mtu-net.ru

Литература:

1. А. В. Фрунзе. Микроконтроллеры? Это же просто! Том 1. — М.: ООО «ИД Скимен», 2002.

(Окончание. Начало — № 7/2003)

Программируемый регулятор

Оператор цикла

Оператор позволяет повторить фрагмент программы заданное число раз:

CLP(RX=A,B) — увеличение переменной цикла;

CLM(RX=A,B) — уменьшение переменной цикла;

где RX — переменная цикла, A — начальное значение цикла (const или RX), B — конечное значение цикла (const или RX). ECL — оператор завершения цикла, по нему происходит сравнение с конечным значением и выход из него (на следующий оператор за ECL) при истинном условии RX>=B или модификация переменной цикла +1 или -1 и передача управления на начало цикла. Цикл выполняется хотя бы один раз. Циклы могут быть вложенными. Например, очистить дополнительные регистры 16—79:

```
CLP(R0=16,79)
R0=0
ECL
```

Операторы сохранения/восстановления регистров в стеке

PUSH(RX) — сохранить;
POP(RX) — извлечь.

Уровень стека равен восьми, при превышении новые значения замещают старые.

Основное назначение — запоминать регистры в подпрограммах, но эти команды могут пригодиться и для других целей, например для обмена:

```
PUSH(R0)
R0=R1
POP(R1)
```

Оператор передачи управления

Позволяет прервать последовательное выполнение строки за строкой и передать управление на отмеченную строку:

GOTO MET — перейти к строке, помеченной меткой MET. MET может быть

символьным именем длиной до 12 символов, начинающимся с буквы и заканчивающимся двоеточием, например:

```
R0=1
GOTO L1
R0=2
L1: R1=5
```

В результате выполнения R0 останется равным 1, т. к. оператор R0=2 будет пропущен. GOTO должен быть последним в строке, и передавать управление только внутри блока.

Оператор вызова подпрограммы

Позволяет оформить часто повторяющуюся часть программы в виде отдельного блока и вызывать его, когда требуется. Происходит запоминание следующей строки после оператора вызова и передача управления на начало блока подпрограммы, после его завершения управление возвращается в точку программы по запомненному ранее адресу.

GOSUB MET — перейти к подпрограмме с именем MET. MET может быть символьным именем длиной до 12 символов, начинающимся с буквы и заканчивающимся двоеточием, например: GOSUB L1

```
R0=R8
GOSUB L1
```

SUB=L1 — заголовок подпрограммы с именем L1

```
R8=5 IF(DAT>100)R8=0
```

ESUB — возврат из подпрограммы.

После первого вызова происходит возврат на строку R0=R8, при повторном вызове — на строку R1=R8. GOSUB должен быть последним в строке. Максимальная вложенность подпрограмм — 8, при превышении ранее запомненные адреса возвратов будут замещаться новыми.

Таймер

Срабатывает один раз в 16384 мкс и может являться источником прерывания. Максимальный период срабатывания ~18 мин. Подпрограмма таймера вызывается при равенстве переменной временного цикла DT и ее конечного значения CDT. Правила вызова: присвоить CDT конечное значение, выполнить оператор запуска STARTDT(NAME), где имя соответствует имени подпрограммы временного блока. По этому оператору DT обнулится, и разрешится его увеличение на единицу каждые 16384 мкс. Сам вызов подпрограммы произойдет при равенстве DT==CDT, при этом DT обнулится и продолжит счет заново. Чтобы остановить работу таймера, используется оператор STOPDT. Переменную DT можно читать, не останавливая таймер. Блоков подпрограммы таймера может быть несколько, однако в одно и то же время работать может только один. Прерывания должны быть разрешены оператором EI, для запрета используется DI. Запись подпрограммы блока таймера:

```
SUBDT=NAME
.....
EDT
```

При входе в блок прерывания автоматически запрещаются, а при выходе разрешаются. Если требуется разрешить прерывания и в блоке таймера, используйте оператор EI. Например, требуется мигающий светодиод с временем включения примерно 1 с, выключения также 1 с и подключенный к линии 0 цифрового порта:

```
//главный блок программы
GL
//линия 0 на вывод
DDR.0=1
//разрешить прерывания
EI
//установить время 1 с - 1000000/16384
61
CDT=61
//запустить счет таймера
STARTDT(MIGANIE)
//ваши строки программы
.....
//конец главного блока программы
EGL
//блок таймера
```

```
SUBDT=MIGANIE
//выполнить инверсию светодиода
PORT.O!
//конец блока
EDT
```

Момент первого срабатывания таймера после его запуска произволен, т. е. от 0 до 16384 мкс. Адрес возврата сохраняется в том же стеке, где и обычные адреса возврата из подпрограмм. Таймер срабатывает асинхронно по отношению к вашей программе, если есть участки, нежелательные для прерывания, оформляйте их парой DI/EI. Старайтесь уменьшить время выполнения блока таймера, т. к. его выполнение подтормаживает главный блок. При превышении времени периода и выхода из блока по EDT программа попадает вновь на начало блока таймера, т. е. произойдет заикливание. Флаг наличия прерывания анализируется в начале каждой строки, следовательно начало обработки блока таймера задерживается на время выполнения текущей строки и может быть существенным при использовании ZV, SEEP, DAT. Имейте ввиду, что сравнение DT и CDT производится на строгое равенство.

Абсолютное время

Абсолютное время, как и таймер, является источником прерывания, используется в качестве переменной цикла AT и конечного значения CAT. Правила работы с абсолютным временем аналогичны, за исключением следующего — переменная AT не очищается при выполнении STARTAT(NAME), перечень операторов аналогичен, вместо DT следует ставить AT. Переменная AT изменяется один раз в минуту и имеет формат: AT=.NN.TT.MM, где MM — минуты (00—59), TT — часы (00—23), NN — день недели (00 — понедельник, 06 — воскресенье). Абсолютное время упаковано в два байта переменной AT, оставшиеся два старших бита обнулены. Для CAT эти биты имеют значение: 00 — полный формат, 01 — часы + минуты, 10 — минуты, 11 — не используется. Например, в CAT можно записать константу .MM и флаги формата автоматически будут добавлены, запись .MM означает, что абсолютное время будет срабатывать один раз в час. Если требуется более частое срабатывание, придется записывать несколько блоков AT и переключать их работу между собой. Пусть требуется в 15 минут каждого часа снимать показания датчика и запоминать его для дальнейшей передачи в РС.

```
//главный блок программы
GL
//разрешить прерывания
EI
//установить время 15 мин каждого часа
//любого дня недели
CAT=.15
//запустить разрешение сравнения
STARTAT(ZAPDAT)
//ваши строки программы
.....
.....
```

```
//конец главного блока программы
EGL
//блок абсолютного времени
SUBAT=ZAPDAT
//выполнить чтение датчика
R0=...
R12=DAT
//запомнить результат в буфере SEEP
SOB
//конец блока
EAT
```

AT синхронизируется с РС по кнопке сброса с точностью до одной секунды. Хотя разрешение AT составляет одну минуту, точность срабатывания — одна секунда. Абсолютное время реализовано в МК, внешняя микросхема часов используется лишь при начальном запуске регулятора, например при сбоях по питанию, что позволяет правильно восстановить переменную AT. Имейте ввиду, что сравнение AT и CAT производится на строгое равенство.

Примечания к составлению программы

Программа пишется в виде строк текста по определенным правилам. Каждая строка состоит из одного или нескольких операторов, разделяемых запятыми (многие операторы должны быть единственными в строке). Строки должны вкладываться в блоки, которые имеют начало и конец. Программа всегда должна начинаться с главного блока. GL — заголовок главного блока строки текста, EGL — конец главного блока. На строке может быть несколько операторов, отделяемых друг от друга запятой, ограничение введено по числу транслированных байт строки (30). После главного блока могут быть блоки подпрограмм. В основном операторы имеют размер два байта, константа 0—13 не требует дополнительных байт, для оценки используйте листинг на РС. Размер памяти под программу составляет 512 байт, этого хватит строк на 40 исходного текста, что вполне достаточно для решения несложной задачи.

Верхний уровень РС

Программа позволяет вводить и редактировать исходный текст пользовательской программы, транслировать, отлаживать, программировать регулятор, а также получать и обрабатывать сообщения из регулятора. Программа состоит из нескольких форм. Форма вызовов других форм появляется на экране после запуска, на ней расположено несколько кнопок, основные из которых: Регулятор, Отладка, Сообщения, События.

Регулятор

Является основной формой слежения за работой регуляторов в рабочем режиме. Внизу формы расположена таблица, содержащая список регуляторов, находящихся в сети. Назначение столбцов таблицы:

- Номер — сетевой номер контроллера, по этому номеру РС физически связывается с регулятором, сам номер запрограммирован на этапе про-

изводства и наклеен поверх микросхемы микроконтроллера.

- Имя привязывается к сетевому номеру и используется для удобства обозначения, например «Рег. температуры», «Комната 23», и т. п. Число символов в имени до 16.
 - Опер — возможное состояние — отключен (–) или подключен (+) оператором на прокрутку. Если подключен, то РС постоянно опрашивает контроллер с целью проверки возможных событий, а также показывает его текущее состояние. Столбец доступен по кнопкам «Отключить», «Подключить».
 - Апар — состояние связи, если в графе Опер — «+», а в графе Апар — «–», то связи с контроллером нет. Возможно, введен не тот сетевой номер, обрыв в линии связи и т. п. Если в указанных графах оба «+», то связь есть.
 - ОшСв — счетчик числа ошибок связи. Если есть сбой в цикле обмена между РС и контроллером, счетчик увеличится на 1. Поскольку содержимое таблицы обновляется один раз за секунду, то по скорости накопления ошибок можно судить о скорости прокрутки. Следует отметить, что сбой обмена автоматически исправляется путем переопроса.
 - Состояние — текущее состояние контроллера, есть три варианта: Останов, Работа и Неисправность. Остальные столбцы показывают значения переменных регулятора: R12, R13, R14, R15. Для привязки к переменным каких-нибудь имен (только для удобства) служит ключ «Комментарий», если там поставить галочку (щелкнуть на нем мышкой), в таблице появятся дополнительные столбцы, можете их заполнить. Введенные имена будут отображаться в три строки выше таблицы. В режиме редактирования таблица не обновляется.
- В верхней части формы находится окно сообщений, принимаемых от контроллера. Они приходят сюда при выполнении операторов SOB, ISOB. Для удобства к номеру полученного сообщения привязывается символьная строка (это делается в форме «Сообщения», см. ниже). Кроме сообщения (длиной до 40 символов) распечатываются основные переменные контроллера, что позволяет сделать анализ причины, вызвавшей сообщение. Для очистки окна сообщений используется кнопка «Очистить сообщения». При открытии некоторых других форм требуется выбрать номер регулятора. Для этого перед выходом из формы надо щелкнуть мышкой по требуемому номеру в таблице.

Отладка

Эта форма позволяет произвести необходимые действия для создания рабочей программы. В нижней части формы находится окно для ввода текста программы, он должен вводиться на верхнем регистре (большими буквами), комментарий можно вводить на любом регистре (после двух знаков «/» с начала строки). Для сохранения текста или его части

в виде файла на диске надо выбрать пункт меню «Файл» и подменю «Сохранить» или «Сохранить как». Для чтения уже существующего файла используется подменю «Открыть». Для получения загрузочного файла программы исходный текст надо привести к виду, понятному контроллеру, для этого используется пункт меню «Транслятор». Его вызов приводит к запуску встроенного транслятора. Его текущие сообщения выводятся в трех строках, расположенных в верхней части формы. Через некоторое время сообщения автоматически сотрутся. Транслятор отлавливает синтаксические ошибки и сообщает как о месте на строке, где ему что-то не понравилось, так и о типе встретившейся ошибки. Все ошибки должны быть исправлены. Пока не получите сообщения об успешной трансляции, бесполезно загружать файл в контроллер. По пункту меню «Листинг» можно посмотреть, во что превратился ваш исходный текст. Для загрузки успешно оттранслированного файла в контроллер надо воспользоваться меню «Файл» с подменю «Отправить», при этом запустится форма загрузки. На ней находятся некоторые флажки, а именно: «Кол-во PIN, PIN, CNT, DAT, отладка» — установка флажков приведет к подключению входов к соответствующим переменным, т. е. переменные будут меняться в соответствии с реальными входными сигналами. Если флажки не устанавливать, то значения этим переменным можно присваивать из командной строки по кнопке «Передать» в форме Отладки. Как правило, именно с этого режима и следует начинать отладку программы. «Кол-во PIN» выбирает, сколько линий будут использоваться в драйвере подавителя дребезга порта PINA МК, (0 — 8). «Отладка» — в этом режиме следует установить этот флажок. После загрузки программы состояние флажков будет запомнено. При нажатии на кнопку «Отправить» ваш файл начнет записываться во внутреннюю память контроллера. Процесс загрузки отображается на полосковом индикаторе. Возможно, будет сообщение об ошибке, тогда, скорее всего, причина в неисправной связи с контроллером. По кнопке «Выход» произойдет возврат в форму отладки. После загрузки имя файла запоминается и отображается на форме, при повторном входе в форму отладки этот файл будет автоматически считываться с диска в текстовое окно и транслироваться. Иными словами, на диске компьютера хранятся только текстовые файлы.

Для управления контроллером на форме с правой стороны находятся четыре кнопки. «Сброс» — будет установлен начальный адрес первой строки исходного текста (с нее начнется выполнение программы), переменные обнуляются. Буфер событий и точка останова не очищаются. Время установится в соответствии с РС. «Старт» — будет произведен внутренний тест, и если он прошел успешно, то контроллер переводится в режим «Работа», если нет, то в режим «Неиспра-

вен». «Стоп» — контроллер остановится (остановит выполнение пользовательской программы), адрес останова и рабочие переменные запомнятся, входные переменные могут изменяться, АТ и ДТ продолжают работать. Если нажать на кнопку «Старт», то выполнение программы будет продолжено с запомненного адреса строки. «Шаг» позволяет выполнить одну строку программы и остановиться, таким образом можно пройти всю программу, следя за состоянием переменных. Выделенная цветом строка исполняется после нажатия на кнопку. Для отладки контроллера в реальном времени предусмотрена возможность установки на адрес строки контрольной точки, при достижении которой контроллер перейдет в режим останова. Для продолжения работы надо либо снять контрольную точку, либо перед нажатием на кнопку «Старт» сделать один шаг по программе. Для управления контрольной точкой предназначено три пункта меню: «Уст. КТ» — устанавливает контрольную точку на строку в текстовом окне, на которой находится курсор. «Удал. КТ» — удалить контрольную точку из контроллера, для проверки можно воспользоваться кнопкой «Показ. КТ», которая показывает наличие контрольной точки. Для установки значений переменных предназначена командная строка с кнопкой «Передать», переменные можно устанавливать как в режиме останова, так и в режиме работы. Синтаксис командной строки:

Имя переменной = значение,

например:

R0=20 R0.5=1 PORT.6=0.

При нажатии на кнопку «Передать» переменные установятся в соответствии с новыми значениями. Если щелкнуть мышкой по отображаемой величине, произойдет переход к шестнадцатеричной системе счисления.

После завершения процесса отладки (убедившись в том, что программа работает строго в соответствии с требуемым алгоритмом) надо перезагрузить ее в контроллер без установленного флажка «Отладка» и с установленными или сброшенными другими флажками.

После загрузки в контроллере включается режим защиты пользовательской программы от модификации. Нажав кнопку «Старт» и убедившись в том, что контроллер перешел в рабочий режим, можно выключить как компьютер, так и контроллер. Если компьютер не требуется, отключите связь и установите контроллер на постоянное место его работы. При подаче питания контроллер произведет внутренние тесты и начнет выполнение программы со стартового адреса.

Сообщения

Эта форма позволяет привязать к номеру сообщения текстовую строку, а также выбрать номера сообщений, ко-

торые будут отображаться в форме регуляторов. Все сообщения, передаваемые из контроллера в компьютер по операторам SOB, ISOB, накапливаются в базе данных, и их можно просмотреть в форме событий. Контроллер передает номер сообщения, однако гораздо удобнее иметь сообщение в текстовом виде. Например: 20 -> «Авария клапана в помещении 5» 35 -> «Температура в норме» 11 -> «Заслонка открыта». Если вы не привяжете к номеру текстовое сообщение, то оно замещается текстовым номером со знаком вопроса. Некоторые наиболее интересные сообщения гораздо удобнее выводить в форму регуляторов, чем искать их во всей базе данных, кроме того, такому сообщению можно сопоставить цвет. В правом верхнем углу надо выбрать имя регулятора, чьи события требуется редактировать, после этого в таблице отобразятся ранее запомненные сообщения. Окно — если поставить «+», то данное сообщение будет отображаться в форме регуляторов, если «-», то нет. Номер — номер сообщения, который может передать контроллер. Цвет — выбор цвета, для этого надо щелкнуть мышкой на выбранном цвете, когда таблица находится в режиме редактирования, при запоминании строки таблицы в базе запомнится и выбранный цвет. Сообщение — строка текста длиной до 40 символов, соответствующая номеру в регистре R12.

События

Эта форма позволяет просмотреть все события, переданные из контроллера и запомненные в базе данных. Для просмотра всех событий надо нажать на кнопку «Поиск» при неактивных фильтрах. Если требуется посмотреть нечто определенное, активируйте флажки у соответствующих фильтров, в сами фильтры введите значение или диапазон значений и нажмите на кнопку «Поиск». Если значения фильтров заданы верно, то в таблице появятся отфильтрованные записи, иначе получите сообщение об ошибке. Число найденных записей отображается справа от надписи «Кол-во».

Для удаления записей (на них также можно установить фильтры) служит кнопка «Чистка». Время удаления значительно, на время удаления курсор мыши приобретает вид песочных часов. В базе данных находятся как номера регуляторов, сообщений, так и их текстовые эквиваленты. Это сделано для того, чтобы можно было легко менять эти параметры в соответствующих формах, а в базе данных остается информация на момент получения сообщения.

Прошивки можно найти на страничке mexex.chat.ru.

Андрей Кобзарев,
mexex@yandex.ru

(Продолжение. Начало — № 5/2003)

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

Динамические параметры ПЛИС семейства CoolRunner-II

Большинство значений динамических характеристик ПЛИС семейства CoolRunner-II индивидуально для каждого конкретного типа микросхемы. Кроме того, каждый тип ПЛИС выпускается, как правило, в трех модификациях, отличающихся друг от друга по быстродействию. Поэтому конкретные значения динамических параметров будут представлены в последующих разделах при рассмотрении особенностей каждого типа микросхемы для соответствующих категорий быстродействия. Все приводимые далее значения динамических параметров гарантируются производителем только при соблюдении рекомендуемых условий (режимов) эксплуатации ПЛИС семейства CoolRunner-II, указанных в табл. 9.

В состав совокупности динамических характеристик, представляемой в последующих разделах для каждой микросхемы, включены основные временные и частотные параметры ПЛИС рассматриваемого семейства с учетом следующих архитектурных особенностей. В каждой макроячейке микросхем семейства CoolRunner-II предусмотрена возможность выбора одного из двух вариантов тактирования триггера, входящего в ее состав. Наиболее часто в качестве тактовых сигналов используются глобальные сигналы синхронизации, которые поступают с соответствующих входов ПЛИС (GCK0, GCK1, GCK2) или с выхода встроенного делителя частоты. При альтернативном варианте тактирования триггера макроячейки осуществляется сигналом, формируемым матрицей логических произведений. Поэтому значения основных временных параметров (например, времени установления и времени удержания сигнала на входе ПЛИС, задержки распространения сигналов) приводятся для каждого варианта тактирования. При этом, если в описании параметра тип тактового сигнала не указывается, то имеется в виду глобальный сигнал синхронизации.

Кроме того, пользовательские входы микросхемы могут конфигурироваться для работы в одном из двух режимов — обычном и «быстром». При функционировании в обычном режиме сигнал со входного контакта ПЛИС через соответствующий блок ввода/вывода передается на вход быстродействующей переключающей матрицы, которая обеспечивает его коммутацию на вход соответствующей макроячейки. В случае конфигурирования входного контакта для работы в

«быстром» (или «прямом») режиме, сигнал, снимаемый с этого вывода ПЛИС, через блок ввода/вывода поступает непосредственно на вход макроячейки, сопряженной с этим блоком ввода/вывода. Поэтому значения основных временных параметров, относящихся ко входам микросхемы, указываются для каждого режима работы входных контактов. Если в описании параметра тип входа явно не указан, то имеется в виду пользовательский входной контакт ПЛИС, функционирующий в обычном режиме.

Для микросхем семейства CoolRunner-II, содержащих 128 и более макроячеек, приводится ряд дополнительных временных параметров, которые позволяют учитывать особенности применяемой технологии DataGATE.

При анализе динамических параметров необходимо обратить внимание на следующие замечания. Внутренняя частота переключений FTOGGLE представляет собой максимальную частоту тактового сигнала, при которой Т-триггер, входящий в состав макроячейки, способен устойчиво функционировать. Под максимальной системной частотой FSYSTEM понимается предельная частота тактового сигнала, при которой шестнадцатиразрядный двоичный счетчик, реализуемый в рамках одного функционального блока ПЛИС, сохраняет свою работоспособность.

Значения ряда параметров временной модели ПЛИС семейства CoolRunner-II зависят не только от типа микросхемы и категории быстродействия, но и от используемого сигнального стандарта ввода/вывода. К таким параметрам, прежде всего, относятся задержки распространения сигналов, вносимые входными и выходными элементами блоков ввода/вывода. Поэтому далее в соответствующих таблицах помимо основных (базовых)

значений задержек входных и выходных элементов приводятся значения дополнительных задержек для каждого стандарта ввода/вывода, поддерживаемого микросхемой рассматриваемого типа. Итоговая величина входной или выходной задержки представляет собой сумму значений основной и дополнительной задержки, соответствующий выбранному стандарту ввода/вывода.

Основные характеристики ПЛИС XC2C32

ПЛИС XC2C32 семейства CoolRunner-II содержит 32 макроячейки, которые входят в состав двух функциональных блоков. Данный тип микросхем производится в трех вариантах, обозначаемых числовыми индексами -3, -4, -6, каждый из которых соответствует определенному классу быстродействия. Далее приводятся значения основных динамических параметров ПЛИС XC2C32 для каждого из выпускаемых вариантов.

Значения тока, потребляемого ПЛИС от источника питания в динамическом режиме, зависят от частот сигналов проектируемого устройства, которых реализуется на базе этой микросхемы. Характер зависимости потребляемого тока от частоты сигналов для микросхем XC2C32 с различным быстродействием показан на рис. 14.

Типовые значения тока, потребляемого микросхемой XC2C32 от источника питания ядра микросхемы, для фиксированных значений частоты сигнала приведены в табл. 22. Данные, представленные в этой таблице, соответствуют результатам измерений, полученным при температуре окружающей среды $T_A = 25^\circ\text{C}$ и использовании стандарта ввода/вывода LVCMOS 1.8V. Максимальное значение потребляемого тока для ПЛИС XC2C32 с быстродействием -3 составляет 1,2 мА на частоте 1 МГц и 4,0 мА на частоте 50 МГц. Для микросхем XC2C32, которые относятся к классам быстродействия -4 и -6, ток, потребляемый от источника питания ядра микросхемы не превосходит 0,25 мА при частоте 1 МГц и 2,5 мА при частоте 50 МГц. Приведенные значения соответствуют случаю реализации реверсивного 16-разрядного двоичного

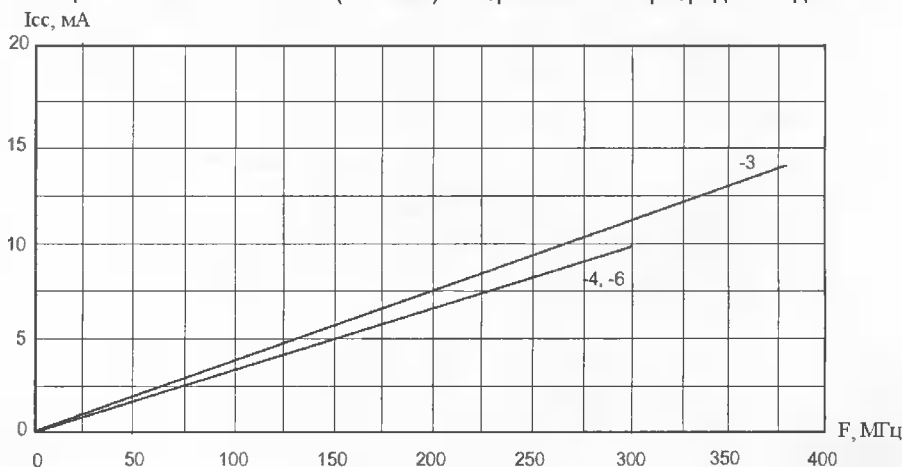


Рис. 14

счетчика в каждом функциональном блоке ПЛИС при значении напряжений питания для ядра микросхемы VCC и блоков ввода/вывода VCCIO равном 1,9 В. Типовое значение тока, потреб-

Таблица 22

Класс ПЛИС по быстродействию	Типовое значение потребляемого тока, мкА, при частоте, МГц												
	0	25	50	75	100	150	175	200	225	250	300	350	385
–3	0,03	0,98	1,92	2,90	3,82	5,68	6,65	7,54	8,41	9,35	11,16	12,97	14,09
–4, –6	0,016	0,87	1,75	2,61	3,44	5,16	5,99	6,81	7,63	8,36	9,93	—	—

Таблица 23

Обозначение	Параметр	Параметр для класса ПЛИС по быстродействию					
		–3		–4		–6	
		Миним.	Макс.	Миним.	Макс.	Миним.	Макс.
TPD1	Задержка распространения сигнала от входного контакта до выходного через комбинационную логику при использовании одиночного терма, нс	—	2,8	—	3,8	—	5,5
TPD2	Задержка распространения сигнала от входного контакта до выходного через комбинационную логику при использовании суммы термов, нс	—	3,0	—	4,0	—	6,0
TSUD	Время установления сигнала на «быстром» входе ПЛИС	1,5	—	1,7	—	2,2	—
TSU1	Время установления сигнала на входе ПЛИС при использовании одиночного терма, нс	1,5	—	1,9	—	2,6	—
TSU2	Время установления сигнала на входе ПЛИС при использовании суммы термов, нс	1,7	—	2,1	—	3,1	—
THD	Время удержания сигнала на «быстром» входе ПЛИС, нс	0	—	0	—	0	—
TH	Время удержания сигнала на входе ПЛИС	0	—	0	—	0	—
TCO	Задержка переключения сигнала на выходе ПЛИС по отношению к глобальному тактовому сигналу на входе GCK, нс	—	2,8	—	3,7	—	4,7
FTOGGLE	Внутренняя частота переключений, МГц	—	500	—	450	—	300
FSYSTEM1	Максимальная системная частота при использовании одиночного терма, МГц	—	417	—	323	—	200
FSYSTEM2	Максимальная системная частота при использовании суммы термов, МГц	—	385	—	303	—	182
FEXT1	Максимальная внешняя частота при использовании одиночного терма, МГц	—	233	—	179	—	137
FEXT2	Максимальная внешняя частота при использовании суммы термов, МГц	—	222	—	172	—	128
TPSUD	Время установления сигнала на «быстром» входе ПЛИС при тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	0,6	—	0,4	—	0,9	—
TPSU1	Время установления сигнала на входе ПЛИС при использовании одиночного терма и тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	0,6	—	0,6	—	1,3	—
TPSU2	Время установления сигнала на входе ПЛИС при использовании суммы термов и тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	0,8	—	0,8	—	1,8	—
TPHD	Время удержания сигнала на «быстром» входе ПЛИС при тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	0,9	—	1,5	—	1,6	—
TPH	Время удержания сигнала на входе ПЛИС при тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	0,9	—	1,3	—	1,2	—
TPCO	Задержка переключения сигнала на выходе ПЛИС по отношению к тактовому сигналу при тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	—	3,7	—	5,0	—	6,0
TOE/TOD	Задержка разрешения выхода ПЛИС при использовании глобального управляющего сигнала, нс	—	4,0	—	4,2	—	5,5
TPOE/TPOD	Задержка разрешения выхода ПЛИС при использовании управляющих термов, нс	—	5,3	—	5,5	—	6,7
TMOE/TMOD	Задержка разрешения выхода ПЛИС при использовании в качестве управляющего выходного сигнала макроячейки, нс	—	4,8	—	5,0	—	6,9
TPAO	Задержка сброса/установки выхода ПЛИС при использовании управляющих термов, нс	—	4,9	—	5,5	—	6,8
TAO	Задержка сброса/установки выхода ПЛИС при использовании глобального управляющего сигнала, нс	—	4,0	—	4,5	—	5,5
TSUEC	Время установления сигнала на входе разрешения синхронизации, нс	1,8	—	2,0	—	3,0	—
THEC	Время удержания сигнала на входе разрешения синхронизации, нс	0	—	0	—	0	—
TCW	Длительность импульса глобального тактового сигнала, нс	0,9	—	1,4	—	2,2	—
TPCW	Длительность импульса тактового сигнала при тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	3,0	—	4,0	—	6,0	—
TCONFIG	Длительность конфигурирования ПЛИС, мкс	—	50	—	50	—	50

ляемого микросхемой в режиме конфигурирования, составляет 500 мкА.

Предельные значения основных временных и частотных параметров ПЛИС XC2C32 приведены в табл. 23.

Значения параметров временной модели микросхемы XC2C32 с учетом поддерживаемых сигнальных стандартов ввода/вывода представлены в табл. 24.

Микросхемы XC2C32 выпускаются в корпусах трех типов — PLCC44, VQFP44, CSP56, основные характеристики которых приведены в табл. 25. Все указанные типы корпусов используют

Таблица 24

Обозначение	Параметр	Параметр для класса ПЛИС по быстродействию, нс					
		-3		-4		-6	
		Миним.	Макс.	Миним.	Макс.	Миним.	Макс.
Задержки буферных элементов							
TIN	Задержка входного буферного элемента	—	0,8	—	1,3	—	1,7
TDIN	Задержка прохождения сигнала через цепь «быстрого» входа	—	1,2	—	1,5	—	2,4
TGCK	Задержка глобального тактового буферного элемента (GCK)	—	1,2	—	1,3	—	2,0
TGSR	Задержка буферного элемента глобального сигнала сброса/установки (GSR)	—	1,2	—	1,6	—	2,0
TGTS	Задержка буферного элемента глобального сигнала управления тристабильными выходами кристалла (GTS)	—	0,8	—	1,3	—	2,1
TOUT	Задержка выходного буферного элемента	—	1,4	—	1,8	—	2,0
TEN	Задержка сигнала разрешения аыхода выходного буферного элемента	—	3,2	—	2,9	—	3,4
Задержки логики формирования термов							
TCT	Задержка логики формирования Управляющих термов	—	1,3	—	1,3	—	1,6
TLOGI1	Задержка логики формирования одиночного терма	—	0,4	—	0,4	—	1,1
TLOGI2	Задержка логики формироаания суммы термов	—	0,2	—	0,2	—	0,5
Задержки макроячейки							
TPDI	Задержка прохождения сигнала от входа до выхода макроячейки через комбинационную логику	—	0,2	—	0,3	—	0,7
TSUI	Время установления сигнала на входе данных триггера макроячейки	1,5	—	1,5	—	1,8	—
THI	Время удержания сигнала на входе данных триггера макроячейки	0	—	0	—	0	—
TECSU	Время установления сигнала на входе разрешения синхронизации триггера макроячейки	0,9	—	0,7	—	1,7	—
TECHO	Время удержания сигнала на входе разрешения синхронизации триггера макроячейки	0	—	0	—	0	—
TCOI	Задержка переключения триггера макроячейки	—	0,2	—	0,6	—	0,7
TAOI	Задержка асинхронного сброса/установки триггера макроячейки	—	1,4	—	1,1	—	1,5
Задержки цепей обратной связи							
TF	Задержка прохождения сигнала через цепь обратной связи	—	0,3	—	0,6	—	1,4
TOEM	Задержка прохождения сигнала разрешения выхода, формируемого а макроячейке	—	0,2	—	0,2	—	0,8
Дополнительные задержки для стандарта ввода вывода 1,5V I/O							
TIN15	Дополнительная задержка входного буферного элемента	—	0,0	—	0,8	—	1,0
THYS15	Дополнительная задержка входного триггера Шмитта	—	2,5	—	3,0	—	4,0
TOUT15	Дополнительная задержка выходного буферного элемента	—	0,5	—	0,8	—	1,0
TSLEW15	Дополнительная задержка, вносимая схемой управления длительностью фронтов сигнала на выходе выходного буферного элемента	—	3,0	—	4,0	—	5,0
Дополнительные задержки для стандарта ввода вывода 1,8V CMOS							
THYS18	Дополнительная задержка входного триггера Шмитта	—	2,0	—	3,0	—	4,0
TOUT18	Дополнительная задержка выходного буферного элемента	—	0,0	—	0,0	—	0,0
TSLEW18	Дополнительная задержка, вносимая схемой управления длительностью фронтов сигнала на выходе аходного буферного элемента	—	3,0	—	4,0	—	5,0
Дополнительные задержки для стандарта ввода вывода 2,5V CMOS							
TIN25	Дополнительная задержка аходного буферного элемента	—	0,7	—	0,8	—	1,0
THYS25	Дополнительная задержка входного триггера Шмитта	—	2,5	—	3,0	—	4,0
TOUT25	Дополнительная задержка выходного буферного элемента	—	0,8	—	1,0	—	2,0
TSLEW25	Дополнительная задержка, вносимая схемой управления длительностью фронтов сигнала на выходе выходного буферного элемента	—	4,0	—	5,0	—	7,0

Продолжение таблицы 24

Обозначение	Параметр	Параметр для класса ПЛИС по быстродействию, нс					
		-3		-4		-6	
		Миним.	Макс.	Миним.	Макс.	Миним.	Макс.
Дополнительные задержки для стандарта ввода вывода 3,3V CMOS/TTL							
TIN33	Дополнительная задержка входного буферного элемента	—	0,7	—	0,8	—	1,0
THYS33	Дополнительная задержка входного триггера Шмитта	—	2,5	—	3,0	—	4,0
TOUT335	Дополнительная задержка выходного буферного элемента	—	1,2	—	1,5	—	2,5
TSLEW33	Дополнительная задержка, вносимая схемой управления длительностью фронтов сигнала на выходе выходного буферного элемента	—	4,0	—	5,0	—	7,0

Таблица 25

Тип корпуса	Размеры корпуса, мм	Расстояние между выводами, мм	Тепловое сопротивление кристалл—окружающая среда, °C/Вт	Тепловое сопротивление кристалл—корпус, °C/Вт	Число пользовательских выводов
Plastic Leaded Chip Carrier (PLCC44)	16,5×16,5	1,27	55,1	35,3	33
Very Thin Quad Flat Pack (VQFP44)	10×10	0,8	47,7	8,2	33
Chip Scale Package (CSP56)	6×6	0,5	66,0	14,9	33

ся для реализации ПЛИС с различным быстродействием, предназначенных для применения как в коммерческом, так и промышленном диапазоне температур. При этом следует учитывать, что микросхемы XC2C32, предназначенные для использования в промышленном

Таблица 26

Номер функционального блока	Номер макроячейки	Тип корпуса		
		PLCC44	VQFP44	CSP56
1	1	44	38	F1
1	2	43	37	E3
1	3	42	36	E1
1(GTS1)	4	40	34	D1
1(GTS0)	5	39	33	C1
1(GTS3)	6	38	32	A3
1(GTS2)	7	37	31	A2
1(GSR)	8	36	30	B1
1	9	35	29	A1
1	10	34	28	C4
1	11	33	27	C5
1	12	29	23	C8
1	13	28	22	A10
1	14	27	21	B10
1	15	26	20	C10
1	16	25	19	E8
2	1	1	39	G1
2	2	2	40	F3
2	3	3	41	H1
2	4	4	42	G3
2(GCK0)	5	5	43	J1
2(GCK1)	6	6	44	K1
2(GCK2)	7	7	1	K2
2	8	8	2	K3
2	9	9	3	H3
2	10	11	5	K5
2	11	12	6	H5
2	12	14	8	H8
2	13	18	12	K8
2	14	19	13	H10
2	15	20	14	G10
2	16	22	16	F10

диапазоне температур, производятся только с быстродействием -6. В то же время в коммерческом исполнении выпускается полная линейка модификаций микросхем с различным быстродействием.

Все выводы ПЛИС семейства CoolRunner-II можно разделить по функциональному признаку на две основные группы: пользовательские и специальные. Первую группу составляют выводы микросхемы, которые предназначены для реализации функций входов, выходов и двунаправленных входов/выходов проектируемого устройства. К этой же группе выводов относятся контакты ПЛИС двойного назначения, которые могут использоваться для подачи глобальных сигналов синхронизации и управления или конфигурироваться как пользовательские. Вторую группу образуют выводы, предназначенные для выполнения строго определенной функции. К этой группе относятся контакты, используемые для подключения напряжений питания ядра микросхемы и блоков ввода/вывода, общей шины (земли), порта JTAG-интерфейса. Расположение контактов микросхем в корпусах различного типа указывается отдельно для каждой из перечисленных групп выводов. В табл. 26

Таблица 27

Назначение вывода	Тип корпуса		
	PLCC44	VQFP44	CSP56
Вход TCK JTAG-порта	17	11	K10
Вход TDI JTAG-порта	15	9	J10
Выход TDO JTAG-порта	30	24	A6
Вход TMS JTAG-порта	16	10	K9
Только вход	24	18	D10
Напряжение питания буферных элементов JTAG-порта VAUX	41	35	D3
Напряжение питания ядра кристалла VCC	21	15	G8
Напряжение питания блоков ввода/вывода VCCIO	13, 32	7, 26	H6, C6
Общий (земля) GND	10, 23, 31	4, 17, 25	H4, F8, C7
Неподключенный	—	—	K4, K6, K7, H7, E10, A7, A9, D8, A5, A8, A4, C3

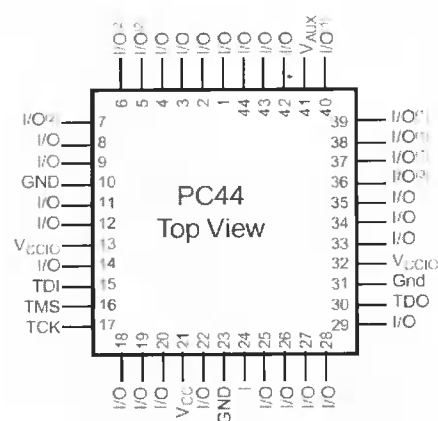


Рис. 15

GSK1, GSK2. Вывод ПЛИС, который может резервироваться в качестве входа глобального сигнала сброса/установки триггеров, входящих в состав макроячеек, (GSR), содержит в обозначении индекс 3. Идентификаторы TCK, TDI, TMS, TDO соответствуют одноименным входам и выходам порта JTAG-интерфейса. Контакт микросхемы, используемый

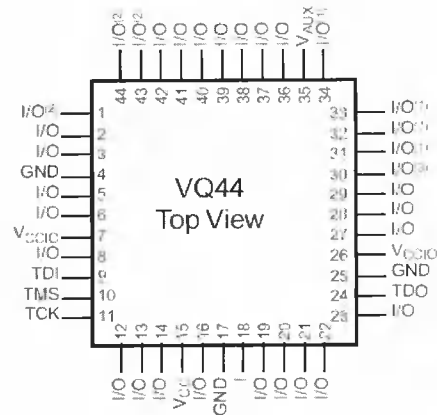


Рис. 16

для подачи дополнительного напряжения питания буферных элементов JTAG-порта, имеет обозначение VAUX. Выводы, предназначенные для подключения напряжений питания ядра микросхемы и блоков ввода/вывода, обозначаются как VCC и VCCIO соответственно. Стандартное обозначение GND используется для выводов, соединяемых с общим прово-

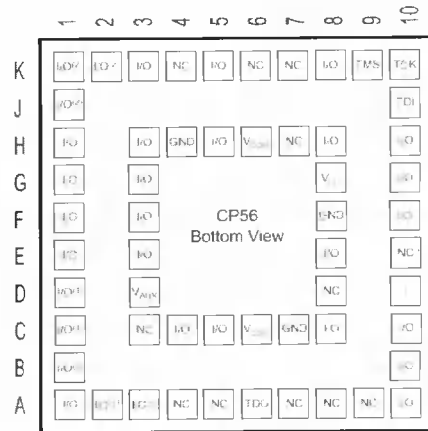


Рис. 17

дом. Обозначение NC соответствует не подключенным (неиспользуемым) выводам корпуса микросхем.

Продолжение следует

Валерий Зотов,
walery@euro.ru

(Продолжение. Начало — № 6/2003)

Устройства USB

Адаптер USB-AVR

Данный адаптер представляет собой устройство, построенное на контроллере AVR с параллельным доступом к интерфейсу USB. Все функции по работе с интерфейсом USB в адаптере выполняет микросхема FT8U245AM. Она преобразует последовательный интерфейс USB в параллельный байтовый код.

Краткий обзор данной микросхемы приведен в первой части статьи. Здесь дается более детальное описание ее внутренней структуры. Функциональная схема микросхемы FT8U245AM изображена на рис. 1.

В данной микросхеме заложены функциональные блоки для автоматической работы с USB портом. Блок USB

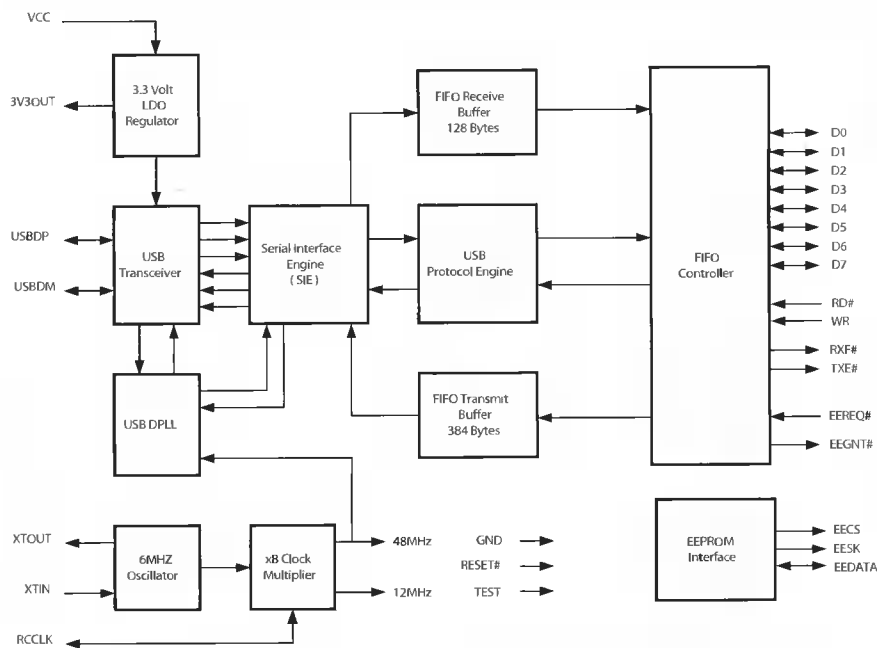


Рис. 1

Transceiver осуществляет согласование приема и передачи данных по двум дифференциальным двунаправленным линиям связи USB порта. С блоком USB Transceiver связан блок последовательного интерфейса Serial Interface Engine (SIE), отвечающий за выделение и преобразование данных из потока USB и блок USB DPLL, который обеспечивает синхронизацию данных в потоке. Блок SIE управляется блоком USB Protocol Engine, отвечающим за поддержание протокола USB. Принимаемые по USB данные из блока SIE поступают в 128-байтовый буфер Dual Port RX Bufer. Передаваемые данные накапливаются в блоке 384-байтового буфера Dual Port TX Bufer. Оба буфера организованы по принципу FIFO (первый вошел, первый вышел). Это позволяет осуществить мягкий синхронизм между двумя различными по скорости потоками данных, между компьютером и внешним устройством. Непосредственно с данными буферами связан блок FIFO Controller, в котором происходит прямое и обратное преобразование последовательных данных в параллельный байт данных. Блок FIFO Controller формирует также сигнал наличия данных TXE#, принятых по USB, и сигнал готовности буфера приемника данных RXF#. Чтение и запись данных микросхемы производится посредством сигналов RD и WR# соответственно. Все сигналы присутствуют на внешних выводах микросхемы в стандартных логических уровнях TTL. Символ # означает инверсию активного сигнала. Дополнительно в состав микросхемы включен стабилизатор напряжения на 3,3 В — 3.3 Volt LDO Regulator. Это напряжение используется для подтягивания одной из дифференциальных линий связи USB для установления скорости передачи данных по интерфейсу USB. Так, при подключении этого напряжения через ограничительный резистор к положительному сигналу DP линии связи, по интерфейсу USB можно будет передавать данные на максимальной скорости 12 МБод. Если же вместо сигнала DP к источнику 3,3 В подключить отрицательный сигнал DM линии связи, то по интерфейсу USB можно будет передавать данные только на скорости 1,5 МБод. Данная возможность заложена

в микросхему. Блок FIFO Controller формирует также сигнал наличия данных TXE#, принятых по USB, и сигнал готовности буфера приемника данных RXF#. Чтение и запись данных микросхемы производится посредством сигналов RD и WR# соответственно. Все сигналы присутствуют на внешних выводах микросхемы в стандартных логических уровнях TTL. Символ # означает инверсию активного сигнала. Дополнительно в состав микросхемы включен стабилизатор напряжения на 3,3 В — 3.3 Volt LDO Regulator. Это напряжение используется для подтягивания одной из дифференциальных линий связи USB для установления скорости передачи данных по интерфейсу USB. Так, при подключении этого напряжения через ограничительный резистор к положительному сигналу DP линии связи, по интерфейсу USB можно будет передавать данные на максимальной скорости 12 МБод. Если же вместо сигнала DP к источнику 3,3 В подключить отрицательный сигнал DM линии связи, то по интерфейсу USB можно будет передавать данные только на скорости 1,5 МБод. Данная возможность заложена

жена в спецификации протокола USB с целью совместимости с низкоскоростной периферией.

Роль синхронизатора всех процессов микросхемы отведена блокам задающего генератора 6MHz Oscillator и умножителя частоты x8 Clock Multiplier. Последний блок формирует из частоты 6 МГц задающего генератора частоты 12 МГц и 48 МГц, необходимые для синхронизации скоростных процессов внутри самой микросхемы.

Блок EEPROM Interface позволяет осуществить запись и чтение специфических данных об устройстве в подключаемую извне микросхему энергонезависимой постоянной памяти. К таким данным относятся: серийный номер изделия, его название, информация о фирме-производителе, поставщике продукции и т. д.

Подробное техническое описание на эту микросхему можно найти на сайте производителя <http://www.ftdichip.com>.

На рис. 2 приведена структурная схема адаптера USB-AVR. Она довольно проста и состоит всего из трех компонентов: интерфейса USB с энергонезависимой памятью и контроллера AVR.

Принципиальная схема адаптера приведена на рис. 3. Дроссель L1 вместе с элементами C1, R7, C8, R8 и C10 осуществляет фильтрацию питания адаптера от интерфейса USB. Резисторы R1 и R2 являются согласующими элементами связи по интерфейсу. Резистор R3, как было сказано выше, определяет максимальную скорость работы по интерфейсу. Транзистор VT1 с резисторами R4–R6 и конденса-

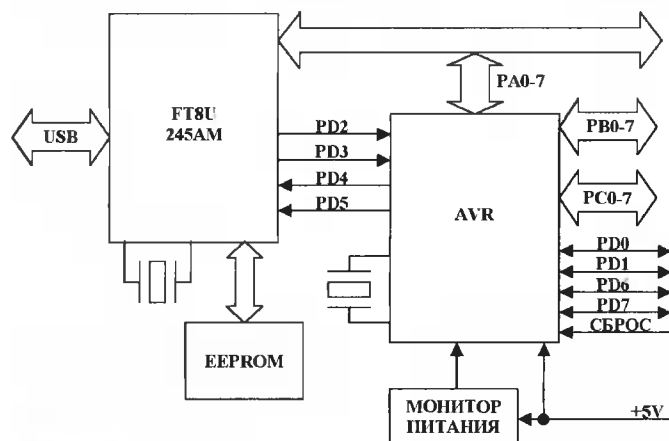


Рис. 2

тором C5 осуществляет аппаратный сброс микросхемы D1 при подключении к разъему USB. Конденсаторы C11, C12 стабилизируют работу кварцевого резонатора ZQ2. Конденсаторы C13–C15 и CP2 фильтруют питание по высокой и низкой частоте. Диоды VD1 и VD2 развязывают линию сброса от различных источников данного сигнала. Микросхема D4 является монитором питания контроллера D3 и формирует сигнал сброса в момент подключения адаптера к внешнему устройству, а также при пониженном напряжении питания +5 В. Все остальные операции в адаптере выполняет контроллер D3 под управлением программы, прошитой во флэш-памяти самой микросхемы. Программирование данного контроллера производится внутрисхемно через разъем J1. Сигналы контроллера, выведенные на этот разъем, можно использовать после программирования для подключения к адаптеру устройств с интерфейсом SPI. На разъеме J4 выведены сигналы последовательного порта контроллера.

Как видно из схемы, у адаптера имеется большое число свободных программируемых выводов, подключенных к разъемам X2, J1 и J4. Эти выводы можно использовать произвольно, в зависимости от решаемой задачи. Например, можно присоединить к ним кнопки, индикаторы и логические датчики, получив при этом устройство управления и контроля. Можно использовать эти выводы для формирования сигналов LPT порта, получив тем самым дополнительный параллельный порт для компьютера. Наконец, можно превратить данный адаптер в программатор, эмулятор или другой полезный прибор с интерфейсом USB. Кроме того, можно использовать внутреннюю восьмиразрядную шину данных для внешних связей, поскольку она является двунаправленной и может принимать третье состояние. Все зависит от фантазии разработчика и поставленных задач.

Адаптер можно собрать на небольшой макетной плате или развести для него печатную плату, предварительно дооснастив схему необходимыми элементами для решения конкретной задачи. После сборки устройства необходимо убедиться в правильности монтажа и отсутствии замыканий между разномысленными цепями. Теперь адаптер необходимо запрограммировать и протестировать. Для этого надо подключить адаптер к компьютеру с помощью стандартного кабеля USB. Сразу же после подключения компьютер обнаружит данное устройство и начнет поиск драйверов для него. Вся процедура по установке драйверов и программированию EEPROM адаптера подробно описана во второй части статьи. Драйверы для данного адаптера с интерфейсной мик-

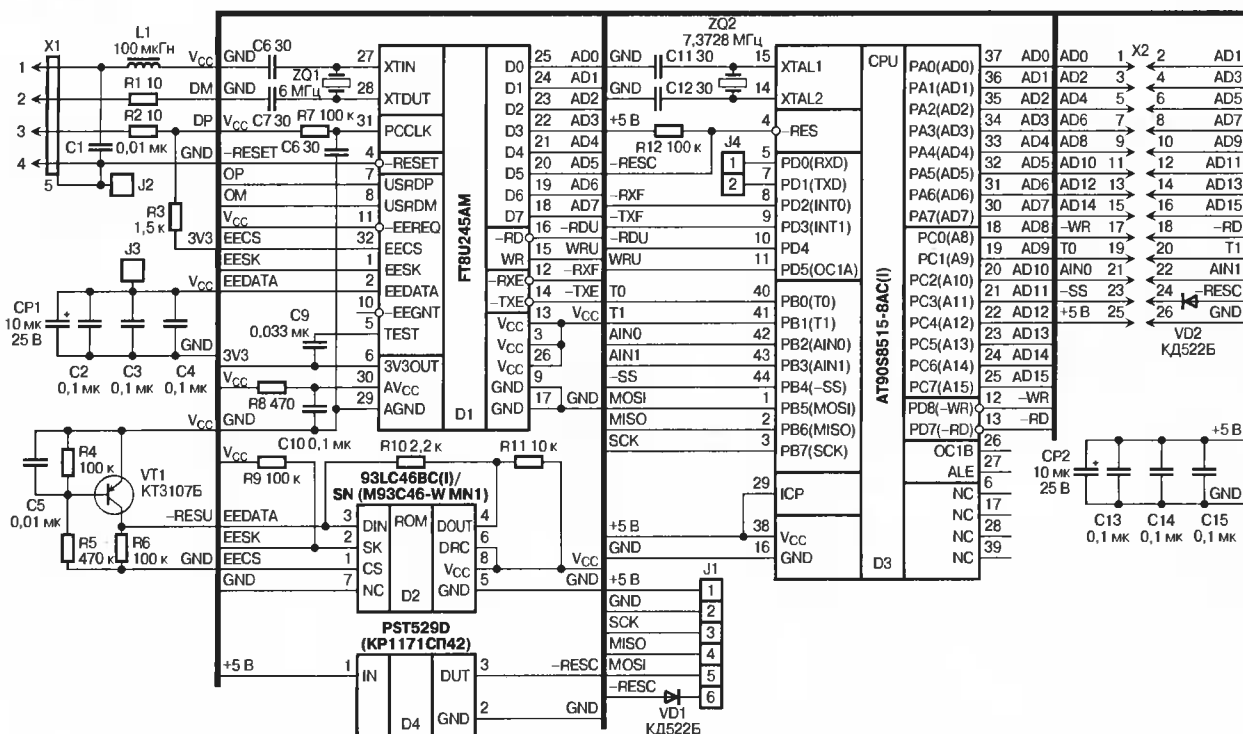


Рис. 3

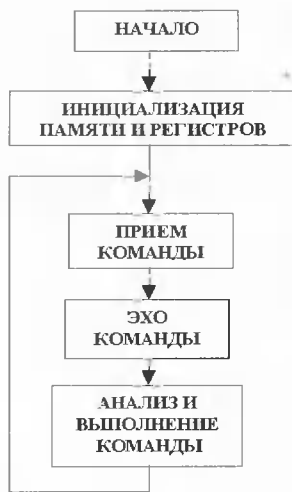


Рис. 4

росхемой FT8U245AM используются те же, что и для адаптера USB-COM, построенного на микросхеме FT8U232AM. Поэтому после их установки в компьютере появится новый виртуальный COM-порт, который в отличие от обычного COM-порта игнорирует все параметры формата данных и скорости передачи и всегда работает на максимальной скорости 8 Мбит в секунду.

Далее необходимо записать в контроллер AVR рабочую программу. В качестве рабочей программы мною написана небольшая тестовая программа для этого контроллера. Функциональная схема этой программы приведена на рис. 4.

Она позволяет командами от компьютера управлять выводами контроллера AVR по интерфейсу USB. В исходном тексте программы, приведенном ниже, показано, каким образом контроллер обменивается информацией по USB интерфейсу с помощью микросхемы FT8U245AM. Данные подпрограммы обмена можно использовать в дальнейшем для написания других рабочих программ для данного адаптера.

Исходный текст тестовой программы AVR:

```

; *****
;
; Название: USB_AVR
; Версия:      1.0
; Дата:       25.04.2003
; Автор:      0.Д. Вальпа
;
; Описание: Тестовая программа адаптера USB-AVR принимает
команды
; от компьютера по интерфейсу USB, транслирует их обратно
и выполняет
; следующие действия:
;
; Команда      Выполняемые действия
; =====
; 0x55        Порт A+C = 0x5555
; 0xAA        Порт A+C = 0xAAAA
; 0xFF        Порт A+C = 0xFFFF
; 0xC         Порт A+C = 0x0000
;
; 0x10        Читать порт A
; 0x20        Читать порт C
;
; *****
.include "8515def.inc" ;Включить файл описания регистров
;
; .LIST          ;Генерировать листинг
; .LISTMAC       ;Генерировать листинг макросов
; %%%%%%%%%%%%%%
; Константы и определения переменных
; %%%%%%%%%%%%%%
; Выводы порта D
.equ INPD_RXF = 2
.equ INPD_TXE = 3
.equ OUTD_RDU = 4
.equ OUTD_WRU = 5
.equ OUTD_WR = 6
.equ OUTD_RD = 7
; =====
; Глобальные регистры переменных
; Регистры не поддерживающие команды
CPI, ANDI, SUBI, ORI, SBCI, LDI.
.def TEMPCODE = r0 ;Регистр для команды
LPM НЕ ИЗМЕНЯТЬ r0!!!
; .def          =r1 ;Резерв

```

```

; .def          =r2 ;Резерв
; .def          =r3 ;Резерв
; .def          =r4 ;Резерв
; .def          =r5 ;Резерв
; .def          =r6 ;Резерв
; .def          =r7 ;Резерв
; .def          =r8 ;Резерв
; .def          =r9 ;Резерв
; .def          =r10 ;Резерв
; .def          =r11 ;Резерв
; .def          =r12 ;Резерв
; .def          =r13 ;Резерв
; .def          =r14 ;Резерв
; .def TEMPSREG =r15 ;Временный регистр SREG

```

```

;Регистры поддерживающие команды CPI, ANDI, SUBI, ORI, SBCI, LDI.
.def FLAGS =r16 ;Регистр флагов
.equ FLprm =0 ;Бит-флаг был принят
байт
.equ FL1 =1 ;Бит-флаг 0
.equ FL2 =2 ;Бит-флаг 0
.equ FL3 =3 ;Бит-флаг 0
.equ FL4 =4 ;Бит-флаг 0
.equ FL5 =5 ;Бит-флаг 0
.equ FL6 =6 ;Бит-флаг 0
.equ FL7 =7 ;Бит-флаг 0

```

```

; .def          =r17 ;Резерв
; .def          =r18 ;Резерв
; .def          =r19 ;Резерв
; .def          =r20 ;Резерв
; .def TX_BUF =r21 ;Буфер передатчика
; .def RX_BUF =r22 ;Буфер приемника
; .def TEMP =r23 ;Регистр
временных данных
; .def TEMPINT =r24 ;Регистр временных
данных прерываний
; .def TEMPPP =r25 ;Регистр временных
данных подпрограмм
;Регистры r26-r31 для косвенной адресации через X,Y,Z
;
; .DSEG
VAR0: .BYTE 16 ;Зарезервировать 16
байт в памяти
;
; .CSEG
; %%%%%%%%%%%%%%
; Векторы прерываний
; %%%%%%%%%%%%%%
; .org 0
; rjmp 0P_RESET;Переход по сбросу
;
; .org INT0addr
; reti ;Обработка прерывания INT0
;
; .org INT1addr
; reti ;Обработка прерывания INT1
;
; .org ICP1addr
; reti ;Обработка захвата TC1
;
; .org OC1Aaddr
; reti ;Обработка TC1A
;
; .org OC1Baddr
; reti ;Обработка TC1B
;
; .org OVF1addr
; reti ;Обработка переполнения TC1
;
; .org OVF0addr
; reti ;Обработка переполнения TC0
;
; .org SPIaddr

```

```

    reti    ;Обработка прерывания SPI конец передачи

.org    URXCaddr
    reti    ;Обработка прерывания ПП конец приема

.org    UDREaddr
    reti    ;Обработка прерывания ПП регистр данных пуст

.org    UTXCaddr
    reti    ;Обработка прерывания ПП конец передачи

.org    ACIaddr
    reti    ;Обработка прерывания компаратора

;@@@@@@@@@@@@@@@@
OP_RESET:                ;Переход по сбросу
;@@@@@@@@@@@@@@@@
; Указатель стека на вершину 03У
    ldi     TEMP,low(RAMEND)
    out     SPL,TEMP
    ldi     TEMP,high(RAMEND)
    out     SPH,TEMP

;=====
;////////////////////////
;Инициализация порта B
    ldi     TEMP, 0b00000000    ;0=вход 1=выход
    ;      | | | | | |
    ;      | | | | | |+0 T0
    ;      | | | | | |+1 T1
    ;      | | | | | |+2 AIN0
    ;      | | | | | |+3 AIN1
    ;      | | | | | |+4 -SS
    ;      | | | | | |+5 MOSI
    ;      | | | | | |+6 MISO
    ;      | | | | | |+7 SCK
    out     DDRB,TEMP
    ldi     TEMP, 0b11111111    ;0=нет резистора 1=есть
резистор
    out     PORTB,TEMP

;////////////////////////
;Инициализация порта D
    ldi     TEMP, 0b11110010    ;0=вход 1=выход
    ;      | | | | |
    ;      | | | | | |+0 RxD
    ;      | | | | | |+1 TxD
    ;      | | | | | |+2 RXF(INT0)
    ;      | | | | | |+3 TXE(INT1)
    ;      | | | | | |+4 -RDU
    ;      | | | | | |+5 WRU
    ;      | | | | | |+6 -WR
    ;      | | | | | |+7 -RD
    out     DDRD,TEMP
    ldi     TEMP, 0b11010011    ;0=нет резистора 1=есть
резистор
    out     PORTD,TEMP

;@@@@@@@@@@@@@@@@
;Основной модуль
;@@@@@@@@@@@@@@@@
MAIN:    rcall PrmByte          ;Прием команды
    mov     TX_BUF, RX_BUF      ;Записать в буфер передатчика
    rcall   PrdByte             ;3х0

    mov     TEMP, RX_BUF        ;Сохранить команду в рабо-
чем регистре
    cpi     TEMP, 0             ;Если команда = 0
    breq    MAIN                ;Конец

MAIN1:   cpi     TEMP, 0x55      ;Код команды ?
    breq    MAIN2               ;Да-выполнить
    cpi     TEMP, 0xAA          ;Код команды ?
    breq    MAIN2               ;Да-выполнить
    cpi     TEMP, 0xFF          ;Код команды ?
    breq    MAIN2               ;Да-выполнить

```

```

    cpi     TEMP, 0xC           ;Код команды ?
    brne    MAIN2              ;Нет-далее
    clr     TEMP                ;подготовить обнуление
MAIN2:   rcall   WrDat          ;Да-выполнить команду
    rjmp    MAIN                ;Конец

MAIN2:   cpi     TEMP, 0x10      ;Код команды ?
    brne    MAIN3              ;Нет-далее
    rcall   RdA                 ;Да-выполнить команду
    mov     TX_BUF, TEMP
    set     T=1
    bld     FLAGS, FLprm        ;флаг необходимости пере-
дачи взвести
    rcall   PrdByte             ;Передать байт данных
    rjmp    MAIN                ;Конец

MAIN3:   cpi     TEMP, 0x20      ;Код команды ?
    brne    MAIN3              ;Нет-далее
    rcall   RdC                 ;Да-выполнить команду
    mov     TX_BUF, TEMP
    set     T=1
    bld     FLAGS, FLprm        ;флаг необходимости пере-
дачи взвести
    rcall   PrdByte             ;Передать байт данных
MAIN4:   rjmp    MAIN            ;Конец

;=====
;Подпрограмма приема байта через FT245AM
;Вход:                бит D2(-RxF)
;Выход:                RX_BUF
;Используются:TEMPPPP
;=====
PrmByte:
    clr     RX_BUF              ; Очистка команды
    sbic    PIND, INPD_RXF      ; Если буфер приема FT8U пуст
    ret
    ;
    set     T=1
    bld     FLAGS, FLprm        ; флаг приема команды взве-
сти

    rcall   PortACInp          ; Порты A и C в режим при-
ема
    cbi     PORTD, OUTD_RDU     ; -RDU=0
    pop
    in       RX_BUF, PINA        ; Чтение команды
    sbi     PORTD, OUTD_RDU     ; -RDU=1
    ret

;=====
;Подпрограмма передачи байта через FT245AM
;Вход:                бит D3(-TxE) TX_BUF
;Выход:                FT245AM
;Используются:TEMPPPP, TEMP
;=====
PrdByte:
    sbic    PIND, INPD_TXE      ; Если нет готовности передатчика
    ret
    ;
    sbrs    FLAGS, FLprm        ; Если не было принято команды
    ret
    ;
    rcall   PortACout          ; Порты A и C на вывод

    sbi     PORTD, OUTD_WR      ; WRU=1
    pop
    out     PORTA, TX_BUF       ; Запись байта в буфер передачи
FT8U
    cbi     PORTD, OUTD_WR      ; WRU=0

    rcall   PortACInp          ; Порты A и C на ввод

    clt
    bld     FLAGS, FLprm        ; флаг необходимости пере-

```


(Окончание. Начало — № 8/2003)

Четырехканальный таймер-часы-терморегулятор на базе энергонезависимых часов NS182.2 и расширителя сильноточных нагрузок NM4413

Расширитель выходов NM4413

Для того, чтобы прибор мог управлять четырьмя сильноточными нагрузками, к нему необходимо подключить дополнительное четырехканальное исполнительное устройство — расширитель выходов. В ассортименте модулей Мастер КИТ есть набор **NM4411**, который выполняет такую функцию. Для его использования совместно с многоканальным таймером **NS182.2** к нему требуется подключить дополнительный блок питания, сетевой шнур и несколько сетевых розеток, что делает такую конструкцию громоздкой и непрактичной. Кроме того, набор **NS182** имеет бестрансформаторное питание. При использовании его в качестве часов это не создает проблем, так как снаружи корпуса нет токоведущих частей. Однако при использовании его в качестве термометра-терморегулятора датчик температуры оказывается неизолированным от сетевого напряжения, что накладывает жесткие требования на качество его изоляции и ограничивает возможности его применения во влажной среде.

Для устранения этих недостатков в лаборатории Мастер КИТ было разработано улучшенное четырехканальное исполнительное устройство с встроенным блоком питания — «Управляемый «Пилот». Набор получил номер **NM4413**.

Устройство выполнено в элегантном надежном корпусе фильтра «Пилот» и имеет прочность изоляции между си-

ловой и сигнальной частью более 3 кВ, что обеспечивает высокий уровень безопасности и надежность работы. В состав блока расширения входит также стабилизированный блок питания для таймера **NS182.2**, который обеспечивает гальваническую развязку таймера от электросети. Это значительно повышает безопасность эксплуатации прибора и расширяет области его применения. Внешний вид устройства с подключенным таймером **NS182.2** показан на рис. 1, принципиальная схема — на рис. 6, печатная плата и расположение элементов — на рис. 7 и 8 соответственно.

Технические характеристики расширителя NM4413

Напряжение питания — 220 В
Число независимых коммутируемых каналов — 4

Коммутируемая нагрузка (по переменному току) — 10 А/125 В или 6 А/220 В
Входные управляющие сигналы — ТТЛ, КМОП (стандартный LPT порт) Сигнальный разъем — DB25S
Изоляция между сигнальной и силовой частью — не менее 3 кВ
Ток нагрузки по выходу +5 В — не более 100 мА

Трансформатор Т1, диодный мост VD1, конденсатор C5 образуют нестабилизированный блок питания для встроенного буферного усилителя и блока реле. Микросхема DA2 вырабатывает стабилизированное напряжение +5 В, которое подается на контакт 13 разъема DB25S (сигнал Select). При подключении устройства к таймеру **NS182.2** таймер получает питание с этого контакта. Сигналы с выхода таймера (DR0—DR3, контакты 2—5) поступа-

ют на вход буферного усилителя DA1. Он усиливает логические сигналы до уровней, необходимых для управления реле. При необходимости подключения двух коммутаторов для управления восемью нагрузками (при подключении расширителя к стандартному LPT порту компьютера), сигнальные входы вто-

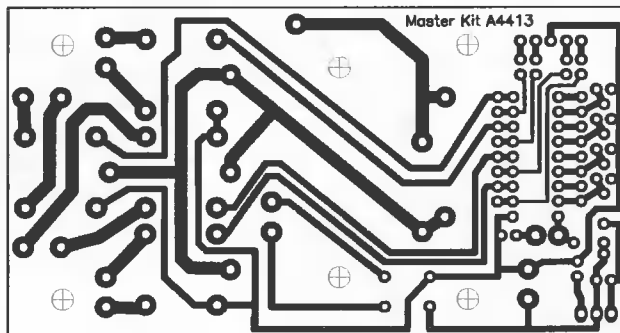


Рис. 7

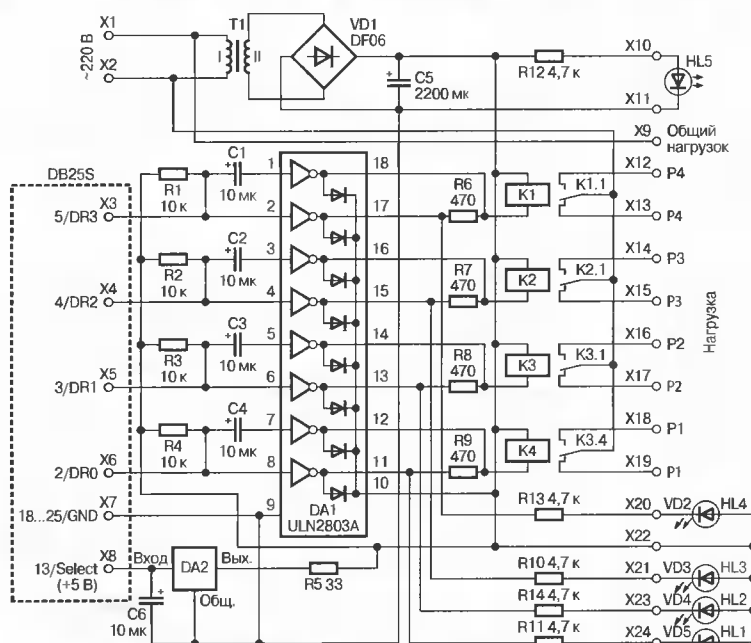


Рис. 6

рого коммутатора подключаются к контактам 6—9 разъема DB25S (сигналы DR4—DR7).

Сетевое напряжение подается на контакты X1, X2. Нагрузки подключаются между общим контактом X9 (COM) и контактами X12—X19 (для выходов P4—P1 соответственно). Контакты X12, X14, X16, X18 находятся в нормально разомкнутом состоянии (стандартный вариант подключения), а контакты X13, X15, X17, X19 — в нормально замкнутом (используются при необходимости, по усмотрению пользователя).

Резисторы R1—R4 установлены для того, чтобы при отключении таймера от разъема DB25S все реле переключались во включенное состояние, что позволяет использовать устройство как простой сетевой удлинитель. Если нет необходимости в таком режиме работы, то резисторы R1—R4 можно не устанавливать.

Конденсаторы C1—C4 и резисторы R6—R9 обеспечивают «динамическое» включение реле. В этом режиме при появлении сигнала включения от тайме-

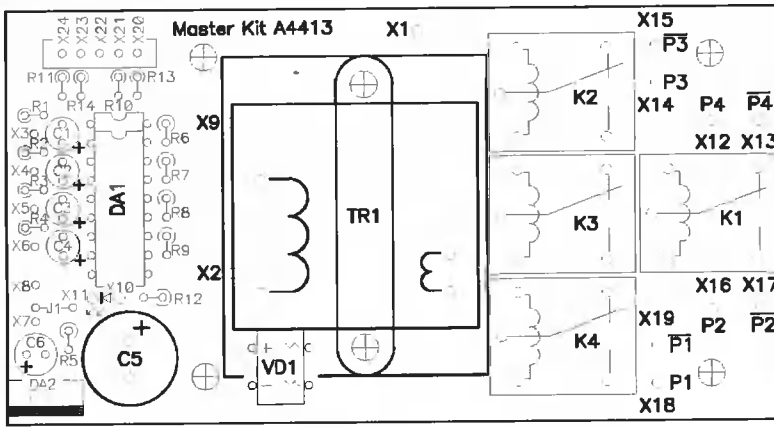


Рис. 8

ра на исполнительные реле сначала на короткое время подается полное напряжение питания, а затем через резисторы R6—R9 — небольшой ток удержания. Такой режим позволяет уменьшить потребление расширителем энергии и снизить тепловыделение.

Если требуется использовать реле в обычном режиме включения (это может потребоваться при нестабильном электропитании), вместо резисторов R6—R9 необходимо установить проволочные перемычки, а конденсаторы C1—C4 не устанавливать.

Светодиод HL5 индицирует включение питания, а HL1—HL4 служат для индикации включенного канала и устанавливаются в непосредственной близости от соответствующих розеток.

Хотя расширитель выходов оптимизирован для использования совместно с таймером NS182.2, он может использоваться совместно с любым стандартным компьютером IBM PC, подключаясь к штатному порту LPT. При этом напряжение на контакте 13 разъема (Select) может использоваться программным обеспечением компьютера для контроля наличия питания на коммутаторе.

Конструкция

Конструктивно расширитель выполнен на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита, которая затем устанавливается винтами-саморезами в корпус сетевого удлинителя «Импульс-4 У10-006». Выходные розетки, сетевой выключатель, предохранитель, сетевой шнур, светодиод HL5 используются из комплекта удлинителя. Перед установкой платы в корпус необходимо просверлить отверстия около выходных розеток и установить в них индикаторные светодиоды HL1—HL4.

Заменив в наборе NS182 прошивку 182.01 на прошивку версии 182.02 можно получить многоканальный таймер-терморегулятор с энергонезависимой памятью NS182.2. С этой прошивкой набор приобретает возможность управлять по программе четырьмя независимыми нагрузками, а при подключении термодатчика DS18B20 показывать температуру и работать в режиме цифрового терморегулятора.

Правильно собранное устройство наладки не требует.

Для подключения таймера NS182 к расширителю на корпусе таймера необходимо установить ответную часть компьютерного разъема DB25S. Его нужно тонкими проводниками подключить к выводам микросхемы DD2 (рис. 9). На разъеме выведены также все выводы

DB25S(M)	
1	N.C.
2	Port 1
3	Port 2/MOSI
4	Port 3/MISO
5	Port 4/SCK
6	N.C.
7	N.C.
8	N.C.
9	N.C.
10	N.C.
11	RESET
12	N.C.
13	Vcc (+5V)
14	N.C.
15	N.C.
16	N.C.
17	N.C.
18	GND

Рис. 9

микросхемы, необходимые для внутрисхемного программирования встроенного микропроцессора, поэтому, сделав несложный переходник, вы сможете при помощи программатора NM9211 записывать новые версии программного обеспечения и вносить свои изменения в программу.

Примеры схем включения

Одноканальный программируемый таймер (рис. 10)

В этом включении набор NS182.2 работает как таймер, включающий и выключающий радиоприемник в заданные моменты времени, может использоваться как «музыкальный будильник».

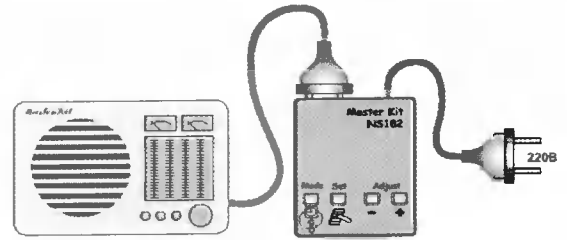


Рис. 10

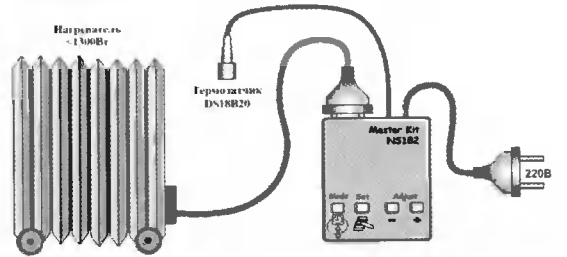


Рис. 11

Одноканальный термометр-терморегулятор (рис. 11)

В этом включении NS182.2 осуществляет индикацию и поддержание температуры в помещении, управляя нагревателем.

Многоканальный программируемый таймер (рис. 12)

Такое соединение позволяет организовать освещение в квартире или на даче, имитирующее эффект присутствия.

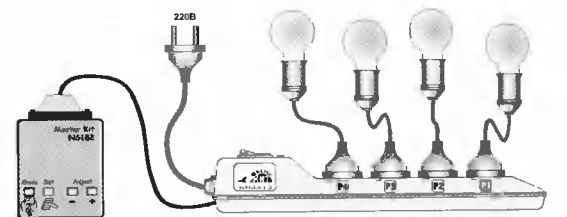


Рис. 12

Многоканальный программируемый таймер-терморегулятор (рис. 13)

Это соединение позволяет обеспечить включение и выключение в запрограммированные временные интервалы

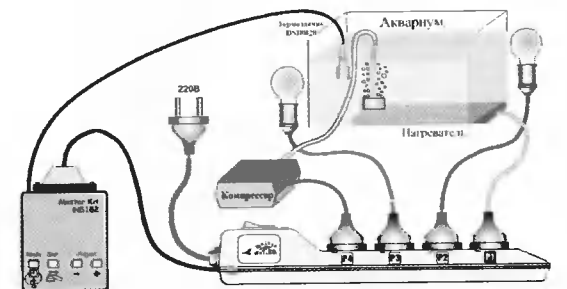


Рис. 13

подсветки аквариума, воздушного компрессора, а также включение подогревателя с поддержанием заданной температуры.

(Продолжение. Начало — № 6/2003)

Приборы iButton

Драйверы для приборов iButton DS1991—DS1994

В этой части статьи читатель ознакомится с системой драйверов, обеспечивающих основные функции обмена в системах с одним прибором iButton DS1991—DS1994.

Для рассмотрения всех особенностей программирования приборов iButton необходимо выбрать задачу-прототип. В качестве такой задачи рассмотрим систему обслуживания условного электронного удостоверения, формируемого в приборах DS1991 и DS1994. Пусть наше электронное удостоверение должно содержать следующие поля: фамилия, имя, дата рождения, адрес и еще девять служебных полей по восемь байт каждое. Нашей целью является формирование системы драйверов, обеспечивающих чтение и запись структуры, содержащей вышеуказанные поля.

В качестве базового контроллера для демонстрации задачи-прототипа выбран x51-совместимый микроконтроллер C8051F020 фирмы Cygnal. Выбор микроконтроллера именно этой фирмы обусловлен рядом причин.

Во-первых, микроконтроллеры фирмы Cygnal имеют очень высокую производительность. При частоте кварцевого резонатора, равной 22.1184 МГц, около 70 % команд выполняются с производительностью 22 MIPS (миллионов инструкций в секунду). При этом для большинства задач средняя производительность обычно составляет 20 MIPS. В нашем случае такая высокая производительность необходима для обработки достаточно большого объема строковых переменных.

Во-вторых, указанные микроконтроллеры имеют достаточно большой объем встроенной оперативной памяти, что также необходимо для решения нашей задачи.

В-третьих, линии портов ввода/вывода имеют режим «открытого стока» (open drain), что позволяет использовать для доступа к прибору iButton только одну линию ввода/вывода.

Рассматриваемый пример программы написан на языке C фирмы Keil [30].

Определения и подпрограммы общего пользования

Прежде всего, отметим, что по правилам языка C фирмы Keil определение переменной типа sbit допускается только в том программном модуле, в котором эта переменная используется. В нашем случае эта переменная используется для определения линии порта ввода/вывода, к которой подключается прибор iButton. Не останавливаясь подробно на конфигурировании микроконтроллера C8051F020 фирмы Cygnal (с этим вопросом можно ознакомиться в [31—34]), отметим, что мы подключаем прибор iButton к линии порта P1.1, которая выполняет при выбранной в основной программе конфигурации функции первого прерывания. Поскольку мы собираемся использовать эту линию и как линию первого прерывания, и как просто линию ввода/вывода, но при этом различать, как мы ее в данной подпрограмме используем, определим ее под двумя разными именами в главном модуле определений функций всей программы MAIN.H. Весь этот файл мы приводить не будем, но фрагмент его, касающийся драйверов приборов iButton, приведем в конце статьи.

Определения выбранной линии ввода/вывода будут выглядеть следующим образом:

```
sbit IBT      = P1^1;
sbit INTER1  = P1^1;
```

В этом же файле определений приводятся определения, используемые в описываемой системе драйверов, а также файлы заголовков:

```
//Файл определений регистров микроконтроллера
```

```
#include <C8051F020.h>
// Используемые файлы определений библиотечных функций
#include <stdio.h>
#include <string.h>
#include <math.h>

#ifndef __BYTE__ // Определение типа «byte»
#define __BYTE__
typedef unsigned char byte;
#endif

#define FALSE 0 // ЛОЖЬ
#define ERROR 0 // ОШИБКА
#define TRUE 1 // ИСТИНА
#define OK 1 // НОРМА
#define REPEAT 2 // ПОВТОРИТЬ
#define ON 1 // ВКЛЮЧИТЬ (УСТАНОВИТЬ)
#define OFF 0 // ВЫКЛЮЧИТЬ (СБРОСИТЬ)

#define SYSClk 22118400 // Тактовая системная частота в МГц
```

Кроме того, система драйверов использует функции общего назначения. Эти функции, как правило, включаются либо в основной, либо в отдельный модуль (но не входят в систему драйверов iButton). К таким функциям обычно относятся программно формируемые задержки, а также некоторые другие функции:

```
// Функция перезапуска охранного таймера (смотри [31, 34])
void WDT (void)
{
    WDTCN=0xA5;
}

// Функция формирования малой временной задержки
(1, 1+1, 1+D)mks | SYSClk=22118400
void Time (unsigned D)
{
    D*=2;
    while(D-)
        WDT();
}

// Функция формирования большой временной задержки
void Delay (unsigned D)
{
    while(D-) Time(1000);
}

// Функция формирования сверхмалой временной задержки
// без перезапуска охранного таймера WDT
void MKS (byte D)
{
    while (D-);
}
```

Следует заметить, что величины программных задержек зависят от следующих факторов: тактовой частоты микроконтроллера, длительности используемых в подпрограммах команд, выбранной модели памяти (т. е. используемые компилятором команды обращения к дополнительной памяти). С другой стороны, интерфейс приборов iButton довольно критичен к временным интервалам. В связи с этим в нескольких приводимых ниже подпрограммах в каждом конкретном случае будет необходимо подбирать временные задержки. Естественно, что это будет особо отмечено.

Кроме этого в главном модуле обычно присутствуют все подпрограммы инициализации и обработки прерываний, в том числе и связанные с подключением прибора iButton,

например, как это показано в следующих двух подпрограммах.

```
// Инициализация прерывания 1
void ExtInt1_Init (void)
{
    PX1=1;          // Назначить внешнему прерыванию 1
                    // высший приоритет
    IT1=1; // Назначить срабатывание по переднему
// фронту на входе прерывания
    NEWIBT=OFF; // Флаг прерывания обнулить
    EX1=ON;         // Разрешить внешнее прерывание
}

// Функция обработки внешнего прерывания 1, возникающего
// При присоединении iButton
void EX1_INT (void) interrupt 2 using 2
{
    NEWIBT=ON;      // Установить флаг прерывания 1
}
```

Используемые переменные

Описание системы драйверов начнем с описания используемых переменных.

```
//*****
// iButton.C Version 21.02 Create by O.Nicolaiciuc
//*****
xdata long RTC_Counter _at_ 0x0000; // Переменная времени таймера

// прибора DS1994
// Основная структура данных электронного удостоверения
xdata struct Certificate
{
    byte    iNUMBER[9];    // iButton ID номер
    byte    LASTNAME[17];  // Фамилия
    byte    NAME[17];      // Имя
    byte    BIRTHDAY[9];   // Дата рождения
    byte    ADDRESS[33];   // Адрес
    byte    DATA1 [9];    // Различные данные
    byte    DATA2 [9];
    byte    DATA3 [9];
    byte    DATA4 [9];
    byte    DATA5 [9];
    byte    DATA6 [9];
    byte    DATA7 [9];
    byte    DATA8 [9];
    byte    DATA9 [9];
} IB;

// Структура таймера реального времени прибора DS1994
xdata struct iButton_RTC
{
    byte    SEC;           // Секунды
    byte    MIN;           // Минуты
    byte    HOUR;          // Часы
    byte    DAY;           // День месяца
    byte    WDAY;          // День недели
    byte    MONTH;         // Месяц
    unsigned YEAR;        // Год
} RTC;

xdata byte iBuff[65];    // Рабочий буфер
xdata byte TBUFF[35];    // Временный буфер
xdata byte IFLAG;        // Флаг наличия iButton
xdata byte LASTFLAG;     // Предыдущее значение
                        // флага наличия iButton
xdata byte iB_CODE;      // Код iButton:
                        // 02-DS1991 или 04-DS1994
xdata byte iB_STATUS;    // Состояние iButton
xdata byte NEWIBT;       // Флаг прерывания 1

xdata byte iPass[3][8];   // Текущий пароль DS1991
xdata byte iID[3][8];     // Текущий ID код DS1991
xdata byte iB_TA1;        // Младший байт адреса DS1994
```

```
xdata byte iB_TA2; // Старший байт адреса DS1994
xdata byte iB_ES;   // Байт состояния DS1994
xdata long b1,b2,b3,b4; // Временные регистры RTC
DS1994
```

Подпрограммы очистки буферных массивов

В описываемой системе драйверов приборов iButton используются четыре программы очистки:

```
// Подпрограмма очистки рабочего буфера
void iBuff_Clear (void)
{
    memset (iBuff,0,64);
}

// Подпрограмма очистки временного буфера
void TBuff_Clear (void)
{
    memset (TBUFF,0,33);
}
```

```
// Подпрограмма очистки текущего ID кода прибора DS1991
void iID_Clear (void)
{
    register int i;
    for (i=0; i<3; i++)
        memset (iID[i],0,8);
}
```

```
// Подпрограмма очистки основной структуры данных
// электронного удостоверения
void iButton_ALL_CLEAR (void)
{
    memset (IB.LASTNAME,0,17);
    memset (IB.NAME,0,17);
    memset (IB.BIRTHDAY,0,9);
    memset (IB.ADDRESS,0,33);
    memset (IB.DATA1,0,9);
    memset (IB.DATA2,0,9);
    memset (IB.DATA3,0,9);
    memset (IB.DATA4,0,9);
    memset (IB.DATA5,0,9);
    memset (IB.DATA6,0,9);
    memset (IB.DATA7,0,9);
    memset (IB.DATA8,0,9);
    memset (IB.DATA9,0,9);
}
```

Драйверы битового уровня

Битовый нижний уровень драйверов реализует побитовый обмен данными по интерфейсу MicroLAN, описанному в первой части статьи цикла. Напомним, что именно этот уровень драйверов является аппаратно-зависимым, т. е. значения программных задержек определяются используемым микроконтроллером, его тактовой частотой и выбранной моделью памяти компилятора. Напомним также, что приведенные подпрограммы работоспособны только для микроконтроллера C8051F02x при тактовой частоте 22,1184 МГц. В других случаях необходимо подобрать программные задержки до величин, указанных в комментариях с точностью $\pm 0,5$ мкс.

```
// Подпрограмма установки линии ввода-вывода,
// к которой подключен прибор iButton
void iB_Set (bit CH)
{
    P2MDOUT&=~0x01; // Линия в режиме вывода
    IBT=CH;           // Установить бит
}
```

```
// Подпрограмма чтения линии ввода-вывода,
// к которой подключен прибор iButton
byte iB_Get (void)
{
}
```

```
P2MDOUT&=~0x01; // Линия в режиме ввода
IBT=1;
return IBT; // Вернуть значение бита
}
```

```
// Подпрограмма передачи бита по интерфейсу MicroLAN
// Прерывания запрещаются для гарантированного соблюдения
// временных интервалов
void iBWR_Bit (bit B)
{
```

```
EA=0; // Запретить прерывания
WDT(); // Перезапустить WDT
iB_Set(0); // Сбросить линию
MKS(1); // ЗАДЕРЖКА ~1 мкс !!!
if(!B) // Если передается '0'
Time(10); // ЗАДЕРЖКА ~15 мкс !!!
iB_Set(1); // Установить линию
MKS(1); // ЗАДЕРЖКА ~1 мкс !!!
if(B) // Если передается '1'
Time(10); // ЗАДЕРЖКА ~15 мкс !!!
Time(40); // ЗАДЕРЖКА ~45-50 мкс !!!
EA=1; // Разрешить прерывания
}
```

```
// Подпрограмма чтения бита с интерфейса MicroLAN
// Прерывания запрещаются для гарантированного соблюдения
// временных интервалов
byte iBRD_Bit (void)
{
```

```
register byte R;
```

```
EA=0; // Запретить прерывания
WDT(); // Перезапустить WDT
iB_Set(0); // Сбросить линию
MKS(1); // ЗАДЕРЖКА ~1 мкс !!!
iB_Set(1); // Установить линию
MKS(5); // ЗАДЕРЖКА ~6-7 мкс !!!
R=iB_Get(); // Считать значение
Time(40); // ЗАДЕРЖКА ~45-50 мкс !!!
EA=1; // Разрешить прерывания
return R; // Вернуть считанный бит
}
```

В приведенных подпрограммах чтения/записи бита по интерфейсу MicroLAN длительность цикла, т. е. полного времени чтения/записи бита, составляет примерно 60...65 мкс.

Драйверы байтового уровня

К подпрограммам байтового уровня относятся собственно подпрограммы приема/передачи байта по интерфейсу MicroLAN, а также подпрограммы приема/передачи строк. Следует напомнить, что в байтах передача производится с младшего бита к старшему.

```
// Подпрограмма передачи байта по интерфейсу MicroLAN
void iBWR_Byte (byte CH)
{
register int i;
```

```
for(i=0;i<8;i++)
{
iBWR_Bit(CH&0x01); // Передать младший бит
CH >>=1; // Сдвинуть байт вправо на 1 бит
}
}
```

```
// Подпрограмма передачи байта по интерфейсу MicroLAN
byte iBRD_Byte (void)
{
```

```
register byte REZ, // Байт результата
mask; // Маска бита
register int i;

REZ=0; // Обнулить результат
mask=0x01; // Присвоить значение мас-
```

ки

```
for (i=0;i<8;i++) // Повторить для 8 битов
{
if (iBRD_Bit()!=0) // Если считана "1"
{ REZ+=mask; } // Обновить результат
mask<<=1; // Сдвинуть маску
}
return REZ; // Вернуть результат
}
```

Приведенные ниже подпрограммы чтения/записи строки кодов осуществляют обмен с рабочим буфером iBuff[], при этом передается число кодов, определяемое величиной NUM.

```
// Подпрограмма чтения строки кодов
void iBRD_String (int NUM)
{
register int i;
for (i=0; i<NUM; i++)
iBuff[i]=iBRD_Byte();
}
```

```
// Подпрограмма чтения строки кодов
void iBWR_String (int NUM)
{
register int i;
for (i=0; i<NUM; i++)
iBWR_Byte(iBuff[i]);
}
```

Подпрограммы сброса и операций с ROM

Одной из наиболее часто используемых подпрограмм является подпрограмма сброса. Она вызывается перед каждой последовательностью команд (фаза инициализации), а также завершает каждую последовательность (фаза завершения). Длительность «нулевого» импульса сброса должна быть не менее 480 мкс. После прохождения по линии импульса сброса подключенный прибор iButton формирует ответный импульс (фаза обнаружения), который может составлять в зависимости от схемотехники входного узла до 800 мкс. В подпрограмме сброса нужно не только обнаружить этот ответный импульс, но и сделать после его завершения паузу примерно равную 10...15 мкс.

```
// Подпрограмма сброса
void iB_Reset (void)
{
xdata long i;
```

```
iB_Set(0); // Сбросить линию
Time(500); // ЗАДЕРЖКА ~ 500-600 мкс
iB_Set(1); // Восстановить линию
Time(3); // ЗАДЕРЖКА ~ 4-5 мкс
IFLAG=0; // Обнулить флаг наличия
```

```
iButton
for (i=0; i<100000; i++) // Ожидать ответный импульс
{ // в течение примерно 100-
```

```
200 мс
WDT (); // Перезапустить WDT
if (!iB_Get()) // Если обнаружен ответный
```

```
импульс
{
IFLAG=1; // Установить флаг наличия
iButton
break; // Ожидание прервать
}
```

```
while (!iB_Get()) // Ожидать восстановления
линии
WDT (); // после ответного импуль-
са
Time(10); // ЗАДЕРЖКА ~10-15 мкс
}
```

Далее в этом же разделе приводятся подпрограммы формирования индивидуального номера подключенного прибо-

ра iButton и две (из четырех) подпрограмм команд работы с ROM (постоянным запоминающим устройством). Остальные две команды работы с ROM используются в системах с несколькими параллельно соединенными приборами iButton и в данной статье не рассматриваются.

Особенностью подпрограммы формирования индивидуального номера подключенного прибора iButton является то, что принятые байты номера перестраиваются и приводятся к виду, гравированному на лицевой стороне прибора, т. е. первый байт — код прибора (02 для DS1991, 04 для DS1994), затем шесть байт собственно номера, начиная со старшего к младшему, затем байт CRC. Уместно напомнить читателю, что код прибора на лицевой панели изображается с подчеркиванием справа в центральной части под буквой S слова DALLAS, а код CRC на лицевой панели изображается без подчеркивания слева в центральной части под буквой D слова DALLAS. На следующей строке под этими кодами изображается шесть шестнадцатеричных цифр номера от старшего байта (слева) к младшему байту (справа). При чтении же номера байты передаются в другой последовательности: вначале байт кода, затем шесть байт номера от младшего к старшему, а затем — код CRC.

```
// Подпрограмма формирования индивидуального номера
void iB_Number (void)
{
    code ST[8] = {0,6,5,4,3,2,1,7}; // Массив адресов пере-
    становок
    register int i;

    for (i=0; i<8; i++)
        IB.iNUMBER[i]=iBuff[ST[i]];
    iB_CODE=IB.iNUMBER[0]; // Установка номера прибо-
    ра
}
```

```
// Подпрограмма команды ЧТЕНИЕ ROM
void iB_READ_ROM (void)
{
    iBWR_Byte (0x33); // Передать код команды
    iBRD_String (8); // Считать индивидуальный номер
    Time (10); // ЗАДЕРЖКА ~12-15 мкс
    iB_Number (); // Сформировать индивидуальный
    номер
}
```

```
// Подпрограмма команды ПРОПУСТИТЬ ROM
void iB_SKIP_ROM (void)
{
    iBWR_Byte (0xcc); // Передать код команды
}
```

Следует отметить, что подпрограмма команды ПРОПУСТИТЬ ROM позволяет сэкономить примерно 600 мкс времени обмена.

Олег Николайчук,
onic@ch.moldpac.md

Продолжение следует

Литература:

30. <http://www.keil.com>
31. О. Николайчук. x51-совместимые микроконтроллеры фирмы Cygnal. — М.: ООО «ИД Скимен», 2002.
32. О. Николайчук. Эксперименты с микроконтроллерами фирмы Cygnal. — Схемотехника, 2002, № 8, с. 48—50, № 10, с. 44—46, № 11, с. 36—39, 2003, № 2, с. 38—40, № 3, с. 37—40, № 4, с. 41—45, № 5, с. 10—16.
33. О. Николайчук. Системы малой автоматизации. Серия «Библиотека инженера». — М.: Солон-пресс, 2003.
34. <http://www.cygnal.com/datasheets/C8051F02x.pdf>.

Уважаемые читатели журнала «Схемотехника»!

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

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

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

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

Отдельно отметим, что приведенные в книге практические примеры используют, помимо микроконтроллеров, большое 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 (ADS7816 и им подобные, DDC112 и т. д.).

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

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.

Для того чтобы подписаться через редакцию, необходимо:

перевести сумму на наш расчетный счет по указанным реквизитам или связаться с редакцией по телефону (095) 285-1775 для выставления счета;

копию платежного поручения с вашим почтовым адресом или квитанцию выслать по факсу (095) 285-1775, e-mail: podpiska@dian.ru, почтовый адрес: 121351, г. Москва, ул. Ивана Франко, 40, стр. 2, редакция.

Наши реквизиты:

ООО «ИД СКИМЕН»

ИНН 7731195492 КПП 773101001

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

К/с 301018101000000000554

БИК 044525554

ОКОНХ 84500 ОКПО 52744508

Юридический адрес: 121351, г. Москва, ул. Ивана Франко, 40, стр. 2, отдел распространения.