

Главный редактор:

Дмитрий Хрусталев

Редакционная коллегия:

Павел Асташкевич

Александр Фрунзе

Виктор Йовчик

Алексей Сигаев

Юлия Асташкевич

Дизайн и верстка:

Виктория Сычева (обложка)

Ирина Чикина

Отдел распространения:

Марина Трофимова

Юрий Рубичев

Сергей Лукин

тел.: (902) 112-9838

e-mail: compitech@mtu-net.ru

Отдел рекламы:

Светлана Хабарова

Адрес редакции:

121351 Москва, ул. Ивана Франко,
д. 40, к. 1, стр. 2

тел./факс: (095) 737-9279,
768-9456

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

Издатель и учредитель

ООО "ИД Скимен"

Отпечатано в ЗАО "Красногорская
типография"

143400 МО, г. Красногорск,
Коммунальный квартал, 2

тел: (095) 562-0433

Тираж 4000 экз.

Заказ № 2683

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

Редакция не несет ответственности
за информацию, приведенную
в рекламных материалах

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

Информацию о подписке см. на
последней странице журнала

Цена свободная

Содержание

Источники питания

Схемотехника обратноходовых DC/DC преобразователей
на основе KP1156EY5 2

Мощный импульсный стабилизатор напряжения
понижающего типа с общим плюсом 6

Новости науки и техники

Фуллерены или нанотрубки 8

Основы схемотехники

Знакомьтесь: транзистор биполярный — интегральный 10

Что такое метастабильное состояние и как с ним бороться? 13

Микроконтроллеры? Это же просто! 15

Раз шажок, два шажок... 18

Операционные усилители: основные технические решения 20

Измерительная техника

Шумовой мост для высокочастотных измерений 23

Связь и сетевые технологии

Схемотехника универсальных технологических контроллеров 28

Примеры проектирования цифровых устройств
с использованием языков описания аппаратуры 31

Софт

Создание аналоговых PSPICE-моделей радиоэлементов 34

Технологии

Ультразвуковая очистка. Теория и практика 36

Исходные материалы для производства лаков и компаундов 40

Цифровая техника

Эмулятор ПЗУ — отладчик для MCS-51 42

Учебный стенд для изучения цифровой электроники 48

Еще раз о конфигурировании ПЛИС Altera 50

Электроника в быту

Передачик ИК сигналов на микросхеме KP1156EY5 53

Элементная база

Микроконтроллеры серии LPC фирмы Philips Semiconductors 55

Схемотехника обратноходовых DC/DC преобразователей на основе KP1156EY5

KP1156EY5 — интегральная микросхема, поддерживающая основные функции, необходимые для DC/DC преобразователей, рассчитанная на работу при входном напряжении от 3 до 40 В. Ее прямым аналогом является широко известная микросхема MC34063.

KP1156EY5 [1] содержит следующие элементы (рис. 1, а):

- внутренний источник опорного напряжения 1,25 В с температурной компенсацией (точность 2%);
- компаратор;
- генератор, управляемый от схемы ограничения по току (уровень ограничения 0,3 В);
- драйвер (VT1);
- мощный выходной ключ с током до 1,5 А (VT2).

Особенностью KP1156EY5 является отсутствие постоянной частоты преобразования. Выключение выходного транзистора осуществляется либо по сигналу компаратора, когда напряжение на его инвертирующем входе больше опорного, либо по превышению уровня напряжения на датчике тока. После этого времязадающий конденсатор разряжается, выходной транзистор включается, и затем процесс повторяется снова. Генератор устроен так, что время включенного состояния не может превышать восьмикратного времени отключенного состояния. При изменении соотношения открытого и закрытого состояния выходного ключа, необходимого при регулировании напряжения, изменяется и частота преобразования.

Изначально эта микросхема была разработана для работы в понижающих, повышающих и инвертирующих импульсных стабилизаторах напряжения на частотах до 100 кГц с минимальным числом внешних компонентов. Схемотехника таких преобразователей подробно описывается в литературе [2]. Подобные устройства лишены универсальности, что следует из самого их названия. Кроме того, осуществление гальванической развязки между входом и выходом практически невозможно. От упомянутых недостатков свободны преобразователи, собранные по обратноходовой схеме.

Цикл обратноходового DC/DC преобразователя состоит из двух этапов. На первом этапе происходит накопление электромагнитной энергии, а на втором — ее передача в нагрузку. Подобные схемы часто применяются для преобразователей с несколькими выходными напряжениями. Структурная схема рассматриваемого устройства приведена на рис. 1, а.

Для систем управления, построенных на основе KP1156EY5, характерно наличие двух режимов работы — режим прерывистого потока сердечника трансформатора TV, характерный для больших входных напряжений (U_{BX}) и режим непрерывного потока, возникающий при низких уров-

нях входного напряжения. Временная диаграмма режима прерывистого потока приведена на рис. 1, б, а режима непрерывного потока — на рис. 1, в.

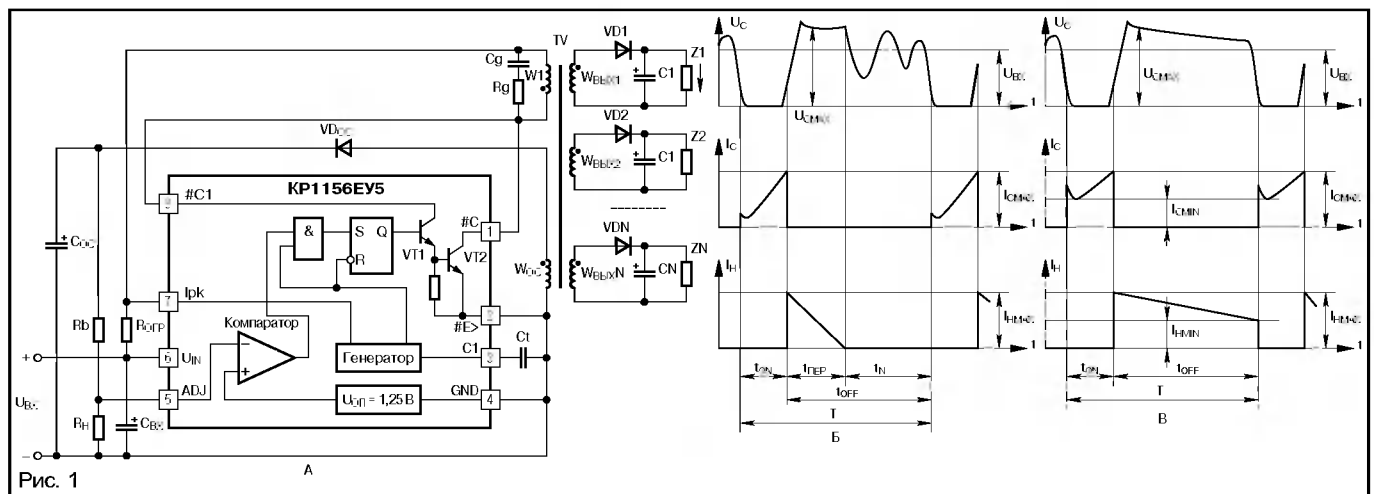
Во время t_{on} транзистор VT открыт, а диоды VD1...VDN закрыты, и ток I_C протекает по цепи: положительный вывод C_{BX} , $R_{огр}$, обмотка W_1 трансформатора TV, открытый составной транзистор VT1, VT2, отрицательный вывод C_{BX} . В режиме прерывистого потока ток I_C растет линейно от нулевого значения, а в режиме непрерывного потока от некоего значения I_{Cmin} , обусловленного наличием магнитного потока в сердечнике трансформатора TV к моменту отпирания составного транзистора VT1, VT2.

Во время t_{off} составной транзистор VT1, VT2 закрыт, а диоды VD1...VDN открыты, и энергия, накопленная в сердечнике трансформатора TV, передается в нагрузку. В режиме прерывистого потока передача энергии заканчивается до коммутации составного транзистора VT1, VT2 ($t_{тер}$), после чего закрываются диоды VD1...VDN, следует пауза без тока и колебательный процесс напряжения на коллекторе VT1, VT2, стремящийся к напряжению питания U_{BX} . В режиме непрерывного потока сердечник трансформатора TV во время t_{off} размагничивается лишь частично, что и определяет наличие тока I_{Cmin} в момент отпирания составного транзистора VT1, VT2. В обоих случаях к составному транзистору VT1, VT2 во время t_{off} будет приложено максимальное напряжение, определяемое как сумма входного напряжения U_{BX} и напряжения на вторичных обмотках, приведенных к первичной обмотке через коэффициент трансформации.

Для подавления выброса напряжения на коллекторе составного транзистора VT1, VT2 при его запириании служит демпфирующая цепь R_D , C_D .

Как следует из временных диаграмм, стабилизация выходного напряжения осуществляется за счет изменения отношения t_{on} ко всему периоду T . Для этого в системах управления, построенных на основе KP1156EY5, имеются возможности организации двух контуров управления — по току первичной обмотки с помощью резистора $R_{огр}$ и напряжению обмотки обратной связи W_{oc} трансформатора TV. Кроме того, резистор $R_{огр}$ обеспечивает защиту составного транзистора VT1, VT2 от повышенных токов.

Пусть требуется построить преобразователь с двумя пятивольтовыми выходными каналами в каждом и с гальванической развязкой их как между собой, так и с входным источником напряжения. Постоянное входное напряжение питания



должно соответствовать промышленным стандартам и находиться в пределах 10...30 В. Потребление по каждому из каналов составляет не более 0,1 А. Из-за того, что требуется два не связанных между собой канала, возможна лишь косвенная стабилизация выходных напряжений с помощью обмотки обратной связи. Поэтому выходные напряжения выбираются равными 8 В, а дальнейшее понижение напряжения до 5 В осуществляется линейными стабилизаторами с низким проходным напряжением, например КР1158ЕН5А [3]. Таким образом, выходная мощность составит не более 2 Вт, что вполне обеспечивается микросхемой КР1156ЕУ5 без внешних транзисторов. Электрическая схема устройства приведена на рис. 2.

Расчет компонентов схемы проводится в следующей последовательности.

1. Коэффициент трансформации:

$$n = \frac{W_{2i}}{W_1} = \frac{U_{out} + U_f}{U_{Cmax} - U_{Bxmax}} = \frac{8 + 0,7}{39 - 30} = 0,967 \approx 1,$$

где W_{2i} — число витков в i -той вторичной обмотке; W_1 — число витков в первичной обмотке; $U_{out} = 8$ В — выходное напряжение i -той обмотки; $U_f = 0,7$ В — прямое падение напряжения на выходном диоде; $U_{Cmax} = 39$ В — максимальное напряжение, которое будет приложено к выходному транзистору микросхемы на обратном ходу; $U_{Bxmax} = 30$ В — максимальное входное напряжение.

2. Отношение времени накопления ко времени обратного хода:

$$\left(\frac{t_{on}}{t_{off}} \right) = \frac{U_{out} + U_f}{n(U_{Bxmin} - U_{sat})} = \frac{8 + 0,7}{1(10 - 1,3)} = 1,$$

где $U_{Bxmin} = 10$ В — минимальное входное напряжение; $U_{sat} = 1,3$ В — напряжение насыщения составного транзистора микросхемы, включенного по схеме Дарлингтона.

3. Сумма времени накопления и времени обратного хода:

$$(t_{on} + t_{off}) = \frac{1}{f} = \frac{1}{20 \cdot 10^3} = 50 \cdot 10^{-6} \text{ с} = 50 \text{ мкс},$$

где f — частота преобразования при минимальном входном напряжении.

4. Время обратного хода:

$$t_{off} = \frac{(t_{on} + t_{off})}{\left[\left(\frac{t_{on}}{t_{off}} \right) + 1 \right]} = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{1 + 1} = 25 \cdot 10^{-6} \text{ с} = 25 \text{ мкс}.$$

5. Время накопления:

$$t_{on} = (t_{on} + t_{off}) - t_{off} = 50 \cdot 10^{-6} - 25 \cdot 10^{-6} = 25 \cdot 10^{-6} \text{ с} = 25 \text{ мкс}.$$

6. Емкость частото задающего конденсатора C_1 (С4 на рис. 2):

$$C_t = 4,0 \cdot 10^{-5} \cdot t_{on} = 4,0 \cdot 10^{-5} \cdot 25 \cdot 10^{-6} = 1 \cdot 10^{-9} \text{ Ф} = 1000 \text{ пФ}.$$

7. Пиковый ток через транзистор микросхемы при условии, что форма тока близка к прямоугольному треугольнику (рис. 1, б):

$$I_{pk} = 2 \sum_{i=1}^N n_i I_{outi} \left[\left(\frac{t_{on}}{t_{off}} \right) + 1 \right],$$

где N — число обмоток; n_i — коэффициент трансформации каждой из обмоток; I_{outi} — выходной ток каждого из каналов.

Для рассматриваемого случая

$$I_{pk} = 2 \left[n_1 \cdot I_{out1} \cdot \left[\left(\frac{t_{on}}{t_{off}} \right) + 1 \right] + n_2 \cdot I_{out2} \cdot \left[\left(\frac{t_{on}}{t_{off}} \right) + 1 \right] \right]$$

Поскольку $n_1 = n_2 = n$ и $I_{out1} = I_{out2} = I_{out}$, то

$$I_{pk} = 4 \cdot n \cdot I_{out} \left[\left(\frac{t_{on}}{t_{off}} \right) + 1 \right] = 4 \cdot 1 \cdot (0,1) \cdot (1 + 1) = 0,8 \text{ А}.$$

8. Резистор ограничения тока:

$$R_{orp} = \frac{0,3}{I_{pk}} = \frac{0,3}{0,8} = 0,375 \text{ Ом},$$

где 0,3 В — порог отключения по току.

Для обеспечения минимальной индуктивности шунта R_{orp} конструктивно выполняется в виде четырех резисторов мощностью 0,25 Вт и сопротивлением 1,5 Ом каждый, включенных параллельно (резисторы R1...R4 на рис. 2).

9. Индуктивность первичной обмотки трансформатора:

$$L_1 = \frac{t_{on} \cdot (U_{Bxmin} - U_{sat})}{I_{pk}} = \frac{25 \cdot 10^{-6} (10 - 1,3)}{0,8} = 0,272 \cdot 10^{-3} \text{ Гн} = 272 \text{ мкГн}.$$

10. Действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора:

$$I_1 = I_{pk} \sqrt{\frac{t_{on}}{3 \cdot (t_{on} + t_{off})}} = 0,8 \sqrt{\frac{25 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}} = 0,327 \text{ А}.$$

11. Определение действующего значения тока во вторичных обмотках трансформатора производится при следующих условиях: форма вторичного тока близка к прямоугольному треугольнику, спад тока заканчивается точно к моменту включения транзистора, и все обмотки нагружены номинальным током (что близко к истине при номинальной нагрузке и минимальном входном напряжении).

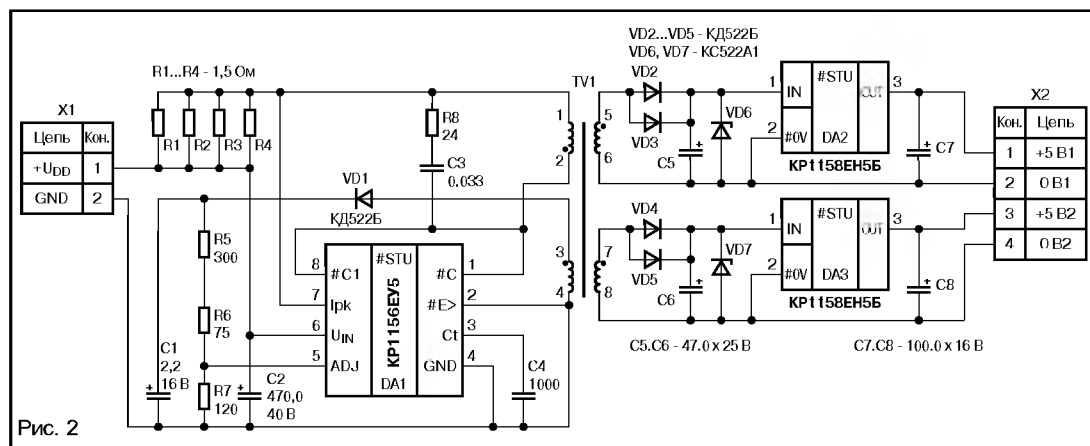


Рис. 2

$$I_{pk} = \sum_{i=1}^N I_{2ipk} \cdot n_i$$

При выбранной конфигурации $N=2$, $n_1=n_2=n$ и $I_{21pk}=I_{22pk}=I_{2pk}$, поэтому

$$I_{pk} = 2 \cdot n \cdot I_{2pk}$$

Следовательно, пиковое значение выходного тока для одной обмотки составит

$$I_{2pk} = \frac{I_{pk}}{2 \cdot n}$$

Действующее значение тока во вторичной обмотке:

$$I_2 = \frac{I_{pk}}{2 \cdot n} \sqrt{\frac{t_{off}}{3 \cdot (t_{on} + t_{off})}} = \frac{0,8}{2 \cdot 1} \sqrt{\frac{25 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot (50 \cdot 10^{-6})}} = 0,163 \text{ А.}$$

12. Поскольку действующее значение тока первичной обмотки совпадает с действующим током через транзистор микросхемы, то статические потери на нем составят

$$P_{\text{стат}} = I_1 \cdot U_{\text{sat}} = 0,327 \cdot 1,3 = 0,425 \text{ Вт.}$$

Динамическими потерями при включении можно пренебречь, потому что ток в этот момент отсутствует. Следовательно, динамические потери — это потери при выключении, которые можно оценить следующим образом:

$$P_{\text{дин}} = P_{\text{выкл}} = \frac{I_{pk} \cdot \left(U_{\text{вхmin}} + \frac{U_{\text{out}} + U_f}{n} \right)}{2} \cdot t_{\text{сп}} \cdot f =$$

$$= \frac{0,8 \cdot \left(10 + \frac{8+1}{1} \right)}{2} \cdot (0,5 \cdot 10^{-6}) \cdot (20 \cdot 10^3) = 0,072 \text{ Вт,}$$

где $t_{\text{сп}} = 0,5 \text{ мкс}$ — время спада тока через ключевой транзистор микросхемы при его выключении.

13. Суммарные потери на всей микросхеме составят:

$$P_{\text{мс}} = P_{\text{стат}} + P_{\text{дин}} + U_{\text{вхmin}} \cdot I_{\text{потр}} =$$

$$= 0,425 + 0,072 + 10 \cdot 0,004 = 0,537 \text{ Вт.}$$

где $I_{\text{потр}} = 4 \text{ мА}$ — ток потребления самой микросхемы.

14. Максимальное обратное напряжение на выходных диодах:

$$U_{\text{обрVD}} = U_{\text{вхmax}} \cdot n + U_{\text{вых}} = 30 \cdot 1 + 8 = 38 \text{ В.}$$

Действующее значение тока через диод совпадает с действующим значением тока его обмотки. С учетом этого, а также того, что время обратного восстановления выходных диодов должно быть как можно меньше, были выбраны диоды КД522Б, включенные по два параллельно (VD2...VD5 на рис. 2). Потери на всех выходных диодах составят:

$$P_{\text{VD}} = \sum_{i=1}^N I_{2i} \cdot U_f = 2 \cdot I_2 \cdot U_f = 2 \cdot 0,163 \cdot 0,7 = 0,228 \text{ Вт.}$$

15. Расчет цепей обратной связи начинают с выбора напряжения обратной связи $U_{\text{ос}}$, которое в приведенном примере равно 5 В. Затем необходимо определить коэффициент трансформации обмотки обратной связи:

$$n_{\text{ос}} = \frac{W_{\text{ос}}}{W_1} = \frac{1}{\left(\frac{t_{\text{on}}}{t_{\text{off}}} \right)} \cdot \frac{U_{\text{ос}} + U_f}{U_{\text{вхmin}} - U_{\text{sat}}} = \frac{1}{1} \cdot \frac{5 + 0,7}{10 - 1,3} = 0,655.$$

Задавшись током $I_{\text{дел}} = 10 \text{ мА}$, можно рассчитать нижнее плечо делителя напряжения обратной связи:

$$R_{\text{н}} = \frac{U_{\text{оп}}}{I_{\text{дел}}} = \frac{1,25}{0,01} = 125 \text{ Ом,}$$

где $U_{\text{оп}} = 1,25 \text{ В}$ — внутреннее опорное напряжение микросхемы.

Верхнее плечо делителя:

$$R_{\text{в}} = \frac{U_{\text{ос}} - U_{\text{оп}}}{I_{\text{дел}}} = \frac{5 - 1,25}{0,01} = 375 \text{ Ом.}$$

Полученные значения резисторов не соответствуют ряду E24, поэтому верхнее плечо делителя состоит из двух резисторов сопротивлением 300 и 75 Ом, которые подобраны для точной установки выходных напряжений (R5 и R6 соответственно на рис. 2). Нижнее плечо делителя выбрано номиналом 120 Ом (R7 на рис. 2).

Потери на управление составляют

$$P_y = I_{\text{дел}} \cdot U_{\text{ос}} = 5 \cdot 0,01 = 0,05 \text{ Вт.}$$

16. Методика расчета трансформатора для данного типа устройств занимает много места и здесь не приводится. Можно рекомендовать методики, предложенные в [2] или [4].

Входными параметрами для разработки трансформаторов обратноходовых DC/DC преобразователей могут служить следующие параметры, полученные в ходе текущего расчета:

$L_1 = 272 \text{ мкГн}$ — индуктивность первичной обмотки;

$N = 2$ — число вторичных обмоток;

$n = 1$ и $n_{\text{ос}} = 0,655$ — коэффициенты трансформации вторичных обмоток и обмотки обратной связи;

$I_1 = 0,327 \text{ А}$ и $I_2 = 0,163 \text{ А}$ — действующие значения токов первичной и вторичных обмоток;

$t_{\text{он}} = 25 \text{ мкс}$ — время накопления.

Потребуется также параметры, заданные в начале или принятые в ходе расчета:

$U_{\text{вхmin}} = 10 \text{ В}$ — минимальное входное напряжение при котором максимально время накопления $t_{\text{он}}$;

$U_{\text{вхmax}} = 30 \text{ В}$ — максимальное входное напряжение;

$f = 20 \text{ кГц}$ — частота преобразования при минимальном входном напряжении.

В качестве еще одного параметра будет выступать мощность потерь трансформатора $P_{\text{транс}}$, которая для рассматриваемого случая не должна превышать 0,1 Вт.

17. Коэффициент полезного действия:

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вых}} + P_{\text{мс}} + P_{\text{VD}} + P_y + P_{\text{транс}}} =$$

$$= \frac{1,6}{1,6 + 0,537 + 0,228 + 0,05 + 0,1} = 0,636.$$

Следует отметить, что столь низкое значение КПД обусловлено тем, что в расчете потерь использовались данные для самого худшего случая. Реально этот параметр будет несколько выше.

При стабилизации выходного напряжения с помощью обмотки обратной связи как в приведенном примере, выходное напряжение в отсутствие нагрузки будет расти. Это явление не связано с микросхемой, а характерно для всех обратноходовых преобразователей со стабилизацией выходного напряжения по обмотке обратной связи. В этом случае разряд выходных конденсаторов C5, C6 не происходит, а напряжение, приведенное к опорному, остается в норме (выв. 5 DA1), так как обмотка обратной связи остается нагруженной делителем напряжения (R5...R7 на рис. 2). Для предотвращения перенапряжения на входе линейных стабилизаторов, когда нагрузка на выходе отсутствует, в рассматриваемой схеме использованы стабилитроны KC512A1 (VD6, VD7 на рис. 2).

Более предпочтительным является метод непосредственной стабилизации выходного напряжения. Схемы таких цепей обратной связи приведены на рис. 3. С целью упрощения силовые цепи не показаны. На рис. 3, а приведена схема обратной связи для однополярного выходного напряжения, а на рис. 3, б — для двухполярного выходного напряжения. В данном случае выходное напряжение непосредственно участвует в формировании сигнала ошибки, подаваемого на вход управления (выв. 5 КР1156ЕУ5). Такое схемное решение позволяет удерживать выходное напряжение даже при полном отсутствии нагрузки на выходе. В любом из вышеперечисленных случаев расчет резисторов делителя и резистора, ограничивающего ток оптрона, можно провести по методике, изложенной в [5], в главе, посвященной микросхеме TL431.

Если гальваническая развязка не нужна, то можно воспользоваться техническим решением, рассмотренным в [6].

Для увеличения выходной мощности свыше 3 Вт можно использовать внешние транзисторы. Схемы включения внешних п-р-п и р-п-р транзисторов приведены на рис. 4, а–б. Цепи обратной связи и демпфирующие цепи на рис. 4 не приводятся.

Большое влияние на устойчивость работы обратноходовых преобразователей на основе КР1156ЕУ5 оказывает качество монтажа и индуктивность рассеяния трансформатора. Последний параметр зависит от конструкции трансформатора и точности его изготовления.

Применение микросхемы КР1156ЕУ5 в режиме обратного DC/DC преобразователя позволяет строить дешевые распределенные системы электропитания. Такие системы имеют, как правило, один мощный AC/DC преобразователь, обычно переменного напряжения 220 или 380 В в постоянное напряжение 24 В, и несколько малых преобразователей, расположенных непосредственно у потребителей. Такой способ

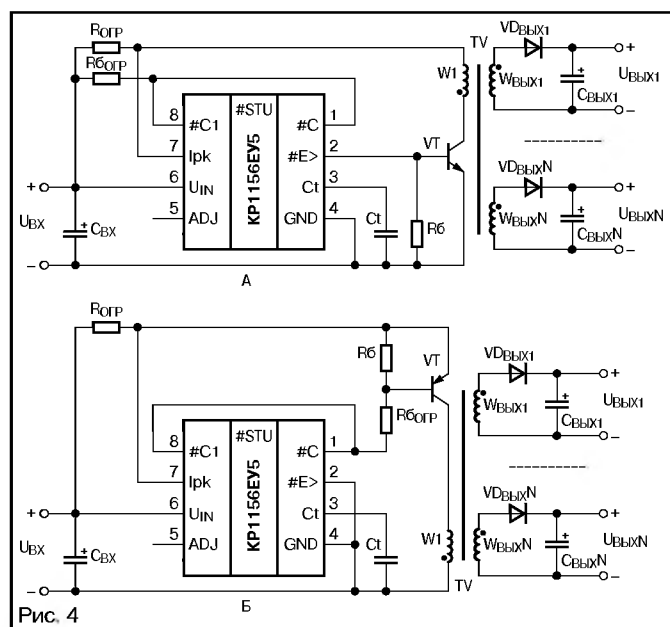
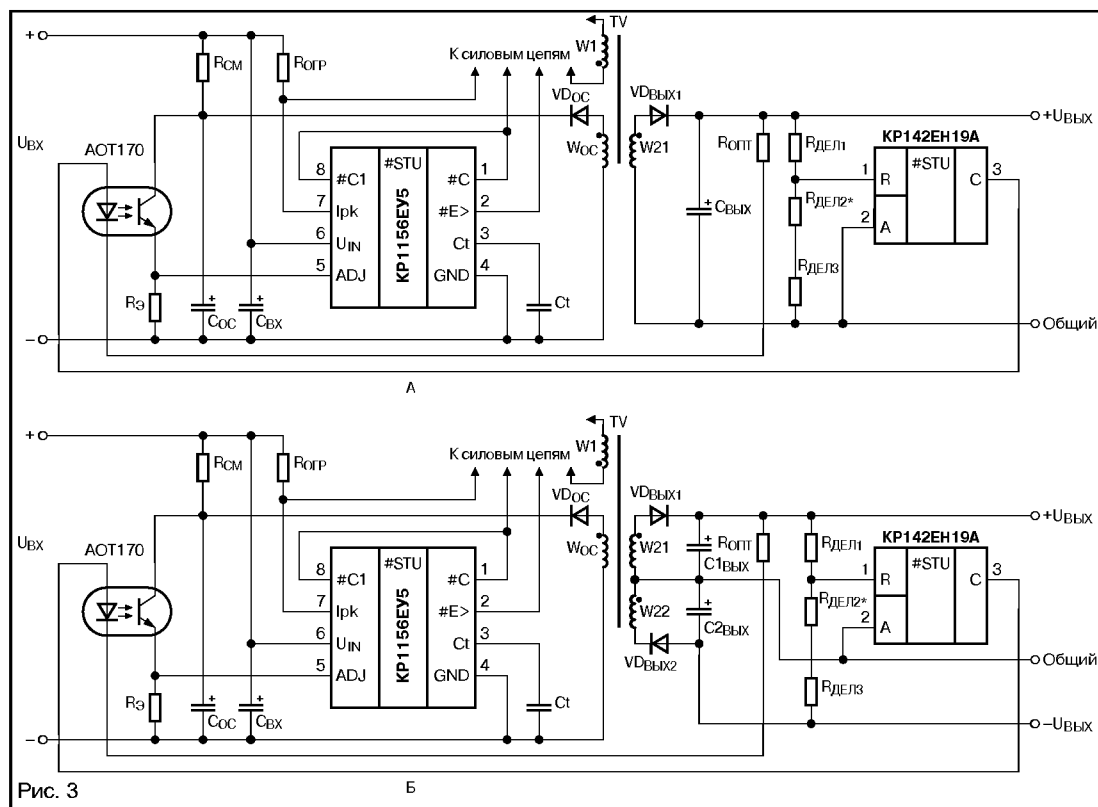
построения систем электропитания в настоящее время широко распространен в промышленных управляющих системах.

Еще одной областью применения КР1156ЕУ5 в рассмотренном режиме может стать питание электрически развязанных узлов сложных устройств, например, питание затворных цепей ключей электроприводов. В этом случае значение выходного напряжения выбирается около 15 В.

В любом из вышеперечисленных случаев применение КР1156ЕУ5 значительно снижает стоимость DC/DC преобразователя (0,2...0,3 долл./Вт), а если учесть, что НТЦ "СИТ" освоил корпус SOIC8, то

вполне возможно малогабаритное исполнение подобных преобразователей.

Юрий Семенов,
syv@rost.ru



Литература

1. ЗАО "Схемотехники и Интегральных Технологий". "Микросхемы интегральные типа 1156ЕУ5. DC/DC конвертер". Технические условия главного конструктора ЮФ 3.438.027-02, Брянск, 2000 г.
2. Интегральные микросхемы: Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. Издание 2-е. — М.: Додэка, 2000.
3. <http://www.bryansk.ru/sit/1158EN.zip>
4. Ю. Н. Стародубцев. Накопительный трансформатор в однотактном преобразователе с обратным включением диода. Научно-производственное предприятие "Таммат". — Гаммаметинформ, № 6, Екатеринбург, 2000 г.
5. Интегральные микросхемы: Микросхемы для линейных источников питания и их применение. — М. "Додэка", 1996 г.
6. Ю. В. Семенов. Схема включения КР1156ЕУ5 в режиме универсального обратноходового DC/DC преобразователя. — РИБ "Радио рынок", №12 (53), Минск, 2000 г.

Мощный импульсный стабилизатор напряжения понижающего типа с общим плюсом

В некоторых областях техники, например, в телефонии, принято использовать системы электропитания с общим плюсом, в то время как большинство микросхем ориентированно на работу в системах с общим минусом. В связи с этим создание импульсных стабилизаторов напряжения с общим плюсом на основе широко распространенных микросхем, ориентированных на работу с общим минусом, является достаточно интересной и нетривиальной задачей. Еще больший интерес и одновременно большую сложность представляет задача создания импульсных стабилизаторов напряжения, рассчитанных на большие мощности. В настоящей статье вниманию читателей предлагается описание схемотехники импульсного стабилизатора напряжения на мощность более 1,2 кВт.

При разработке схемы импульсного стабилизатора с общим плюсом, автор сделал обзор всех микросхем, предназначенных для работы в блоках питания. Критериями для выбора микросхемы были следующие характеристики: регулировка режимов стабилизации по напряжению, способность работать в схемах с общим плюсом, а также стоимость и доступность. В результате обзора была выбрана достаточно распространенная микросхема TL494 [1, 2] (отечественный аналог – КМ1114ЕУ4), так как она наилучшим образом отвечает предъявляемым требованиям. Однако обзор отечественной литературы показал, что, как правило, при описании этой микросхемы авторы опускают многие интересные для разработчика детали. Поэтому прежде чем рассматривать принципиальную схему собственно стабилизатора, полезно ознакомиться с подробным описанием самой микросхемы.

Функциональная схема микросхемы TL494 представлена на рис. 1, а назначение ее выводов приведено в табл. 1.

Рассмотрим состав и назначение функциональных элементов микросхемы.

1. Временязадающий генератор (Oscillator) вырабатывает импульсы для тактирования узлов микросхемы. Их частота программируется величинами подключаемых к генератору временязадающих резистора R_t (выв. 6) и конденсатора C_t (выв. 5). При однофазном включении выходного каскада частота рассчитывается по формуле

$$f = 1/R_t \cdot C_t,$$

при двухфазном включении, соответственно,

$$f = 1/2 \cdot R_t \cdot C_t.$$

Генератор рассчитан на работу в диапазоне частот 1...300 кГц. При этом рекомендуется выбирать номиналы резистора в диапазоне 1...500 кОм, конденсатора – 470 пФ...10 мкФ.

2. Компаратор плавного (задержанного) запуска (Dead-Time Comparator) обеспечивает задержку при переключении выходных транзисторов, пока напряжение на входе 4 больше максимального напряжения на времязадающем конденсаторе C_t . Внутреннее смещение на неинвертирующем входе компаратора составляет порядка 110–120 мВ и обеспечивает минимальное время задержки включения примерно на 3% при заземленном входе 4. При изменении напряжения на этом входе в диапазоне 0...3,3 В, время задержки включения изменяется соответственно от 3 до 100%. Вход компаратора плавного запуска 4 имеет достаточно малый входной ток (менее 10 мкА). Неиспользуемый вход может подключаться на выход 14 источника опорного напряжения. Недопустимо неиспользуемый вход 4 оставлять “свободно висящим”, так как это приводит к непредсказуемым результатам.

3. Входной компаратор широтно-импульсного модулятора (PWM Comparator) сравнивает пилообразное напряжение на времязадающем конденсаторе C_t с выходным сигналом усилителей ошибки 6 и 7 (выв. 3). При этом для формирования выходного управляющего сигнала напряжение на выходе усилителей ошибки должно быть на 0,7 В выше, чем текущее напряжение на времязадающем конденсаторе C_t (за счет внутреннего смещения 0,7 В). При изменении выходного напряжения усилителей ошибки от 0,5 до 3,5 В ширина выходных импульсов изменяется от 97% до 0.

4. Компаратор (UV Lockout 1) обеспечивает блокировку выходного каскада при напряжении на входе 12 ниже, чем 4,9 В.

5. Компаратор (UV Lockout 2) обеспечивает блокировку выходного каска-

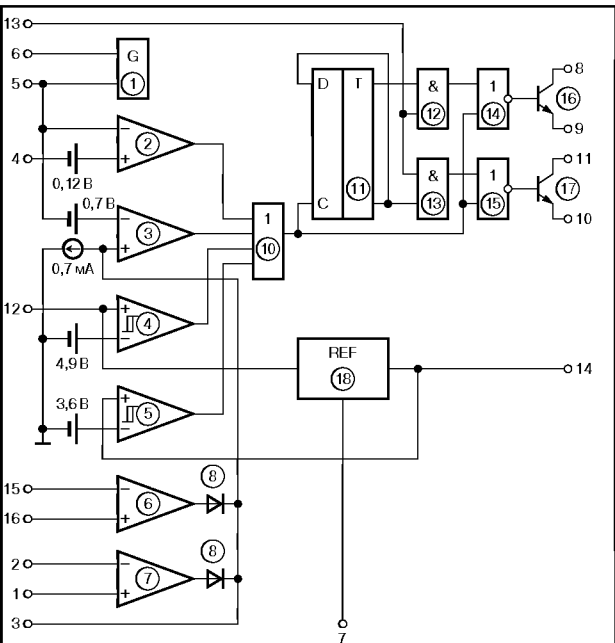


Рис. 1. Функциональная схема микросхемы TL494 (КМ1114ЕУ4)

Таблица 1. Функциональное назначение выводов микросхемы TL494 (КМ1114ЕУ4)

№	Наименование	Функциональное назначение
1	Error Amplifier 1 Plus	Неинвертирующий вход первого усилителя ошибки
2	Error Amplifier 1 Minus	Инвертирующий вход первого усилителя ошибки
3	Feedback PWM, Comparator Input	Обратная связь усилителей ошибки и вход компаратора
4	Dead Time Control	Вход управления плавного запуска
5	Ct	Вход подключения времязадающего конденсатора
6	Rt	Вход подключения времязадающего резистора
7	Ground	Общий вывод питания
8	Q1 transistor collector	Коллектор первого транзистора
9	Q1 transistor emitter	Эмиттер первого транзистора
10	Q2 transistor emitter	Коллектор второго транзистора
11	Q2 transistor collector	Эмиттер второго транзистора
12	Vcc	Вывод подключения питания
13	Output Control	Вход управления выходными транзисторами
14	Ref. Output	Выход источника опорного напряжения
15	Error Amplifier 2 Plus	Неинвертирующий вход второго усилителя ошибки
16	Error Amplifier 2 Minus	Инвертирующий вход второго усилителя ошибки

да при напряжении на входе источника опорного напряжения (выв. 14) ниже, чем 3,6 В.

6. Усилитель ошибки 2 (Error Amplifier 2) предназначен для организации обратной связи. Обычно он используется для организации цепей защиты. Входы усилителей ошибки рассчитаны на диапазон входных напряжений от -0,3 до 2 В, хотя допускается подача и более высоких напряжений. Следует помнить, что при минимальном напряжении на выходе усилителей ошибки достигается максимальная (97%) длительность выходных импульсов. Входы неиспользуемого усилителя ошибки рекомендуется подключать к выходу 14 источника опорного напряжения.

7. Усилитель ошибки 1 (Error Amplifier 1) предназначен для организации обратной связи. Обычно он используется для организации обратной связи по напряжению.

8. Разделительный диод усилителя ошибки 2 (Error Amplifier Diode).

9. Разделительный диод усилителя ошибки 1 (Error Amplifier Diode).

10. Элемент 4ИЛИ.

11. D-триггер – делитель на два для создания двухфазного выходного сигнала.

12, 13. Элементы 2И, необходимые для блокировки выходных транзисторов с помощью внешней схемы через выв. 13.

14, 15. Элементы 2ИЛИ-НЕ, необходимые для реализации парафазного режима.

16, 17. Выходные транзисторы. Оба транзистора имеют открытые коллекторные и эмиттерные выводы, что предоставляет разработчику максимальные возможности по конфигурированию выходов. Каждый из транзисторов способен развивать ток до 200 мА. Падение напряжения на открытом транзисторе составляет менее 1,3 В в схеме с общим эмиттером и менее 2,5 В в схеме эмиттерного повторителя. Выходные транзисторы защищены от превышения мощности рассеивания и имеют каскады ограничения тока, что позволяет использовать их в режиме источника тока.

18. Формирователь опорного напряжения +5 В (5V Reference Regulator). Обеспечивает стабильное напряжение питания в диапазоне входных напряжений 7...40 В. Формирователь поддерживает стабильность напряжения в диапазоне температур 0...70°C. Температурный уход составляет не более 100 мВ.

Таким образом, описанный функциональный состав микросхемы позволяет оптимально использовать ее в импульсных стабилизаторах.

Принципиальная схема импульсного стабилизатора напряжения

Известно, что в схемотехнике импульсных стабилизаторов напряжения существуют три основные группы стабилизаторов:

- импульсные стабилизаторы напряжения понижающего типа (Buck, Step-Down);
- импульсные стабилизаторы напряжения повышающего типа (Boost, Step-Up);
- инвертирующие импульсные стабилизаторы напряжения (Buck-Boost, Step-Up-Down).

В данной статье вниманию читателей предлагается схема понижающего стабилизатора напряжения (Buck). Она имеет ряд особенностей:

- в схеме используется общий плюсовой провод (в отличие от известных стабилизаторов с общим минусом);
- схема рассчитана на достаточно высокую мощность: выходное напряжение составляет 50 В при нормальном рабочем токе до 25 А.
- имеется защита от превышения выходного напряжения и не имеет защиты по выходному току.

Принципиальная схема импульсного стабилизатора напряжения приведена на рис. 2. Он имеет следующие функциональные узлы:

1. Входной емкостной фильтр (C1, C2) номиналом 4700 мкФ/100 В, служащий для фильтрации входного напряжения.

2. Контроллер управления на микросхеме D1 KM1114EY4 или (TL494) с элементами обвязки. Микросхема контроллера импульсного стабилизатора D1 работает на частоте около 66 кГц. Частота задается элементами R6, C4. Выходной каскад собран по однофазной схеме, коллекторы выходных транзисторов соединены со входом питания микросхемы (выв. 8, 11, 12). Эмиттеры также соединены (выв. 9, 10) и нагружены на резистор R12, сигнал с которого через резистор R13 подается на затвор полевого транзистора VT3. Вто-

рой усилитель ошибки микросхемы не используется, поэтому его входы (15, 16) соединены с выходом опорного напряжения (14). Резисторы R9, R10 задают коэффициент усиления первого усилителя ошибки.

3. Мощный ключевой полевой транзистор с изолированным затвором VT3 (IRFP-250, с параметрами $U_{si}=250$ В, $I_s=33$ А).

4. Импульсный диод VD2 (AD3520P, $U=250$ В, $I=30$ А, $t_p<20$ нс) выпускаемый АО "Информинструмент", г. Кишинев. Можно использовать также диоды 2Д2229, но при этом К.П.Д. стабилизатора будет несколько ниже.

5. Дроссель L1, намотанный на Ш-образном ферритовом сердечнике МН2000 Ш28х20. В средней части сердечника сделан зазор 0,3 мм. Дроссель намотан свитой косой из 50 проводов ПЭЛ-2-0,35 и содержит 30 витков. Его индуктивность — около 25 мкГн.

6. Выходные конденсаторы C6, номиналом C7 33000 мкФ/63 В.

Для питания микросхемы управления имеется линейный стабилизатор на 15 В — R11, VT2 (КТ819АМ), VD1 Д815Ж,

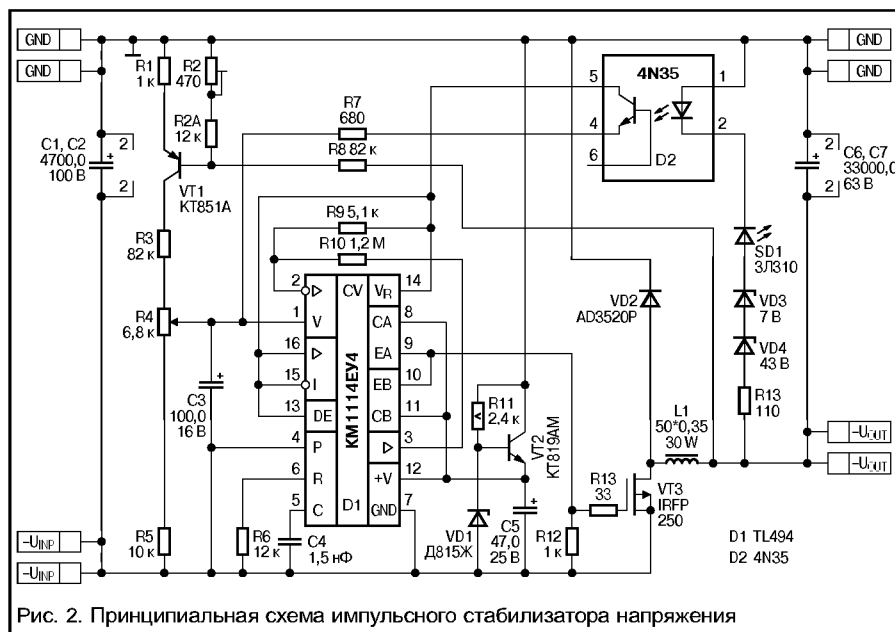


Рис. 2. Принципиальная схема импульсного стабилизатора напряжения

1. Входной емкостной фильтр (C1, C2) номиналом 4700 мкФ/100 В, служащий для фильтрации входного напряжения.

2. Контроллер управления на микросхеме D1 KM1114EY4 или (TL494) с элементами обвязки. Микросхема контроллера импульсного стабилизатора D1 работает на частоте около 66 кГц. Частота задается элементами R6, C4. Выходной каскад собран по однофазной схеме, коллекторы выходных транзисторов соединены со входом питания микросхемы (выв. 8, 11, 12). Эмиттеры также соединены (выв. 9, 10) и нагружены на резистор R12, сигнал с которого через резистор R13 подается на затвор полевого транзистора VT3. Вто-

3. Мощный ключевой полевой транзистор с изолированным затвором VT3 (IRFP-250, с параметрами $U_{si}=250$ В, $I_s=33$ А).

4. Импульсный диод VD2 (AD3520P, $U=250$ В, $I=30$ А, $t_p<20$ нс) выпускаемый АО "Информинструмент", г. Кишинев. Можно использовать также диоды 2Д2229, но при этом К.П.Д. стабилизатора будет несколько ниже.

жение с этого делителя подается на базу транзистора VT1 (КТ851А), инвертируется и с коллектора поступает на делитель R3—R5, с которого подается на неинвертирующий вход первого усилителя ошибки (вход 01). Резистором R2 устанавливается режим работы транзистора. Резистором R4 устанавливается выходное напряжение импульсного стабилизатора.

Таким образом, увеличение выходного (отрицательного) напряжения приведет к увеличению напряжения база-эмиттер транзистора, увеличится ток коллектора, следовательно, увеличится напряжение на делителе R3—R5, и, соответственно, напряжение на входе первого усилителя ошибки, что приведет к сужению выходных импульсов напряжения и снижению выходного напряжения.

Микросхема оптрона D2 (4N35), светодиод SD1 (ЗЛ310), два стабилитрона VD3 и VD4 на общее напряжение стабилизации 50 В и резистор R13 образуют цепь защиты от превышения выходного напряжения. Цепь работает следующим образом. При номинальном напряжении на выходе стабилизатора (50 В) стабилитроны не включены, оптрон также выключен и не влияет на работу всей схемы. При превышении

выходного напряжения уровня примерно 53 В происходит пробой стабилитронов и включаются светодиод SD1, индицирующий о превышении выходного напряжения, и оптрон D2. При этом открытый транзистор оптрона подключает ко входу усилителя ошибки источник опорного напряжения +5 В через резистор R7, что приводит к резкому снижению выходного напряжения. Эта цепь используется только в момент включения импульсного стабилизатора, когда конденсатор C3 разряжен и медленно заряжается через инвертор обратной связи VT1. Сам же конденсатор C3 необходим для подавления самовозбуждения этого каскада на частоте примерно 3 кГц.

Транзистор VT2 установлен на пластинчатом радиаторе с размерами 60х60 мм². Транзистор VT3 и диод VD2 (с местной изоляцией) установлены на общем радиаторе с размерами 180х120 мм² и высотой ребер 18 мм. Над ребрами на стойках установлен вентилятор от компьютерного блока питания, который питается от линейного стабилизатора. Все силовые связи выполнены в два провода МГШВ-1,5. Входы и выходы стабилизатора выведены на общий разъем типа РП10-15, по два

контакта на каждый сигнал (каждый из контактов рассчитан на ток до 15 А).

Описанная схема обеспечивает стабилизацию выходного напряжения 50 В при токе до 25 А и пульсациях на выходе не более 150 мВ (нормальный рабочий ток 20А). При этом допустимо изменение входного напряжения от -56 до -90 В и уровня его пульсаций до 12 В. КПД стабилизатора не хуже 72%. Температура радиатора транзистора VT3 (при обдуве) не превышает 60°C. Следует отметить, что при указанных номиналах элементов минимальное выходное напряжение может быть установлено от -27 В, и выходное напряжение, как правило, примерно на 4 В меньше входного. Очевидно, что, изменив номиналы делителей и линейного стабилизатора напряжения, можно изменить и диапазон входных напряжений. Это позволяет легко модифицировать описанную схему под конкретные задачи.

Олег Николаичук,
onlc@ch.moldpac.md

Литература:

1. slva001a.pdf. <http://www.motorola.com>
2. tl494rev1f1.pdf. <http://www.ti.com>

Фуллерены или нанотрубки

Экспериментально открытые в начале 90-х годов новые формы существования углерода — нанотрубки (тубелены) и поныне являются предметом интенсивных исследований ученых. В начале этого года мир кипел заголовками научно-популярных изданий: "Ученым из IBM удалось освоить технологию производства транзисторов на базе углеродных нанотрубок..." Следующий процессор — из углерода?... Наши обозреватели не могли пройти мимо этого великолепного явления природы, вызвавшего такой ажиотаж.

"Вначале углеродные нанотрубки были предметом беспристрастного научного анализа. Покинув стены лабораторий, они стали предметом культа. Станут ли они предметом повседневного обихода?"

Джон Дайнин

Прочитав эти чудесные слова в "ComputerWorld", наивные и романтические, мы были настолько очарованы детской непосредственностью американского журналиста, что были просто не в состоянии придерживаться сухого стиля статьи в сугубо техническом журнале.

Итак, что же представляют собой эти знаменитые нанотрубки и почему они вызывают такой интерес? Как оказалось, история их использования в повседневном обиходе насчитывает века.

До недавнего времени считалось, что углерод образует три аллотропных формы — алмаз, графит и карбин. Речь пойдет о четвертой аллотропной форме углерода, называемой фуллерен (многоатомная молекула углерода C_n). Происхождение термина "фуллерен"

связано с именем американского архитектора Ричарда Букминстера Фуллера, конструировавшего полусферические архитектурные конструкции в виде шестиугольников и пятиугольников.

Сбор материала в интернете мы начали с нашей любимой поисковой машины <http://tipa.au>. Услужливый портал принес любопытную информацию. Мы узнали, что благодаря своим химическим свойствам микроскопические туннели углеродных нанотрубок по прочности превосходят сталь, а по легкости — пластик. Трубки состоят из концентрических графитовых оболочек, каждая из которых помещена в цилиндр. Таким образом, решетка атомов углерода сохраняет целостность. Нанотрубки оказываются прочнее металла, поскольку химические связи между

НОВОСТИ НАУКИ И ТЕХНИКИ

их элементами более устойчивы. Эти материалы являются прекрасными проводниками электричества и тепла и могут использоваться в качестве кабелей, полупроводников или сверхпроводников.

В начале 70-х годов японский физик Е. Осава предположил существование поллой высокосимметричной молекулы C₆₀ со структурой в виде усеченного икосаэдра, похожей на футбольный мяч. В 1973 г. российские ученые Д. А. Бочвар и Е. Г. Гальперин сделали первые теоретические квантово-химические расчеты такой молекулы и доказали ее стабильность. В 1991 г. сотрудник японской корпорации NEC Иджима на полярном ионном микроскопе впервые наблюдал различные структуры, составленные, как и в случае графита, из шестичленных колец углерода: нанотрубки, конусы, наночастицы.

В 1992 г. в природном углеродном минерале — шунгите (от названия поселка Шуньга в Карелии) были обнаружены природные фуллерены.

Нам осталось только приложить к глобусу гибкую линейку. Мы ничуть не удивились, когда увидели, что геодезическая линия соединила Карелию, Японию и Новую Зеландию. Вот оно, еще одно звено геополитической теории, тайная и необъяснимая связь между Россией и Новой Зеландией. Все это было позже, а пока...

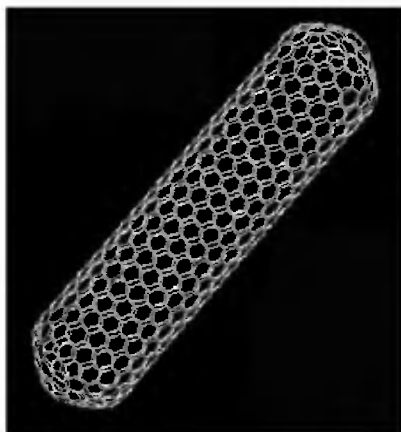


Рис. 1. Компьютерная модель нанотрубки

По заданию редакции обозреватели летели в Новую Зеландию для личного знакомства с Памелой Оверчест и более детального ознакомления с ее уникальными разработками, одну из которых мы описывали в предыдущем номере — рототрон R-9fl. Лучший спутник в дальней дороге — ноутбук, а лучший способ убить время — серфинг в Интернете. Среди изобилия баннеров, воспевающих мудрость IBMовских ученых трехмесячной давности, нашлось и кое-что посерьезнее: сообщение из исследовательского центра Цукуба (Tsukuba). Сотрудники NEC нашли метод получения углеродных нанотрубочных гетероструктур, пригодных для построения электронных наночипов. А в австралийском центре CSIRO Molecular Science (www.csiro.au) на основе углеродных нанотрубок разрабатываются ультратонкие дисплейные панели, более экономичные и обладающие лучшим разрешением, нежели жидкокристаллические.

Самолет подлетал к Веллингтону. Близился полдень по местному времени, а значит и сеанс передачи Soliton Hills Radio. Наслышанные об огромной мощности этой радиостанции, мы поспешили отключить компьютеры. Заметив это, доброжелательный стюард-маори с улыбкой объяснил, что еще не было ни одного случая выхода аппаратуры из строя из-за всплесков энергии. Это был наш первый контакт с представителем аборигенов. Бросался в глаза странный цвет кожи, — значительно светлее, чем у негров, с необычным опалесцирующим оттенком и с разводами, явно остатками раскраски. Перехватив наш взгляд, стюард пояснил — традиция. В разговоре выяснилось, что наш словоохотливый товарищ — студент Технологического Института и на каникулах подрабатывает на международных авиалиниях. Так мы получили приглашение посетить лабораторию Марка Хоммондса. После непродолжительной поездки на такси-электромобиле мы оказались в местечке, известном всему миру как Silicon Hills. Лаборатория по исследованию нанотрубок гос-

теприимно открыла дверь. Мы ожидали увидеть плазменные генераторы, мощные лазеры, батареи разрядников, однако вместо этого перед нами предстали стеллажи с гербариями, баночками и фотографиями в рамках. На полке с нехитрой охотничьей оснасткой туземцев мы увидели лук и стрелы, дубины, короткие копья-дротики, ремни и силки для мелких зверей. Все они были очень старыми и закопченными. Сквозь жемчужную черноту просвечивали кольца и зигзаги ритуальной раскраски. Весьма довольный произведенным впечатлением (а нашему недоумению не было предела), хозяин лаборатории подвел нас к стеклянной двери бокса биологической защиты. Нitech царство было там. Рассказ профессора нас просто потряс.

Все началось 30 лет назад. Марку, тогда еще молодому сотруднику института, дали в помощь лаборанта, маори по происхождению. Он пришел на работу в полной боевой раскраске. Это немного шокировало руководителя, и он попросил сотрудника “привести себя в порядок”. Однако, несмотря на применение сильных растворителей, кожа аборигена не оттиралась. Из разговоров с ним Хоммондс выяснил, что эта окраска — древняя традиция племени. Он заинтересовался технологией этих стойких красок и уговорил туземца позволить ему посетить стойбище племени.

Аборигенам Хоммондс понравился, и они показали ему пещеру в горах, где живет таинственный дух Ньянма. На протяжении веков, раз в году, в сезон дождей, они на неделю относили в пещеру свои обугленные дубины, луки, стрелы, палки и другое оружие и инструмент. Оружие получало невероятную крепость и легкость. Жилы зверей, которыми было связано оружие, было невозможно порвать. Они готовили своих воинов для предстоящих битв с другими враждебными племенами. После трехдневного пребывания в пещере, кожа воинов становилась непробиваемой для стрел, копий и дротиков. После задубливания кожи в пещере, ее броненосные свойства сохраняются на незначительный период. Через 1—2 недели окарбонизированные клетки кожи заменяются на обычные, остается только цветовой оттенок кожи. Применение глины, охры, и сока растений, растущих рядом с пещерой, позволяло туземцам в некоторых пределах регулировать свойства материала, добиваться сочетания твердости и гибкости.

Исследование этого феномена стало делом всей жизни Марка Хоммондса. Он добился ассигнований на создание лаборатории под эгидой этнической организации ELO.

Так он выяснил, что чудесные метаморфозы органических веществ в пещере вызваны электрофорным грибом — карбоксиметилцеллюлозофагом. Также выяснилось, что этот грибок не встречается больше нигде на Земле, за

исключением Карелии, однако в условиях сурового северного климата он “заторможен”. Изучая под микроскопом продукты жизнедеятельности грибка, Хоммондс обратил внимание на то, что он иногда преобразует обычную сажу в микроскопические нити, кольца и комки, которые не теряют форму при механических и химических воздействиях. Позднее эти образования стали известны широкой публике как фуллерены, хотя правильнее было бы назвать их в честь первого исследователя.

В настоящее время лаборатория Хоммондса ведет исследования совместно с японскими и австралийскими фирмами, поставляя им материалы и препараты. В отличие от традиционного способа синтеза фуллеренов с помощью углеродной дуги в атмосфере гелия, биологический способ позволяет получать различные формы молекул. Для этого используются биологически активные препараты, приготовленные из местных растений и минералов. Когда мы попросили ученого прокомментировать заголовки газет, посвященных достижениям американских ученых, Марк пришел в крайнее возбуждение. Как известно, суть этих достижений красноречиво выражает название: конструктивное разрушение (constructive destruction). Для разделения нанотрубок с проводящими и полупроводящими свойствами американцы используют электрический разряд, выжигая проводящие трубки. Марк высказал свои сомнения по поводу того, что можно создавать, разрушая, и добавил, что микроскопический грибок сделает все, что надо, только не надо сажать его на электрический стул. В заключение беседы д-р Хоммондс поведал нам интересную историю. В Музее Масчусетского Технологического Института есть образцы чрезвычайно прочного материала, якобы от обшивки НЛО. На самом деле это обычная туалетная бумага туземцев — листья пальмы хуайя-хоа, длительно пролежавшие в пещере. Еще они собирают листья, похожие на наши тополиные, выдерживают их в пещере, затем используют как аналог дензнаков. Они не горят, не рвутся, не боятся крепких кислот и щелочей. Самое интересное, что их номинальная стоимость вне континента оценивается нумизматами в \$10000. В Новой Зеландии на десяток, в лучшем случае, можно купить козу. Современное правительство уважает традиции туземцев, и оно оставило за ними право самим распоряжаться этой древней валютой. Есть даже несколько специальных обменных пунктов. Хотя туземная валюта не выходит за стены этого пункта и находится под строжайшей охраной, государство предприняло такой шаг, чтобы аборигены не чувствовали себя ущемленными в каких либо правах.

Евгений Панаев,
Александр Скобичевский,
Веллингтон, Силиконовые Холмы

Знакомьтесь: транзистор биполярный — интегральный

Ознакомившись в предыдущих статьях [1] со свойствами биполярных транзисторов в корпусном исполнении, читатель, очевидно, понял, что рационально проектировать схемы различных устройств непросто. Однако современные аналоговые микросхемы содержат многие десятки и сотни транзисторов и возникает вопрос: как же их проектировать? Как учесть многие факторы: конструктивные, технологические, схемотехнические и эксплуатационные? Попробуем немного приоткрыть завесу этой тайны и рассказать о свойствах интегральных транзисторов и некоторых особенностях схемотехники аналоговых интегральных схем.

С появлением интегральной технологии многие традиционные методы и принципы проектирования электронных устройств оказались неэффективными и неприемлемыми. Особенно это проявилось в области аналоговых электронных схем, где разработчик сталкивается с целым рядом ограничений и вынужден применять новые способы проектирования.

Интегральными называются устройства, изготовление которых происходит в едином технологическом цикле. В основном интегральные схемы (ИС) и, соответственно, элементы изготавливают методами планарной технологии. Это название технология получила потому, что все элементы конструктивно выполнены в плоскости полупроводниковой подложки или кристалла микросхемы. Это очень удобно при автоматизированном производстве, так как снижается стоимость конечного продукта. При этом на одном и том же оборудовании с применением аналогичных техпроцессов можно выпускать как отдельные (интегральные в корпусе) транзисторы, их сборки, так и законченные аналоговые узлы — микросхемы низкого, среднего и высокого уровней интеграции.

Планарные транзисторные структуры ИС можно условно разделить на группы по их площади, занимаемой на кристал-

ле. Такое деление определяет их основные параметры и назначение [2]. Занимающие малую площадь транзисторы имеют малую емкость переходов и высокое быстродействие, но при этом не могут выдерживать больших токов. Для применения ИС в мощных каскадах следует увеличивать площадь и размеры транзисторных структур, а это увеличивает межэлектродные емкости и ухудшает частотные свойства. Однако такие транзисторы могут рассеивать большую мощность и работать при повышенных токах (табл. 1). При рассмотрении кристалла микросхемы в микроскоп можно увидеть структуру планарных транзисторов, сопоставить размеры и особенности его топологии или рисунка (рис. 1). Транзисторы проектируют по топологическим чертежам, отличающихся от внешнего вида кристалла (рис. 2, 3).

Наиболее часто применяющиеся в ИС для преобразования электрических сигналов так называемые малосигнальные транзисторы имеют достаточно высокий коэффициент усиления по току, стабильный в широком диапазоне рабочих токов (рис. 4).

Планарная технология в силу своих особенностей открывает перед разработчиками ИС новые возможности в создании методов схемотехнического синтеза электронных узлов в составе микросхем различного назначения. Далее будут рассмотрены некоторые особенности интегральной схемотехники.

Биполярный п-р-п транзистор является наиболее важным и широко распространенным схемным элементом ИС. На его основе стараются создавать и другие элементы: диоды, стабилизаторы, конденсаторы и пр. Поэтому очень важно знать его основные свойства и особенности.

Поперечное сечение или структура транзистора (рис. 2) зависит от технологии изготовления ИС. С другой стороны, геометрические размеры, в том числе площади переходов, определяют электрические параметры ИС, необходимые для ее работы по назначению.

Одним из наиболее точно рассчитываемых параметров интегральных транзисторов п-р-п типа является напряжение $U_{БЭ}$. Если известно его значение при определенной температуре и рабочем токе, то можно математически определить его значение при любых других значениях температуры и тока. Зависимость, описывающая изменение напряжения $U_{БЭ}$, имеет вид:

$$U_{БЭ}(T, I_K) = \Delta\varepsilon(0) [1 - T/T_0] + U_{БЭ10} [T/T_0] + (nkT/q) \{\ln(T_0/T) + (kT/q) \{\ln[I_K(T)/I_K(T_0)]\}\}, \quad (1)$$

где $U_{БЭ}(T, I_K)$ — напряжение между базой и эмиттером транзистора при температуре T и токе коллектора I_K ; $\Delta\varepsilon(0) = 1,205$ В — величина ширины запрещен-

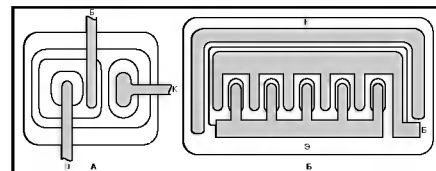


Рис. 1. Вид сверху на малосигнальный (а) и мощный (б) интегральные транзисторы

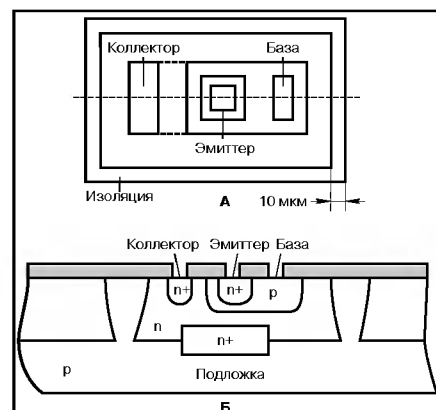


Рис. 2. Топология (а) и поперечное сечение (б) маломощного п-р-п транзистора

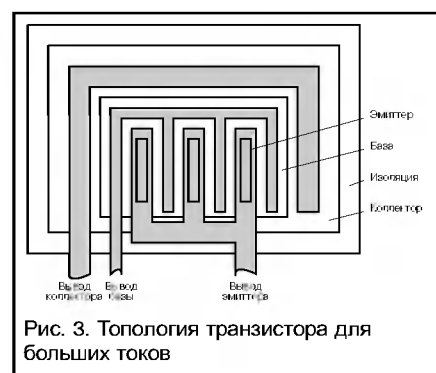


Рис. 3. Топология транзистора для больших токов

Таблица 1

Параметры интегрального транзистора	Значения параметров	
	для маломощного транзистора	для мощного транзистора
Граничная частота, ГГц	1	0,25
Сопротивление насыщения, Ом	20	1
Емкость коллектор-подложка, пФ	0,8	8
Обратное напряжение коллектор-эмиттер, В	> 20	> 30
Емкость коллектор-база, пФ	0,4	6
Допустимый ток эмиттера, мА	10	750
Площадь, занимаемая транзистором на подложке, мкм ²	60х90	450х500
Плотность тока, А/мм ²	2	3

Таблица 2

Параметр	Типовой диапазон значений	Величина разброса параметров	Величина разброса отношений величин	Температурный коэффициент (1/°C)	Величина температурного коэффициента разности величин (1/°C)
h_{213}	50...200	± 20 %	± 5 %	0,005	0,0005
$U_{БЭ}$	0,6...0,7 В	± 20 мВ	± 1 мВ	0,003 (2 мВ/°C)	± 10 мкВ
$U_{ЭБ0}$	6...9 В	± 200 мВ	± 25 мВ	2...6 мВ/°C	± 200 мкВ

ной зоны кремния; $U_{БЭ10}$ — напряжение между базой и эмиттером транзистора при температуре T_0 и токе коллектора I_{K0} , $n = 1,5$ для кремниевых транзисторов, полученных методом двойной диффузии; T — абсолютная температура; T_0 — температура окружающей среды; $k/q = 86,2 \cdot 10^{-6}$ В/К.

Широкое распространение в аналоговых интегральных схемах получили схемные решения в которых применены два или более транзисторов. Схемы стабилизации тока, дифференциальные каскады усиления, токовые “зеркала” и динамические нагрузки — вот далеко не полный перечень таких узлов. Каждый транзистор в такой схеме имеет свою величину напряжения в заданной рабочей точке $U_{БЭ1}$ и $U_{БЭ2}$. Разность напряжений на переходах двух транзисторов возникает при раз-



Рис. 4. Зависимость h_{213} от I_K для типичного интегрального транзистора

личных токах коллектора, а также из-за разной площади переходов. Поэтому, если транзистор VT1 работает при токе I_1 , VT2 — при токе I_2 , а $I_1 \gg I_2$, получим:

$$U_{БЭ10} = U_{БЭ20} + (kT_0/q) \{ \ln [I_{K1}/I_{K2}] \} + (kT_0/q) \{ \ln [S_2/S_1] \}, \quad (2)$$

где S_1 и S_2 — соответственно площади переходов транзисторов VT1 и VT2.

Несложно вычислить разность напряжений $U_{БЭ1}$ и $U_{БЭ2}$:

$$\Delta U_{БЭ} = (kT_0/q) \{ \ln [I_{K1}/I_{K2}] [S_2/S_1] \}. \quad (3)$$

Остановимся на этой формуле более подробно. Сначала построим зависимость $\Delta U_{БЭ} = K \cdot \ln N$ (рис. 5). Разность напряжений двух интегральных транзисторов, обеспечивающих работу узлов аналоговой ИС, может быть получена:

- при работе двух идентичных транзисторов, изготовленных в одном технологическом цикле, у которых площади переходов равны, т. е. $S_1 = S_2$, а токи коллекторных переходов разные. В этом случае реальное отношение токов I_{K1}/I_{K2} может достигать 10...15, а величина $\Delta U_{БЭ} = 60...70$ мВ;

• при работе двух транзисторов, имеющих разные площади переходов, т. е. $S_1 \neq S_2$, и равенстве токов через их коллекторные переходы $I_{K1} = I_{K2}$. Реальное отношение площадей переходов находится в пределах 4...7, а величина $\Delta U_{БЭ} = 35...50$ мВ;

- при использовании транзисторов с разной площадью переходов и с различными коллекторными токами. В этом случае величина $\Delta U_{БЭ}$ наибольшая.

Все эти три случая наглядно иллюстрируются графиком на рис. 5.

Теперь проанализируем данные из табл. 2. Очевидно, что величина разброса коэффициента передачи тока h_{213} и напряжения между эмиттером и базой $U_{БЭ}$ имеет значительно меньшую величину, чем у дискретных транзисторов [1, 2]. При этом транзисторы, изготовленные на одном кристалле и в едином технологическом цикле, имеют почти иден-

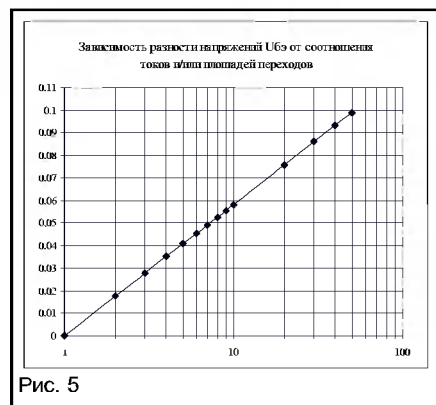


Рис. 5

тичные параметры: по h_{213} разброс до 5%, а по $U_{БЭ}$ — до 0,15%.

Самые любознательные могут убедиться сами в замечательных свойствах транзисторов микросхемы и измерить их. Как это сделать? Оказывается, несложно. Необходимо лишь немного наблюдательности и умения пользоваться справочниками по микросхемам. Например, микросхема универсального стабилизатора КР142ЕН1, схема которой приведена на рис. 6, имеет транзисторы,

к которым можно подключиться, а схема измерения параметров известна.

В табл. 3 и 4 помещены экспериментальные данные измерений параметров интегральных транзисторов микросхемы типа КР142ЕН1В. Причем транзисторы VT10 и VT12 — малосигнальные, с небольшой площадью переходов, а VT13 — мощный и занимает большую часть кристалла. На рис. 7 построены графики изменения статического коэффициента передачи тока для мощного транзистора VT13 (его величина 80...90) и составного транзистора (VT10 + VT13) в диапазоне токов коллектора до 150 мА. График наглядно демонстрирует достаточную равномерность функции $h_{213}(I_{K1})$, как и было показано ранее (рис. 4). Аналогичные характеристики для дискретных транзисторов значительно хуже [1, 2].

Экспериментальные данные и рассмотренные выше соотношения дают возможность сделать интересный вывод. Начнем с результатов измерений $U_{БЭ}$ транзисторов VT10 и VT13 (табл. 3) при токе коллектора $I_K = 1$ мА. Соответственно имеем, что $U_{БЭ10} = 0,714$ В, а $U_{БЭ12} = 0,617$ В. Поэтому, с учетом формул (2) и (3), получим $\Delta U_{БЭ}$ двух транзисторов, работающих при одинаковых токах, но имеющих разные площади переходов, равным $0,714 - 0,617 = 0,097$ В. Подставляя в формулу [3] эту величину и принимая $I_{K10} = I_{K13}$, получим соотношение площадей переходов этих двух транзисторов равное $S_1/S_2 = 46$. Такой же результат получается и по графику на рис. 5. Таким образом, транзистор с током коллектора 150 мА имеет площадь переходов в 46 раз больше, чем у маломощного и, соответственно, во столько же раз большую площадь занимает на кристалле. При рассмотрении топологий мощных микросхем бросается в глаза то, что схема управления с большим числом транзисторов занимает на кристалле незначительную площадь, а мощные элементы (диоды, транзисторы) остальную большую его часть.

И последнее. Как видно из табл. 3, два маломощных транзистора VT10 и VT12 имеют одинаковые величины напряжений $U_{БЭ}$, что подтверждает равен-

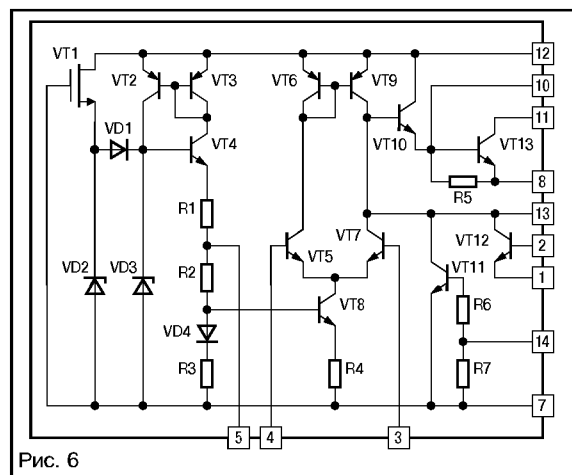


Рис. 6

Таблица 3

I_K (мА)	VT12			VT10			VT13		
	I_B (мкА)	h_{213}	$U_{БЭ}$	I_B (мкА)	h_{213}	$U_{БЭ}$	I_B (мкА)	h_{213}	$U_{БЭ}$
0,5	7	68	0,679	7	68	0,687	—	—	—
1	16	70	0,714	16	70	0,714	16	68	0,617
2	29	74	0,737	30	71	0,739	27	79	0,636
3	49	64	0,755	46	68	0,758	38	83	0,648
5	—	—	—	—	—	—	59	85	0,665
10	—	—	—	—	—	—	124	81	0,682
50	—	—	—	—	—	—	516	97	0,789
100	—	—	—	—	—	—	1500	70	0,871
150	—	—	—	—	—	—	9500	16	0,963

Таблица 4

I_K (мА)	VT13				VT10+VT13		
	I_B (мкА)	h_{213}	$U_{БЭ}$		I_B (мкА)	h_{213}	$U_{БЭ}$
1	16	62,5	0,617		4	250	—
2	27	74,1	0,636		6	333	—
3	38	78,9	0,648		8	375	—
5	59	84,7	0,665		12	417	—
10	124	80,6	0,682		21	476	—
15	176	85,2	0,703		29	517	—
25	270	92,6	0,735		43	581	—
50	516	96,9	0,789		80	625	—
80	—	—	—		128	625	—
100	1500	66,7	0,871		144	694	—
110	2170	50,7	0,892		157	701	—
120	—	—	—		173	694	—
130	4670	27,8	0,94		190	684	—
140	—	—	—		209	670	—
150	9500	15,8	0,963		231	649	—

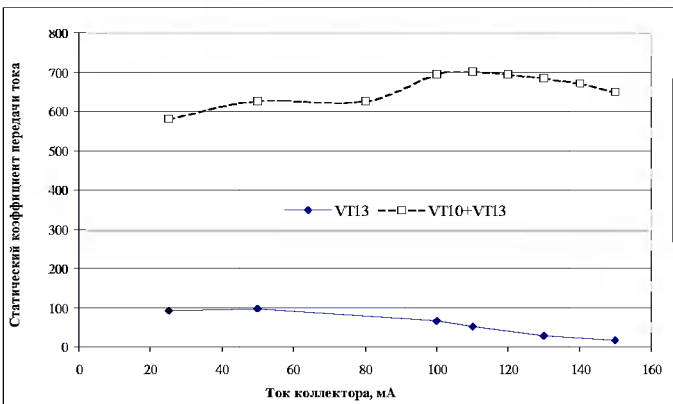


Рис. 7

с т в о
площа-
дей пе-
реходов
их струк-
тур, а
также ос-
новное пре-
имущество ин-
тегральной
технологии —
идентичность
параметров
транзисторов,
изготовленных
в едином тех-
нологическом
цикле.

Игорь Кольцов,
editor@dian.ru

Литература

1. И. Л. Кольцов. О биполярном транзисторе замолвим мы слово.... — Схемотехника, 2001, № 7–8.
2. А. Б. Гребен. Проектирование аналоговых интегральных схем: Пер. с англ. — М.: Энергия. 1976.
3. В. Л. Шило. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. — М., “Сов. радио”, 1974.

Что такое метастабильное состояние и как с ним бороться?

Проблема синхронизации нескольких асинхронных систем отнимает много времени при разработке микропроцессорных систем. Если же инженер-схемотехник при создании функциональной схемы не понял, что некоторые блоки его системы работают асинхронно, то проблема синхронизации отодвигается на этап отладки. Так начинается болезнь, при которой на одно и то же событие, например на нажатие клавиши, прибор реагирует по-разному.

Типичный пример синхронизации — защелкивание сигнала прерывания триггером. Тактовая частота подается на вход триггера CLK, а сигнал прерывания — на вход данных. При совпадении защелкивающего сигнала и момента изменения сигнала данных, триггер входит в метастабильное состояние, на его выходе появляется сигнал неопределенного уровня, и это может привести к ошибке в работе системы.

На рис. 1 показана упрощенная схема D-триггера типа ведущий/ведомый (Master/Slave). Если на вход CLK подан лог. 0, то на эмиттерах транзисторов Q_1 и Q_2 будет лог. 1 — транзисторы заперты. В зависимости от уровня сигнала на входе D, на базе одного из транзисторов будет лог. 1 при условии, что на вход разрешения En будет подан лог. 0 — инвертированный сигнал CLK. Этот же сигнал

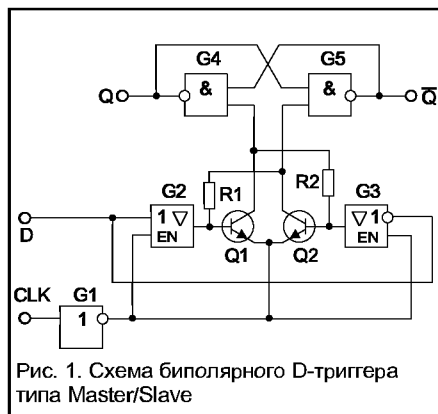


Рис. 1. Схема биполярного D-триггера типа Master/Slave

лог. 0, как видно из схемы, будет подан и на эмиттеры транзисторов. Резисторы R_1 и R_2 удерживают транзисторы ведущего триггера в стабильном состоянии. Ведомый триггер устанавливается в новое состояние в зависимости от напряжения на коллекторах транзисторов.

Правильная работа триггера по принципу, описанному выше, гарантируется только в том случае, если выдержано время установки и удержания сигнала D t_{SETUP} и t_{HOLD} (рис. 2).

В синхронных системах проблемы своевременной установки и удержания сигналов обычно не бывает, так как сигнал в большинстве случаев устанавливается задолго до начала такта и удерживается до спада сигнала CLK. Исключение составляют схемы с высоким быстродействием. В них время установки сигналов во всех компонентах

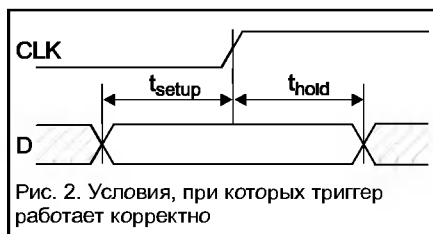


Рис. 2. Условия, при которых триггер работает корректно

системы стремятся свести к минимальному. В случае, когда сигнал данных изменяется во время фронта CLK, в асинхронных схемах происходит следующее. При изменении сигнала на входе D, на базе одного транзистора сигнал переходит из состояния лог. 0 в состояние лог. 1, а на базе другого — наоборот, из состояния лог. 1 в состояние лог. 0. В этот момент напряжения на базах транзисторов практически равны, и ведущий триггер оказывается в неопределенном состоянии — ни в низком, ни в высоком. Как следствие, в таком же состоянии оказывается и ведомый транзистор. Это состояние называется неопределенным или метастабильным.

Как видно из рис. 3, выходной сигнал Q тоже не определен. После некоторого времени транзисторы Q_1 и Q_2 из-за жесткой обратной связи устанавливаются в определенное состояние, но в какое — сказать трудно, поскольку это зависит от шумов самих транзисторов.

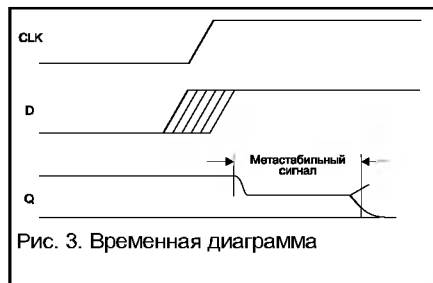


Рис. 3. Временная диаграмма

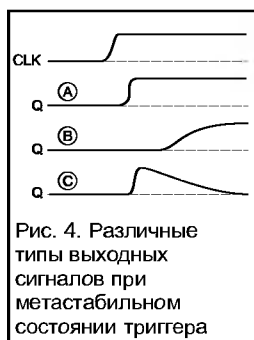


Рис. 4. Различные типы выходных сигналов при метастабильном состоянии триггера

На рис. 4 показаны возможные формы выходного метастабильного сигнала:

A — правильный выходной сигнал;

B — сначала ведомый триггер не распознает метастабильное состояние мастера и начинает переключаться до тех пор, пока мастер не выйдет из метастабильного состояния; на выходе это выглядит как сильно растянутый фронт, и, как показывает практика, при этом задержка получается довольно большой;

C — ведущий триггер в метастабильном состоянии переключает ведомый, и на его выходе появляется высокий уровень; если ведущий триггер возвращается в нормальное состояние, на выходе ведомого триггера снова появляется низкий уровень.

Инвертированный сигнал D даст те же самые диаграммы. Феномен, рассмотренный здесь, описан в контексте биполярных микросхем, но также встречается в микросхемах КМОП и БикМОП.

Анализ метастабильного состояния триггеров — не простое занятие. Причина этого в том, что время фронта сигнала CLK очень мало и часто не превышает 1 нс. Результатом такого анализа должно являться сообщение о том, насколько часто будет сбиться схема.

Среднее время между сбоями — MTBF (Mean Time Between Failures) — зависит от частоты синхронного и асинхронного сигналов и длительности критического окна (время установки и удержания сигнала приводится в документации в зависимости от последнего параметра): $MTBF = 1/f_{IN} \cdot f_{CLK} \cdot t_D$.

Например, при частотах $f_{IN} = 1$ кГц, $f_{CLK} = 1$ МГц и критическом времени $t_D = 30$ нс, среднее время между сбоями составляет 33 с — вполне ощутимая величина, достаточная для того, чтобы вычислить и исправить ошибку во время отладки, а не после серийного выпуска прибора.

Время MTBF зависит от серии микросхем. Каждая из них имеет свое время t_D . Для того чтобы оценить величину MTBF и продолжительность метастабильного состояния, в котором находится триггер, можно построить испытательный стенд (рис. 5).

На вход D подается случайный цифровой сигнал, вход CLK тактируется. Два компаратора сравнивают выходной сигнал с эталонным сигналом низкого или высокого уровня. Если обнаружен метастабильный сигнал, то

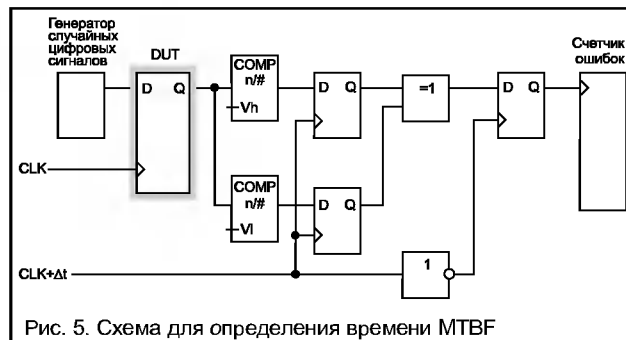


Рис. 5. Схема для определения времени MTBF

вентиль “исключающее ИЛИ” срабатывает и увеличивает значение счетчика ошибок. Для того чтобы вычислить частоту появления ошибок с заданной продолжительностью метастабильного состояния, в цепь вводят триггеры, на которые тактовый сигнал поступает с некоторой задержкой, так что ошибки с метастабильным состоянием, которое меньше времени задержки, не регистрируются (рис. 6).

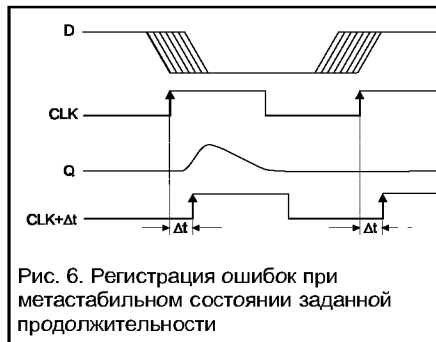


Рис. 6. Регистрация ошибок при метастабильном состоянии заданной продолжительности

На рис. 7 показано, как количество встречающихся ошибок в схемах зависит от серии. Следует отметить также прогнозируемость времени метастабильного состояния. Серии F (Fast) и ABT дают ошибки одной и той же продолжительности — не более 6 и 11 нс соответственно, а продолжительность метастабильного состояния серий 74S и 74HC в течение даже одних суток определить очень трудно.

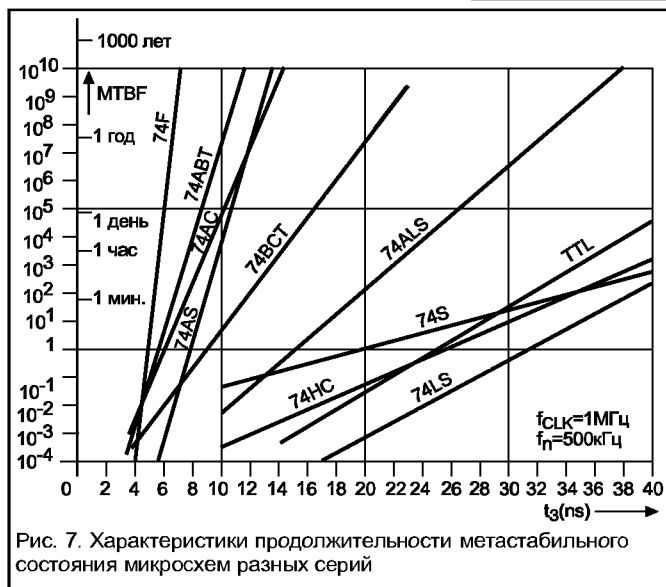


Рис. 7. Характеристики продолжительности метастабильного состояния микросхем разных серий

Механизм появления метастабильных состояний

На рис. 8 показана типичная схема, в которой может возникнуть метастабильное состояние на выходе, которое повлечет за собой системную ошибку. Вход готовности системы Ready тактируется внутренней тактовой частотой. На этот тактируемый вход следует подать сигнал, который защелкнется по сигналу CLKOut. Большинство процессоров не имеет



Рис. 8. Неправильное подключение асинхронного сигнала к синхронному входу

внутренней защиты от ситуации, когда изменение сигнала тактовой частоты совпадает с изменением сигнала запроса прерывания. Это явно или неявно оговаривается в документации на процессор, где указывается время установки и удержания сигнала.

При подключении асинхронного сигнала ко входу, который тактируется внутри процессора тактовой частотой, возникает ошибка. Ее можно избежать, если подключить ко входу процессора дополнительный триггер (рис. 9).

Реально при таком подключении работает схема, показанная на рис. 10. В ней два триггера: один находится внут-

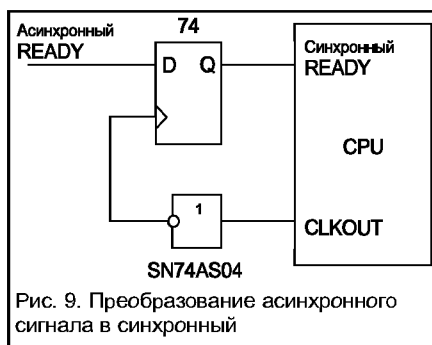


Рис. 9. Преобразование асинхронного сигнала в синхронный

внутренней защиты от ситуации, когда изменение сигнала тактовой частоты совпадает с изменением сигнала запроса прерывания. Это явно или неявно оговаривается в документации на процессор, где указывается время установки и удержания сигнала.

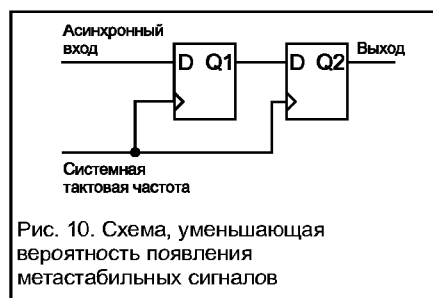


Рис. 10. Схема, уменьшающая вероятность появления метастабильных сигналов

Предложенное решение на практике исключает появление неопределенных сигналов в системе. Теоретически такой сигнал на выходе первого триггера может продолжаться более одного такта, и тогда в метастабильном состоянии окажется второй триггер. Вероятность ошибки можно определить из графика продолжительности метастабильных состояний микросхем разных серий, и при тактовой частоте в 50 МГц эта ошибка может встретиться один раз в миллион лет при использовании “благонадежных” в этом отношении микросхем (см. рис. 7).

Проблема синхронизации систем встречается довольно часто. И это вызвало потребность в создании микросхем, предназначенных для ее решения. На рис. 12 показана логическая структура микросхемы синхронизации, состоящей из двух триггеров, тактируемых одним сигналом — SN74AS374B.

Проблема метастабильности считается проблемой микросхем ранних серий ТТЛ из-за большого времени установки и удержания защелкиваемых

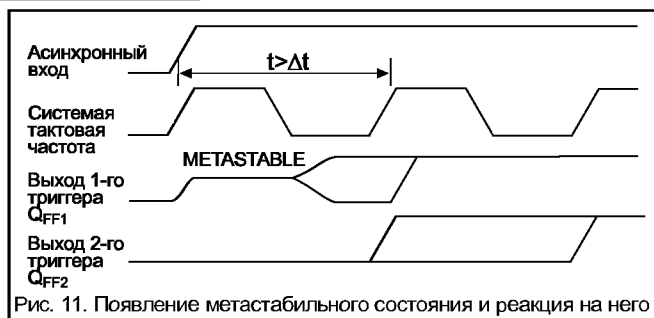


Рис. 11. Появление метастабильного состояния и реакция на него

при процессора, другой — вне его. Оба тактируются сигналом CLKOut.

Асинхронный сигнал при этом запаздывает на один такт. Когда частота асинхронного сигнала совпадает с тактовой частотой

процессора, выход первого триггера находится в метастабильном состоянии. До начала нового такта первый триггер выходит из метастабильного состояния в какое-либо определенное состояние, и в случае, когда его новое состояние соответствует состоянию сигнала на входе, асинхронный сигнал запаздывает на один такт синхронизации. В худшем случае асинхронный сигнал запаздывает на два такта (рис. 11).

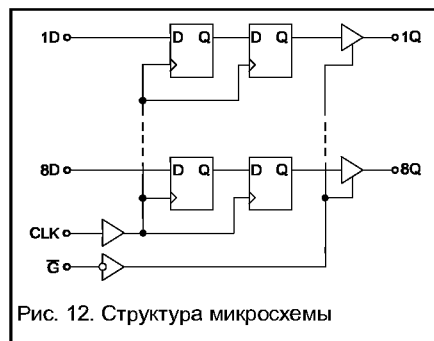


Рис. 12. Структура микросхемы

сигналов. Нужно быть осторожным при использовании серий S, LS и HC. Серии AS, F, AC и ABT считаются более надежными в этом смысле.

Вадим Стрижов,
strijov@ccas.ru

(Продолжение. Начало – № 4–8/2001)

Микроконтроллеры? Это же просто!

Глава 3. Регистры микроконтроллера

Одними из основных элементов архитектуры микроконтроллера являются его регистры (напомню, что регистры – это ячейки памяти внутри МК, обмен информацией между которыми осуществляется простыми и короткими командами). В предыдущих главах я уже вскользь упоминал о них, и даже воспользовался некоторыми из них при рассмотрении примеров сопряжения МК с параллельными и последовательными АЦП. Однако я пока еще не сказал ни сколько их в рассматриваемых нами микроконтроллерах, и каковы их свойства, ни каковы команды работы с ними, а также ни словом не обмолвился о тех регистрах, которые отвечают за работу находящихся внутри микроконтроллера таймеров, счетчиков, приемопередатчиков и т. д. Настоящая глава призвана частично восполнить этот пробел.

Обращаю ваше внимание на то, что хотя в полном объеме наше с вами знакомство с системой команд микроконтроллера еще не состоялось, мы регулярно анализировали и будем продолжать анализировать фрагменты программ, содержащие эти команды. Объясняется это тем, что внешние выводы и формируемые на них сигналы с одной стороны, внутренняя структура МК (память, регистры и т. д.) с другой и система команд с третьей теснейшим образом переплетены между собой. Нельзя рассказывать о чем-то одном, не касаясь другого и третьего. Поэтому я вынужден был в первых главах лишь вскользь упомянуть о регистрах, не давая более развернутого их описания — если бы я попытался это сделать, материал стал бы намного более трудным для восприятия (а он и без того нелегко). Точно также я стараюсь лишь в минимальной степени знакомить вас с командами, говоря только то, что они предписывают микроконтроллеру, опуская их формат, длину, время выполнения, разновидности и т. д. Все это у нас впереди. Но если кто-то из вас, дорогие читатели, готов воспринять эту усложняющую материал дополнительную информацию и желает поскорее с ней ознакомиться — в вашем распоряжении список литературы, опубликованный в самом начале цикла (“Схемотехника”, №4, 2001 г., стр. 14), пользуйтесь ей. Ну а мы с теми, кто не горит желанием забежать вперед, потихоньку двинем дальше.

Регистры общего назначения и слово состояния программы

Прежде, чем начать рассказ о регистрах МК семейства x51, я предлагаю совершить небольшой экскурс в историю микропроцессоров.

В середине 70-х годов прошлого века, когда микропроцессоры уже миновали этап становления, а микроконтроллеры еще не выделились из них в самостоятельный класс изделий, наиболее совершенными микросхемами были 8-разрядные процессоры второго поколения 8080, 8085 фирмы Intel, 6800 фирмы Motorola и Z80 фирмы Zilog. Технология, по которой они создавались, не позволяла разместить на кристалле более 5–7 тысяч транзисторов, поэтому при создании этих микросхем разработчикам приходилось до разумных пределов уменьшать количество входящих в них элементов и узлов.

По этой причине упомянутые микропроцессоры имели в своем составе всего по десятку регистров. Одним из них был счетчик команд PC (Program Counter), содержимое которого увеличивалось после выполнения каждой команды. Его я поставил на первое место в списке регистров, поскольку нет такого микропроцессора или микроконтроллера, в котором бы он отсутствовал. Помимо него, все упомянутые микропроцессоры имели один или два регистра-аккумулятора, с содержимым которых можно было выполнять любые доступные микропроцессору действия по перемещению и обработке данных. Далее, 6800

имел четыре регистра, где программист мог размещать адреса ячеек памяти, с которыми ему предстояло работать. В противовес ему, остальные три микропроцессора имели по шесть так называемых регистров общего назначения (РОН), в которых могли храниться не только адреса ячеек памяти, но и константы, переменные, значения функций — словом, любые данные. И этим резервы всех микропроцессоров практически исчерпывались. Исключение составлял лишь Z80, который, в сравнении с 8080 и 8085, имел двойной комплект аккумуляторов и регистров общего назначения (правда, в каждый конкретный момент времени доступным был только один аккумулятор и один комплект РОН).

Зачем микропроцессору нужны были регистры типа РОН? Не проще ли было работать без них, храня все обрабатываемые данные в памяти? В общем, может в чем-то и проще. Но уж точно, практически на порядок медленнее. С числами, расположенными в регистрах, микропроцессор выполнял те или иные действия гораздо быстрее, чем с теми же данными, расположенными во внешней оперативной памяти (внутренняя была еще не по плечу существовавшей тогда технологии). Так, сложение двух чисел, находящихся в РОН, занимало несколько тактов (единицы мкс). Сложение двух чисел, расположенных в ОЗУ, требовало в 5–10 раз большего числа тактов, и выполнялось за 20–50 мкс. Поэтому алгоритмы наиболее часто выполняемых фрагментов программы составлялись таким образом, чтобы уменьшить число требуемых для их выполнения констант и переменных до того количества, которое целиком (или почти целиком) разместилось бы в имеющихся регистрах. И, надо сказать, большинство программистов успешно справлялось с этой задачей.

В отличие от упомянутых микропроцессоров, появившиеся в конце 70-х первые микроконтроллеры уже содержали на кристалле несколько десятков ячеек оперативной памяти. Часть из них была отведена под регистры, которых стало возможным сделать больше, чем у 8085 или Z80. Таким образом, программы стало писать заметно легче — большое количество регистров и дополняющая их почти столь же быстрая внутренняя оперативная память практически сняли ограничения на число используемых программой переменных и констант. Так что вам, дорогие читатели, учиться писать программы будет гораздо проще, чем тем, кто учился этому лет 20 назад.

При этом, однако, МК семейства x51, первоначально выпущенные Intel, имели (и имеют) довольно много общего с ею же разработанными микропроцессорами 8080 и 8085. Так, рассматриваемые нами микроконтроллеры содержат один аккумулятор и 8 регистров общего назначения, обозначаемых как R0, R1, R2, ..., R6, R7. Правда, если быть точным, этих регистров не 8, а 32 (4 так называемых банка по 8 в каждом), но, как и в Z80, доступным в каждый момент может быть лишь один банк. Поэтому лучше считать, что x51 имеют всего 8 РОН.

Регистры общего назначения расположены в первых 32 ячейках внутренней памяти данных микроконтроллера (рис. 10). R0 первого банка располагается в ячейке с адресом 0, R1 — с адресом 1, и т. д. вплоть до R7 (с адресом 7). В ячейках с адресами с 8-го по 15-й расположены РОН второго банка (R0 — в 8-й, R1 — в 9-й, ..., R7 — в 15-й). Третий банк, как вы уже наверное догадались, занимает ячейки с адресами с 16-го по 23-й (R0 — в 16-м, R7 — в 23-м). Ну а четвертый — правильно, в 24-й, 25-й и т. д., вплоть до 31-й ячейки памяти.

Как отмечалось выше, в каждый конкретный момент времени доступны регистры общего назначения только одного банка — первого, второго, третьего или четвертого. А как-то? И как переключать банки РОН?

Для ответа на этот вопрос нам необходимо познакомиться с еще одним регистром — словом состояния программы

PSW (Program Status Word). Его структура приведена на рис. 11.

Сразу обращаю ваше внимание на биты RS1, RS0. Именно их состояние определяет, какой из банков POH задействован в настоящий момент. Если RS1=0, RS0=0, то мы работаем с первым банком, расположенным в ячейках памяти данных с адресами 0—7. Комбинация RS1=0, RS0=1 означает, что мы работаем со вторым банком (ячейки с адресами 8—15). RS1=1, RS0=0 означает, что мы работаем с третьим банком (ячейки с адресами 16—23), а RS1=1, RS0=1 — что с четвертым (ячейки 24—31).

При старте МК RS1=0, RS0=0, то есть вначале мы всегда работаем с первым банком POH. А если нам захотелось переключиться на четвертый? Для этого в программу всего-навсего нужно вставить уже знакомые нам две команды, которые изменят состояние битов RS1, RS0:

```
SETB PSW 4 ;УСТАНОВКА В 1 БИТА RS1
SETB PSW 3 ;УСТАНОВКА В 1 БИТА RS0
```

Естественно, установка бита RS1 или RS0 в 0 осуществляется командой CLR PSW.4 или CLR PSW.3 соответственно. Таким образом, комбинируя четыре вышеупомянутые команды, мы можем заставить МК работать с любым из банков POH.

Какие еще биты содержатся в регистре PSW? Старший, седьмой бит — это уже не раз упоминавшийся бит переноса CY. Кстати, программисты иногда вместо термина “бит переноса” употребляют выражение “флаг переноса”. Когда CY=1, они говорят, что флаг переноса установлен, когда CY=0 — флаг сброшен.

Шестой бит (PSW.6) — это дополнительный флаг переноса AC. Он используется при выполнении арифметических операций, и мы еще упомянем о нем в разделе, посвященном системе команд микроконтроллера. Также при выполнении арифметических операций используется и бит переполнения (или флаг переполнения) OV (PSW.2). Бит (флаг) четности P (PSW.0) обычно используется при передаче информации от одного МК к другому. Он передается вместе с передаваемым 8-битовым словом в качестве дополнительного девятого бита. Если в процессе передачи произошел сбой, то четность принятого слова может отличаться от четности переданного, и флаг четности при проверке слова принимающим микроконтроллером не совпадет с переданным в качестве девятого бита флагом четности передающего МК. В этом случае необходимо повторить пересылку ошибочного слова. Все это звучит весьма мудрено, и не расстраивайтесь, если не все понятно — мы это еще обсудим при рассмотрении приемопередатчика микроконтроллера.

Отдельно скажу о флаге пользователя F0 (бит PSW.5). Командами CLR PSW.5 или SETB PSW.5 вы из своей программы можете сбрасывать или устанавливать его при выполнении тех или иных важных для вас условий, например, если сработал какой-то из опрашиваемых датчиков, или нажата кнопка на клавиатуре. Далее, анализируя состояние этого флага, ваша программа выполняет те или иные действия, в зависимости от того, установлен ли он или сброшен. При этом отмечу, что если вы установили этот флаг, например, в единицу, его состояние останется неизменным до тех пор, пока вы самостоятельно не сбросите его командой CLR PSW.5, и никакие действия МК не приведут к его самостоятельному, без вашего вмешательства сбросу. Именно поэтому F0 называется флагом пользователя — только пользователь может изменять состояние этого бита.

Итак, мы ознакомились со всеми используемыми битами слова состояния PSW (бит PSW.1 не используется).

Аккумулятор, расширитель аккумулятора, указатель стека и механизм вызова подпрограмм

Перечисленные в этом подзаголовке три регистра, наряду с POH, являются наиболее часто используемыми у МК семейства x51. Поэтому познакомимся с ними поближе.

Регистр-аккумулятор или просто аккумулятор мы упоминали уже не один раз. Аккумулятор — основной регистр МК x51. Это означает, что у нашего МК нет второго такого регистра, содержимое которого можно было бы сложить с содержимым любого другого регистра, переместить в него содержимое любого другого регистра или любой ячейки памяти. Содержимое аккумулятора можно сдвигать, побитно инвертировать (все нули заменить единицами и наоборот), анализировать, и в зависимости от его состояния выполнять те или иные фрагменты программы. Когда мы познакомимся с системой команд, вы убедитесь, что большинство из них так или иначе затрагивает аккумулятор.

Прежде, чем двигаться дальше, совершим еще одно небольшое лирическое отступление. Дело в том, что далеко не во всех МК существует один-единственный аккумулятор, играющий столь важную роль в его архитектуре. Есть микроконтроллеры с двумя равноправными аккумуляторами. Все действия, которые можно сделать с одним из них, можно сделать и с другим. Команд обработки данных таким микроконтроллерам требуется поменьше, чем есть у x51, да и сами команды короче и выполняются быстрее. Казалось бы, это весьма существенное преимущество, и благодаря ему два аккумулятора МК должны были бы вытеснить одноаккумуляторные. Ан нет. Прежде, чем выполнить те или

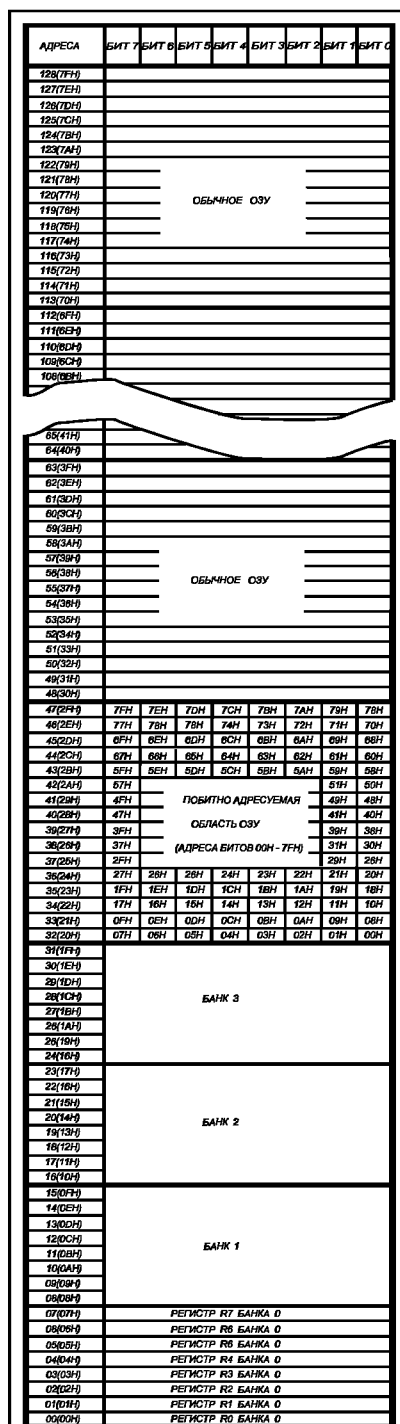


Рис. 10. Структура внутренней памяти данных МК x51

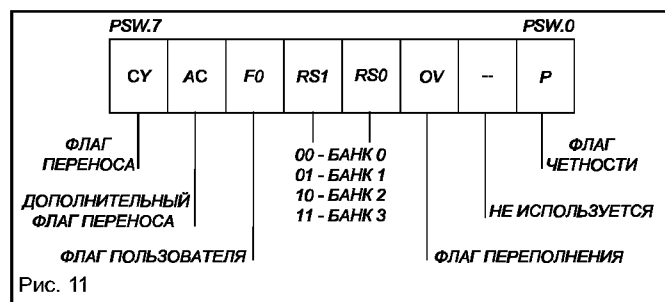


Рис. 11

иные действия над данными в обоих аккумуляторах, их нужно и в тот, и в другой занести. Кроме того, после выполнения операции необходимо также переписать данные из обоих аккумуляторов обратно в память.

В одноаккумуляторной же структуре данные из памяти нужно переносить только в один аккумулятор, ибо в качестве источника второго числа (второго слагаемого или сомножителя, вычитаемого или делителя) мы предпишем контроллеру использовать ту ячейку памяти, где это число хранится, и его не потребуется куда-либо переносить. Так что одноаккумуляторная структура, хотя и уступает двухаккумуляторной в скорости обработки данных, но превосходит ее в скорости подготовки данных для обработки. Таким образом, обе они оказываются практически эквивалентными как с точки зрения быстродействия, так и по функциональным возможностям. Именно поэтому ни та, ни другая архитектура не смогла вытеснить конкурирующую. Так что имейте в виду, что в иных, отличных от x51 микроконтроллерах, аккумуляторов может быть и 2, и даже 32, пусть это вас не смущает.

Как я уже сказал, в аккумулятор мы можем перенести данные из любого регистра общего назначения командой `MOV A,Rp`, где $p=0...7$ или из любой ячейки памяти. Последнее осуществляется командой `MOV A,addr`, где `addr` — принимающий значения от 0 до 255 адрес ячейки памяти. Мы можем также занести в аккумулятор любое целое число из диапазона 0–255 (командой `MOV A,#data`, где `data=0–255`; не забудьте про знак #, без него МК воспримет число, записанное после символа A, не как данные, а как адрес ячейки памяти). Естественно, из аккумулятора можно вернуть данные в любой регистр или в любую ячейку памяти командами `MOV Rp, A` и `MOV addr, A` соответственно. К нему можно прибавить содержимое любого POH, любого 8-битного числа или любой ячейки памяти командами `ADD A,Rp`; `ADD A,#data` и `ADD A,addr` соответственно. С тем же успехом при помощи соответствующей команды `SUBB` из него можно вычесть содержимое любого POH, любого 8-битного числа или любой ячейки памяти. И это далеко не полный перечень того, что можно делать с содержимым аккумулятора x51. Ни с каким другим регистром микроконтроллера мы не в состоянии проделать всего этого.

О регистре B мы также уже упоминали, чаще всего он используется при умножении и делении. Команда `MUL AB` осуществляет быстрое (за 4 мкс при тактовой частоте 12 МГц) перемножение чисел, хранящихся в аккумуляторе и в регистре B. После завершения умножения в B хранятся старшие 8 бит результата, а в аккумуляторе — младшие 8 бит. Командой `DIV AB` осуществляется деление содержимого аккумулятора на содержимое регистра B, результат деления — в аккумуляторе, остаток от деления — в B.

Отмечу, что последняя команда — довольно бестолковая, ибо делимое в ней должно быть не более 255. А как быть, если вам нужно разделить, например, результат измерения, полученный при помощи уже упоминавшихся 12-разрядных АЦП (он может быть в пределах 0–4095), например, на 10 или на 100? Командой `DIV AB` здесь не воспользуешься. Для таких случаев надо оставить соответствующие подпрограммы, которые позволят выполнить подобные действия. Но об этом — чуть позже.

Еще один важный регистр — SP (Stack Pointer), или указатель стека. Термин этот многим незнаком, поэтому я постараюсь поподробнее объяснить, что такое стек, и какова функция регистра SP. Но прежде нам нужно понять, что такое подпрограммы, и зачем они нужны.

В предыдущей главе было рассмотрено сопряжение МК с параллельными и последовательными АЦП и проанализированы программы, которые обеспечивали считывание результата преобразования в регистры R4, R5. Но если вдуматься, ценность этих программ почти нулевая — ну считали, а дальше-то что? Нужно хотя бы отобразить считанное. И потом, сами по себе коды считанного результата часто неинформативны — нам нужно измерять ток, напряжение, температуру и т. д. А для получения этих величин результат считывания необходимо преобразовать — на что-то умножить,

с чем-то сложить. Иногда нужно провести предварительное измерение какого-то параметра, а последующее преобразование осуществлять с учетом этого результата. Например, пусть мы используем наш МК в системе, измеряющей температуру чего-то с помощью термопары (две сваренных в одной точке проволоочки из различных материалов). Термопара имеет такое свойство, что прежде, чем с ее помощью что-то измерить, нужно знать температуру тех концов входящих в нее проволоочек, которые соединены с измерительным прибором (у нас — с АЦП). Следовательно, перед измерением с помощью термопары мы должны каким-то датчиком измерить температуру упомянутых концов, а затем по известным специалистам формулам внести соответствующую поправку в результат последующего измерения, выполняемого при помощи самой термопары.

Вот мы и добрались до главного. Нам для получения результата нужно делать не одно, а два измерения — сначала измерить температуру концов, а затем — сигнал с термопары. (Я сейчас не вдаюсь в подробности аппаратной реализации такой задачи — ясно, что в состав системы должен входить мультиплексор, переключающий АЦП с термопары на датчик и наоборот, какие-то усилители и т. д.). Важно то, что в ходе выполнения неведомой нам пока программы термомпарного измерения нам как минимум дважды нужно запустить АЦП на преобразование и считать его результат. То есть получается, что содержимое программы `par_adc.a51` (или `ser_adc.a51`) в этой программе должно повторяться минимум дважды! А может и трижды, или четырежды — зависит от того, что мы захотели от нашего МК и как мы это программно реализовали.

Давайте теперь вспомним, что память программ у микроконтроллеров не бездонная — всего несколько тысяч ячеек. И ее всегда не хватает. А тут получается, что нам приходится часто повторять в нашей программе одни и те же фрагменты. Возникает законный вопрос — нельзя ли как-то лишь однажды написать эти фрагменты, а затем просто обращаться к ним по мере необходимости?

Радуйтесь, можно. Вы пишете этот фрагмент (программисты его называют подпрограммой) один раз, присваиваете ему какое-то понятное вам имя и дальше вызываете его по мере необходимости командой `LCALL`. Например, программу (пardon, теперь уже подпрограмму) измерения при помощи параллельного АЦП мы назвали `I2MPAR` и собираетесь дважды использовать в своем алгоритме. Тогда ваша программа будет выглядеть следующим образом:

```

: НАЧАЛО ПРОГРАММЫ ДО МОМЕНТА ПЕРВОГО
: ВЫЗОВА ПОДПРОГРАММЫ ИЗМЕРЕНИЯ С
: ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ АЦП МЫ ЗДЕСЬ НЕ ПРИВОДИМ
:
: MOV R6,A ;ЭТО КОМАНДА ИЗ ПРЕДШЕСТВУЮ-
: ШЕГО
: ;ФРАГМЕНТА,
: LCALL I2MPAR ;А ВОТ ЭТО – ПЕРВЫЙ ВЫЗОВ
: ; ПОДПРОГРАММЫ ИЗМЕРЕНИЯ
: MOV A,R4 ;ЭТО КОМАНДА СЛЕДУЮ-
: ШЕГО
: ;ФРАГМЕНТА – ОБРАБАТЫВАЕМ РЕЗУЛЬТАТ
:
: : СЛЕДУЮЩИЙ КУСОК ПРОГРАММЫ ДО МОМЕНТА
: : ВТОРОГО ВЫЗОВА ПОДПРОГРАММЫ ИЗМЕРЕНИЯ С
: : ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ АЦП МЫ ОПЯТЬ ОПУСКАЕМ
:
: ADD R2,#6 ;ЭТО КОМАНДА ИЗ ПРЕДШЕСТВУЮ-
: ШЕГО
: ;ФРАГМЕНТА,
: LCALL I2MPAR ;А ВОТ ЭТО – ВТОРОЙ ВЫЗОВ
: ; ПОДПРОГРАММЫ ИЗМЕРЕНИЯ
: MOV A,R5 ;ЭТО КОМАНДА СЛЕДУЮ-
: ШЕГО
: ;ФРАГМЕНТА – ОПЯТЬ ОБРАБАТЫВАЕМ РЕЗ
:
: : ИДУЩАЯ ДАЛЕЕ ЧАСТЬ ПРОГРАММЫ, СВЯЗАННАЯ
: : С ОБРАБОТКОЙ И ОТОБРАЖЕНИЕМ, МЫ ЕЕ ТАКЖЕ
: ОПУСКАЕМ
:
: LJMPL $,START ;ЭТО КОМАНДА – ОКОНЧАНИЕ ОС-
: НОВНОЙ
: ;ЧАСТИ ПРОГРАММЫ И ВОЗВРАТ К НАЧАЛУ

```

А ВОТ ТЕПЕРЬ ПОШЛИ ПОДПРОГРАММЫ,
И ПЕРВАЯ ИЗ НИХ — IZMPAR

```

IZMPAR:                ;ЕЕ ИМЯ С ОБЯЗАТЕЛЬНЫМ
;ДВОЕТОЧИЕМ НА КОНЦЕ
MOV P1,#11111111B ;НАЧАЛЬНАЯ УСТАНОВКА
MOV P3,#11111111B

L7880:                ;СОВСЕМ ЧТЕНИЕ

CLR CONVST           ;ИМПУЛЬС СТАРТА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ
SETB CONVST

NOP                  ;ЗАДЕРЖКА НА ВРЕМЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ
NOP

;ИДУЩАЯ ДАЛЕЕ ЧАСТЬ ПОДПРОГРАММЫ
;ПРОПУЩЕНА ДЛЯ ЭКОНОМИИ ЖУРНАЛЬНОЙ ПЛО-
;ЩАДИ

MOV R4,A             ;СОХРАНЯЕМ ИХ В R4

MOV A,P3              ;ЧИТАЕМ ИЗ ПОРТА P3 СТ. ТЕТРАДУ
MOV R5,A              ;В R5R4 — РЕЗУЛЬТАТ

SETB RD              ;УСТАНОВКА RD В 1
SETB CS              ;УСТАНОВКА CS В 1

RET                  ;КОМАНДА ЗАВЕРШЕНИЯ ПОДПРОГ-
РАММЫ

;ДАЛЕЕ ИДУТ ДРУГИЕ ПОДПРОГРАММЫ, СВЯЗАННЫЕ
;С ОБРАБОТКОЙ И ОТОБРАЖЕНИЕМ

```

В приведенном фрагменте пропущены куски программы, содержание которых для нас в данный момент не важно. Важными являются лишь следующие аспекты:

- в тех местах, где нам нужно вызвать подпрограмму (в данном случае IZMPAR), мы ставим команду LCALL IZMPAR;
- непосредственно перед первой командой, входящей в состав подпрограммы, мы ставим ее имя, оканчивающееся двоеточием. Как мы помним из предыдущего материала, двоеточие ставится в конце метки. Так что имя подпрограммы для нашей программы является меткой, куда нужно перейти для того, чтобы подпрограмму выполнить;
- в конце подпрограммы стоит пока еще неизвестная нам команда RET.

А теперь — внимание! Микроконтроллер, выполняя программу, дошел до того места, где нужно вызывать подпрограмму измерения IZMPAR. Здесь он встретил команду LCALL IZMPAR, имя которой является меткой, куда ему нужно пе-

рейти, чтобы найти коды этой так необходимой нам подпрограммы. Перейдя туда, он начал выполнять команды подпрограммы, вплоть до самого ее конца. А затем... Да, как вы думаете, что будет затем?

Если кто еще не догадался — подсказу. После того, как подпрограмма выполнена, микроконтроллер должен выполнять команду, которая стоит в программе следующей после команды вызова подпрограммы. Так, в программе на рис. 15 после того, как первый вызов подпрограммы будет завершен, МК должен будет выполнить команду MOV A,R4., а после второго — MOV A,R5. А как, завершив подпрограмму, МК перейдет к выполнению этих команд, ведь перед ними нет никаких меток, которые подсказали бы ему, куда переходить?

Вот мы наконец и добрались до стека. Стек — это какое-то количество ячеек памяти, в которые микроконтроллер перед переходом на исполнение подпрограммы заносит адрес той самой следующей команды, которую ему предстоит выполнять после завершения подпрограммы. Как видите, и здесь все просто. Наткнувшись на команду вызова подпрограммы LCALL, МК сохраняет в стеке адрес следующей за ней команды и отправляется выполнять подпрограмму. А в конце любой подпрограммы — запомните это! — должна стоять команда возврата RET. Как только МК доберется до нее, для него это послужит сигналом, что подпрограмма завершена, и он, прочитав из стека сохраненный в нем адрес следующей команды, перейдет на ее выполнение. Таким образом, вы можете вызывать из вашей программы интересующую вас подпрограмму хоть сто раз, и это не приведет к безумному раздуванию объема программы за счет сотни повторяющихся одинаковых кусков. Подпрограмма будет написана вами всего однажды, а везде, где нужно ее выполнить, вы поставите всего-навсего одну команду — вызова этой подпрограммы.

Стек располагается в оперативной памяти микропроцессора или микроконтроллера. А на конкретную ячейку, где хранится адрес команды, той самой, следующей за вызовом подпрограммы, указывает именно регистр SP. Да, забыл сказать, адрес этой команды, следующей за вызовом подпрограммы, обычно называют адресом возврата.

Забавно — самому регистру SP посвящен всего один абзац. Но прежде, чем о нем упомянуть, понадобилось десять абзацев с описанием того, что такое подпрограммы, и каков механизм их вызова и возврата из них.

Александр Фрунзе
alex.fru@mtu-net.ru

Продолжение следует

(Продолжение. Начало — № 6—8/2001)

Раз шажок, два шажок...

Практическая реализация драйверов шаговых двигателей

Драйвер шагового двигателя должен решать две основные задачи: формирование необходимых временных последовательностей сигналов и обеспечение необходимого тока в обмотках.

В интегральных реализациях эти задачи иногда выполняются разными микросхемами. Примером может служить комплект микросхем L297 и L298 фирмы ST Microelectronics. Микросхема L297 содержит логику формирования временных последовательностей, а L298 представляет собой мощный сдвоенный H-мост. К сожалению, существует некоторая путаница в терминологии относительно по-

добных микросхем. Понятие "драйвер" часто применяют ко многим микросхемам, даже если их функции сильно различаются. Иногда микросхемы логики называют "трансляторами". В этой статье далее будет использоваться следующая терминология: "контроллер" — микросхема, ответственная за формирование временных последовательностей; "драйвер" — мощная микросхема питания обмоток двигателя. Однако термины "драйвер" и "контроллер" могут также обозначать законченное устройство управления шаговым двигателем. Необходимо отметить, что в последнее время все чаще контроллер и драйвер объединяются в одной микросхеме.

На практике можно обойтись и без специализированных микросхем. Например, все функции контроллера можно реализовать программно, а в качестве драйвера применить набор дискретных транзисторов. Однако при этом микроконтроллер будет сильно загружен, а схема драйвера может получиться громоздкой. Несмотря на это, в некоторых случаях такое решение будет экономически выгодным.

Самый простой драйвер требуется для управления обмотками униполярного двигателя. Для этого подходят простейшие ключи, в качестве которых могут быть использованы биполярные или полевые транзисторы. Достаточно эффективны мощные МОП-транзисторы, управляемые логическим уровнем, такие как IRLZ34, IRLZ44, IRL540. У них сопротивление исток-сток в открытом состоянии составляет менее 0,1 Ом, а допустимый ток — порядка 30 А. Эти транзисторы имеют отечественные аналоги —

Таблица 1

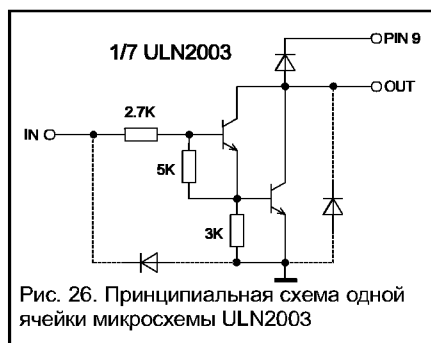


Рис. 26. Принципиальная схема одной ячейки микросхемы ULN2003

Леонид Ридико,
wubclick@yahoo.com

Продолжение следует

Тип	Количество каналов в корпусе	Максимальный ток, мА	Максимальное напряжение, В	Управляющие уровни	Примечания
Allegro (www.allegromicro.com)					
ULN2003	7	500	50	TTL, CMOS	
ULN2004	7	500	50	CMOS	
ULN2023	7	500	95	TTL, CMOS	
ULN2024	7	500	95	CMOS	
ULN2803	8	500	50	TTL, CMOS	
ULN2804	8	500	50	CMOS	
ULN2823	8	500	95	TTL, CMOS	
ULN2824	8	500	95	CMOS	
UDN2580	8	-500	50	TTL, CMOS	
UDN2585	8	-250	25	TTL, CMOS	
UDN2588	8	-500	80	TTL, CMOS	
UDN2985	8	-250	30	TTL, CMOS	
UDN2987	8	-500	35	TTL, CMOS	защита от перегрузки по току
ULN2064	4	1500	50	TTL, CMOS	
ULN2068	4	1500	50	TTL, CMOS	
ULN2065	4	1500	80	TTL, CMOS	
ULN2069	4	1500	80	TTL, CMOS	
A2544	4	1800	50	TTL, CMOS	замена L6221
A2540	4	1800	50	TTL, CMOS	замена L6221
UCN5804	4	1500	35	TTL, CMOS	
SLA7024	4	1000	46	TTL, CMOS	
SLA7026	4	3000	46	TTL, CMOS	
SMA7029	4	1000	60	TTL, CMOS	
SLA7042	4	1200	46	TTL, CMOS	3-бит. NL ЦАП, послед.
SLA7044	4	3000	46	TTL, CMOS	3-бит. NL ЦАП, послед.
Motorola (www.mot-sps.com)					
MC1413	7	500	50	TTL, CMOS	
MC1416	7	500	50	CMOS	
NEC (www.ic.nec.co.jp)					
uPA2003	7	500	50	TTL, CMOS	
uPA2004	7	500	50	CMOS	
Toshiba (http://doc.semicon.toshiba.co.jp)					
TD62064	4	1500	35	TTL, CMOS	
TD62164	4	700	50	TTL, CMOS	

Тип	Количество каналов в корпусе	Максимальный ток, мА	Максимальное напряжение, В	Управляющие уровни	Примечания
TD62064A	4	1500	50	TTL, CMOS	
TD62164B	4	700	80	TTL, CMOS	
TD62064B	4	1500	80	TTL, CMOS	
TD62107	4	750	45	TTL, CMOS	с разблокировкой
TD62107B	4	750	80	TTL, CMOS	с разблокировкой
TD62074	4	1500	35	TTL, CMOS	изолированного типа
TD62074A	4	1500	50	TTL, CMOS	изолированного типа
TD62318A	4	700	50	TTL, CMOS	активация по низкому уровню
TD62308A	4	1500	50	TTL, CMOS	активация по низкому уровню
TD62318B	4	700	80	TTL, CMOS	активация по низкому уровню
TD62308B	4	1500	80	TTL, CMOS	активация по низкому уровню
TA8415	4	400	28	TTL, CMOS	
National Semiconductor (www.national.com)					
DS2003	7	500	50	TTL, CMOS	
DS3658	4	600	70	TTL, CMOS	
DS3668	4	600	70	TTL, CMOS	
DS75451	2	300	30	TTL, CMOS	
DS75452	2	300	30	TTL, CMOS	
DS75453	2	300	30	TTL, CMOS	
JRC (www.njr.co.jp)					
NJM3517	4	350	45	TTL, CMOS	двухуровневое управление
NJM3545	1	2000	40	TTL, CMOS	с лог. выходом ошибки
NJM3548	1	2000	40	TTL, CMOS	с лог. выходом ошибки
SANYO (www.semic.sanyo.co.jp)					
LB1246	7	400	7	TTL, CMOS	активизация по лог. 0 на входе
SGS Thomson (http://us.st.com)					
L702	4	2000	70	TTL, CMOS	
L6223	4	1000	46	TTL, CMOS	8 уровней ШИМ
Signetics (www.signetics.com)					
SAA1027	4	500	18	TTL, CMOS	

Операционные усилители: основные технические решения

Операционный усилитель — вероятно, самый распространенный тип усилительных устройств. Первоначальное его назначение — решение систем дифференциальных уравнений на аналоговых электронных моделях. Такие уравнения представлялись в операторной форме, и за предназначенными для их решения усилителями закрепилось название “операционные”. Сейчас ОУ используются в устройствах для решения самого широкого круга задач измерений, управления, обработки и передачи информации, и это привело к разделению ОУ на группы, существенно отличающиеся по параметрам и используемым техническим решениям. Данная статья представляет собой обзор основных технических решений ОУ. Цель статьи — помочь разработчикам радиоэлектронной аппаратуры в выборе ОУ, наилучшим образом соответствующих решаемой задаче. Обзору основных технических решений ОУ посвящена данная статья.

Общие характеристики основных групп ОУ. Технологии изготовления

В литературе по аналоговой вычислительной технике и электронике часто даются неполные и не совсем корректные определения ОУ. Лучшим определением ОУ представляется следующее:

Идеальными операционными усилителями называются усилители, передаточная функция которых определяется только цепью внешней обратной связи, которой он охвачен.

Из этого следует, что идеальный ОУ должен иметь следующие параметры:

- бесконечные входной импеданс, усиление, подавление синфазного сигнала по дифференциальным входам, полосу пропускания (начиная от постоянного тока) и выходной ток;
- нулевые и смещение по постоянному входному напряжению, входной ток, шумы и искажения.

Реальные ОУ приближаются к идеальным в той или иной мере. В разработку и производство ОУ в мире ежегодно вкладываются десятки миллионов долларов, в основном компаниями США, которые лидируют в этой отрасли. Отечественные изделия довольно точно повторяют технические решения американских аналогов. Это позволяет использовать информацию и рекомендации по применению, разработанные для них.

Количество производителей ОУ исчисляется десятками, а количество их типов, существенно отличающихся друг от друга, насчитывает сотни. Оптимальный выбор типа ОУ в значительной степени влияет на конечный результат разработки. Число типов ОУ не дает возможности представить на бумаге сводную таблицу их параметров ОУ в удобном для пользования виде. Поэтому многие компании широко используют базы данных на компакт-дисках и в Интернете, где представлены описания (data sheet), содержащие упрощенные схемы ОУ, схемы их включения, кривые

и таблицы параметров. Для ориентации в этом море информации необходимо располагать некоторыми сведениями о принципах построения и параметрах ОУ. Обзор сознательно ограничен распространенными техническими решениями. Интересные, но достаточно редкие ОУ, например усилитель Нортон или, позволяющий работать с входными напряжениями много выше питания, Over-the-Top, патентованный Linear Technology, здесь не рассматриваются. Актуальность такого обзора связана также с тем, что книги на русском языке, посвященные или достаточно подробно описывающие ОУ, были написаны порядка 20 лет назад и не отражают их современного состояния.

1. Сравнительные характеристики ОУ, изготовленных по различным технологиям

Первые монолитные интегральные ОУ были разработаны Р. Уидларом и серийно выпускались компанией Fairchild Semiconductor Corporation с начала 60-х годов. Основой послужила технология биполярных п-р-п транзисторов. Транзисторы п-р-п имели низкие коэффициент усиления и быстродействие, вследствие чего применялись только во внутренних источниках тока и цепях сдвига уровней.

Вторым шагом было освоение комплементарной биполярной технологии — СВ (Complementary Bipolar), при которой параметры п-р-п транзисторов приблизились к параметрам п-р-п транзисторов. Эта технология и сегодня широко используется при изготовлении прецизионных ОУ, особенно если необходимо сочетать высокую точность с высоким быстродействием. Приборы характеризуются самым малым смещением по входному напряжению, низким напряжением шума, достаточно широкой полосой пропускания и хорошими выходными характеристиками. К недостаткам относятся относительно низкий входной импеданс, относительно боль-

шой ток шумов, высокое потребление.

Следующим шагом стало добавление к комплементарной биполярной технологии процесса изготовления на той же подложке полевых транзисторов с изоляцией затвора переходом — JFET (Junction Field Effect Transistor). Эта технология — CBFET (Complementary Bipolar Field Effect Transistor) или BiFET (Bipolar Field Effect Transistor) — позволила получить высокие входные импедансы, малые входные токи, низкий ток шума при хороших выходных характеристиках на относительно низких частотах. Приборы, изготавливаемые по этой технологии, проигрывают СВ приборам в смещении по входному напряжению, полосе пропускания и скорости нарастания, кроме того, у них выше входное напряжение шума и потребление.

Аналоговые схемы, изготовленные по комплементарной технологии металл-оксид-полупроводник CMOS (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor), имели преимущества только по очень малому уровню входных и шумовых токов и дешевизне и были хуже по таким параметрам, как смещение по входному напряжению, дрейф и напряжение шумов. Значительный прогресс, достигнутый в этой технологии, приблизил их параметры к приборам, выполненным по технологии CBFET или BiFET. Сейчас они имеют самые низкие входные токи и самые высокие входные импедансы и при заданном напряжении питания — самые высокие входные и выходные напряжения, самое низкое потребление. Недостатки: малая полоса пропускания, скорость нарастания и выходной ток.

Процесс, именуемый как CBMOS (Complementary Bipolar Metal-Oxide-Semiconductor), или BiMOS (Bipolar Metal-Oxide-Semiconductor), объединив СВ и CMOS процессы, позволил получить приборы с хорошей линейностью и малым потреблением. Особенно полезным оказалось применение выходных CMOS каскадов для получения выходного напряжения с размахом от одной шины питания до другой (rail-to-rail).

Кроме основных вариантов технологических процессов для достижения высоких результатов по каким-либо параметрам, ведущие компании-производители используют собственные патентованные технологии.

Например, Analog Devices использует процесс диэлектрической изоляции XFCB (eXtra Fast Complementary Bipolar) для получения быстродействующих биполярных приборов.

National Semiconductor усовершенствовала BiCMOS процесс с субмикронными кремниевыми затворами для получения очень экономичных высокочастотных MOS приборов.

Процесс с ионной имплантацией LINC MOS (Lithium-Ion Implantation Complementary Bipolar Metal-Oxide-Semiconductor) от Texas Instruments,

позволяет получить MOS ОУ с очень малыми смещениями по напряжению.

Объявленная в декабре 1999 г. компанией Motorola MOS технология на основе нового класса окислов Per-AHV-skites с диэлектрической проницаемостью на порядок выше, чем у обычного SiO_2 , позволяет получать MOS-транзисторы со значительно меньшими размерами и потреблением, чем выпускаемые серийно.

Как правило, в одном приборе не удается добиться самых высоких показателей по всем параметрам. Поэтому при выборе ОУ следует обратить внимание на то, какими из характеристик производителю пришлось пожертвовать для улучшения других.

В настоящее время аналоговые интегральные схемы, к которым относятся рассматриваемые приборы, выпускаются в десятках разнообразных корпусов. От конструкции и материалов корпуса зависят надежность и метрологические характеристики прибора. Появившиеся первыми металлостеклянные корпуса все еще являются самыми надежными, особенно для работы в широком диапазоне температур, но они существенно дороже других. Технологический прогресс позволил изготавливать корпуса приборов из полимерных материалов практически для всех условий эксплуатации. Распространению подобных корпусов особенно способствует рост потребности в малогабаритных приборах для поверхностного монтажа. Новым шагом в миниатюризации стало освоение National Semiconductor новой технологии сверхминиатюрных корпусов с шариковыми выводами — BGA (Ball Grid Array). Тщательный подбор материалов позволил минимизировать количество технологических операций. После выполнения основной части процесса на пластину наносят второй слой пассивации с окнами под контактные площадки, на которые распаивают шарики припоя, формируя выводы для монтажа чипа методом переворнутого кристалла. Обратная сторона защищается эпоксидным компаундом, после чего пластина разделяется на отдельные кристаллы обычным способом. Используя такую технологию, удалось изготовить сдвоенные ОУ с размерами 1,45x1,45 мм, удовлетворяющие требованиям по герметизации и устанавливаемые на печатные платы стандартным автоматическим оборудованием для поверхностного монтажа. В изготовленные по такой технологии новые корпуса SC70-5 с размерами 2x2 и 1x1 мм, переводятся различные типы операционных усилителей, компараторы стабилизаторы, таймеры, АЦП и датчики температуры.

2. Классификация ОУ

Поскольку количество выпускаемых ОУ очень велико, сложилось их определенное разделение на группы по параметрам и определяемым задачами, для которых они были разработаны. Грани-

цы между группами нечеткие, поскольку определяются разными специалистами по нескольким различным критериям, и эти границы меняются со временем в связи с развитием технологий и изменением номенклатуры выпускаемых приборов. Приводимые ниже оценки и классификация ориентировочны, они соответствуют современному состоянию технологии и со временем могут измениться.

ОУ общего назначения

К ним относятся дешевые ОУ со смещением по входному току 5...25 мВ, входным током до 5...10 мкА, полосой пропускания 0,3...50 МГц и напряжением питания $\pm 5...15$ В, выходным током $\pm 2...30$ мА. Жесткие требования по дрейфу, шумам и линейности отсутствуют. Они находят самое широкое применение в схемах формирования сигналов, согласования уровней, измерительных устройств, автоматики, а также связи.

ОУ общего назначения выполняются обычно по BiCOM, BiFET и CMOS технологиям.

Прецизионные ОУ

К прецизионным можно отнести ОУ, имеющие смещение по входному току менее 1 мВ с тепловым дрейфом менее 10 мкВ/°С, входным током до 1 мкА с тепловым дрейфом до 30 нА/°С, коэффициентом усиления более 100000, спектральной плотностью шумов на 1 кГц по напряжению до 100 нВ/√Гц и тока 20 пА/√Гц, удвоенной амплитудой шумов в полосе 0,1...10 Гц до 5 мкВ по напряжению и 50 пА по току. Они находят самое широкое применение в схемах измерительных устройств, источников прецизионных сигналов, а также систем управления.

Быстродействующие ОУ

В настоящее время к этой группе относят ОУ с полосой пропускания при единичном усилении (частотой среза) более 50 МГц и скоростью нарастания выходного сигнала более 100 В/мкс. Хотя основные функции быстродействующих ОУ те же, что у других групп, они существенно отличаются как по области применения, так и по предъявляемым к ним требованиям. Лучше всего для таких применений подходит биполярная комплементарная технология (BiCOM), по которой изготавливается большинство быстродействующих ОУ. Транзисторы, производимые по этой технологии, имеют граничную частоту усиления порядка нескольких гигагерц.

К основным областям применения быстродействующих ОУ относятся:

- коммуникации, включая телевидение и сотовую телефонию, устройств формирования и обработки изображений — сканеры, копировальные установки, медицинские сканирующие системы, радиолокационные системы, лазерная техника;

- видео и мультимедиа, включая видеокамеры, мониторы, распределительные системы, согласующие устройства;
- измерительная техника, включая системы сбора данных, осциллографию, анализаторы спектра, испытательное оборудование.

Первый классификационный параметр быстродействующих ОУ — полоса пропускания по уровню выходного сигнала —3 дБ. Следующий параметр — скорость нарастания, показывающая, насколько быстро может следовать выходное напряжение за изменением входного. Далее — время установления показывающее, через какое время после приложения ступенчатого входного сигнала выходное напряжение установится относительно конечного значения с погрешностью не более установленной. В справочных данных приводится время установления до 0,1 или 0,01%. Этот параметр особенно важен для систем, использующих временные выборки, например АЦП. Для большинства приложений существенно, чтобы ОУ вносил минимальные искажения в форму сигнала. Одним из источников искажений являются частотные зависимости, определяемые как отклонение усиления от постоянной величины — дифференциальная ошибка по амплитуде и отклонение от линейного закона изменения фазового сдвига от частоты — дифференциальная ошибка по фазе. Другой важной причиной искажений является зависимость коэффициента передачи от амплитуды сигнала, то есть нелинейность.

Быстродействующие системы чаще всего работают с низкоомными источниками сигнала, например, длинными линиями передачи, имеющими согласующие резисторы 50 или 75 Ом. При этом входной импеданс ОУ играет второстепенную роль. Многие такие системы работают на переменном напряжении, когда смещение и дрейф по постоянному току не критичны.

Экономичные ОУ с возможностью однополярного питания

Последние годы растет интерес к ОУ, которые, в отличие от традиционных двухполярных, используют однополярный источник питания, причем, все чаще, низковольтный. Их распространение связано с применением узлов, совместно использующих аналоговые и дискретные устройства, и устройств с батарейным питанием.

Переход на однополярное питание позволяет производителям снизить стоимость изделий. Нередко при батарейном питании экономичность — главный параметр. От некоторых устройств требуется непрерывная работа без замены или зарядки батарей в течение очень длительного времени, достигающего нескольких лет. Поэтому разраба-

тываются схемы с очень малым потреблением.

Важной характеристикой технологического уровня является отношение полосы пропускания при единичном усилении (f_u) к току покоя. По данным Analog Devices [4] для ее ОУ это отношение составляет около 1 МГц/мА для технологии BiFET, 10 МГц/мА — для СВ и 100 МГц/мА — для новейшей высокоскоростной биполярной технологии с использованием диэлектрической изоляции XFCB (eXtra Fast Complementary Bipolar). По сообщениям National Semiconductor [5], благодаря использованию усовершенствованного BiCMOS процесса с субмикронными кремниевыми затворами, ОУ типа LPV321 при полосе частот до 150 МГц потребляют ток 9 мкА, то есть это отношение может достигать порядка 1500 МГц/мА. Наиболее экономичными являются относительно низкочастотные CMOS приборы. Например, экономичные ОУ NJU7006 и компаратор NJU7116 производства NJR (New Japan Radio Corp.) [6] при напряжении питания от 1,8 В потребляют ток 3 мкА (типичное значение).

Однако, переход к однополярному низковольтному питанию связан с рядом трудностей, которые перед принятием решения необходимо внимательно взвесить. Эта группа ОУ чаще всего использует биполярную комплементарную технологию (BiCOM) или один из вариантов CMOS. При низковольтном

питании уменьшается рабочий диапазон сигнала, который может составить 2,5 и даже 1 В. Относительное значение погрешностей при этом увеличивается во столько раз, во сколько уменьшается шкала. Это приводит к повышению требований к абсолютным значениям сдвига по постоянному напряжению, дрейфа и шумов. Тем не менее, современные приборы даже при одновольтовой шкале способны обеспечить 12-разрядную точность.

Обычно при низковольтном однополярном питании необходимо как можно более полно использовать напряжение питания. Лучше всего, чтобы входное и выходное напряжения имели возможность изменяться от напряжения одной шины питания (обычно земли) до другой шины питания (обычно положительный вывод источника питания). Это обозначается термином rail-to-rail. Реальные ОУ, обозначаемые этим термином, отвечают такому определению лишь в некотором приближении.

Мощные ОУ

К этой группе обычно относят ОУ с выходным током более 100 мА при выходном напряжении не менее ± 10 В. Основные области их применения — источники питания, выходные каскады источников сигналов, управление исполнительными механизмами следящих систем, а также питание низкоомных линий передачи высокочастотных сигналов.

Чаще всего это относительно низкочастотные приборы с полосой частот в несколько сотен килогерц, напряжениями питания до ± 150 В и выходным током 1...20 А. ОУ для линий передачи высокочастотных сигналов имеют значительно более широкую полосу пропускания, но напряжение питания и верхний предел выходного тока ниже. Мощные ОУ обычно изготавливаются по BiCOM или BiFET технологии.

В табл. 1 представлены характеристики некоторых типов распространенных ОУ, относящихся к различным группам, от различных производителей.

Валерий Авербух
valaverb@mtu-net.ru

Литература

1. Д. Е. Полонников. *Операционные усилители: принципы построения, теория, схемотехника*. — М., Энергоатомиздат, 1983.
2. И. Досстал. *Операционные усилители*. — М, "Мир", 1982.
3. П. Хоровиц, У. Хилл. *Искусство схемотехники*. — М., "Мир", 1983.
4. W. Kester. *High Speed Operational Amplifier. High Speed Design Techniques*, Analog Devices Inc., 1996.
5. <http://www.national.com>
6. <http://www.njr.co.jp>

Продолжение следует

Таблица 1

Тип	Смещение по входу			Шумы на частоте 1кГц		Полоса K=1, МГц	Скор. нараст. сигнала, В/мкс	Время устан. до 0,1%, нс	Напряжение питания V _S , В	Выход, В/мА	Усиление, дБ
	ΔU _{IN} , мВ	dU _{IN} /dT, мкВ/°С	I _{IN} , нА	U _N , нВ/√ Гц	I _N , пА/√ Гц						
Общего применения, CMOS, дешевый, старой разработки, но широко применяемый											
KP140YД6 (Россия)	5	20	30	—	—	1	2,5	1700	±5...18	11/25 (V _S ±15)	75
Общего применения, СВ											
AD817 (Analog Devices)	0,5	10	3300	15	1,5	30	250	70	±4...6	±3,8/50 (V _S ±5) ±13,7/50 (V _S ±5)	72
Общего применения, CMOS, дешевый											
TLC2252CD (Texas Instruments)	0,2	0,5	0,001	19	—	0,2	0,12	—	4,4...16	V _S -0,09/0,35	83
Быстрый, с обратной связью по напряжению, СВ											
AD8055 (Analog Devices)	3	6	400	6 (100 кГц)	0,001 (100 кГц)	300	1400	20	±4...6	±3,1/60 (V _S ±5)	71
Быстрый, с обратной связью по току, BiFET											
AD8009 (Analog Devices)	2	4	50000	—	—	1000	5500	10	±2,5...18	±3,8/175	Транс-импеданс 250 кОм
Прецизионный, СВ, супербета											
MAX400M (Maxim)	±0,004	0,2	0,7	9,6	0,12	0,6	0,3	—	±3...18	±10 (V _S ±15, 2 кОм)	120
Прецизионный, BiFET											
OPA129PB (Burr-Brown/ Texas Instruments)	±0,5	±3	0,03 •10 ⁻³	17	0,0001	1	2,5	5000	±5...18	±13/10 (V _S ±5)	120
Прецизионный, со стабилизацией прерывателем											
LT1051A (Linear Technology)	±0,5	±0,05	20 нА	1,3 в полосе 0...10 Гц	2,2 фА 10 Гц	2,5	4	—	±4,75...16	±4,85/0,5 (V _S ±5)	160
Мало потребляющий, CMOS, Rail-to-Rail											
MAX406A (Maxim)	±0,25	2	0,0001	150	—	0,15	0,02	—	±2,5...10 1 мкА	V _S -0,05/ +0,6; -0,2	80
Мощный, BiFET											
OPA512SM (Burr-Brown)	±1	±10	10	—	—	4	4	2000	±10...50	V _S -7±35000	110

Шумовой мост для высокочастотных измерений

В настоящей статье описана конструкция высокочастотного моста, питаемого от генератора шумового сигнала. Индикатором баланса служит радиоприемник, настроенный на частоту измерения. Кроме того, в статье изложена методика испытаний, модернизации и калибровки моста, а также некоторые способы измерения параметров антенн и линий передачи.

Шумовой ВЧ мост является одним из наиболее полезных измерительных приборов для высокочастотных измерений. При помощи этого несложного и недорогого прибора можно измерять полное, активное и комплексное сопротивление антенны, характеристическое сопротивление и потери в коаксиальном кабеле, а также полное сопротивление любых цепей на различных рабочих частотах.

Знание полного сопротивления антенны обеспечивает лучшее согласование, чем этого удастся добиться при использовании измерителя КСВ. Зная зависимость полного сопротивления антенны от частоты, можно рассчитать согласующее устройство для работы в нужном диапазоне.

Несмотря на появление в последнее время многочисленных цифровых приборов с непосредственным отсчетом, старый добрый сбалансированный ВЧ мост не утратил своих позиций. Недорогие измерители комплексных параметров нагрузки, как правило, работают на одной частоте. Панорамные измерители — весьма дороги. И те, и другие могут давать случайные ошибки при проведении измерений, которые обнаружатся слишком поздно (например, когда отрезан и уложен 22-метровый кусок коаксиального кабеля вместо 23,5-метрового).

Разумеется, шумовой ВЧ мост не лишен недостатков. Точность измерений с его помощью невысока. Обычно она составляет 3...5%. В описаниях процедуры точной калибровки шкалы реактивного сопротивления шумового моста заметны серьезные несоответствия. И, наконец, обычно предполагается, что полное сопротивление антенны должно быть измерено или непосредственно на антенне, или на конце коаксиального кабеля, длина которого кратна половине длины волны на рабочей частоте. Применять кабель такой длины довольно неудобно, но даже кабель "правильной" длины может вносить существенные ошибки в процесс измерения. В лучшем случае, используя такой кабель, можно получить точные результаты только на одной частоте. Однако существует способ учета влияния линии передачи на результат измерений, который и будет описан ниже.

Конструкция шумового моста

Блок-схема шумового моста показана на рис. 1. Он состоит из источника шума, который может быть дополнен амплитудным модулятором, и самого моста. Нагрузка с неизвестным импедансом подключается к разъему "Zx". Приемник, подключаемый к разъему "RX", используется в качестве нуль-индикатора моста. Мост сбалансирован, когда полное сопротивление его верхнего плеча равняется полному сопротивлению нижнего плеча. Баланса достигают, вращая переменный резистор (Rv) и конденсатор (Cv) до получения минимума сигнала на выходе приемника. Измерение импеданса производится на частоте настройки приемника. Если сигнал генератора

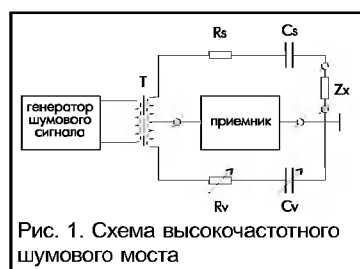


Рис. 1. Схема высокочастотного шумового моста

шума промодулирован по амплитуде, то и приемник должен использоваться в режиме приема сигналов с амплитудной модуляцией (АМ). Для приема немодулированного шумового сигнала можно использовать режим "телеграф" (CW) или "однополосная модуляция" (SSB).

Представим импеданс радиочастотной цепи в виде последовательного соединения активного сопротивления R и реактивного X:

$$Z = R + jX. \quad [1]$$

Мост будет сбалансирован, если

$$R_x = R_v - R_c \quad [2]$$

и

$$X_x = X_v - X_c, \quad [3]$$

где R_x и X_x — соответственно активная и реактивная составляющие неизвестного импеданса. X_v и X_c — реактивные сопротивления конденсаторов моста.

Проверка точности шумового моста

Для проверки точности шумового моста следует использовать качественную короткозамкнутую эталонную нагрузку и эталонные нагрузки с известным постоянным сопротивлением. Нагрузка с переменным сопротивлением используется для измерения потерь в коаксиальном кабеле.

Эталонная нагрузка представляет собой безиндуктивный резистор, размещенный внутри кабельной вилки разъема, соответствующего тому, который применен для подключения ко входу "Zx" моста. При изготовлении этих нагрузок следует минимизировать паразитные эффекты. В качестве постоянных подойдут композитные углеродистые резисторы мощностью 0,125...0,25 Вт. Потенциометр в нагрузке с переменным сопротивлением — миниатюрный подстроечный резистор сопротивлением 100 Ом.

При калибровке шумового моста данные измерений не должны изменяться при изменении частоты. Однако опыт работы с несколькими промышленными шумовыми мостами показал, что измеренные с их помощью величины активного или реактивного сопротивления зависят от частоты, и, следовательно, такие измерения не вполне достоверны. Для проведения калибровки вход приемника подключают к разъему "RX" моста, разъем "Zx" замыкают накоротко. Приемник настраивают на нижнюю рабочую частоту и добиваются баланса моста, вращая переменные резистор и конденсатор до пропадания шумового сигнала на выходе приемника. Если мост откалиброван, шкалы активного и реактивного сопротивлений должны показывать 0 Ом.

По достижении баланса моста частоту приемника увеличивают на несколько мегагерц и повторяют измерение. Показания на активной и реактивной шкалах не должны измениться. Эту же процедуру повторяют и на верхней рабочей частоте моста. После этого мост с нагрузками 50 Ом и 180 Ом проверяют на частоте на несколько мегагерц выше нижней частоты моста. С этими нагрузками он должен показать соответствующее активное сопротивление (50 или 180 Ом) и нулевое реактивное сопротивление.

Резистивные нагрузки могут иметь небольшое отрицательное реактивное сопротивление на более высоких частотах, определяемое емкостью разъема (около 5 пФ для CP-50-73). На частоте 30 МГц реактивные сопротивления самодельных нагрузок будут иметь значения около -2 Ом для 50-омной и -30 Ом для 180-омной нагрузок соответственно. При замкнутом накоротко разъеме "Zx" реактивное сопротивление должно оставаться нулевым в рабочем диапазоне частот. На

нижних частотах реактивное сопротивление нагрузок 50 и 180 Ом не должно изменяться.

Если изготовленный шумовой мост эти проверки выдержал, значит, он имеет хорошую конструкцию, и его модернизация в дальнейшем не потребуется.

Улучшение характеристик шумового моста

Схема модернизированного шумового моста показана на рис. 2. Главная причина частотной зависимости его нуля — конструкция трансформатора Т1. В большинстве ВЧ мостов его наматывают тремя скрученными проводами на кольце из феррита или карбонильного железа. Такая конструкция является причиной сдвига фазы во вторичных обмотках трансформатора на высоких частотах, что и является причиной изменения результатов измерений при изменении частоты. В некоторых трансформаторах используют сердечник с низкой магнитной проницаемостью, недостаточной для работы моста на низких частотах.

Обе эти проблемы могут быть решены, если применить ферритовый сердечник с двумя отверстиями для намотки, как показано на рис. 3. Трансформатором с таким сердеч-

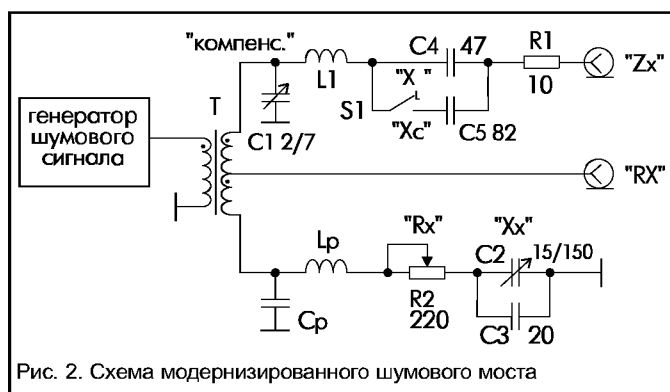


Рис. 2. Схема модернизированного шумового моста

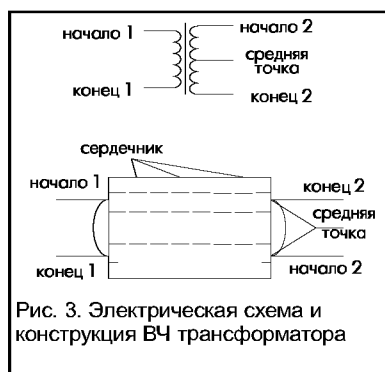


Рис. 3. Электрическая схема и конструкция ВЧ трансформатора

ником необходимо заменить трансформатор с тороидальным сердечником моста. Хорошо зарекомендовали себя ферритовые сердечники, применявшиеся в старых комнатных телевизионных антеннах; их следует склеить вместе по 2-3 штуки. Обмотку выполняют проводом максимально возможного диамет-

ра, стремясь заполнить все сечение отверстия полученного сердечника.

Паразитная емкость

Паразитная емкость в плече, где установлен переменный резистор моста, больше, чем в плече с неизвестной реактивностью, поскольку паразитная емкость переменного резистора R_v сравнительно высока. Эта емкость обозначена на рис. 2 как C_p .

Влияние S_p проще всего обнаружить, используя нагрузку 180 Ом. Необходимо подключить ее к разьему "Zx", настроить приемник на самую низкую рабочую частоту моста и сбалансировать мост. После этого омметром измеряют сопротивление

стора моста. Если оно больше, чем сопротивление нагрузки 180 Ом плюс сопротивление резистора R_s , то в регулируемом плече моста имеется паразитная емкость. Величина паразитной емкости может быть рассчитана по формуле:

$$C_p = C_s \left(\sqrt{\frac{R_v}{R_l + R_c}} - 1 \right), \quad [4]$$

где R_l — сопротивление нагрузки (в данном случае 180 Ом); R_v — сопротивление переменного резистора; C_s — последовательная емкость.

Эту паразитную емкость можно компенсировать, если включить дополнительный переменный конденсатор (С1 на рис. 2) в плечо моста с неизвестной реактивностью. Для подбора емкости этого конденсатора с помощью омметра надо установить сопротивление переменного резистора Rv равным сопротивлению нагрузки 180 Ом плюс сопротивление резистора Rs (также измеренное омметром). Затем следует установить "0" на шкале переменного конденсатора моста и подбирать (регулировать) емкость компенсационного конденсатора до получения баланса моста. Напомним, что подбор конденсатора необходимо производить на низшей рабочей частоте моста, чтобы уменьшить его разбалансировку из-за паразитной индуктивности (см. ниже). Типовое значение емкости этого конденсатора составляет 5...10 пФ.

Паразитная индуктивность

Второй нежелательный эффект вызывается паразитной индуктивностью переменного резистора (L_p на рис. 3). Обнаружить ее влияние можно замкнув разъем "Zx" и измеряя реактивное сопротивление на самой низкой и самой высокой рабочей частоте моста, которое в обоих случаях должно быть одинаковым. Если при увеличении частоты реактивное сопротивление уменьшается, значит, переменный резистор имеет паразитную индуктивность, и компенсационную индуктивность следует включить в плечо с неизвестным импедансом. Если реактивное сопротивление с увеличением частоты увеличивается, то дополнительная индуктивность находится в плече с неизвестным импедансом, и компенсационную индуктивность необходимо включить в плечо с переменным резистором.

Паразитная индуктивность обычно имеет величину порядка нескольких десятых наногенри, что дает погрешность в несколько ом на частоте 30 МГц. Эта индуктивность компенсируется установкой одного витка провода длиной 25...50 мм, установленного в нужном плече моста. Размер и форму этого витка изменяют до тех пор, пока реактивная составляющая не станет постоянной во всем диапазоне рабочих частот моста. Обычно один виток провода диаметром 1...1,5 мм и длиной 30 мм, включенный в плечо с неизвестной реактивностью, позволяет решить эту проблему.

Пределы измерения реактивности

Пределы измерения реактивности шумовым мостом определяются в основном рабочей частотой, величиной емкости последовательно включенного конденсатора (C4C5 на рис. 2) и соотношением максимальной и минимальной емкости переменного конденсатора (Cv на рис. 1).

Определить диапазон измеряемых реактивных сопротивлений шумового моста можно исходя из максимальной величины КСВ, измеряемого мостом. Вполне реально добиться диапазона значений измеряемого КСВ до 5:1 при нагрузке 50 Ом и максимальной частоте 30 МГц. Для этого мост должен измерять активное сопротивление от 5 до 250 Ом и реактивное сопротивление от -120 до $+120$ Ом. На частоте 10 МГц это эквивалентно диапазону реактивных сопротивлений от -360 до $+360$ Ом. Этот диапазон измерений практически достижим в конструкции, показанной на рис. 2. Диапазоны измерения активного и реактивного сопротивлений на частоте 10 МГц после модернизации составляют от 0 до 220 Ом и от -400 до $+230$ Ом соответственно. Погрешность измерений — ± 5 Ом (т. е. 10% импеданса).

Конденсатор емкостью 20 пФ, подключенный параллельно С2, ограничивает диапазон изменения емкости С2. Пере-



Рис. 4. Активное и реактивное

ключатель X_i/X_c смещает предел измерения реактивного сопротивления в сторону емкостного или индуктивного сопротивления. Точка нулевого реактивного сопротивления получается вблизи максимальной или минимальной емкости C_2 .

Калибровка

Точность мостовых измерений напрямую зависит от тщательности калибровки. Калибровка шкалы активного сопротивления непосредственная. Чтобы произвести калибровку, нужно настроить приемник на частоту, например, около 10 МГц, закоротить разъем "Zx" и сбалансировать мост. Получится точка активного нулевого сопротивления.

Остальную часть шкалы активного сопротивления калибруют, используя омметр, обеспечивающий необходимую точность измерений, и измеряя им сопротивление переменного резистора R_2 , а затем отмечая значение измеренного сопротивления на шкале с шагом 5...10 Ом.

Калибровка шкалы реактивного сопротивления зависит от того, как вы хотите считывать реактивное сопротивление моста. Большинство опубликованных методов калибровки обеспечивают измерение реактивного сопротивления в единицах емкости. Однако представляет интерес метод калибровки шкалы реактивности в единицах сопротивления на частоте 10 МГц. Преимущество этого метода состоит в том, что он дает результат в тех единицах, которые и интересуют нас при измерении импеданса. Считанное со шкалы значение легко пересчитать, если частота измерений отличается от 10 МГц, по формуле:

$$X_{x(f)} = X_{x(10)} \frac{10}{f}, \quad [5]$$

где f — частота в МГц; $X_{x(10)}$ — неизвестное реактивное сопротивление на частоте 10 МГц.

Для калибровки шкалы реактивного сопротивления требуется кусок коаксиального кабеля, который послужит его эталоном. (Реактивное сопротивление куска короткозамкнутого коаксиального кабеля с низкими потерями зависит только от частоты измерения, длины и характеристического волнового сопротивления кабеля). Следует использовать кабель достаточно высокого качества, например, РК50-9-12 или импортный RG-8. Его стоимость оправдана высокой достоверностью и точностью последующих измерений.

Ниже приведена последовательность действий процедуры калибровки шкалы реактивного сопротивления:

1. Отрезать кусок коаксиального кабеля длиной чуть больше $1/4$ длины волны (с учетом коэффициента укорочения). На один из концов отрезка установить разъем для его подключения к входу "Zx", а другой конец оставить незакрытым. Этот кабель будет использоваться как эталон для калибровки шкалы реактивного сопротивления.

2. Замкнуть накоротко разъем "Zx" шумовой моста и настроить приемник на частоту 10 МГц. Сбалансировать шумовой мост. После этого ручку реактивного сопротивления не трогать.

3. Подключить калибровочный кабель к гнезду "Zx". Сбалансировать мост, перестраивая только частоту приемника и вращая переменный резистор. После окончания балансировки частота настройки приемника должна быть ниже 10 МГц. Если она выше 10 МГц, это значит, что отрезан слишком короткий кабель, и необходимо будет подготовить новый, более длинный отрезок.

4. Постепенно укорачивать коаксиальный кабель, пока баланс моста не будет установлен точно на частоте 10 МГц, вращая только переменный резистор со шкалой активного сопротивления. Затем соединить центральную жилу с оплеткой на конце кабеля. Необходимо убедиться, что мост балансируется на частоте 20 МГц при установке шкалы реактивного сопротивления на 0 (для этой частоты отрезок будет полуволновым).

5. Теперь шкала реактивного сопротивления готова к калибровке. Реактивное сопротивление коаксиального кабеля, приведенное к 10 МГц, может быть рассчитано по формуле:

$$X_{i(10)} = R_0 \frac{f}{10} \operatorname{tg} \left(2\pi \frac{f}{40} \right), \quad [6]$$

где $X_{i(10)}$ — реактивное сопротивление кабеля на 10 МГц; R_0 — характеристическое сопротивление коаксиального кабеля; f — частота в МГц.

Для RG-8M, например, R_0 составляет 52,5 Ом.

Ошибка при расчете по формуле [6] составляет менее 5% для сопротивлений менее 500 Ом при условии, что потери в измерительном кабеле не превышают 0,2 дБ. Эта ошибка становится существенно меньше при меньших реактивных сопротивлениях (около 2% для 300 Ом при потерях 0,2 дБ в кабеле).

6. Настроить приемник на соответствующую частоту для нужного реактивного сопротивления (рассчитанного по формуле [6]). Сбалансировать мост, используя регуляторы активного и реактивного сопротивлений. Отметить на шкале реактивное сопротивление. Повторить эту процедуру, пока все нужные значения реактивного сопротивления не будут отмечены на шкале. Значение активного сопротивления, необходимое для балансировки моста во время этой калибровки, может быть более 100 Ом при больших значениях реактивного сопротивления.

Этот метод калибровки намного более точен, чем метод подключения конденсаторов постоянной емкости к разъему "Zx".

Измерение параметров коаксиального кабеля с помощью шумового моста

К наиболее важным характеристикам кабеля относятся вносимое затухание и характеристическое (волновое) сопротивление. Однако, если шумовой мост использовать для измерения импеданса антенны, также необходимо точно определить и электрическую длину (коэффициент укорочения) кабеля. Все эти параметры можно легко измерить при помощи шумового моста.

Первый параметр — электрическая длина кабеля. Имеется множество путей выражения электрической длины кабеля. Мы выразим длину кабеля через частоту, на которой по длине данного куска кабеля размещается одна волна. Эту частоту назовем λ_l . Для ее определения необходима следующая последовательность действий:

- 1) Настроить приемник на интересующую вас частоту, закоротить разъем "Zx" и сбалансировать мост.

- 2) Замкнуть накоротко дальний конец коаксиального кабеля и подключить ближний конец кабеля к разъему "Zx" моста.

- 3) Изменять частоту приемника и вращать регулятор активного сопротивления моста до получения его баланса, не изменяя положения регулятора реактивного сопротивления в течение этой процедуры. Запомнить частоту, на которой найден баланс моста (назовем ее f_1). Активное сопротивление при балансе должно быть относительно небольшим (менее 20 Ом).

- 4) Перестраивать приемник вверх по частоте, пока не будет достигнут баланс моста на более высокой частоте. При необходимости подстроить регулятор активного сопротивления для более точной балансировки. При этом нельзя трогать регулятор реактивного сопротивления. Частоту, на которой найден второй баланс моста, назовем f_2 .

- 5) Теперь можно найти значение n :

$$n = \frac{2f_1}{f_{n+2} - f_1}, \quad [7]$$

и электрическую длину кабеля:

$$l_\lambda = \frac{4\lambda_n}{n}, \quad [8]$$

Значение n до ближайшего целого числа следует округлить.

Эту процедуру можно выполнить и с разомкнутым на конце коаксиальным кабелем. Однако емкость на незакороченном конце увеличивает эффективную длину кабеля, что приводит к занижению значения f_λ . Если данная процедура будет выполнена с разомкнутым на конце коаксиальным кабелем, то n должно быть нечетным.

Характеристическое сопротивление коаксиального кабеля определяют, измеряя его полное входное сопротивление на двух частотах, отстоящих друг от друга на $f_\lambda/4$. Измерение производится, когда на конце кабеля включена резистивная нагрузка. Характеристическое сопротивление также (хотя и слабо) зависит от частоты, поэтому измерение следует производить вблизи интересующей вас частоты.

Ниже приведена последовательность действий процедуры измерения.

1. Подключить 50-омную нагрузку к дальнему концу коаксиального кабеля, а также подключить ближний конец кабеля к разъему "Zx" шумового моста. Ошибка измерения минимальна, если сопротивление нагрузки близко к волновому сопротивлению кабеля.

2. Настроить приемник приблизительно на $f_\lambda/8$ МГц ниже интересующей вас частоты. Сбалансировать мост, используя регуляторы активного и реактивного сопротивлений, и запомнить полученные значения как $R(f)$ и $X(f)$. Не надо забывать, что считанное со шкалы значение реактивного сопротивления должно быть пересчитано на частоту, на которой проводится измерение.

3. Увеличить частоту приемника точно до $f_\lambda/4$. Снова сбалансировать мост и записать полученные значения сопротивлений как $R(f + f_\lambda/4)$ и $X(f + f_\lambda/4)$.

4. Вычислить характеристическое сопротивление коаксиального кабеля, используя формулы [9-14]:

$$R = R_f \times R_{f+f_\lambda/4} - X_f \times X_{f+f_\lambda/4} \quad [9]$$

$$X = R_f \times X_{f+f_\lambda/4} + X_f \times R_{f+f_\lambda/4}, \quad [10]$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}, \quad [11]$$

$$R_0 = \sqrt{Z} \cos \frac{1}{\operatorname{tg}(\frac{X}{R})}, \quad [12]$$

$$X_0 = \sqrt{Z} \sin \frac{1}{\operatorname{tg}(\frac{X}{R})}, \quad [13]$$

$$Z_0 = R_0 + jX_0. \quad [14]$$

Большинство 50-омных кабелей имеют активную часть волнового сопротивления 45...60 Ом и реактивную часть от -2...-10 Ом.

Следующая методика позволяет измерить потери в кабеле на отрезке длиной $f_\lambda/4$ на заданной частоте. Потери между точками измерения могут быть интерполированы с необходимой точностью. Эта методика использует способ замещения и обеспечивает более высокую точность измерения, чем при непосредственном считывании сопротивления со шкалы шумового моста, что весьма важно, поскольку потери в кабеле невелики. Ниже приведена методика измерения потерь в кабеле на отрезке длиной $f_\lambda/4$ на заданной частоте:

1) Определить примерную частоту, на которой вы желаете произвести измерение потерь, используя формулу:

$$f = n \cdot f_\lambda / 4, \quad [15]$$

где n — любое положительное целое число.

2) Если n — нечетное число, то необходимо оставить дальний конец коаксиального кабеля незамкнутым; если n — четное, замкнуть его накоротко. Подключить ближний конец кабеля к разъему "Zx" моста.

3) Установить на шумовом мосту нулевое реактивное сопротивление. Перестраивая частоту приемника и вращая регулятор активного сопротивления, надо добиться полного баланса моста.

4) Подключить нагрузку с переменным сопротивлением к разъему "Zx" моста. Не трогая регулятор активного сопротивления моста, изменять сопротивление резистора нагрузки и реактивное сопротивление моста до получения баланса.

5) Отключить нагрузку с переменным сопротивлением от гнезда "Zx" и измерить достаточно точным омметром сопротивление резистора нагрузки. Измеренное сопротивление и будет R_j .

6) Вычислить потери в кабеле (в децибелах):

$$\alpha^l = 8,69 \frac{R_i}{R_0}. \quad [15]$$

Использование шумового моста для измерения импеданса антенны

Используя шумовой мост, можно легко измерить входной импеданс линии передачи, подключенной к антенне. Нас же интересует полное сопротивление антенны, которая является нагрузкой на дальнем конце линии передачи. Есть несколько способов справиться с этой задачей.

Замеры можно сделать, подключив шумовой мост непосредственно к антенне. Это обычно не практикуется, потому что для правильного измерения антенна должна находиться на рабочей высоте. Это очень неудобно, а порой невозможно. Кроме того, оборудование и оператор, находящиеся вблизи антенны, могут заметно повлиять на ее параметры.

Измерения можно произвести на конце коаксиального кабеля, если длина кабеля точно кратна целому числу длин полуволн. Однако это ограничивает измерение одной единственной частотой. Определение импеданса антенны таким методом даже в пределах радиолюбительских диапазонов дает существенную ошибку.

Измеренные данные можно скорректировать графическим способом при условиях, что КСВ не слишком высок и потери в кабеле достаточно малы. Однако этот метод не учитывает комплексный состав импеданса реальных коаксиальных кабелей. Также очень сложно учесть потери в кабеле. Все это может привести к существенным ошибкам измерений.

Наконец, измерения можно скорректировать, используя уравнение линии передачи. Его можно решить, используя инженерный или программируемый калькулятор, или персональный компьютер. Это, видимо, лучший метод для вычисления импеданса антенны по измеренным параметрам. Его единственное неудобство в том, что вам заранее требуется измерить некоторые характеристики линии передачи. Для определения импеданса антенны последним способом сначала необходимо измерить электрическую длину, волновое сопротивление и ослабление коаксиального кабеля, который будет подключен к антенне. После проведения этих измерений надо подсоединить его к антенне и измерить полное входное сопротивление на нескольких частотах в рабочем диапазоне антенны. Затем по данным этих измерений определяется фактический импеданс антенны на каждой из частот, решая уравнение линии передачи.

Для расчета возьмем антенну "inverted V" 10-метрового радиолюбительского диапазона. Точка питания находится на высоте 9 м, угол между лучами составляет 120°. Антенна питается по 50-омному коаксиальному кабелю длиной 23 м.

Глядя на график замеров (рис. 4), очень трудно сказать что-либо относительно характеристик антенны. Активное и реактивное сопротивления в пределах диапазона существенно изменяются, просматриваются резонансы на частотах 27,7, 29 и 29,8 МГц.

На рис. 5 показан истинный импеданс антенны, пересчитанный по уравнению линии передачи. Теперь видно, что истинные активное и реактивное сопротивления антенны плавно увеличиваются с частотой. Истинный резонанс имеет место на 28,8 МГц, сопротивление излучения в точке резонанса — 47 Ом. Примерно такими и должны быть характеристики антенны этого типа.

При выполнении измерений нужно быть внимательным, чтобы не допустить ошибок. Они могут привести к еще большему искажению результата после перерасчета, особенно, когда длина линии передачи кратна нечетному числу четвертей длины волны и при большом ослаблении. Если небольшие изменения полного входного сопротивления или характеристик линии передачи приводят к большим изменениям сопротивления антенны, то есть вероятность, что произошла ошибка при измерении. Чтобы свести ошибки к минимуму,



или путем расчета уравнения линии передачи. Линия передачи может быть как двухпроводной линией, так и коаксиальным кабелем. С появлением персональных компьютеров в радиолюбительской практике расчет импеданса стал более простым и точным.

Преобразование импеданса линией передачи описывается уравнением:

$$Z_i = Z_0 \frac{Z_L \operatorname{ch}(\gamma l) + Z_0 \operatorname{sh}(\gamma l)}{Z_0 \operatorname{ch}(\gamma l) + Z_L \operatorname{sh}(\gamma l)}, \quad [17]$$

где Z_i — входной импеданс линии передачи; Z_0 — характеристическое волновое сопротивление линии передачи; Z_L — импеданс нагрузки на конце линии передачи; l — длина линии передачи; γ — комплексная константа распространения, $\gamma = \alpha + j\beta$; α — постоянная затухания, в неперах на единицу длины (1 Нп = 8,69 дБ); β — фазовая постоянная, в радианах на единицу длины.

Импедансы и константа распространения — комплексные числа. Комплексные гиперболический синус и косинус могут быть найдены по известным тригонометрическим формулам.

Для нахождения полного импеданса нагрузки, зная входной импеданс линии передачи, уравнение линии передачи лучше записать так:

$$Z_L = Z_0 \frac{Z_i \operatorname{ch}(\gamma l) - Z_0 \operatorname{sh}(\gamma l)}{Z_0 \operatorname{ch}(\gamma l) - Z_i \operatorname{sh}(\gamma l)}, \quad [18]$$

Большинство измерений производится при неизменной длине коаксиального кабеля. Поэтому мы будем считать, что αl является постоянной величиной, которую мы назовем ослаблением кабеля. Обычно оно измеряется в децибелах, но его необходимо пересчитать в неперы для использования в уравнении линии передачи.

Зависимость фазовой постоянной от частоты и длины линии передачи:

$$\beta l = 2\pi \frac{f_l}{f_\lambda}, \quad [19]$$

где f_l — рабочая частота; f_λ — частота, на которой линия передачи имеет электрическую длину, равную λ .

Для нахождения f_l используется короткозамкнутая линия передачи. Чтобы сделать это, надо найти частоту $f(n)$, на которой линия передачи имеет нулевое реактивное и низкое активное сопротивление, меньшее, чем ее характеристическое сопротивление. Увеличиваем частоту, пока не найдется следующая точка с нулевым реактивным сопротивлением $f(n+2)$, где n — число четвертей длины волны, которые укладываются на линии передачи.

Расчет f_l по [19] предполагает, что линия передачи имеет чисто активное характеристическое волновое сопротивление. На самом деле это не так, но получаемый по [19] результат достаточно точен; ошибка составляет менее 2,5% для линии передачи с потерями менее 3 дБ и реактивной компонентой характеристического волнового сопротивления менее 10 Ом.

Характеристическое волновое сопротивление линии передачи почти всегда является комплексной величиной. Хо-

роший коаксиальный кабель имеет очень маленькую реактивную компоненту волнового сопротивления (порядка нескольких ом). Проще всего найти волновое сопротивление кабеля, помещая нагрузку на одном конце кабеля и измеряя импеданс на другом конце, на двух частотах, отстоящих на $f_\lambda/4$. В этом случае полное входное сопротивление кабеля будет равно:

$$Z_i(f) = Z_0 \frac{Z_L \operatorname{ch}(\gamma l) + Z_0 \operatorname{sh}(\gamma l)}{Z_0 \operatorname{ch}(\gamma l) + Z_L \operatorname{sh}(\gamma l)} \quad [20]$$

и

$$Z_i(f + f_\lambda/4) = Z_0 \frac{Z_L \operatorname{sh}(\gamma l) + Z_0 \operatorname{ch}(\gamma l)}{Z_0 \operatorname{sh}(\gamma l) + Z_L \operatorname{ch}(\gamma l)}. \quad [21]$$

Используя [20] и [21], можно найти характеристическое волновое сопротивление по формуле:

$$Z_0 = \sqrt{Z_i(f) \times Z_i(f + f_\lambda/4)}. \quad [22]$$

В данном выражении квадратный корень является комплексным и может быть рассчитан по формулам [23–27]:

$$Z = R + jX = Z_i(f) Z_i(f + f_\lambda/4), \quad [23]$$

$$R = \sqrt{|Z|} \cos[1/2 \operatorname{tg}^{-1}(X/R)], \quad [24]$$

$$X_0 = \sqrt{|Z|} \sin[1/2 \operatorname{tg}^{-1}(X/R)], \quad [25]$$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}, \quad [26]$$

$$Z_0 = R_0 + jX_0. \quad [27]$$

Если длина линии передачи кратна нечетному количеству четвертей длины волны ($n = 1, 3, 5, \dots$), и линия открыта на конце, или если длина линии передачи кратна четному количеству четвертей длины волны ($n = 2, 4, 6, \dots$), и линия на конце замкнута накоротко, то полное входное сопротивление будет равно:

$$Z_i = \alpha Z_0. \quad [28]$$

Ослабление такой линии передачи может быть найдено по формуле:

$$\alpha l = \frac{R_i}{R_0}, \quad [29]$$

где R_i и R_0 — активные части полного входного и характеристического волнового сопротивления соответственно.

Ослабление линии передачи увеличивается с частотой. Оценить это ослабление можно, используя следующее уравнение

$$\alpha l(f) = \alpha l(f_\alpha) \left(\frac{f}{f_\alpha} \right)^\sigma, \quad [30]$$

где σ находится в пределах от 0,5 до 1.

Это уравнение можно использовать, чтобы интерполировать неизмеренные величины ослабления. Для большинства коаксиальных кабелей подходит значение $\sigma = 0,5$.

Все эти расчеты имеют смысл, если вы занимаетесь совершенствованием именно антенны. Если же перед вами стоит только задача оптимального согласования антенно-фидерного устройства, то вас должен интересовать именно импеданс, измеренный на "нижнем" конце антенного кабеля, поскольку вашему передатчику или антенному тюнеру придется иметь дело именно с этой величиной. Впрочем, и в этом случае истинные параметры вашей антенны небезынтересны.

Хацусиро Казимота
kazimota@mail.ru

Литература

1. А. Чванов. Шумовой мост для высокочастотных измерений. — "Радиолюбитель", 1996, № 1, с. 30.

Схемотехника универсальных технологических контроллеров

Публикацией этой статьи начинается цикл, посвященный схемотехнике универсальных технологических контроллеров (ТК). В ней изложены основные требования, предъявляемые к современным технологическим контроллерам, тенденции их развития и причины, порождающие эти тенденции. Представлена обобщенная функциональная схема современного технологического контроллера. В последующих статьях цикла будут приведены обзорные сведения по микросхемам таймеров реального времени, памяти, супервизоров питания, схем защиты от зависаний, АЦП и ЦАП, узлам ввода/вывода и расширения, интерфейсам, выпускаемым ведущими мировыми производителями. В заключение будет представлен вариант схемы современного ТК.

Развитие современных технологий производства измерительной техники, техники научных исследований и бытовой техники невозможно без использования микроконтроллеров, которые применяются в различных устройствах — от наручных электронных часов до сложных вычислительных систем. Наиболее сложные микроконтроллерные системы используются в технологических системах и технике научных исследований. Те из них, которые предназначены для автоматизации производственных процессов или научных исследований, принято называть технологическими микроконтроллерами.

Рассмотрим факторы, оказывающие наибольшее влияние на развитие современных технологических микроконтроллерных систем (ТМКС). К ним относятся:

1) научная проработка архитектуры и схемотехники распределенных микроконтроллерных систем, разработка и промышленный выпуск многих периферийных узлов в интегральном исполнении, развитие средств и приемов программирования и отладки;

2) быстрое снижение цен на персональные компьютеры (ПК) при значительном повышении их вычислительной мощности и надежности. Это позволяет включать ПК в состав различных ТМКС в качестве мощных систем хранения, документирования и визуализации информации на самом верхнем уровне управления;

3) значительное расширение номенклатуры микроконтроллеров при постоянном снижении их стоимости, которая приближается к стоимости обычных цифровых микросхем. При этом многие из микроконтроллеров характеризуются достаточно высокой производительностью, соизмеримой с производительностью i386 компьютеров, и малыми потребляемыми токами при достаточно больших токах нагрузки. Часть из них имеет встроенную электрически программируемую Flash-память программ и энергонезависимую память данных, последовательные высокоскоростные каналы передачи данных, несколько таймеров и развитую систему прерываний. В некоторые микроконтроллеры встроены 10...16-разрядные

АЦП и ЦАП, аналоговые компараторы, развитая система защиты от зависаний WDT и другие полезные возможности;

4) глобальная тенденция к реструктуризации крупных производственных и научных учреждений и созданию на их основе малых производственных фирм и научно-исследовательских центров. Одновременно с этим отмечается снижение или полное прекращение объемов централизованного финансирования автоматизации производства и научных исследований. Все это приводит к еще большему ускорению процессов автоматизации, так как автоматизированные производства снижают конечную стоимость продукции (или экспериментов). В тоже время, стремление к снижению затрат на автоматизацию побуждает к использованию универсальных ТМКС, которые могут быть перенастроены на новые задачи быстро и с минимальными затратами;

5) дороговизна и моральное старение универсальных систем автоматизации производства и научных исследований (CAMAC, MULTIBUS-II, VME-BUS) [1].

Основные понятия и тенденции развития ТМКС

Практически во всех работах, посвященных архитектуре современных ТМКС для малых систем автоматизации производства и научных исследований, отмечаются некоторые основные понятия и вытекающие из них требования.

Современное понятие децентрализации системы предполагает территориальное рассредоточение вычислительной системы (измерений, первичной обработки и управления) на ряд слабосвязанных функций, а также их распределение между несколькими децентрализованными вычислителями [1–3]. Таким образом, современные децентрализованные системы являются системами с множеством потоков команд и данных (MIMD — Multiply Instruction Multiply Data). Территориально рассредоточенные децентрализованные системы принято называть локальными вычислительными сетями LAN, а отдельные автономные элементы сети — станциями (Station). С дру-

гой стороны, каждая из станций может также выполнять несколько слабосвязанных функций одновременно и состоять из нескольких слабосвязанных вычислителей, то есть быть мультимикропроцессорной (ММР). На практике это означает, что сложные технологические микроконтроллерные системы могут состоять из ряда автономных станций (микроконтроллеров), которые работают по различным программам и расположены в различных местах управляемого объекта. Связь между станциями осуществляется посредством LAN. В некоторых случаях, обычно когда производительности одного микроконтроллера не хватает для решения определенного набора задач или когда задачи кардинально различаются, в одной станции могут находиться не один, а несколько микроконтроллеров, решающих свои задачи. Следовательно каждая станция должна иметь как минимум один, а лучше несколько современных сетевых интерфейсов. Кроме того, сложные станции должны обеспечивать возможность совместной и независимой работы нескольких микроконтроллеров на общие ресурсы (интерфейсы связи с LAN, память, периферию и т. д.).

Суть требования минимальной стоимости очевидна, однако само это требование неразрывно связано с такими понятиями, как максимальная эффективность и минимальная избыточность. Под понятием максимальной эффективности понимают соотношение производительность-цена, однако в последнее время его часто объединяют с понятием минимальной избыточности системы, подразумевая как аппаратную избыточность (неиспользуемые узлы аппаратуры или излишние сигналы управления), так и временную (например, передача излишней информации по сетям). Из этого следует, что разработчики ТМКС должны решить две противоречивые задачи — с одной стороны, обеспечение минимальной избыточности (что подразумевает наличие в станции только тех функциональных узлов, которые необходимы для решения конкретной задачи), с другой — обеспечение максимальной эффективности (получение при минимальной цене контроллера максимальных функциональных возможностей или по-другому возможность наращивания системы). Эти задачи решаются при выполнении двух условий:

- установка необязательных функциональных узлов (выполненных, как правило, в виде отдельных специализированных микросхем) должна осуществляться на сокет (панельки);
- станции ТМКС должны строиться по принципу модульности.

Модульность — свойство территориально сосредоточенных элементов системы, означающее конструктивное выполнение всех узлов в виде набора функционально законченных автоном-

ных модулей (плат), имеющих одинаковые конструктивный и электрический интерфейсы с магистралью [4, 5]. Отсюда следует, что в модульной ТМКС все узлы должны иметь одинаковые разъемы, а все контакты разъемов (за исключением особых случаев) должны быть соединены параллельно в так называемую магистраль или шину.

Все сеансы обмена по магистрали должны подчиняться определенным правилам, т. е. иметь определенные временные диаграммы обмена, номенклатуру электрические уровни сигналов и т. д. Эти правила обычно называются стандартами магистрали. В настоящее время в ТМКС часто используются модифицированные стандарты (с усеченным набором линий).

Кроме отмеченных выше преимуществ, модульные системы имеют еще целый ряд полезных свойств:

- легкость замены вышедших из строя модулей на рабочие, что повышает ремонтпригодность системы;
- гибкость модульных систем — возможность легко изменять структуру изделий за счет различного сочетания модулей, а также возможность модернизации системы за счет независимого обновления (модернизации) каждого из модулей. Это облегчает разработку новых систем и увеличивает срок морального старения за счет применения комбинации новых и уже существующих модулей, повышает регулярность структуры и, как следствие, контрольно-диагностические качества, обеспечивает простоту переориентации системы на другой объект регулирования или исследования;
- наращиваемость. Это свойство означает, что первоначально для модульной системы разрабатывается ядро (или центральный микроконтроллерный модуль с важнейшими функциональными узлами), а дальнейшее увеличение количества функциональных возможностей достигается за счет увеличения количества периферийных модулей с дополнительными функциональными возможностями.
- многофункциональность — свойство модульных ТМКС, означающее, что система не имеет жесткой специализации и привязки к объекту регулирования или исследования и, соответственно, может выполнять разные функции;
- конструктивное единство. Доминирующим стандартом в настоящее время является EUROCARD (IEC48D, 1980), позволяющий создавать ряд вариантов плат как комбинация размеров ширины (160 и 220 мм) и высоты (100 и 233,53 мм). Наиболее часто используются платы с размерами 220x233,53 мм² (MULTIBUS-II), 100x220 мм² (EUROBUS, ESONE) и 100x160 мм². Это позволяет использовать разнообразные стандартные

корпуса, выпускаемые различными производителями, и крейты — многоплатные конструктивы для магистрально-модульных систем.

Развитие магистрально-модульных систем предполагает обеспечение принципа максимальной универсализации, состоящего в том, что каждый вводимый в систему модуль должен обеспечивать построение системы, пригодной для максимального числа применений.

Магистрально-модульные ТМКС должны удовлетворять требованиям простоты установки и эксплуатации, а также обеспечивать достаточно простую модернизацию.

Современные ТМКС имеют свойство интеллектуальности. Это связано с наличием в них микроконтроллеров или микропроцессоров, работающих по своей индивидуальной программе. Уровень интеллектуальности можно легко увеличивать в уже работающей системе путем модификации программного обеспечения модулей.

Многие сложные ТМКС обладают свойством мультимагистральности, означающим использование в одной станции одновременно несколько различных магистралей. Такое техническое решение широко используется и в современных ПК, и во многих магистрально-модульных системах. Наиболее широкое распространение получили двухшинные системы. На каждой из магистралей расположены слабосвязанные микропроцессоры и микроконтроллеры различной мощности и разрядности, причем магистрали связаны через общий двухходовый ресурс, чаще всего — через оперативную память [3, 4, 6, 7].

В более простых и в сетевых ТМКС понятие мультимагистральности часто трансформируется в понятие мультиинтерфейсности, которое подразумевает, что ядро (главный модуль ТМКС) оснащается с максимально возможным количеством интерфейсов (RS-232C, RS-485, CAN, магистральный интерфейс, параллельные оптически развязанные регистры, интерфейсы интеллектуальных жидкокристаллических индикаторов LCD, и т. п.).

Безусловным принципом при построении проблемно-ориентированных систем является принцип достаточности производительности. Его достижение обеспечивается, как правило, созданием многоконтроллерных систем в одной станции, причем кроме обеспечения достаточной производительности за счет параллельного выполнения независимых задач или частей одной задачи достигается повышение надежности путем обеспечения свойства постепенной деградации системы при отказах отдельных контроллеров за счет перераспределения задач, что увеличивает также и гибкость системы.

Важным и очевидным принципом построения магистральных систем явля-

ется принцип асинхронности и минимальности количества сигналов управления. Его соблюдение упрощает протокол обмена между модулями, повышает надежность связи и быстродействие обмена.

Важнейшим понятием, используемым при разработке современных ТМКС является понятие совместимости или преемственности. При разработке ТМКС рассматриваются понятия архитектурной, программной и выводной совместимости. При анализе архитектурной совместимости рассматривается архитектура различных семейств микросхем микроконтроллеров, которые используются или могут быть использованы в создаваемой ТМКС или семействе ТМКС. Единство архитектуры используемых микросхем микроконтроллеров или незначительные отличия в ней существенно повышают эксплуатационные и потребительские качества создаваемой системы. Под программной совместимостью подразумевается, что различные семейства микросхем микроконтроллеров, которые используются в создаваемой ТМКС, имеют очень близкую систему команд и по идеологии, и по мнемонике. Зачастую при разработке ТМКС разрабатывается только базовое программное обеспечение (ПО) или прототип ПО, а собственно рабочие программы для конкретных приложений дорабатывают пользователи системы. При этом фактор "привычки" для пользователя выходит на первое место по значимости при выборе той или иной ТМКС. Под выводной совместимостью понимается, что у различных семейств микросхем микроконтроллеров, которые используются в создаваемой системе функциональное назначение выводов микроконтроллеров совпадает и/или отличается очень незначительно.

К концу прошлого столетия в мире было создано несколько десятков тысяч различных микроконтроллеров. Около 70% из них — узкоспециальные микроконтроллеры, ориентированные на решение специальных задач. Около 10% микроконтроллеров морально устарели. Около 15% — новые малоизвестные или избыточно мощные микроконтроллеры, для которых разработаны принципиально новые языки программирования, малодоступны документация, системы разработки и отладки ПО, программаторы и т. д. И только около 5% микроконтроллеров и микропроцессоров являются широко распространенными и известными. Из них выделяются и по сей день успешно работают в большинстве ТМКС семейства микропроцессоров и микроконтроллеров фирмы Intel (MCS-51, MCS-96, MCS-80/85, MCS-86/88 и др.) и многих других фирм, использующих архитектуру этих семейств для своих микросхем. В последние годы наибольшей популярностью пользуются микроконтроллеры фирмы Atmel семейства x51, оснащенные Flash-памятью, и, конечно, новые микроконтроллеры AVR.

Микроконтроллеры семейства x51 выпускаются в двух наиболее популярных и удобных для установки на сокет корпусах DIP20 (AT89C1051/2051/4051) и DIP40 (AT89C51/52/53/55/8252) [9]. Кроме того, при соответствующей разводке печатной платы, возможна установка на одной плате обоих типов микроконтроллеров на выбор (сокет DIP20 устанавливается внутри сокета DIP40). Существует выводная совместимость этих микроконтроллеров с микроконтроллерами AVR в корпусах DIP20 (AT90S2313) и DIP40 (AT90S4414/8515), а между указанными выше типами существует также достаточно большая программная совместимость, особенно на языке C.

Имеющиеся архитектурные отличия семейств x51 и AVR сосредоточены на уровне ядра микроконтроллера и для разработчика ТМКС практически недоступны.

Все вышесказанное позволяет сделать вывод о том, что семейства микроконтроллеров x51 и AVR идеально подходят для ТМКС.

Как уже отмечалось выше, современные ТМКС используются в распределенных в пространстве системах и наиболее часто — в составе командно-информационных сетей CI LAN [10–13]. В них единственный ПК, включенный в LAN, играет роль генератора заданий и получателя данных, осуществляет вторичную обработку, систематизацию, хранение и визуализацию данных. Периферийные станции осуществляют съем аналоговой и дискретной информации с различных датчиков, ее предварительную обработку, управляют различными внешними объектами, производят тестирование своих подсистем и передают полученную информацию в ПК.

Функционирование ТМКС в составе распределенных технологических систем и локальных сетей означает территориальное разнесение станций. При гальванической связи между контроллерами возможно возникновение паразитных токов по цепям питания и различного рода помех. Для исключения этих явлений необходимо обеспечить гальваническую (чаще всего, оптическую) развязку сетевых интерфейсов.

Технологические контроллеры работают в условиях сильных электромагнитных и электростатических полей, представляющих собой помехи, которые могут привести к сбоям программы и зависаниям ТМКС. Кроме того, работа в составе LAN накладывает определенные требования на включение/выключение отдельных станций сети. При включении должен обеспечиваться гарантированный сброс и инициализация станции. При выключении станция не должна нарушать работоспособность остальных станций и сети в целом. Из сказанного следует, что станции ТМКС должны иметь специальные цепи сброса питания — супервизоры (Power Supervisory) и схемы защиты от зависаний (WDT).

Технологические системы работают в реальном времени. Это обстоятельство предъявляет ряд требований к схемотехнике и элементной базе ТМКС:

- станции ТМКС желательно оснастить таймерами реального времени (RTC), работающими независимо от наличия питания, для временной привязки к реальным событиям и процессам;
- элементная база ТМКС должна иметь максимально возможное быстродействие (минимальное время переключения);
- функциональные узлы (например, оперативная память), наиболее интенсивно используемые в вычислениях, должны иметь высокое быстродействие и параллельный интерфейс;
- объем оперативной памяти должен быть достаточным для проведения первичной обработки и буферизации данных для снижения потерь времени на их передачу за счет снижения интенсивности и объема передач.

Кроме дискретного управления технологическими объектами, ТМКС часто производят измерения аналоговых величин и выдают аналоговые управляющие сигналы. Следовательно в состав ядра ТМКС должен быть включен АЦП с входным коммутатором среднего быстродействия, с максимально доступной разрядностью при разумно низкой стоимости. АЦП с высоким быстродействием обычно включаются в состав плат расширения.

Кроме того, в состав ядра ТМКС должны быть включены несколько ЦАП для аналогового управления различными устройствами.

К энергопотреблению элементной базы ТМКС также предъявляются высокие требования. Использование элементной базы с низким потреблением снижает уровень помех, улучшает массогабаритные характеристики источников питания, снижает общую температуру элементов, повышает надежность функционирования системы.

Станции современных распределенных ТМКС могут быть разнесены в

пространстве на значительные расстояния. При этом наличие в них локальных устройств визуализации значительно облегчает настройку и диагностику системы, снижает информационные потоки по сети, увеличивает эксплуатационные качества. В качестве локальных устройств визуализации обычно используются либо интеллектуальные жидкокристаллические (LCD) или светодиодные (LED) индикаторы, либо устройства отображения информации на телевизионных индикаторах. LCD индикаторы более предпочтительны, поскольку они более экономичны в плане энергопотребления. LED индикаторы обычно используют, если ТМКС ориентирована на работу в условиях ухудшенной видимости. TV индикаторы используют в случае необходимости локального отображения больших динамически изменяющихся массивов информации. Из этого следует, что в состав ядра ТМКС должен быть включен LCD (LED) интерфейс.

Узел связи ядра микроконтроллера с магистралью должен быть оснащен средствами расширения адресного пространства для работы с памятью внешнего TV индикатора. Такие узлы расширения называют диспетчерами памяти.

Олег Николаичук,
onic@ch.moldpac.md

(Продолжение. Начало — № 7–8/2001)

Примеры проектирования цифровых устройств с использованием языков описания аппаратуры

Конечные автоматы

В ряде случаев автоматная модель (описание) устройства позволяет получить быструю и эффективную реализацию последовательного устройства. Как известно, обычно рассматривают два типа автоматов — автомат Мили (Mealy) и Мура (Moore). Выход автомата Мура является функцией только текущего состояния, в то время как выход автомата Мили — функция как текущего состояния, так и начального внешнего воздействия. Обычно конечный автомат состоит из трех основных частей:

- регистр текущего состояния. Этот регистр представляет собой набор тактируемых D-триггеров, синхронизируемых одним синхросигналом, и используется для хранения кода текущего состояния автомата. Очевидно, что для автомата с n состояниями требуется $\log_2(n)$ триггеров;
- логика переходов. Как известно, конечный автомат может находиться в каждый конкретный момент времени только в одном состоянии. Каждый тактовый импульс вызывает переход автомата из одного состояния в другое. Правила перехода и определяются комбинационной схемой, называемой логикой переходов. Следующее состояние определяется как функция текущего состояния и входного воздействия;
- логика формирования выхода. Выход цифрового автомата обычно определяется как функция текущего состояния и исходной установки (в случае автомата Мили). Формирование выходного сигнала автомата определяется с помощью логики формирования выхода.

На рис. 14 и 15 приведены структуры автоматов Мура и Мили соответственно.

Для обеспечения стабильной и безотказной работы используется сброс автомата в начальное состояние. Таким образом, всегда обеспечивается инициализация автомата в заранее предопределенное состояние при первом тактовом импульсе. В случае, если сброс не предусмотрен, невозможно предсказать, с какого начального состояния начнется функционирование, и это может привести к сбоям в работе всей системы. Эта ситуация особенно актуальна при включении питания системы. Поэтому настоятельно рекомендуется использовать схемы сброса и начальной установки при проектировании устройств на ПЛИС. Обычно применяют асинхронные схемы сброса из-за того, что при этом не нужен дешифратор неиспользуемых (избыточных) состояний, что упрощает логику переходов.

С другой стороны, ввиду того, что ПЛИС, выполненные по архитектуре FPGA, имеют достаточное число регистров (триггеров), использование автоматных моделей позволяет получить достаточно быстродействующую и наглядную реализацию при малых затратах ресурсов.

Ниже рассмотрим пример проектирования автомата Мили. Диаграмма переходов автомата приведена на рис. 16.

Пример автомата Мили на VHDL:

```
— Автомат Мили с 5 состояниями
library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;
entity mealy is
port (clock, reset: in std_logic;
```

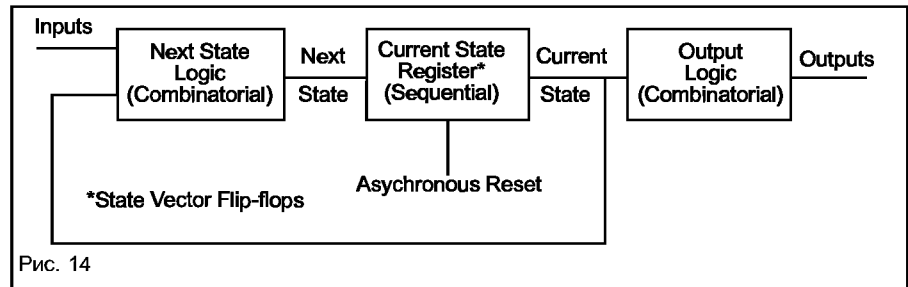


Рис. 14

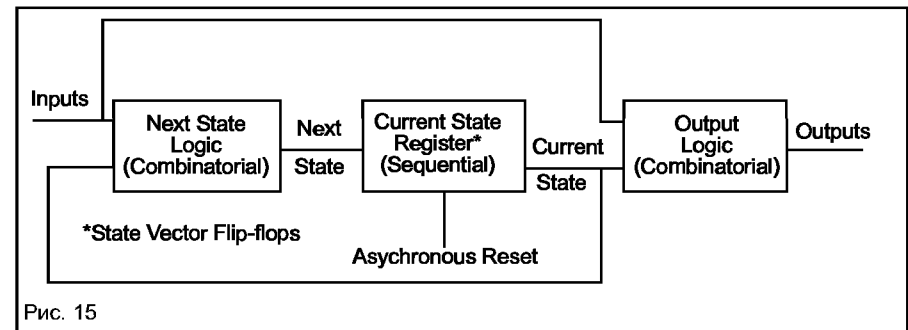


Рис. 15

```
data_out: out std_logic;
data_in: in std_logic_vector (1
downto 0));
end mealy;
architecture behave of mealy is
type state_values is (st0, st1,
st2, st3, st4);
signal pres_state, next_state:
state_values;
begin
— FSM register
statereg: process (clock, reset)
begin
if (reset = '0') then
pres_state <= st0;
elsif (clock'event and clock
= '1') then
```

```
pres_state <= next_state;
end if;
end process statereg;
— FSM combinational block
fsm: process (pres_state, data_in)
begin
case pres_state is
when st0 =>
case data_in is
when "00" => next_state <= st0;
when "01" => next_state <= st4;
when "10" => next_state <= st1;
when "11" => next_state <= st2;
when others => next_state <= (others <= 'x');
end case;
when st1 =>
case data_in is
when "00" => next_state <= st1;
when "10" => next_state <= st2;
when others => next_state <= st1;
end case;
when st2 =>
case data_in is
when "00" => next_state <= st1;
when "01" => next_state <= st1;
when "10" => next_state <= st3;
when "11" => next_state <= st3;
when others => next_state <= (others <= 'x');
end case;
when st3 =>
```

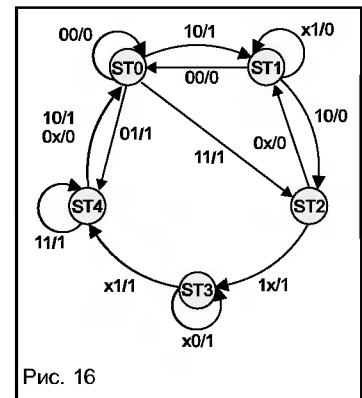


Рис. 16

```

case data_in is
when "01" => next_state <= st4;
when "11" => next_state <= st4;
when others => next_state <= st3;
end case;
when st4 =>
case data_in is
when "11" => next_state <= st4;
when others => next_state <= st0;
end case;
when others => next_state <= st0;
end case;
end process fsm;
— Mealy output definition using pres_state w/ data_in
outputs: process (pres_state, data_in)
begin
case pres_state is
when st0 =>
case data_in is
when "00" => data_out <= '0';
when others => data_out <= '1';
end case;
when st1 => data_out <= '0';
when st2 =>
case data_in is
when "00" => data_out <= '0';
when "01" => data_out <= '0';
when others => data_out <= '1';
end case;
when st3 => data_out <= '1';
when st4 =>
case data_in is
when "10" => data_out <= '1';
when "11" => data_out <= '1';
when others => data_out <= '0';
end case;
when others => data_out <= '0';
end case;
end process outputs;
end behave;

```

Описание автомата на Verilog имеет вид:

```

// Example of a 5-state Mealy FSM
module mealy (data_in, data_out, reset, clock);
output data_out;
input [1:0] data_in;
input reset, clock;
reg data_out;
reg [2:0] pres_state, next_state;
parameter st0=3'd0, st1=3'd1, st2=3'd2, st3=3'd3, st4=3'd4;
// FSM register
always @(posedge clock or negedge reset)
begin: statereg
if(!reset) asynchronous reset
pres_state = st0;
else
pres_state = next_state;
end // statereg
// FSM combinational block
always @(pres_state or data_in)
begin: fsm
case (pres_state)
st0: case(data_in)
2'b00: next_state=st0;
2'b01: next_state=st4;
2'b10: next_state=st1;
2'b11: next_state=st2;
endcase
st1: case(data_in)
2'b00: next_state=st0;
2'b10: next_state=st2;
default: next_state=st1;
endcase
st2: case(data_in)
2'b0x: next_state=st1;
2'b1x: next_state=st3;
endcase
st3: case(data_in)
2'b11: next_state=st4;
default: next_state=st3;
endcase
st4: case(data_in)
2'b11: next_state=st4;
default: next_state=st0;
endcase

```

```

end // fsm
// Mealy output definition using pres_state w/ data_in
always @(data_in or pres_state)
begin: outputs
case(pres_state)
st0: case(data_in)
2'b00: data_out=1'b0;
default: data_out=1'b1;
endcase
st1: data_out=1'b0;
st2: case(data_in)
2'b0x: data_out=1'b0;
default: data_out=1'b1;
endcase
st3: data_out=1'b1;
st4: case(data_in)
2'b1x: data_out=1'b1;
default: data_out=1'b0;
endcase
default: data_out=1'b0;
endcase
end // outputs
endmodule

```

Пример описания автомата Мура с тем же графом переходов имеет следующий вид.

Описание на VHDL:

```

— Example of a 5-state Moore FSM
library ieee;
use ieee std_logic_1164 all;
entity moore is
port (clock, reset: in std_logic;
data_out: out std_logic;
data_in: in std_logic_vector (1 downto 0));
end moore;
architecture behave of moore is
type state_values is (st0, st1, st2, st3, st4);
signal pres_state, next_state: state_values;
begin
— FSM register
statereg: process (clock, reset)
begin
if (reset = '0') then
pres_state <= st0;
elsif (clock = '1' and clock'event) then
pres_state <= next_state;
end if;
end process statereg;
— FSM combinational block
fsm: process (pres_state, data_in)
begin
case pres_state is
when st0 =>
case data_in is
when "00" => next_state <= st0;
when "01" => next_state <= st4;
when "10" => next_state <= st1;
when "11" => next_state <= st2;
when others => next_state <= (others <= 'x');
end case;
when st1 =>
case data_in is
when "00" => next_state <= st0;
when "10" => next_state <= st2;
when others => next_state <= st1;
end case;
when st2 =>
case data_in is
when "00" => next_state <= st1;
when "01" => next_state <= st1;
when "10" => next_state <= st3;
when "11" => next_state <= st3;
when others => next_state <= (others <= 'x');
end case;
when st3 =>
case data_in is
when "01" => next_state <= st4;
when "11" => next_state <= st4;
when others => next_state <= st3;
end case;
when st4 =>
case data_in is
when "11" => next_state <= st4;
when others => next_state <= st0;
end case;

```

```

end case;
when others => next_state <= st0;
end case;
end process fsm;

```

— Moore output definition using pres_state only
 outputs: process (pres_state)

```

begin
case pres_state is
when st0 => data_out <= '1';
when st1 => data_out <= '0';
when st2 => data_out <= '1';
when st3 => data_out <= '0';
when st4 => data_out <= '1';
when others => data_out <= '0';
end case;
end process outputs;
end behave;

```

Описание автомата Мура на Verilog:

// Example of a 5-state Moore FSM

```
module moore (data_in, data_out, reset, clock);
```

```
output data_out;
```

```
input [1:0] data_in;
```

```
input reset, clock;
```

```
reg data_out;
```

```
reg [2:0] pres_state, next_state;
```

```
parameter st0=3'd0, st1=3'd1, st2=3'd2, st3=3'd3, st4=3'd4;
```

```
//FSM register
```

```
always @(posedge clock or negedge reset)
```

```
begin: statereg
```

```
if(!reset)
```

```
pres_state = st0;
```

```
else
```

```
pres_state = next_state;
```

```
end // statereg
```

```
// FSM combinational block
```

```
always @(pres_state or data_in)
```

```
begin: fsm
```

```
case (pres_state)
```

```
st0: case(data_in)
```

```
2'b00: next_state=st0;
```

```
2'b01: next_state=st4;
```

```
2'b10: next_state=st1;
```

```
2'b11: next_state=st2;
```

```
endcase
```

```
st1: case(data_in)
```

```
2'b00: next_state=st0;
```

```
2'b10: next_state=st2;
```

```
default: next_state=st1;
```

```
endcase
```

```
st2: case(data_in)
```

```
2'b0x: next_state=st1;
```

```
2'b1x: next_state=st3;
```

```
endcase
```

```
st3: case(data_in)
```

```
2'b1: next_state=st4;
```

```
default: next_state=st3;
```

```
endcase
```

```
st4: case(data_in)
```

```
2'b11: next_state=st4;
```

```
default: next_state=st0;
```

```
endcase
```

```
default: next_state=st0;
```

```
endcase
```

```
end // fsm
```

// Moore output definition using pres_state only

```
always @(pres_state)
```

```
begin: outputs
```

```
case(pres_state)
```

```
st0: data_out=1'b1;
```

```
st1: data_out=1'b0;
```

```
st2: data_out=1'b1;
```

```
st3: data_out=1'b0;
```

```
st4: data_out=1'b1;
```

```
default: data_out=1'b0;
```

```
endcase
```

```
end // outputs
```

```
endmodule // Moore
```

Владимир Стешенко
 steshenk@sm.bmstu.ru

Продолжение следует

Создание аналоговых PSPICE-моделей радиоэлементов

Тестирование биполярных транзисторов

Выходные вольтамперные характеристики биполярного транзистора

Построим семейство выходных вольтамперных характеристик биполярного транзистора структуры п-р-п, включенного в схеме измерения (рис. 25) по схеме с общим эмиттером. Используя возможности директивы .DC (многовариантный расчет режима по постоянному току) языка PSPICE, подадим линейно изменяющееся в диапазоне от -1 до 9 В напряжение источника VC коллекторного напряжения транзистора для

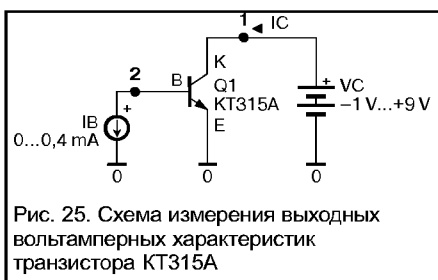


Рис. 25. Схема измерения выходных вольтамперных характеристик транзистора KT315A

пяти значений тока базы IB, изменяющегося в пределах 0...0,4 мА с шагом 0,08 мА.

Выходная характеристика — это зависимость тока коллектора транзистора от напряжения на коллекторе. При вариации тока базы кривая будет характерным образом изменяться, образуя семейство выходных характеристик. Расчет проведен для транзистора KT315A (рис. 26) и идеального транзистора с параметрами по умолчанию (рис. 27). Задание на моделирование (Программа-4) в текстовом виде выглядит удивительно просто. Для того чтобы произвести расчет ВАХ для идеального транзистора, в программе необходимо убрать звездоч-

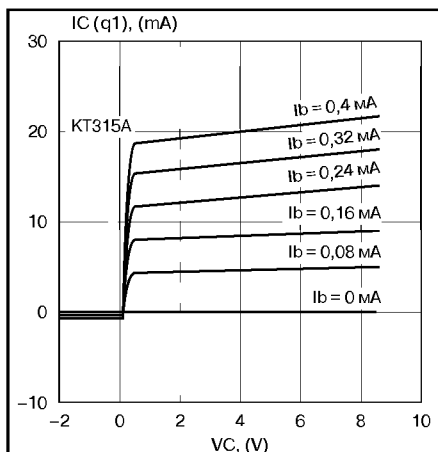


Рис. 26. Выходные ВАХ транзистора KT315A

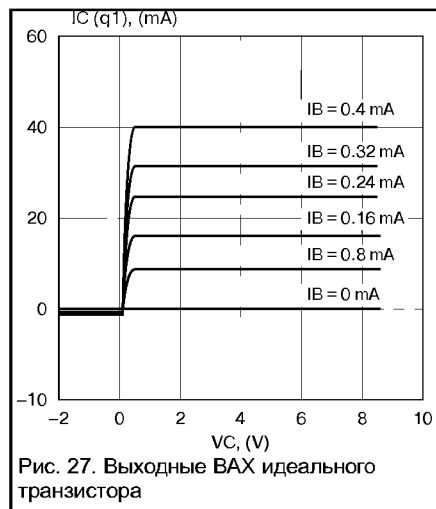


Рис. 27. Выходные ВАХ идеального транзистора

ку "*" перед строчкой * Q1 1 2 0 IDEAL и добавить перед строчкой (Q1 1 2 0 KT315A).

Характеристики насыщения модели биполярного транзистора

При построении ключевых схем важно знать характеристики режима насыщения транзистора. Построим зависимость напряжения насыщения коллектора и базы моделей биполярных транзисторов KT315A и KT312A от их токов.

Для начала приведем их данные из справочника.

Напряжение насыщения коллектор-эмиттер при $I_k=20$ мА, $I_b=2$ мА составляет не более 0,8 В для KT312A и 0,4 В для KT315A.

Напряжение насыщения база-эмиттер при $I_k=20$ мА, $I_b=2$ мА составляет не более 1,1 В для KT312A и 1,1 В для KT315A.

Используя схему измерения (рис. 28), зададимся отношением тока коллектора к току базы равным 10, используя для этого зависимый источник тока управляемый током F1 с коэффициентом передачи 0,1. Управляющим будет ток через источник напряжения V1 с нулевым напряжением (это требование PSPICE). Варьируя ток источника I1 в диапазоне от 1 до 100 мА, а, значит



Рис. 28. Схема измерения напряжения насыщения базы и коллектора биполярного транзистора структуры п-р-п

меняя, ток базы от 0,1 до 10 мА, просчитаем, как будет изменяться напряжение на базе UB и коллекторе UC (рис. 29). Воспользуемся для этого возможностями директив .DC. Текст задания на моделирование (Программа-5) включает в себя два задания, следующих друг за другом, для транзистора KT315A и транзистора KT312A. Из графиков видно, что транзистор KT315A обладает неплохими характеристиками в режиме насыщения: при токе 20 мА напряжение на коллекторе составляет

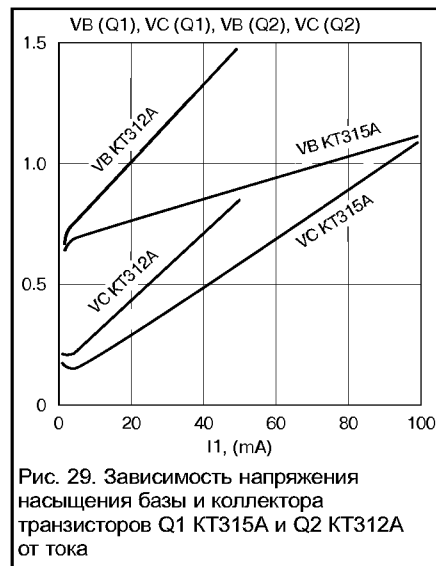


Рис. 29. Зависимость напряжения насыщения базы и коллектора транзисторов Q1 KT315A и Q2 KT312A от тока

всего 250 мВ. Таким образом, его можно использовать для управления реле или светодиодом, и при этом на нем будет рассеиваться небольшая мощность. Несколько велико напряжение на базе, но базовый ток на порядок меньше, соответственно гораздо меньшим будет его вклад в расход мощности. Выбирая транзистор с более высоким усилением, можно уменьшить базовый ток при сохранении режима насыщения. Это может существенно упростить радиолюбительскую конструкцию, если требуется, например, согласовать выход КМОП микросхемы с мощной нагрузкой.

Гораздо хуже в режиме насыщения работает модель транзистора KT312A.

Частотные характеристики биполярного транзистора

В качестве примера способа оценки частотных свойств моделей транзисторов, построим семейство частотных характеристик транзистора KT315A при четырех значениях тока коллектора. Схема измерения показана на рис. 30. Для этого используем совместные возможности директив .AC (расчет АЧХ) и .STEP (многовариантный анализ), составим задание на моделирование (Программа-6) и рассчитаем $I_B(Q1)$ и $I_C(Q1)$.

После выполнения моделирования сравним полученные результаты (рис. 31) с данными справочников [4, 5]. Для этого поступим следующим образом.

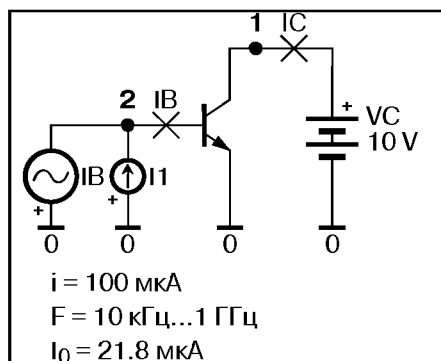


Рис. 30. Схема измерения модуля коэффициента усиления по переменному току биполярного транзистора

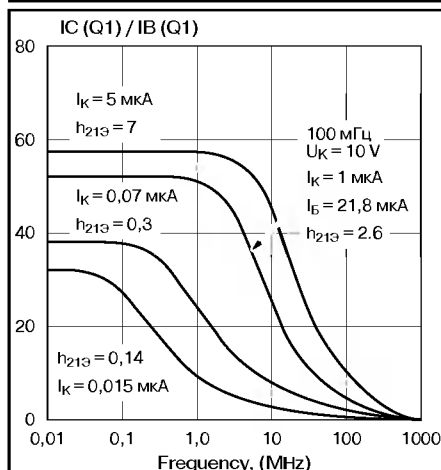


Рис. 31. График модуля коэффициента усиления по току KT315A

Графический постпроцессор программ моделирования позволяет производить математические операции над графиками. Воспользуемся этим и построим график отношения тока коллектора $IC(Q1)$ к току базы $IB(Q1)$. В итоге мы получим частотную характеристику модуля коэффициента передачи транзистора по току при различных токах коллектора. Пользуясь режимом курсорных измерений, определим модуль коэффициента усиления по току на частоте 100 МГц. Для всех вариантов цифры указаны на графиках. Сверив эти цифры со справочником, увидим, что предложенная модель транзистора KT315A, с учетом разброса, близка к реальности, по справочнику: $K_i = 2.5$ при $I_K = 1 \text{ мА}$, $U_K = 10 \text{ В}$. Налицо также зависимость частотных свойств транзистора от тока коллектора, что тоже согласуется с теорией и со справочниками.

Олег Петраков

petrakov@mtu-net.ru

Продолжение следует

Программа-4

```

KT315A cir Выходные характеристики n-p-n транзистора KT315A
OPTIONS RELTOL 0.00001 ; относительная точность вычислений
probe IC(Q1) ; директива предписывающая вывести осциллограмму тока
* коллектора транзистора Q1 с помощью графического постпроцессора
VC 1 0 DC 9V ; Питание коллектора
IB 0 2 DC 0.4m ; Питание базы
*
DC VC -2v 9v 0.01v IB 0m 0.4m 0.08m ; директива задает расчет зависимости
* тока коллектора, IC(Q1), при изменении напряжения на коллекторе, VC,
* в диапазоне (-2...9)V с шагом 0.01V для пяти значений тока базы IB, который * меняется
в диапазоне (0...0.4) мА с шагом 0.08 мА
*
* C B E
Q1 1 2 0 KT315A ; Подключение транзистора KT315A в схему
* Q1 1 2 0 IDEAL ; Подключение идеального транзистора в схему
*
model KT315A NPN (Is=23.68f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=60 Bf=108 Ne=1.206
+ Ise=23.68f Ikf=.1224 Xtb=1.5 Br=4.387G Nc=1.8 Isc=900p
+ Ikr=20m Rc=5 Cjc=7p Mjc=.333 Vjc=7 Fc=5 Cje=10p
+ Mje=.333 Vje=7 Tr=130.5n Tf=0 In If=40m Vtf=80 Xtf=1.1 Rb=10)
model IDEAL NPN ; Модель идеального транзистора
END

```

Программа - 5.

```

QSA1 cir - Характеристики насыщения KT315A и KT312A
OPTIONS RELTOL= 0001
DC 11 1m 100m 1m
PROBE VC(Q1) VB(Q1)
11 0 1
F1 0 2 V1 1
V1 1 3
* C B E
Q1 3 2 0 KT315A
*
model KT315A NPN (Is=23.68f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=60 Bf=108 Ne=1.206
+ Ise=23.68f Ikf=.1224 Xtb=1.5 Br=4.387G Nc=1.8 Isc=900p Ikr=20m
+ Rc=10 Rb=30 Cjc=7p Mjc=.333 Vjc=7 Fc=5 Cje=10p Mje=.333 Vje=7 Tr=130.5n
+ Tf=1n If=40m Vtf=80 Xtf=1.1 TRE1=1 TRB1=1 TRM1=1 TRC1=1)
END
*
OPTIONS RELTOL= 0001
DC 11 1m 50m 1m
PROBE VC(Q2) VB(Q2)
11 0 1
F1 0 2 V1 1
V1 1 3
* C B E
Q2 3 2 0 KT312A
*
model KT312A NPN (Is=21f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=126.2 Bf=86.76 Ne=1.328
+ Ise=189f Ikf=.164 Nk=5 Xtb=1.5 Br=1 Nc=1.385 Isc=66.74p Ikr=1.812
+ Rc=15 Rb=150 Cjc=8p Mjc=.29 Vjc=692 Fc=5 Cje=26.53p Mje=.333
+ Vje=75 Tr=10n Tf=1.743n If=1)
END

```

Программа - 6.

```

dynamic cir
LIB C:\Userlib\BJT_rus lib ; директива указывает библиотеку моделей транзисторов
PROBE IC(Q1) IB(Q1); вызов графического постпроцессора
AC DEC 100 100 1000MEG ; рассчитать 100 точек АЧХ при изменении частоты от
* 10кГц до 1000МГц
STEP 1 11 LIST 5u 21.8u 95u ; вариации тока базы заданные списком
VC 1 0 DC 10V; питание коллектора
1 11 0 2 DC 0Adc; источник постоянного тока
IB 0 2 DC 10uAdc AC 10uac SIN 0 10u 100MEG; источник переменного тока
* синусоидальной формы: амплитуда - 10мкА, частота 100 МГц
* K B E
Q1 1 2 0 KT315A
END

```

Ультразвуковая очистка. Теория и практика

При всей сложности теории ультразвука, разобраться в принципах ультразвуковой очистки поверхностей не так уж сложно. Эта статья адресована тем, кто хочет получить представление об основных явлениях, используемых в акустических технологиях очистки, а главное — понять, “как эта штука работает”, какими критериями можно руководствоваться при выборе оборудования, моющих сред и режимов обработки.

Технологии очистки постоянно совершенствуются. Широко используемая в России спирто-бензиновая смесь для отмывки плат от остатков флюса и технологических загрязнений теряет эффективность по мере уменьшения размеров компонентов. В уменьшающихся пазухах и зазорах нет нужного обмена раствора, чтобы вымыть оттуда технологические загрязнения. Желание улучшить отмывку увеличением ее времени приводит к вымыванию связующего, образованию белесоватого налета на поверхности плат. Практикуемая за рубежом конденсационная очистка, использующая хлорированные и фторированные углеводороды, наносит вред экологии нашей планеты и в перспективе исчезнет. В то же время требования к качеству очистки непрерывно повышаются. Чистота стала актуальным фактором качества во многих отраслях промышленности, чего не было в прошлом. В электронной индустрии, где чистота была всегда важна, она стала еще более критическим фактором в обеспечении состоятельности высоких технологий. Создается впечатление, что каждое усовершенствование технологии требует все большего и большего внимания к чистоте для его реализации. В результате технологии очистки в течение последних нескольких лет были критически пересмотрены. Многие из них теперь основаны на использовании ультразвуковых методов очистки.

Действительно, какие бы эффективные моющие растворы не использовались, без добавления акустической энергии ультразвука нет возможности обеспечить заданный уровень очистки.

Что такое ультразвук?

Ультразвук (УЗ) — упругие колебания и волны, частота которых выше 15...20 кГц. Нижняя граница области ультразвуковых частот, отделяющая ее от области слышимого звука, определяется субъективными свойствами человеческого слуха и является условной. Верхняя граница обусловлена физической природой упругих волн, которые могут распространяться лишь в материальной среде, то есть при условии, что длина волны значительно больше длины свободного пробега молекул в газах или межатомных расстояний в жидкостях и твердых телах. Поэтому в газах верхнюю границу частот УЗ определяют из усло-

вия приблизительного равенства длины звуковой волны и длины свободного пробега молекул. При нормальном давлении она составляет 10^9 Гц. В жидкостях и твердых телах определяющим является равенство длины волны межатомным расстояниям, и граничная частота достигает 10^{12} — 10^{13} Гц. В зависимости от длины волны и частоты УЗ обладает специфическими особенностями излучения, приема, распространения и применения, поэтому область ультразвуковых частот удобно подразделить на три подобласти:

- низкие — $1,5$ — $10 \dots 10^5$ Гц;
- средние — $10^5 \dots 10^7$ Гц;
- высокие — $10^7 \dots 10^9$ Гц.

Упругие волны с частотами $1 \cdot 10^8 \dots 1 \cdot 10^{13}$ Гц принято называть гиперзвуком.

Теория звуковых волн

Ультразвук как упругие волны

Ультразвуковые волны по своей природе не отличаются от упругих волн слышимого диапазона, а также от инфразвуковых волн.

Распространение ультразвука подчиняется основным законам, общим для акустических волн любого диапазона частот, обычно называемых звуковыми волнами. К основным законам их распространения относятся законы отражения и преломления звука на границах различных сред, дифракция и рассеяние звука при наличии препятствий и неоднородностей в среде и неровностей на границах, законы волноводного распространения в ограниченных участках среды.

Специфические особенности ультразвука

Хотя физическая природа УЗ и управляющие его распространением основные законы те же, что и для звуковых волн любого диапазона частот, он обладает рядом специфических особенностей, определяющих его значимость в науке и технике. Они обусловлены его относительно высокими частотами и, соответственно, малой длиной волны. Так, для высоких ультразвуковых частот длины волн составляют:

- в воздухе — $3,4 \cdot 10^{-3} \dots 3,4 \cdot 10^{-5}$ см;
- в воде — $1,5 \cdot 10^{-2} \dots 1,5 \cdot 10^{-4}$ см;
- в стали — $1 \cdot 10^{-2} \dots 1 \cdot 10^{-4}$ см.

Такая разница значений ультразвуковых волн (УЗВ) обусловлена различны-

ми скоростями их распространения в различных средах. Для низкочастотной области УЗ длины волн не превышают в большинстве случаев нескольких сантиметров и лишь вблизи нижней границы диапазона достигают в твердых телах нескольких десятков сантиметров.

УЗВ затухают значительно быстрее, чем волны низкочастотного диапазона, так как коэффициент поглощения звука (на единицу расстояния) пропорционален квадрату частоты.

Еще одна весьма важная особенность УЗ — возможность получения высоких значений интенсивности при относительно небольших амплитудах колебательного смещения, так как при данной амплитуде интенсивность прямо пропорциональна квадрату частоты. Амплитуда колебательного смещения на практике ограничена прочностью акустических излучателей.

Важнейшим нелинейным эффектом в ультразвуковом поле является кавитация — возникновение в жидкости массы пульсирующих пузырьков, заполненных паром, газом или их смесью. Сложное движение пузырьков, их захлопывание, слияние друг с другом и т. д. порождают в жидкости импульсы сжатия (микроударные волны) и микропотоки, вызывают локальное нагревание среды, ионизацию. Эти эффекты оказывают влияние на вещество: происходит разрушение находящихся в жидкости твердых тел (кавитационная эрозия), инициируются или ускоряются различные физические и химические процессы (рис. 1).

Изменяя условия протекания кавитации, можно усиливать или ослаблять

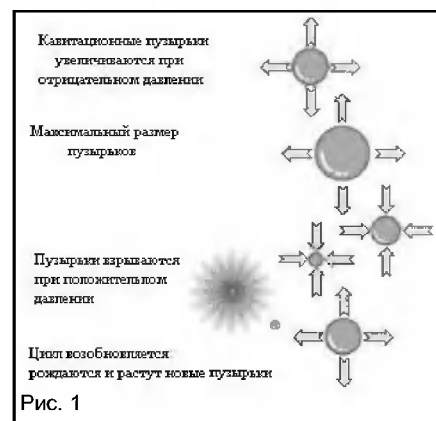


Рис. 1

различные кавитационные эффекты. Например, с ростом частоты УЗ увеличивается роль микропотоков и уменьшается кавитационная эрозия, с увеличением гидростатического давления в жидкости возрастает роль микроударных воздействий. Увеличение частоты обычно приводит к повышению порогового значения интенсивности, соответствующего началу кавитации, которое зависит от рода жидкости, ее газосодержания, температуры и пр. Для воды в низкочастотном ультразвуковом диапазоне при атмосферном давлении оно обычно составляет $0,3$ — 1 Вт/см³.

Источники ультразвука

В природе УЗ встречается в составе многих естественных шумов (в шуме ветра, водопада, дождя, в шуме гальки, перекачиваемой морским прибоем, в звуках, сопровождающих грозовые разряды, и т. д.), а также в мире животных, использующих его для эхолокации и общения.

Технические излучатели ультразвука, используемые при изучении УЗВ и их технических применениях, можно подразделить на две группы. К первой относятся излучатели-генераторы (свистки). Колебания в них возбуждаются из-за наличия препятствий на пути постоянного потока — струи газа или жидкости. Вторая группа излучателей — электроакустические преобразователи: они преобразуют уже заданные электрические колебания в механические колебания какого-либо твердого тела, которое и излучает в окружающую среду акустические волны.

Применение ультразвука

Многообразные применения УЗ, при которых используются различные его особенности, можно условно разбить на три направления. Первое связано с получением информации посредством УЗВ, второе — с активным воздействием на вещество и третье — с обработкой и передачей сигналов (направления перечислены в порядке их исторического становления).

Принципы ультразвуковой очистки

Основную роль при воздействии УЗ на вещества и процессы в жидкостях играет кавитация. На кавитации основан получивший наибольшее распространение ультразвуковой технологический процесс — очистка поверхностей твердых тел. В зависимости от характера загрязнений большее или меньшее значение могут иметь различные проявления кавитации, такие как микроударные воздействия, микропотоки, нагревание. Подбирая параметры звукового поля, физико-химические свойства моющей жидкости, ее газосодержание, внешние факторы (давление, температуру), можно в широких пределах управлять процессом очистки, оптимизируя его применительно к типу загрязнений и виду очищаемых деталей. Разновидностью очистки является травление в ультразвуковом поле, где действие УЗ совмещается с действием сильных химических реагентов. Ультразвуковая металлизация и пайка основываются фактически на ультразвуковой очистке (в т. ч. от окисной пленки) соединяемых или металлизированных поверхностей. Очистка при пайке (рис. 2) обусловлена кавитацией в расплавленном металле. Степень очистки при этом так высока, что образуются соединения неспаиваемых в обычных условиях материалов, например, алюминия с другими металлами,

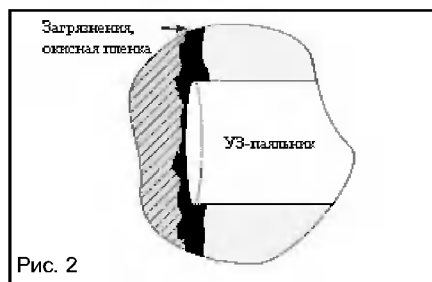


Рис. 2

различных металлов со стеклом, керамикой, пластмассами.

В процессах очистки и металлизации существенное значение имеет также звукокапиллярный эффект, обеспечивающий проникновение моющей среды или расплава в мельчайшие трещины и поры.

Механизмы очистки и отмывки

Очистка в большинстве случаев требует, чтобы загрязнения были растворены (в случае растворения солей), счищены (в случае нерастворимых солей) или и растворены, и счищены (как в случае нерастворимых частиц, закрепленных в слое жировых пленок). Механические эффекты ультразвуковой энергии могут быть полезны как для ускорения растворения, так и для отделения частиц от очищаемой поверхности. Ультразвук также можно эффективно использовать в процессе ополаскивания. Остаточные химикаты моющих сред могут быть быстро удалены ультразвуковым ополаскиванием.

При удалении загрязнений растворением, растворителю необходимо войти в контакт с загрязняющей пленкой и разрушить ее (рис. 3, а). По мере того как растворитель растворяет загрязнение, на границе растворитель-загрязнение возникает насыщенный раствор загрязнений в растворителе, и растворение останавливается, поскольку нет доставки свежего раствора к поверхности загрязнения (рис. 3, б).

Воздействие ультразвука разрушает слой насыщенного растворителя и обеспечивает доставку свежего раствора к поверхности загрязнения (рис. 3, в). Это особенно эффективно, в тех случаях, когда очистке подвергаются "неправильные" поверхности с лабиринтом

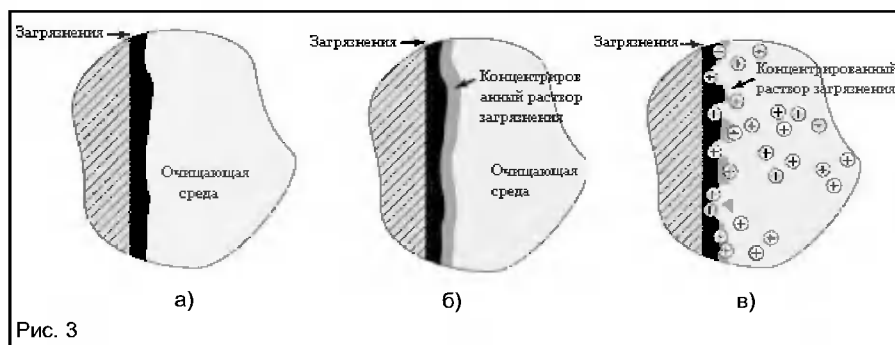


Рис. 3

пазух и рельефа поверхностей, к которым относятся печатные платы и электронные модули.

Некоторые загрязнения представляют собой слой нерастворимых частиц, прочно сцепленный с поверхностью силами ионной связи и адгезии. Эти частицы достаточно только отделить от поверхности, чтобы разорвать силы притяжения и перевести их в объем моющей среды для последующего удаления. Кавитация и акустические течения срывают с поверхности загрязнения типа пыли, смывают и удаляют их (рис. 4).

Загрязнения, как правило, многокомпонентны и могут в комплексе содержать растворимые и нерастворимые компоненты. Эффект УЗ в том и состоит, что он эмульгирует любые компонен-

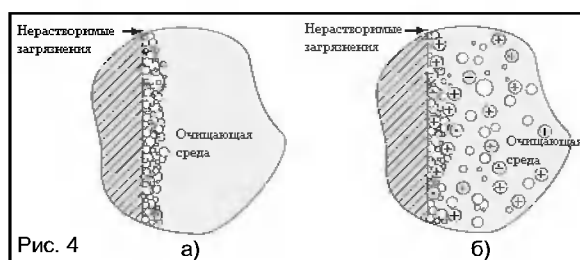
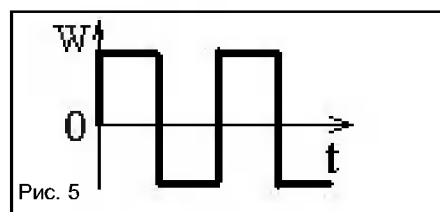


Рис. 4

ты, то есть переводит их в моющую среду и вместе с ней удаляет их с поверхности изделий.

Чтобы ввести ультразвуковую энергию в систему очистки необходим УЗ-генератор, преобразователь электрической энергии генератора в УЗ-излучение и измеритель акустической мощности.

Электрический ультразвуковой генератор конвертирует электрическую энергию сети в электрическую энергию на ультразвуковой частоте. Это выполняется известными способами и не имеет какой-либо специфики. Однако, предпочтительнее использовать цифровую технику генерации, когда на выходе получаются прямоугольные импульсы чередующейся полярности (рис. 5). КПД таких генераторов близок к 100%, что позволяет решить проблему энергоемкости процесса. Использование сигнала прямоугольной формы приводит к акустическому излучению, богатому гармониками. Преимущества многочастотной системы очистки состоят в том, что в объеме моющей среды не образуется "мертвых" зон в узлах

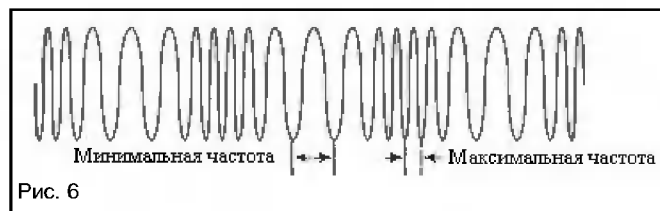


интерференции. Поэтому многочастотное УЗ-облучение позволяет располагать объект очистки практически в любой зоне УЗ-ванны.

Другим приемом избавления от “мертвых” зон является использование генератора с качающейся частотой (рис. 6). В этом случае узлы и пучности интерференционного поля перемещаются на различные точки очищающей системы, не оставляя без облучения какие-либо участки для очистки. Но КПД таких генераторов относительно низкий.

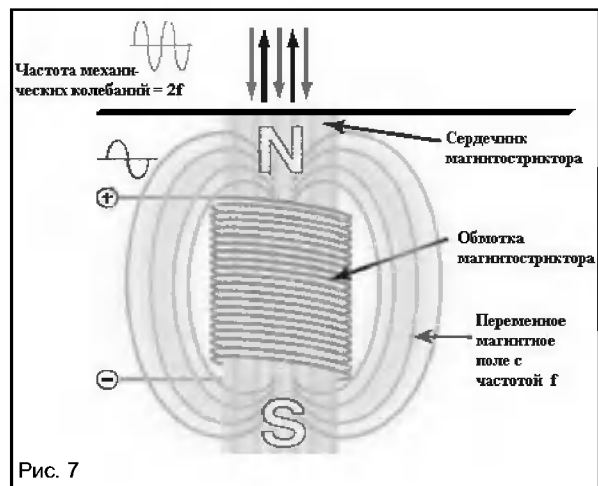
Имеются два общих типа ультразвуковых преобразователей: магнитострикционный и пьезоэлектрический. Они оба выполняют одинаковую задачу преобразования электрической энергии в механическую.

В магнитострикционных преобразователях (рис. 7) используют эффект



магнитострикции, при котором некоторые материалы изменяют линейные размеры в переменном магнитном поле.

Электрическая энергия от ультразвукового генератора сначала преобразуется обмоткой магнитостриктора в переменное магнитное поле. Переменное магнитное поле, в свою очередь, порождает механические колебания ультразвуковой частоты за счет деформации магнитопровода в такт с частотой магнитного поля. Поскольку магнитострикционные матери-



алы ведут себя подобно электромагнитам, частота их деформационных колебаний в два раза выше частоты магнитного, а, значит, и электрического поля.

Электромагнитным преобразователям свойственен рост потерь энергии на вихревые токи и перемагничивание с ростом частоты. Поэтому мощные магнитострикционные преобразователи редко используют на частотах выше 20 кГц. Пьезопреобразователи, напротив, могут хорошо излучать в меггерцовом диапазоне. Магнитострикционные преобразователи вообще менее эффективны, чем их пьезоэлектрические аналоги. Это обусловлено, прежде всего, тем, что магнитострикционный преобразователь требует двойного энергетического преобразования: из электрического в маг-

нитное и затем из магнитного в механическое. Потери энергии происходят на каждом преобразовании. Это уменьшает КПД магнитострикторов.

Пьезопреобразователи (рис. 8) конвертируют электрическую энергию прямо в механическую за счет использования пьезоэлектрического эффекта, при котором некоторые материалы (пьезоэлектрики) изменяют линейные размеры при приложении электрического поля. Раньше для пьезоизлучателей использовали такие пьезоэлектрические материалы как природные кристаллы кварца и синтезируемый титанат бария, которые были хрупкими и нестабильными, а потому и ненадежными. В современных преобразователях используют более прочные и высокоста-

бильные керамические пьезоэлектрические материалы. Подавляющее большинство систем УЗ-очистки используют сегодня пьезоэлектрический эффект.

Оборудование ультразвуковой очистки

Диапазон используемого оборудования ультразвуковой очистки очень широк: от малых настольных модулей в стоматологии, ювелирных магазинах, электронной индустрии до огромных систем с объемами

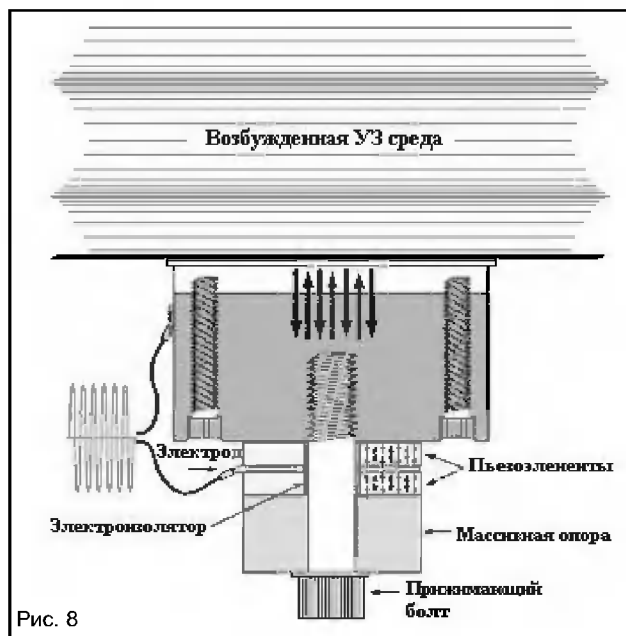


Рис. 8

в несколько тысяч литров в ряде промышленных применений.

Правильный выбор необходимого оборудования имеет первостепенное значение в успехе применения ультразвуковой очистки. Самое простое применение УЗ-очистки может требовать всего лишь нагретой моющей жидкости. Более сложные системы очистки требуют большого количества ванн, последние из которых должны быть наполнены дистиллированной или деионизированной водой. Самые большие системы используют погружаемые ультразвуковые преобразователи, комбинация которых может облучить ванны почти любого размера. Они обеспечивают максимальную гибкость и легкость в использовании и обслуживании. Ультразвуковые ванны с подогревом моющего раствора наиболее часто применяются в лабораториях, медицине, ювелирном деле.

Линии УЗ-очистки (рис. 9), используемые в крупном производстве, объединяют в одном корпусе электрические УЗ-генераторы, УЗ-преобразователи, транспортную систему перемещения объектов очистки по ваннам и систему управления.

УЗ-ванны могут быть включены в линию химико-гальванической металлизации с использованием модульных погружаемых ультразвуковых преобразователей.

Системы УЗ-очистки

При выборе системы очистки особенно важно обращать внимание на те характеристики, которые позволяют наиболее эффективно использовать ее. В первую очередь важно определить факторы интенсивности ультразвуковой кавитации в моющей жидкости. Температура жидкости – наиболее важный фактор, обеспечивающий интенсивность кавитации. Изменения температуры приводят к изменениям вязкости, растворимости газа в жидкости, скорости диффу-

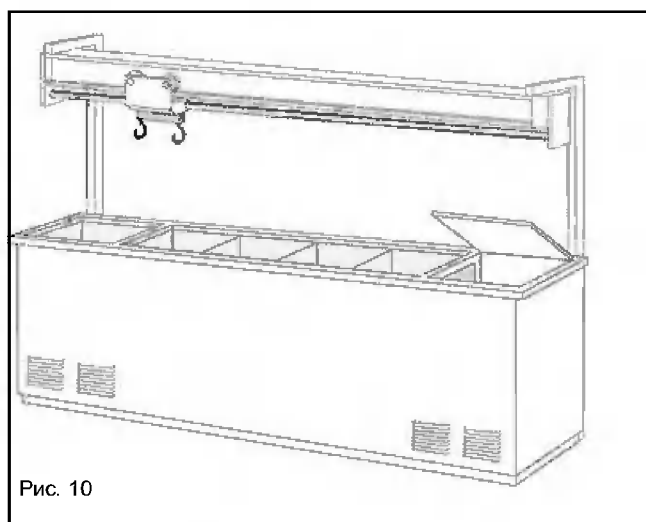


Рис. 10

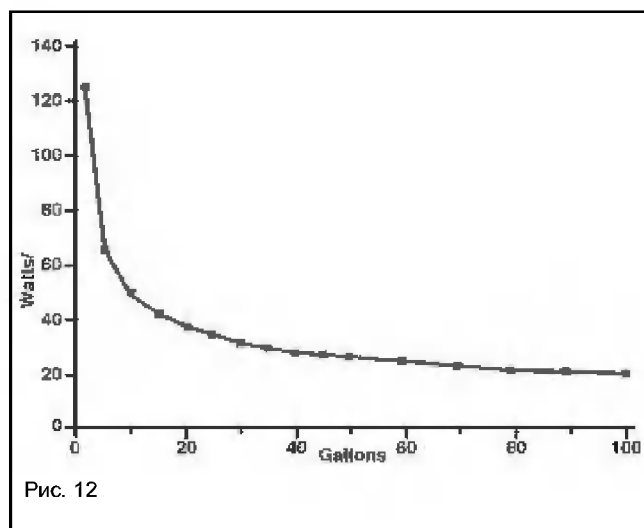


Рис. 12

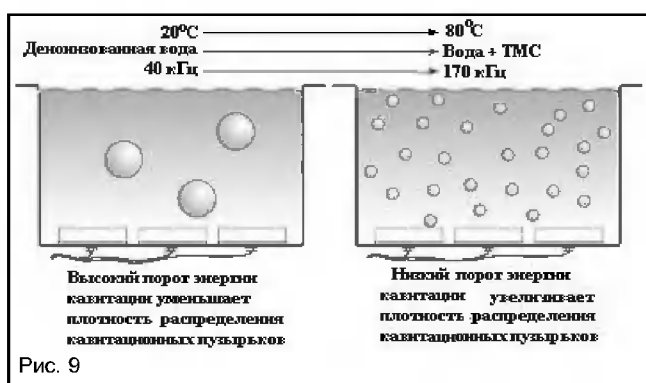


Рис. 9

зии растворенных газов в жидкости и давлении пара. Все они влияют на интенсивность кавитации (рис. 10, 11). Вязкие жидкости инерционны и не могут реагировать достаточно быстро, чтобы формировать кавитационные пузырьки и сильные акустические течения. Для наиболее эффективной кавитации очищающая жидкость должна содержать как можно меньше растворенного газа. Газ, растворенный в жидкости, выходит во время пузырьковой фазы роста кавитации и ослабляет ее взрывной эффект, который необходим для ожидаемого эффекта ультразвукового воздействия. Количество растворен-

ного газа в жидкости уменьшается с увеличением температуры. Скорость диффузии растворенных газов в жидкости также увеличивается при более высоких температурах. Поэтому предпочтение отдают очистке в подогретых моющих растворах. Парообразная кавитация, в

которой кавитационные пузырьки заполнены паром жидкости, является наиболее эффективной. Интенсивность кавитации прямо связана с мощностью ультразвукового облучения. Обычно ее устанавливают выше кавитационного порога. Интенсивность кавитации обратно пропорциональна ультразвуковой частоте: с увеличением ультразвуковой частоты уменьшаются размеры кавитационных пузырьков и их результирующее воздействие на очищаемую поверхность. Компенсировать уменьшение интенсивности ультразвукового воздействия с увеличением частоты можно только увеличением мощности облучения.

Обеспечение максимального эффекта очистки

Удачный выбор мощных сред – залог успеха в процессе ультразвуковой очистки. В первую очередь выбранный состав должен быть совместим с материалами очищаемых поверхностей. Наиболее подходят для этого водные растворы технических моющих средств. Как правило, это обычные поверхностно активные вещества (ПАВ).

Дегазация моющих растворов чрезвычайно важна в достижении удовлетворительных результатов очистки. Свежие растворы или растворы, которые накануне были охлаждены, должны быть дегазированы перед процессом очистки. Дегазация выполняется нагревом жидкости и предварительным об-

лучением ванны ультразвуком. Время, заданное для дегазации жидкости, составляет от нескольких минут для ванн малого размера до часа или больше для большого резервуара. Ненагретый резервуар может дегазироваться несколько часов. Признаком закончившейся дегазации являются отсутствие видимых пузырьков газа, перемещающихся к поверхности жидкости, и отсутствие видимой пульсации пузырьков.

Мощность ультразвукового облучения должна сопоставляться с объемом ванны (рис. 13). Очистка массивных объектов или имеющих большое отношение поверхности к массе, может требовать дополнительной ультразвуковой мощности. Чрезмерная мощность может вызывать кавитационную эрозию или “сжигающий” эффект на мягких поверхностях. Если очищаются объекты с разнородными поверхностями, мощность облучения рекомендуется установить по менее прочному компоненту.

Важно правильно размещать очищаемые объекты в ванне. Погружаемые устройства не должны экранировать объекты от воздействия ультразвука. Твердые материалы обычно обладают хорошей звукопроводностью и не экранируют объект очистки. Вместе с тем, объекты очистки нужно постоянно ориентировать или вращать их во время очистки так, чтобы полностью очистить внутренние пазухи и глухие отверстия.

Должным образом используемая ультразвуковая технология обеспечивает большую скорость и высокое качество очистки поверхностей. Отказ от использования растворителей за счет применения водных сред удешевляет процесс и наиболее эффективно решает экологические проблемы. Ультразвук — это не технология будущего, это технология сегодняшнего дня.

Аркадий Медведев,
medvedev@main.elserv.ru
medvedevam@mtu-net.ru

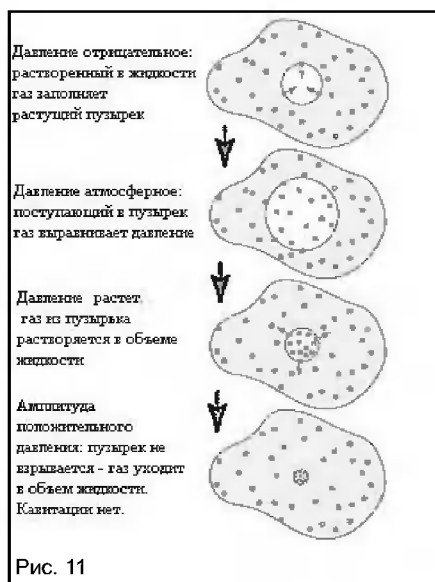


Рис. 11

Исходные материалы для производства лаков и компаундов

В данной статье рассмотрены физико-химические свойства исходных материалов, применяемых в производстве электроизоляционных лаков, эмалей и компаундов, таких как растительные масла, битумы, природные смолы.

Растительные масла

Растительные масла по способности их к высыханию согласно принятой классификации подразделяются на пять групп.

1. Масла типа тунгового

Будучи нанесены на поверхность, высыхают быстро с образованием твердой, неплавкой и нерастворимой в органических растворителях пленки, стойкой к действию воды. Представители этой группы – тунговое и ойтисиковое масла.

2. Масла типа льняного

Высыхают быстро с образованием твердой эластичной пленки, которая потом не размягчается, не плавится и почти нерастворима в растворителях. Представители этой группы – льняное, перилловое и конопляное масла.

3. Масла типа макового

Высыхают значительно медленнее вышеперечисленных. Их пленки способны размягчаться и плавиться при нагревании и растворимы в растворителях. Представителями этой группы являются маковое, подсолнечное, кукурузное, соевое, рыжиковое и другие масла.

4. Масла типа оливкового

Высыхают лишь в присутствии катализатора и то не полностью. Представителями этой группы являются хлопковое, оливковое и рапсовое масла. Пленки этих масел могут быть получены после их химической переработки.

5. Касторовое масло.

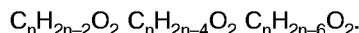
Это масло относится к группе невысыхающих. Оно приобретает способность к высыханию только после специальной химической обработки.

По химическому составу растительные масла представляют собой полные эфиры глицерина и жирных кислот, то есть триглицериды жирных кислот. Состав растительных масел отражен в табл. 1.

Жирные кислоты, входящие в состав масла, могут быть предельными (насыщенными) и непредельными (нена-

сыщенными). Предельным кислотам, имеющим общую формулу $C_nH_{2n}O_2$, свойственны стойкость и трудная окисляемость. Представителями этой группы кислот являются стеариновая и пальмитиновая кислоты, имеющие температуры плавления 70,5 и 62–63°C соответственно.

Непредельные кислоты, благодаря наличию в них двойных связей, весьма способны к реакциям окисления и присоединения. В зависимости от числа двойных связей, непредельные кислоты имеют общие формулы



Представителями непредельных кислот являются олеиновая кислота ($C_{18}H_{34}O_2$), имеющая одну двойную связь с температурой застывания –14°C; линолевая ($C_{18}H_{32}O_2$), имеющая две двойные связи, жидкая при нормальной температуре, с температурой застывания –20°C; линоленовая ($C_{18}H_{30}O_2$) имеющая три двойные связи, жидкая при нормальной температуре и ее изомер — элестеариновая кислота ($C_{18}H_{30}O_2$), твердая при нормальной температуре; рицинолевая оксикислота ($C_{18}H_{34}O_3$), жидкая при нормальной температуре (температура застывания 4–5°C).

Химическое строение жирных кислот

$CH_3(CH_2)_7CH=OH(CH_2)_7COOH$ — олеиновая кислота ($C_{18}H_{34}O_2$).

$CH_3(CH_2)_4CH=CH-CH_2-CH=CH(CH_2)_7COOH$ — линолевая кислота ($C_{18}H_{32}O_2$).

$CH_3CH_2-CH=CH-CH_2-CH=CH-CH_2-CH=CH(CH_2)_7COOH$ — линоленовая кислота ($C_{18}H_{30}O_2$).

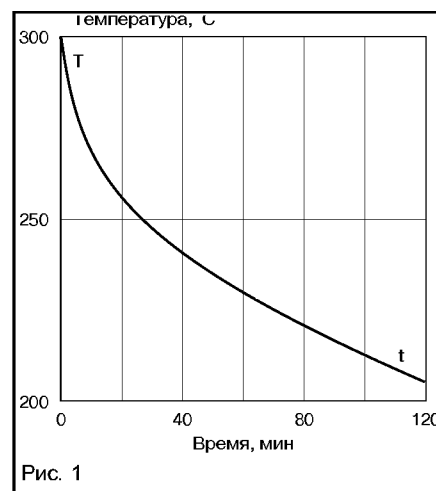
$CH_3(CH_2)_3-CH=CH-CH=CH-CH=CH(CH_2)_7COOH$ — элестеариновая кислота ($C_{18}H_{30}O_2$).

$CH_3(CH_2)_5-CH(OH)CH_2CH=CH(CH_2)_7COOH$ — рицинолевая кислота ($C_{18}H_{34}O_3$).

$CH_3-(CH_2)_{14}-COOH$ — пальмитиновая кислота $C_{16}H_{32}O_2$.

$CH_3-(CH_2)_{16}-COOH$ — стеариновая кислота $C_{18}H_{36}O_2$.

Высыхающие растительные масла содержат наибольшее количество глицеридов линоленовой и линолевой кислот. Наличие двойных связей в жирных кислотах обуславливает процесс присоединения кислорода (окисления) по ме-



сту двойных связей. Масла, у которых содержание этих кислот больше, имеют склонность к более быстрому высыханию.

Процесс высыхания растительного масла заключается в том, что масло, будучи нанесено тонким слоем на поверхность, сначала поглощает кислород воздуха (окисляется), а затем наступает процесс его сополимеризации, отвердевания пленки и образования твердого сополимера — линоксина.

Максимальное увеличение массы пленки льняного масла наступает после семи суток высыхания. Далее процесс улетучивания продуктов окисления начинает преобладать над процессом присоединения кислорода, и масса пленки уменьшается. На высыхание пленки оказывают существенное влияние различные факторы: свет, температура, обмен воздуха и его влажность.

Способность масла высыхать характеризуется его йодным числом, которое показывает, какое количество йода (в процентах) способно присоединить к себе масло, обработанное раствором йода. Это определение основано на том, что йод присоединяется по месту двойных связей у ненасыщенных кислот масла (линолевой, линоленовой и других кислот). Чем больше этих связей, тем выше йодное число и тем выше качество масла как пленкообразователя.

Растительные масла при длительном хранении способны частично разлагаться на глицерин и свободные жирные кислоты, которые в дальнейшем под влиянием кислорода воздуха, света и других факторов разлагаются на низкомолекулярные кислоты и альдегиды.

Количество свободных жирных кислот характеризуется кислотным числом. Количество всех жирных кислот, свободных и связанных с глицерином, характеризуется числом омыления. Жирные кислоты и глицерин могут быть выделены в свободном виде из масла путем обработки масла щелочью (каустической содой) и последующим разложением полученного мыла кислотой автоклавным методом.

Таблица 1

Глицериды жирных кислот	95-98%
Свободные жирные кислоты	1,5-2,0%
Белковые вещества	до 0,5%
Влага	1,5-2%
Неомыляемые вещества	0,5-1%

Таблица 2

Масло	Плотность при 20 °С	Коэффициент преломления при 20 °С	Температура застывания, °С	Йодное число, %	Состав (содержание кислот), %						ГОСТ, ОСТ или ТУ
					Олеиновая	Линолевая	Линоленовая	Элеостеариновая	Рицинолевая	Насыщенные кислоты	
Тунговое	0,925-0,940	1,516-1,524	от -17 до -21	150-176	окт.15	—	—	74-86	—	5	ТУ-18 ТУ МХП-2 435-60
Льняное	0,928-0,936	1,478-1,485	от -16 до -27	не ниже 170	окт.13	27-30	42-45	—	—	7,5-8	ГОСТ 5791-66
Перилловое	0,930-0,937	1,479-1,481	очень низкая	185-203	4	53	23	—	—	12	—
Лалеманцовое	0,934-0,937	1,480-1,483	от -34 до -35	190-197	окт.16	27-40	42-53	—	—	07.авг	—
Конопляное	0,922-0,932	1,4517	-27,5	не ниже 150	дек.14	50-63	16-23	—	—	04.сен	ГОСТ 8989-59
Подсолнечное	0,918-0,927	1,474-1,476	от -17 до -19	119-144	39	48	—	—	—	9	ГОСТ 1129-55
Сафлоровое	0,918-0,927	—	—	126-151	24	57	—	—	—	18-19	ОСТ НКПП 313
Рыжиковое	0,920-0,927	1,4687-1,4688	от -7 до -18	133-155	27	44	20	—	—	6	ГОСТ 10113-62
Хлопковое	0,917-0,930	1,4707-1,4719	-3 до -4	101-116	30-35	42-45	—	—	—	24	ГОСТ 1128-55
Соевое	0,921-0,931	1,472-1,475	—	120-140	32-35	51-57	02.мар	—	—	июл.15	ГОСТ 7825-55
Касторовое	0,947-0,968	1,477-1,478	-10 до -18	82-66	03.сен	02.мар	—	—	—	03.авг	ГОСТ 6757-53

Тунговое масло

Тунговое, или древесное, масло содержится в плодах тунгового дерева, произрастающего в СНГ, Китае и Японии. В СНГ тунговое дерево разводят на Кавказе. Это масло, в зависимости от способа прессования (холодного или горячего), получается от светло-желтого до темно-коричневого цвета, ядовито и отличается неприятным запахом. Наличие элеостеариновой кислоты в тунговом масле придает ему отличительные от других высыхающих масел свойства.

Элеостеариновая кислота ($C_{18}H_{30}O_2$) представляет собой твердую кристаллическую массу с температурой плавления 48°C. Она является изомером линоленовой кислоты и имеет три сопряженные двойные связи, благодаря чему тунговое масло обладает способностью к быстрому высыханию по всей толщине пленки.

При нагревании тунговое масло склонно к загустеванию (желатинированию). При высыхании оно дает морщинистую пленку, однако если масло предварительно термически обработать, свойство сморщиваться исчезает. Термическая обработка тунгового масла обычно происходит при 200°C, при более высоких температурах происходит желатинирование массы.

Пленка термически обработанного масла быстро высыхает, обладает твердостью, эластичностью, высокими электроизоляционными свойствами, а также высокой влаго- и маслостойкостью.

Ойтисиковое масло

Близким по свойствам к тунговому маслу является масло ойтисика, которое добывается из семян розового дерева, произрастающего в Бразилии. По химическому составу оно содержит 73% ненасыщенных кислот с сопряженными двойными связями, 16% других ненасыщенных кислот и 11% насыщенных. Пленка масла ойтисика после высыхания дает морщины, которые могут быть устранены путем термической обработки (полимеризации).

Масло ойтисика применяется взамен тунгового в некоторых электроизоляционных лаках.

Льняное масло

Льняное масло добывается способом прессования из семян льна, произрас-

тающего в СНГ и других странах. Присутствие в нем большого количества ненасыщенных кислот (линолевой и линоленовой) придает ему способность к быстрому высыханию и образованию прочной, эластичной пленки, обладающей высокими электроизоляционными свойствами и влагостойкостью.

Присутствие белковых веществ сильно снижает качество льняного масла, а также качество получаемых из него лаковых пленок. Особенно снижаются электроизоляционные свойства, увеличивается влаго- и водопоглощаемость, удлиняется время высыхания лаковой пленки и т. п. Поэтому белковые вещества необходимо удалять из масла перед его употреблением.

Касторовое масло

Касторовое масло добывается из семян клещевины путем прессования или экстрагирования растворителями. Основой в составе касторового масла является рицинолевая кислота ($C_{18}H_{34}O_3$), представляющая собой ненасыщенную оксикислоту, наличие которой обуславливает характерные свойства касторового масла. Касторовое масло принадлежит к группе невысыхающих растительных масел. Оно приобретает свойство высыхающих растительных масел только после особой обработки (дегидратации). В отличие от других масел оно имеет высокую плотность и вязкость.

В производстве электроизоляционных лаков и компа-

ундов касторовое масло большей частью находит применение в качестве пластификатора.

Прочие растительные масла

Другие растительные масла, такие, как подсолнечное и хлопковое, в производстве электроизоляционных лаков применяются частично, как заменители. В некоторых лаках часть высыхающих масел заменяется полувсыхающими.

Основные характеристики растительных масел приведены в табл. 2.

Александр Воробьев,
alex@hit.mldnet.com

Эмулятор ПЗУ — отладчик для MCS-51

Описываемая ниже конструкция была создана примерно 8 лет назад. Однако, судя по письмам, которые я получаю по электронной почте, она по сей день не утратила актуальности. Ниже приводится описание конструкции, можно сказать, “по просьбам читателей”.

Не из-за крутизны, а от бедности...

До недавнего времени эмулятор ПЗУ был чуть ли не единственным инструментом разработчика ПО для микроконтроллеров. И лишь в последнее время стали доступными фирменные эмуляторы, а в некоторых микроконтроллерах появились встроенные отладочные возможности. Однако и сегодня фирменные средства отладки не по карману многим разработчикам. При работе с микроконтроллерами семейства MCS-51 есть довольно простой выход. Дело в том, что они способны выполнять программу из внешней памяти. Для этого достаточно установить на выводе ЕА низкий логический уровень. Иногда в таком виде они и используются в конструкции, т. е. программа выполняется из внешнего ПЗУ, хотя в настоящее время в подавляющем большинстве случаев используется встроенная память программ. В качестве внешней памяти программ можно применить ОЗУ со схемой загрузки кодов программы с компьютера. Это и есть эмулятор ПЗУ. Загружая в ОЗУ версии отлаживаемой программы, можно наблюдать ее работу на реальном “железе”, чего невозможно сделать с помощью программных симуляторов.

Мне могут возразить: зачем сегодня нужен эмулятор ПЗУ, если существуют совместимые микроконтроллеры фирмы Atmel с внутрисхемным программированием? Все-таки преимущества у эмулятора имеются. Перечислим их:

1. Возможность использования любого микроконтроллера в качестве отладочного, будь это обычный AT89C52 или быстрый DS80C320. Некоторые микроконтроллеры имеют уникальную периферию, которой может и не быть в вариантах с внутрисхемным программированием. Более того, эмулятор ПЗУ можно использовать с любыми микропроцессорами, которые позволяют работать с 8-разрядной внешней памятью программ.

2. Скорость загрузки программ в эмулятор намного превышает программирование внутренней памяти программ. Разница поразительна: десятки секунд для программирования и порядка одной секунды для загрузки эмулятора. Такая скорость смены версий программы позволяет подбирать константы на реальном устройстве, оттачивать поведение пользовательского интерфейса и прочее. Это, несомненно, делает конечный программный продукт качественнее.

3. Неограниченное количество перезагрузок эмулятора. Несмотря на то, что современная встроенная Flash-память программ имеет довольно большое число циклов стирания-записи, при отладке программ постоянно не дает покоя мысль о ресурсе памяти. Это вынуждает лишний раз не перепрограммировать микроконтроллер, что увеличивает время поиска ошибок.

4. И, пожалуй, самое главное. Описываемый эмулятор ПЗУ имеет дополнительные аппаратные средства, которые позволяют в процессе выполнения программы просмотреть значения интересующих переменных, модифицировать эти значения и организовать точки останова. Возможности, конечно, не очень широкие, но все равно это несоизмеримо лучше симулятора, так как выполнение программы происходит в конкретном устройстве со всей периферией.

Описание конструкции эмулятора

Эмулятор ПЗУ выполнен в виде ISA-карты (рис. 1). При его разработке вариант использования COM-порта был сразу отброшен, так как скорость обмена данными при этом

явно недостаточна. Причем дело не столько во времени загрузки кодов программы, сколько в скорости работы отладочных функций. Они должны работать как можно быстрее, чтобы с включенной отладкой программа выполнялась практически так же, как и с выключенной. Остались два варианта: LPT-порт и ISA-шина. Вечно занятый LPT-порт не хотелось нагружать еще одним устройством, в то время как использование дополнительных ISA-карт было привычным делом. Поэтому был выбран ISA-вариант (в принципе, конструкцию можно переделать и на LPT-порт).

Принципиальная схема эмулятора (рис. 2) довольно громоздкая, но не сложная. Сразу напрашивается какая-нибудь Altera, но в те далекие времена о ней никто у нас даже не слышал. Кратко рассмотрим работу схемы.

В режиме загрузки кодов программы в ОЗУ (при этом сигнал RU=1) адрес ячейки ОЗУ записывается в регистры U2 и U3. Затем через шинный формирователь U1 передаются данные. Причем данные можно как записывать в ОЗУ, так и читать из него. Эта возможность необходима для проверки правильности загрузки. Конструкция эмулятора допускает возможность установки разных типов микросхем ОЗУ (максимум 32 кБ). Для этого в схеме имеется дешифратор U13 и переключки выбора типа микросхем ОЗУ. Однако данная возможность потеряла всякую ценность, так как в настоящее время легко доступны микросхемы с объемом памяти 32 кБ в одном корпусе с временем доступа 70 нс и менее. В связи с этим на принципиальной схеме положение переключки показано именно для такого случая.

После загрузки кодов в ОЗУ программу можно запустить на выполнение, для чего нужно установить сигнал RU=0 на выходе регистра U4. При этом шинный формирователь U1 выключается, а данные передаются через формирователь U10, который управляется сигналами OE и CE, поступающими с отлаживаемого устройства. Также снимается сигнал RESET микроконтроллера, формируемый эмулятором (элемент U16C). Полярность сигнала RESET выбирают заранее с помощью бита HL (регистр U4). При эмуляции ПЗУ разных объемов неиспользуемые старшие разряды адреса необходимо отключать. Для этого служит микросхема U7, которая управляется сигналами выбора режима M0-M3, поступающими с регистра U4.

Микросхемы U8, U9, U14, U15, U17 и U18 используются для дешифрации адреса на шине ISA и для формирования внутренних сигналов записи и чтения.

Аппаратная поддержка отладочных функций реализована на микросхемах U11 и U12 (регистры обмена). Идея заключается в следующем. Посредством дополнительных сигналов CS, WR и RD, поступающих с отлаживаемой платы, эти микросхемы включены в адресное пространство внешней памяти данных микроконтроллера. Таким образом, через них возможен двухсторонний обмен данными между микроконтроллером и компьютером. Ну а какими данными — определяется специальным программным обеспечением. Возмож-



Рис. 1. Внешний вид эмулятора

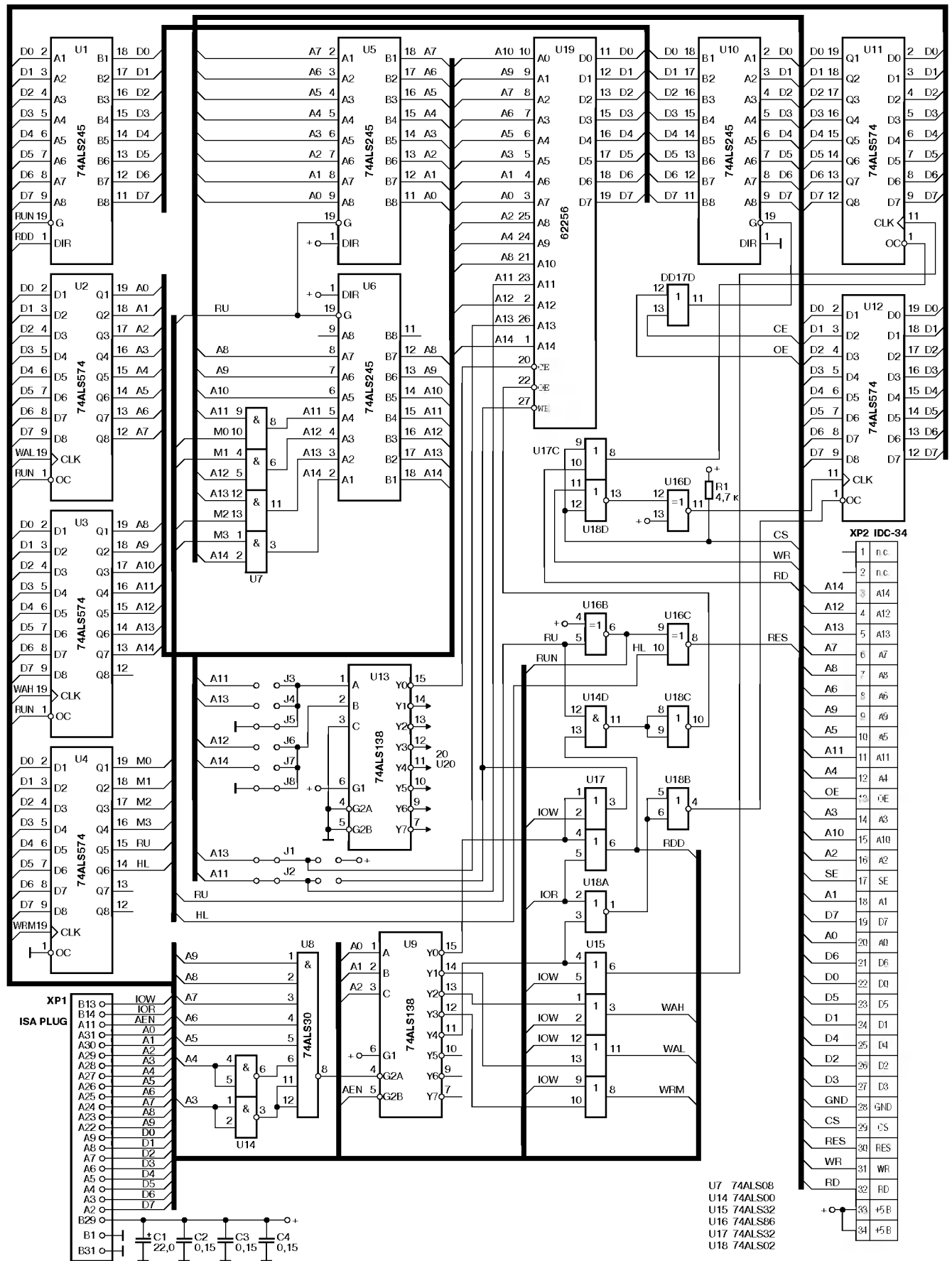


Рис. 2. Принципиальная схема эмулятора

ность такого обмена позволяет на этапе отладки программы просматривать и модифицировать значения переменных, осуществлять останов в определенном месте программы. При этом расходуется минимум ресурсов микроконтроллера отлаживаемого устройства — всего один адрес для записи и чтения в адресном пространстве внешней памяти данных. Программная поддержка режима обмена данными заключается в использовании в нужных местах прикладной программы макроопределений, содержащихся в специальной библиотеке отладочных функций.

Как уже говорилось ранее, эмулятор конструктивно выполнен в виде ISA-карты. Для подключения отлаживаемого устройства используется плоский 34-жильный кабель. Для его изготовления удобно использовать кабель от флорпудисководов. Этот кабель укорачивают таким образом, чтобы на нем оставались два 34-контактных разъема, и за один из разъемов еще выступал отрезок кабеля длиной 4–5 см. У этого отрезка удаляют 6 жил (с 29 по 34), и на получившийся 28-жильный отрезок накладывают 28-контактную DIP-вилку (рис. 3). Контакты разъема платы эмулятора распределены таким образом, что все сигналы автоматически попадают на нужные контакты вилки. При отсутствии готовой вилки можно использовать 28-контактную панельку для микросхемы, но тогда кабель придется распаять на эту панельку сверху. Находящийся на кабеле рядом с вилкой 34-контактный разъем будет использован для подключения дополнительных сигналов и переходных плат.

По адресу www.dian.ru/programs/index.html можно найти файл разводки печатной платы эмулятора в формате PCAD 4.5. Эта разводка практически соответствует рис. 1, за исключением того, что в качестве блокировочных использованы конденсаторы для поверхностного монтажа, и добавлен защитный резистор порядка 10 Ом в цепь +5 В, которая выходит на разъем.

Регистры эмулятора

Информация, представленная в этом разделе, необходима для самостоятельного написания утилит работы с эмулятором.

Эмулятор ПЗУ занимает в адресном пространстве устройств ввода/вывода адреса с 3E0H по 3E7H. По адресу 3E0H можно производить запись и чтение данных ОЗУ. По адресу 3E1H можно производить только запись младшего байта адреса ОЗУ. По адресу 3E2H можно производить только запись старшего байта адреса ОЗУ, причем старший бит D7 не используется. Таким образом, можно адресовать максимум 32 кБ памяти. По адресу 3E3H можно производить только запись управляющего байта, назначение отдельных битов которого приведено в таблице. По адресу 3E4H можно производить запись и чтение регистров обмена. В краткой форме описание регистров эмулятора приведено в табл. 1.

Как работать с эмулятором?

В отлаживаемом устройстве микроконтроллер работает с внешним ПЗУ. В этом случае вилку эмулятора необходимо включить в панельку для ПЗУ в отлаживаемом устройстве. Кроме того, должен быть подключен еще как минимум один сигнал — сигнал RESET микроконтроллера. Он доступен на 34-контактном разъеме, который находится рядом с вилкой на

кабеле. Обычно RC-цепочки, подключенные к ножке RESET микроконтроллера, не мешают нормальной работе эмулятора. Однако, если вход RESET подключен к выходу логического элемента, при отладке его нужно отключить.

Отладочные функции (внешняя память данных используется). Для того чтобы задействовать отладочные функции, необходимо подключить еще несколько сигналов — WR, RD и CS. У этих сигналов низкие активные уровни. Если в отлаживаемом устройстве уже что-то находится в адресном пространстве внешней памяти данных, то сигналы WR и RD подключаются к соответствующим ножкам микроконтроллера, а сигнал CS — к свободному выходу дешифратора адреса. Если свободного выхода нет, то одно из внешних устройств придется отключить. Вообще, при проектировании устройства, которое предполагается отлаживать с помощью этого эмулятора, такой выход необходимо предусмотреть. Нужно отметить, что сигнал CS должен вырабатываться при обращении к соответствующему адресу как при чтении, так и при записи. Если в устройстве используются отдельные дешифраторы для записи и чтения, то сигнал CS можно заземлить, а сигналы WR и RD подключить на свободные выходы соответствующих дешифраторов, принадлежащие одному адресу. В отладочных подпрограммах всегда используется полный 16-разрядный адрес, так что не имеет значения, какая часть адреса аппаратно дешифрируется.

Отладочные функции (внешняя память данных не используется). Если в отлаживаемом устройстве внешняя память данных не используется, то для того чтобы задействовать отладочные функции, необходимо временно “забрать” сигналы WR и RD микроконтроллера. К ним следует подключить одноименные сигналы эмулятора. Сигнал CS необходи-

Таблица 1

Адрес: 3E0H Операция: запись и чтение								
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	– биты данных
Адрес: 3E1H Операция: запись								
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	– биты адреса
Адрес: 3E2H Операция: запись								
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
	A14	A13	A12	A11	A10	A9	A8	– биты адреса
X								– не используется
Адрес: 3E3H Операция: запись								
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
				0	0	0	0	– тип эмулируемого ПЗУ 2716
				0	0	0	1	– тип эмулируемого ПЗУ 2732
				0	0	1	1	– тип эмулируемого ПЗУ 2764
				0	1	1	1	– тип эмулируемого ПЗУ 27128
				1	1	1	1	– тип эмулируемого ПЗУ 27256
			0					– выполнение программы
			1					– пересылка кода программы
		0						– активный уровень RESET LOW
		1						– активный уровень RESET HIGH
X	X							– не используются
Адрес: 3E4H Операция: запись и чтение								
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	– биты данных обмена

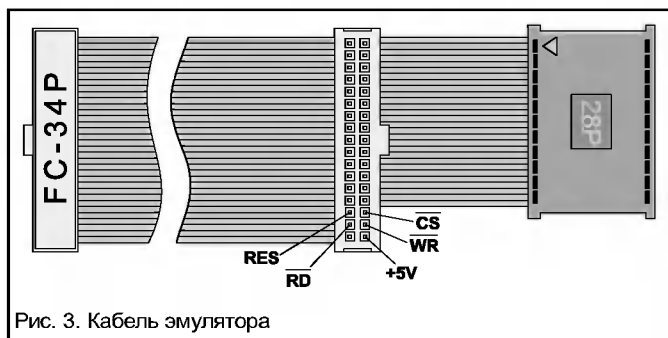


Рис. 3. Кабель эмулятора

мо заземлить. Потеря двух линий порта — вещь неприятная, однако это намного менее ощутимо, чем потеря, например, прерывания (а этого требуют некоторые другие отладчики). Можно временно переопределить порты и переключить внешние устройства таким образом, чтобы терялись два наименее важных сигнала. При новой разработке на линии WR и RD именно такие сигналы и нужно назначать. Необходимо отметить, что в режиме отладки прикладная программа не должна изменять уровней на линиях WR и RD.

В отлаживаемом устройстве микроконтроллер работает с внутренним ПЗУ. Если эмулятор ПЗУ должен использоваться для отладки устройства, где микроконтроллер работает с внутренней памятью программ, то собствен-

но эмулятора ПЗУ уже недостаточно. Требуется еще и переходная плата, которая совместно с эмулятором ПЗУ эмулирует конкретный микроконтроллер.

Эмуляция AT89CХ051

Самый простой случай — это когда требуется эмулировать микроконтроллер семейства MCS-51 в «урезанном» корпусе. Наиболее популярными такими контроллерами являются 20-выводные AT89C2051 и AT89C4051 фирмы Atmel.

Для их эмуляции достаточно ресурсов 40-выводной AT89C52, если ее дополнить аналоговым компаратором. Именно для этих целей была создана переходная плата (рис. 4). Эта плата с помощью шлейфа с 34-контактными разъемами подключается к эмулятору ПЗУ, а к отлаживаемому устройству она подключается с помощью шлейфа с 20-контактной DIP-вилкой (в этом плане корпус SOIC не очень удобен). На переходной плате установлена 40-контактная панелька (рис. 5), куда может быть вставлен эмулирующий микроконтроллер U1. Дополнительно на пла-

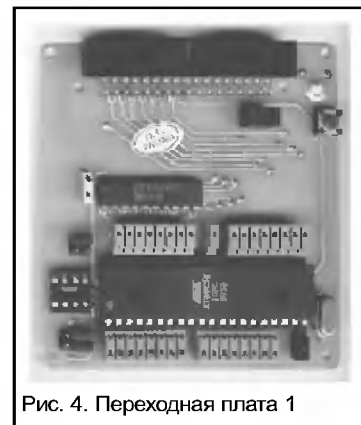


Рис. 4. Переходная плата 1

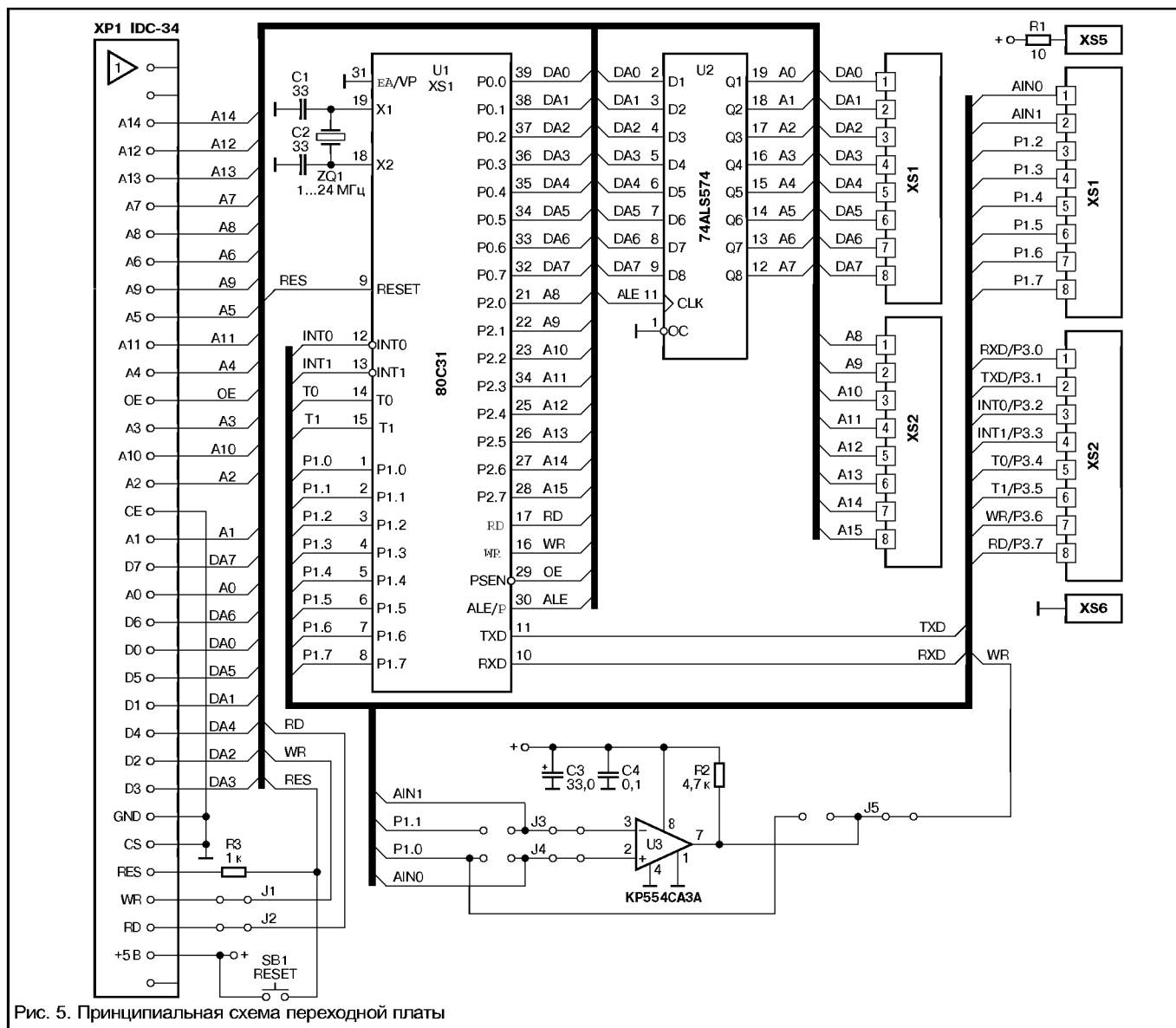


Рис. 5. Принципиальная схема переходной платы

те установлена защелка адреса U2 и панелька для аналогового компаратора U3. Для не очень критичных задач может использоваться компаратор KP544CA3 (LM311), хотя допустимый диапазон входного напряжения у него уже, чем у встроенного компаратора. Компаратор может быть включен с помощью переключек J3 и J4. Выход компаратора может быть подключен как к порту P3.6 (соответствует внутреннему подключению), так и к порту P1.0. Последнее необходимо в том случае, когда задействованы функции отладки и порт WR (P3.6) занят. Отладочные функции могут быть включены или выключены с помощью переключек J1 и J2. Отключение функций может понадобиться для того, чтобы иметь возможность задействовать все порты. При использовании отладочных функций свободными являются только 14 линий портов, а не 15. Переходная плата имеет дополнительные разъемы земли и питания, что позволяет прямо к ней подключать простейшие внешние устройства.

Эмуляция 8XC5X, порты P0 и P2 которого используются для подключения внешней памяти данных

На описанной выше переходной плате имеются дополнительные разъемы, которые подключены к портам P0 и P2. Хотя при работе с эмулятором, то есть с внешней памятью программ, эти порты нельзя использовать для ввода/вывода, зато ничто не мешает использовать их для подключения внешней памяти данных (в общем случае — внешних устройств, расположенных в адресном пространстве внешней памяти данных). Если в отлаживаемом устройстве микроконтроллер используется именно так, то описанной выше переходной платы вполне достаточно. Нужно лишь дополнить ее шлейфом с 40-контактной DIP-вилкой.

Эмуляция 8XC5X, все порты которого используются для ввода/вывода

Это самый тяжелый случай. Когда требуется полностью эмулировать "полноразмерный" микроконтроллер, имеющий четыре 8-разрядных порта, обычный микроконтроллер в качестве отладочного не подходит. Конечно, можно отлаживать проект "по частям", временно переопределяя некоторую часть портов на свободные порты, затем переопределяя другую часть и т. д. Большинство проектов таким способом отладить удастся, однако такой процесс отладки трудоемок и требует серьезных затрат времени. Положение спасает тот факт, что в мире производится большое количество всевозможных клонов микроконтроллеров x51, причем среди них есть и такие, которые имеют дополнительные порты ввода/вывода. Один из них — SAB80C535 фирмы Infineon. Этот микроконтроллер имеет 52-е ядро, встроенный АЦП, сторожевой таймер, блоки захвата/сравнения и т. д. Однако самым важным является то, что он имеет дополнительные порты, которые могут заменить занятые внешней памятью программ порты P0 и P2. При этом требуются минимальные изменения в исходном тексте программы: нужно лишь подключить внешний файл с переопределениями портов. На основе SAB80C535 сделана вторая переходная плата (рис. 6). Она имеет панельку для микроконтроллера U1 (корпус PLCC-68), защелку адреса U2, 34-контактный разъем XP1 для подключения эмулятора ПЗУ и четыре 8-контактных разъема (эмулируемые порты P0, P1, P2 и P3) для подключения шлейфа с 40-контактной DIP-вилкой (рис. 7). SAB80C535 имеет инверсную полярность сброса по отношению к 80C51, поэтому используется инвертор на транзисторе VT1. Аппаратная инверсия применена для обеспечения совместимости ПО. У SAB80C535 есть некоторые особенности. При эмуляции микроконтроллеров с 51-м ядром нужно учесть всего одну тонкость. Дело в том, что у SAB80C535 регистр приоритетов прерываний IP расположен по адресу A9H (а не B8H) и не имеет битовой адресации. Поэтому вместе с переопределением портов необходимо переопределить еще и адрес этого регистра, а в программе не использовать прямую адресацию его битов. При эмуляции микроконтроллеров с 52-м ядром следует учесть, что таймер 2 построен несколько по-другому. Например, он не может служить источником ча-

стоты синхронизации для последовательного порта. Вместо него может использоваться отдельный аппаратный делитель. Есть и другие отличия, которые изложены в datasheet на SAB80C535.

По адресу www.dian.ru/programs/index.html можно найти файл `libr535.asm`, который содержит необходимые переопределения адресов. Там же есть утилиты для работы с эмулятором: `emu.exe` и `emudbg.exe`.

Утилита `emu.exe` позволяет загрузить код программы в ОЗУ эмулятора и переключить эмулятор в режим выполнения программы. Она написана под DOS, необходимые параметры передаются в командной строке:

`emu.exe [-I] [-n] filename`

`[-I]` — необязательный параметр, который задает активный уровень сигнала RESET. Может принимать значения I или h, по умолчанию принимается h.

`[-n]` — необязательный параметр, который задает объем эмулируемого ПЗУ. Может принимать значения a (auto), 2, 4, 8, 16, 32 — объем ПЗУ в килобайтах. По умолчанию принимается a. Это означает, что будет выбран минимально возможный для входного файла размер ПЗУ.

`filename` — обязательный параметр, который задает имя файла, подлежащего загрузке в ОЗУ эмулятора. Файл должен быть в двоичном формате, формат Intel HEX утилита не понимает.

Эта же утилита также может быть использована просто для установки/снятия сигнала RESET без перезагрузки ОЗУ:

`emu.exe -I`

`-I` — уровень, который требуется установить на линии RESET. Может принимать значения I или h.

Утилита `emudbg.exe` позволяет загрузить код программы в ОЗУ эмулятора, переключить эмулятор в режим выполнения программы и перейти в режим отладки. Параметры командной строки такие же, как и для первой утилиты. Окно отладчика показано на рис. 8. Он имеет лишь самые примитивные функции, хотя аппаратная часть эмулятора позволила бы сделать намного больше. На мой взгляд, по сравнению с написанием полноценной интегрированной среды данный отладчик потребовал примерно 1% усилий, в то же время он позволяет решить 90% проблем. Стоит ли тратить дополнительные усилия на написание ПО для получения столь малого выигрыша?

Отладчик никак не связан с исходным текстом. Общеизвестные SFR он показывает в виде имен, все остальные (как и ячейки внутренней памяти данных) — в виде адреса. Точки останова также представляются в виде адреса. Задействованы следующие функциональные кнопки:

F1 — продолжение выполнения программы после точки останова;

F2 — запуск/сброс программы;

F5 — включение/выключение режима отладки;

F9 — выход, программа остается работающей;

F10 — выход и сброс программы.

В качестве рабочей среды может использоваться любой текстовый редактор, позволяющий запускать внешние программы. Например, это может быть редактор от Borland C++ 2.0.

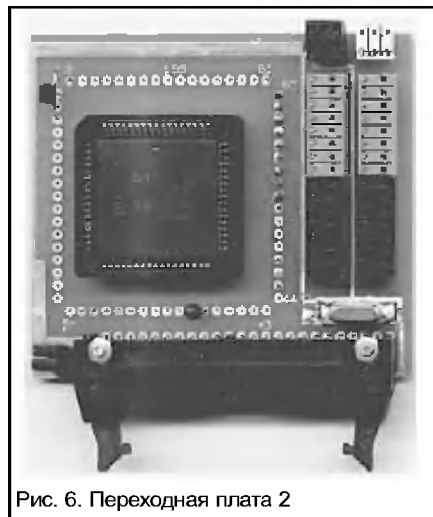


Рис. 6. Переходная плата 2

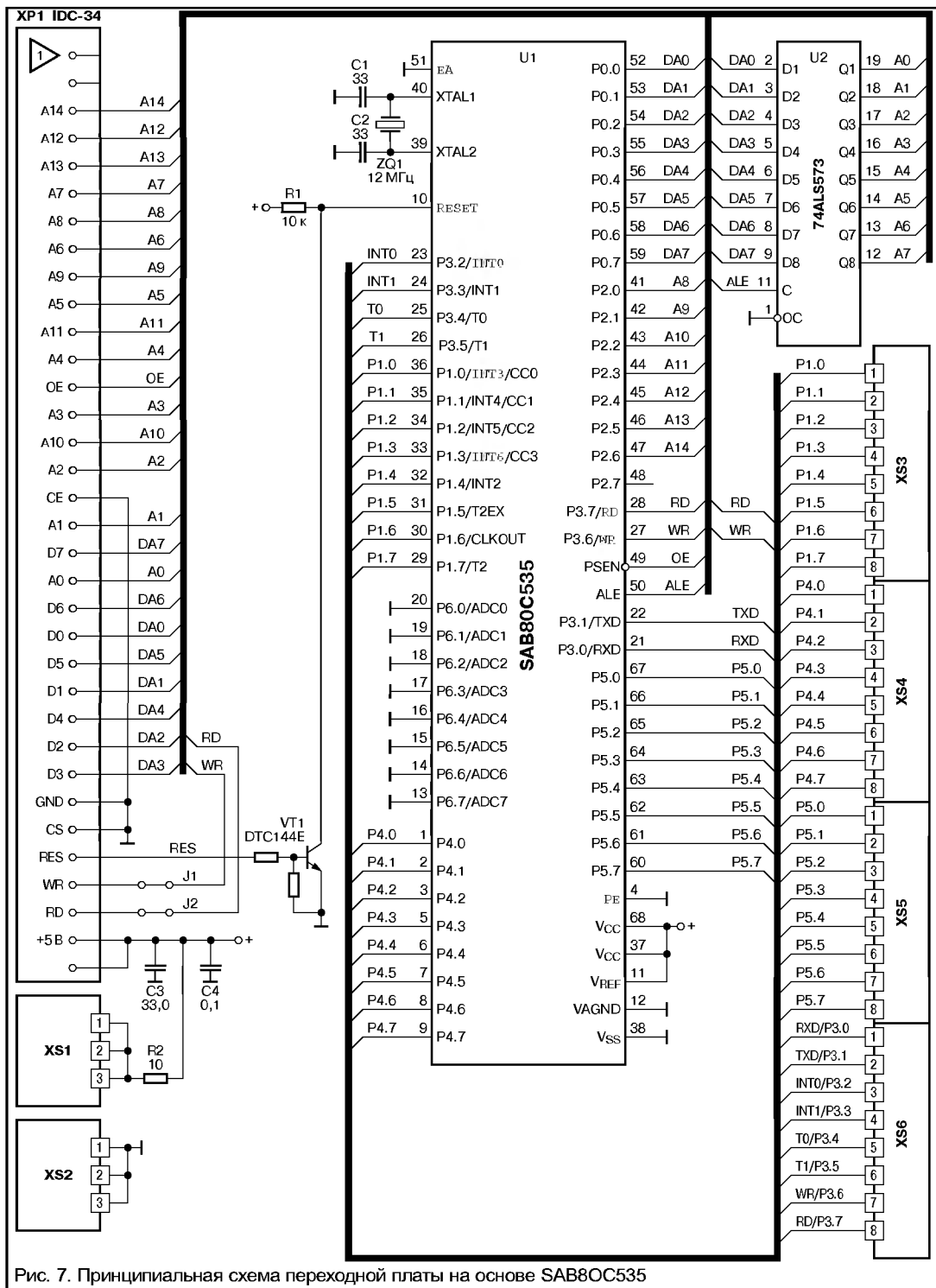


Рис. 7. Принципиальная схема переходной платы на основе SAB80C535

Он позволяет запускать внешние программы (Transfer Programs) и передавать в них имя файла, редактируемого в активном окне. Запуск внешних программ может осуществляться с помощью "горячих" клавиш. Внешние программы представляют собой bat-файлы, из которых с нужными параметрами командной строки вызываются утилиты эмулятора и транслятор ассемблера. В качестве транслятора используется TASM 3.10 (www.halcyon.com/squakvly/). Все bat-файлы, а также файл конфигурации среды tcdef.dpr можно найти по адресу www.dian.ru/programs/index.html. Ниже приведено назначение "горячих" клавиш:

Shift+F10 — запуск ассемблера. Транслируется программа, текст главного модуля которой находится в активном окне редактора. На выходе создается файл в HEX-формате, пригодный для программатора.

Shift+F9 — программа транслируется, на диске создается выходной файл в двоичном формате, затем этот файл загружается в эмулятор и программа запускается.

Shift+F8 — то же, что и в предыдущем случае, только программа запускается в режиме отладки.

Всего имеются четыре отладочные функции, которые можно использовать в прикладной программе:

DEBUGINIT производит инициализацию отладчика, обязательно должна выполняться перед тем, как будут использоваться другие отладочные функции. Обычно выполняется один раз в начале программы.

PRINT(Addr) позволяет выводить на экран компьютера содержимое ячейки внутренней памяти данных (в том числе и SFR) с адресом Addr.

MODIFY(Addr) позволяет выводить, а при необходимости и модифицировать содержимое ячейки внутренней памяти данных (в том числе и SFR) с адресом Addr.

BREAKPOINT — точка останова.

Нужно иметь в виду, что если в программу включены отладочные функции, обязательно должны быть подключены сигналы эмулятора WR, RD, CS и правильно определен соответствующий адрес во внешней памяти данных. Если в программе присутствуют отладочные функции, но отлад-

ка временно не нужна, то программу можно запустить с помощью утилиты etu.exe (или в emudbg.exe кнопкой F5 выключить отладку). В этом случае отладочные функции не будут производить никаких действий и будут выполняться быстро (порядка 30 мкс на 12 МГц), что в большинстве случаев просто не повлияет на выполнение программы. Если же время выполнения критично, то для полного исключения отладочных функций их необходимо закомментировать.

Для того, чтобы получить возможность использовать отладочные функции в прикладной программе, необходимо добавить в нее несколько строк:

```
;Тестовая программа
```

```
#INCLUDE "LIBREG ASM" ;описание SFR 8051
```

```
#INCLUDE "LIBDEF ASM" ;добавляем определения отладчика
```




Рис. 8. Вид окна отладчика

```

DBGVA EQU 030H ;отводим для отладчика две
переменные
DBGVV EQU 031H ;во внутренней памяти данных.

DBGCA EQU 0FFFFH ;определяем адрес отладчика
во внешней

;памяти данных. Это адрес, на котором
;вырабатывается сигнал CS для эму-
лятора.
;Если CS не используется, то любой ад-
рес.

ORG 0000H ;вектор сброса
LJMP INIT

INIT: MOV SP,#40H ;инициализация стека

DEBUGINIT ;инициализация отладчика

CLR A ;произвольный текст программы
MOV DPTR,#5CH

LOOP: MOV DPL,A
PRINT(DPH) ;показать значение DPH
PRINT(DPL) ;показать значение DPL
PRINT(ACC) ;показать значение аккумулятора
MODIFY(ACC) ;модифицировать значение аккумуля-
тора

BREAKPOINT ;точка останова

SJMP LOOP

#INCLUDE "LIBDBG16.ASM" ;включаем библиотеку отладчика

.END

```

Следует учитывать, что на выполнение отладочных функций, включенных в программу, требуется некоторое время. Например, если в каком-то цикле поставить PRINT(ACC), то этот цикл начнет выполняться медленнее. Это замедление зависит и от быстродействия компьютера, с которого ведется отладка. При работе отладчика из-под Windows, даже если он запущен в полноэкранном режиме, наблюдается значительное (в 5–10 раз) замедление его работы по сравнению с работой из-под DOS.

Существует еще одно ограничение, связанное с нерентеральностью отладочных функций: нельзя одновременно использовать эти функции в обработчике прерывания и в основной

программе (или одновременно в обработчиках разных прерываний). В принципе, это ограничение можно устранить, если переписать отладочные функции таким образом, чтобы они вместо специальных ячеек памяти пользовались стеком.

Кроме того, следует учесть, что использование отладочных функций увеличивает длину фрагментов кода, поэтому иногда переходы с относительной адресацией могут не достигнуть нужного адреса. В таких случаях может потребоваться некоторая корректировка программы.

И последнее. При работе отлаживаемого устройства с эмулятором ПЗУ помехозащищенность немного понижена. Это связано с влиянием довольно длинного кабеля, с помощью которого память программ подключена к микроконтроллеру. Особенно сильно это влияние сказывается при работе с быстрыми микроконтроллерами фирмы Dallas Semiconductor на высоких тактовых частотах. Из-за того, что отлаживаемое устройство оказывается гальванически связанным с корпусом компьютера, уровень помех оказывается повышенным. Это может ухудшить работу АЦП и аналоговых схем отлаживаемого устройства, т. е. при работе с эмулятором устройство находится в худших условиях, чем при автономной работе. Это даже может служить неким тестом запаса помехоустойчивости. Добившись нормальной работы с эмулятором, практически можно гарантировать надежную работу устройства в автономном режиме.

Леонид Ридико,
wubblick@yahoo.com

Учебный стенд для изучения цифровой электроники

В данной статье описан несложный прибор, предназначенный для обучения основам цифровой электроники, а именно для проведения практических работ по всем основным разделам этой дисциплины. Прибор позволяет познакомиться с различными видами логических элементов, продемонстрировать работу триггеров, параллельного и последовательного регистров, дешифратора, счетчика на увеличение и уменьшение.

Описание прибора

Прототипом данного прибора послужил учебный стенд по цифровой электронике, на котором в свое время автору довелось познакомиться с цифровой техникой. Это был громоздкий прибор, вмещающий в себя все исследуемые уст-

ройства и использующий большое количество сменных плат для каждой лабораторной работы. Идея прибора великолепна, но реализация оставляла желать лучшего и в плане удобства использования (большие габариты), и в плане надежности, которая постоянно стремилась

к нулю. Поэтому возникла идея создать прибор, выполняющий аналогичные функции на современной элементной базе. В результате получилось компактное устройство, в котором отсутствуют многоконтактные разъемы, и нет необходимости менять платы для изменения номера лабораторной работы. Соответственно, надежность прибора стала намного выше. Сам прибор получился компактным, его можно разместить практически в любом корпусе. Кроме того, так как в конструкции применена однокристалльная микроЭВМ, появилась возможность, не меняя электрической схемы и конструкции прибора, добавлять новые лабораторные работы.

В конструкции использован зарубежный однокристалльный микроконтроллер серии AVR фирмы Atmel модели AT90S8535–8PI. Питание прибора можно осуществлять как от батареек, так и от сети переменного тока напряжением

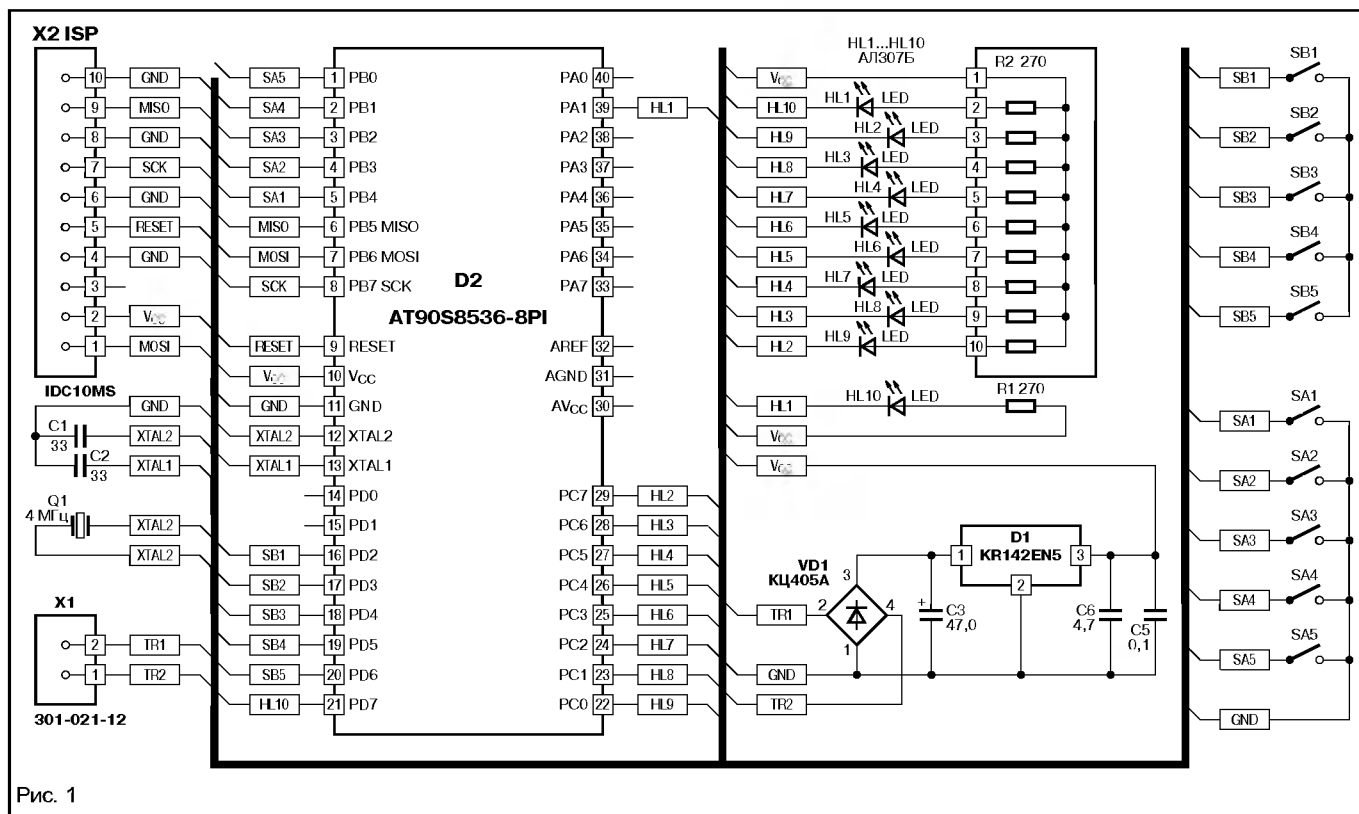


Рис. 1

220 В. Ток потребления не превышает 200 мА по линии низкого напряжения, что позволяет прибору работать длительное время при питании от батарей. В качестве элементов питания использованы четыре пальчиковых элемента АА. Принципиальная электрическая схема прибора приведена на рис. 1.

На передней панели прибора установлены тумблеры ввода информации (SA1–SA5) и кнопки задания режимов работы исследуемых устройств (SB1–SB5). Здесь же установлен светодиодный дисплей для индикации режимов работы, а также входной и выходной информации исследуемого устройства. Дисплей состоит из десяти светодиодов HL1–HL10, позволяющих индицировать в 10 разрядах уровни лог. 1 (индикаторы светятся) и лог. 0 (индикаторы погашены).

Естественно, в натуральном виде никаких изучаемых устройств внутри прибора нет, а их работу имитирует микроконтроллер.

Схема собрана на макетной плате, все соединения сделаны тонким монтажным проводом. Конденсаторы C1, C2 — любые керамические емкостью 33 пФ, кварцевый резонатор — на частоту 4096 кГц. Микроконтроллер может быть типа AT90S8535—4PI или AT90S8535—8PI.

Использование прибора

Для работы с прибором применяются так называемые технологические карты (шаблоны), представляющие собой листы из плотной бумаги с изображенной на них схемой изучаемого прибора и отверстиями под тумблеры, кнопки и индикаторы.

Используя технологические карты 1.1–1.9, можно провести исследование девяти устройств в рамках рабо-

ты №1. Номер работы выбирается при помощи кнопок SB4 и SB5: следует нажать кнопку SB4, затем нажатием на кнопку SB5 необходимое число раз выбрать номер работы. После того как зажжется нужный светодиод (нумерация светодиодов соответствует номеру работы), следует нажать кнопку SB4 еще раз. Внешний вид одной из технологических карт показан на рис. 2.

Карта 1.1 разрешает использование тумблеров SA1, SA2 и индикатора HL1. В этом случае устройством реализуется логическая функция И. Тумблерами SA1, SA2 выставляются входные двоичные значения 0 или 1, а индикатор

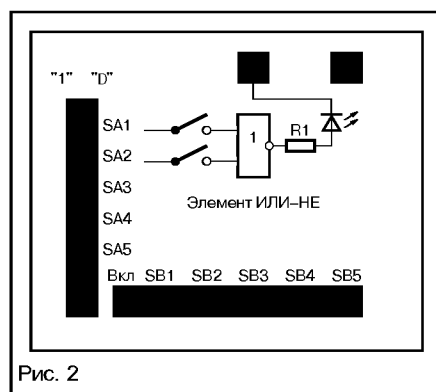


Рис. 2

отображает результат выполнения данной функции.

Карта 1.2 разрешает использование тумблеров SA1, SA2 и индикатора HL2. В этом случае устройством реализуется логическая функция И-НЕ. Тумблерами SA1, SA2 выставляются входные двоичные значения 0 или 1, а индикатор HL2 отображает результат выполнения данной функции.

Карта 1.3 разрешает использование тумблеров SA1, SA2 и индикатора HL3. Реализуется логическая функция ИЛИ.

Карта 1.4 разрешает использование тумблеров SA1, SA2 и индикатора HL4. Реализуется логическая функция ИЛИ-НЕ.

Карта 1.5 разрешает использование тумблеров SA1, SA2 и индикатора HL5. Реализуется логическая функция ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ.

Карта 1.6 разрешает использование тумблеров SA1, SA2 и индикатора HL6. Реализуется логическая функция ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ.

В рамках работы №1 можно использовать карты 2.1 и 2.2.

Карта 2.1 разрешает использование кнопок SB2, SB3 и индикаторов HL4 и HL3. В этом случае устройством реализуется асинхронный RS-триггер. Тумблерами SA1, SA2 выставляются входные двоичные значения 0 или 1, а светодиоды отображают результат выполнения данной функции.

Карта 2.2 разрешает использование выключателя SA1, кнопки SB1 и индикаторов HL5 и HL6. В этом случае устройством реализуется тактируемый D-триггер. Тумблером SA1 выставляются входные двоичные значения 0 или 1, кнопкой SB1 подают тактирующие импульсы. Светодиод HL6 — прямой выход D-триггера, а HL5 — инверсный.

Несложно реализовать также и другие практические работы. При этом электрическую схему менять не нужно, потребуются только дописать новые части к программе. Данный прибор может быть использован в учебных заведениях для организации практических работ по курсу «Основы цифровой электроники».

Михаил Голубцов,
mgolubtsov@hotmail.com

Еще раз о конфигурировании ПЛИС Altera

В настоящее время изготовители нередко сталкиваются с проблемой модернизации уже выпущенных электронных устройств. Она может быть вызвана различными факторами, например, изменением некоторых параметров комплекса аппаратуры, в котором задействовано данное устройство и т. п. Для того, чтобы такая модернизация не вышла в новый производственный цикл, в данных устройствах целесообразно использовать ПЛИС (программируемые логические интегральные схемы), а также конфигурационные микросхемы памяти, имеющие функцию программирования в системе, т. е. ISP (In System Programming). Одной из ведущих фирм, выпускающих интегральные микросхемы (ИМС) программируемой логики с возможностью ISP является Altera (www.altera.com). О наиболее функциональной схеме ISP для ПЛИС фирмы Altera и пойдет речь в данной статье.

Почему Atmel?

Выпускаемые конфигурационные микросхемы памяти для загрузки ПЛИС делятся на перепрограммируемые, выполненные по технологии EEPROM, и однократно программируемые по технологии EPROM. Очевидно, что в схемах ISP целесообразно использовать конфигурационные микросхемы EEPROM. В противном случае, их придется заменять при создании каждой новой "прошивки".

Существующий на сегодняшний день ассортиментный ряд микросхем EEPROM фирмы Altera представлен моделями с большим объемом памяти, такими как EPC2, EPC4. В большинстве простых проектов используются ПЛИС, для которых можно использовать микросхемы с меньшим объемом памяти. В табл. 1 приведено несколько типов ПЛИС Altera и соответствующее число конфигурационных бит.

Рассмотрим вариант, когда в проекте используется ПЛИС EPF10K20. Из табл. 1 видно, что для ее загрузки достаточно использовать EEPROM AT17C512A Atmel или EPROM Altera EPC1441, а вот аналогов микросхем памяти EEPROM такого объема Altera

не выпускает. Использование в рассматриваемом случае микросхем EPC2 или EPC4 будет неоправданно дорого.

Для сравнения можно привести примерные цены. Розничная цена микросхем EPC2 составляет около \$30, в то время как AT17C512A стоит примерно \$9 и AT17LV512A с напряжением пита-

ния 3,3 В — \$14. Поэтому при работе с ПЛИС Altera целесообразно использовать в качестве конфигурационной микросхемы EEPROM фирмы Atmel серии AT17.

Организация схем ISP

Для конфигурирования ПЛИС Altera фирма Atmel в документации на микросхемы серии AT17 [1]

приводит схему, изображенную на рис. 1. В данной схеме ISP отсутствует возможность непосредственного конфигурирования ПЛИС Altera. Поэтому при настройке (отладке) устройства необходимо:

- преобразовать конфигурационные данные для записи в AT17;
- записать данные в AT17;
- обесточить, а затем снова запитать AT17.

Такой подход достаточно трудоемок и не удобен, так как при настройке устройства требуется повторять эту процедуру десятки раз. Кроме того, при работе с указанной схемой потребуется дополнительное оборудование — программатор Atmel.

После изучения особенностей схемы конфигурирования (рис. 1), автором была разработана другая схема (рис. 2), которая лишена указанных выше недостатков. При отладке готового изделия эта схема не требует использования программатора, не занимает много места на печатной плате и состоит из небольшого числа недорогих электронных компонентов. Особенность схемы состоит в использо-

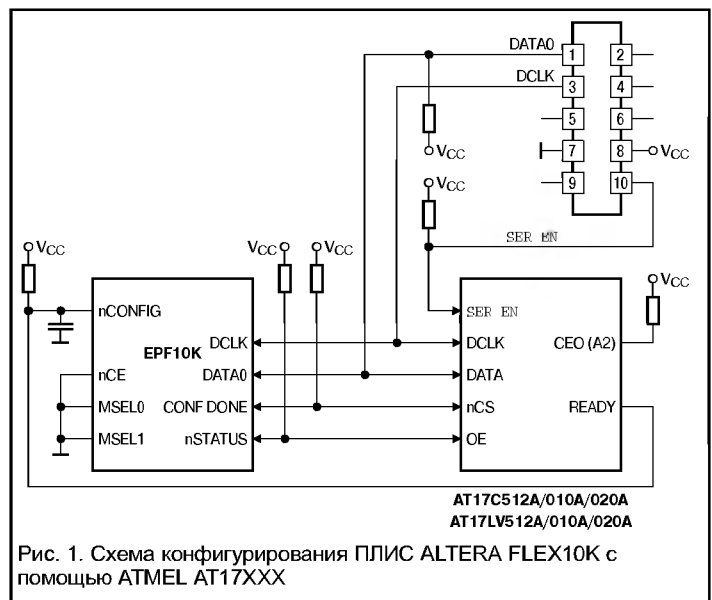


Рис. 1. Схема конфигурирования ПЛИС ALTERA FLEX10K с помощью AT17XXX

Таблица 1

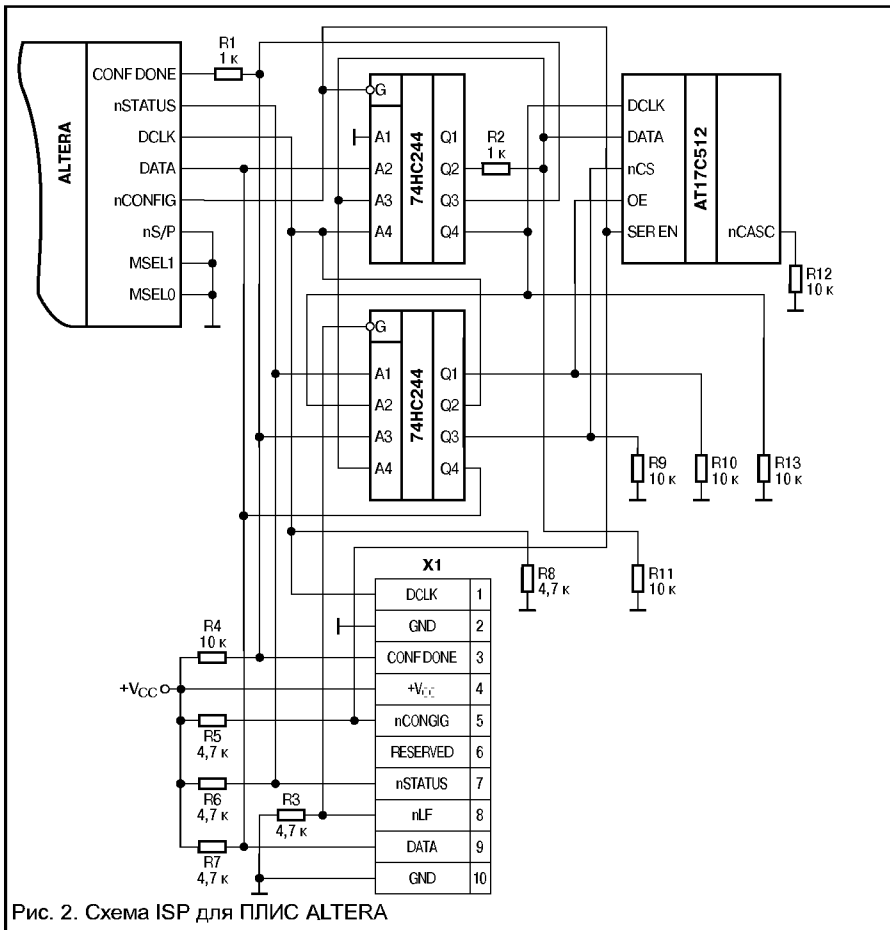
Тип MC	Число конфигурационных бит	Altera EPROM	Atmel EEPROM
FLEX8000			
EPF8452	64K	EPC1064	AT17C65 or AT17C65A
EPF8636	86K	EPC1213	AT17C128 or AT17C256A
EPF8820	128K	EPC1213	AT17C128 or AT17C256A
EPF81188	192K	EPC1213	AT17C128 or AT17C256A
EPF81500	250K	EPC1213 x 2	AT17C128 or AT17C256A
FLEX10K			
EPF10K10	115K	EPC1441	AT17C512A
EPF10K20	225K	EPC1441	AT17C512A
EPF10K30	368K	EPC1441	AT17C512A
EPF10K40	488K	EPC1	AT17C512A
EPF10K50	609K	EPC1	AT17C010A
EPF10K70	881K	EPC1	AT17C010A
EPF10K100	1172K	EPC1 x 2	AT17C010A + AT17C65

вании микросхемы 74HC244 для коммутации сигналов по трем направлениям:

- программатор — AT17;
- программатор — Altera;
- AT17 — Altera.

В качестве и программатора AT17 и конфигулятора ПЛИС используется стандартный программатор Byte-BlasterMV (далее по тексту — бластер) фирмы Altera [2]. Бластер подключают к схеме конфигурирования через разъем типа PLD-10 (X1 на схеме).

Схема, приведенная на рис. 2, рассчитана на работу с EEPROM Atmel серии AT17C/LV512/010, то есть с теми ИМС памяти, которые сами формируют сигналы CLK. В моделях AT17C/LV65/128/256 сигнал CLK вводится извне.



выходного разъема, и поэтому требуемый сигнал $\overline{nLF}$ можно вывести на свободный контакт 8.

При загрузке ПЛИС сигнал LF, которым управляет САПР MAX+plus II, принимает значение лог. 0 для того чтобы открыть буфер DD1.2 бластера (рис. 3, б). В это же время необходимо закрыть соответствующий буфер на плате, то есть получить инверсию сигнала LF на выходе бластера. Инверсия формируется следующим образом. Незадействованный вход D0 буфера DD1.2 подключается к источнику +5 В. Вход D2 буфера DD1.1 соединяется с выходом 0 буфера DD1.2 и подключается к GND через резистор 2,2 кОм. При уровне лог. 0 на выв. LF открывается буфер DD1.2, и на его выходе и, соответственно, на выходе бластера XX8 устанавливается лог. 1. При уровне лог. 1 на выв. LF буфер DD1.2 закрыт, его выход 0 находится в "третьем" состоянии, вход D2 буфера DD1.1 подключен к GND через резистор 2,2 кОм, и на выходе XX8 формируется лог. 0.

Для программирования AT17 необходимо, чтобы управляющие сигналы на выходе бластера имели следующие значения: $\overline{nLF}$ — лог. 0, $\overline{nCONFIG}$ — лог. 0. Запись данных в AT17 идет по линии DATA. Чтение данных — по линии CONF_DONE. Тактовый сигнал сопровождения передается по линии DCLK.

Следует заметить, что в схеме бластера ByteBlasterMV используется микросхема 74HC244, поэтому он может также применяться для конфигурирования ПЛИС с напряжением питания 2,5 и 3,3 В.

Выбор программируемой (конфигурируемой) микросхемы осуществляется путем подачи с бластера в схему управляющих сигналов $\overline{nLF}$ и $\overline{nCONFIG}$. В процессе отладки изделия при работе в САПР MAX+plus II нужно просто выбрать в соответствующем меню тип используемой ПЛИС и "прошить" ее через бластер обычным образом.

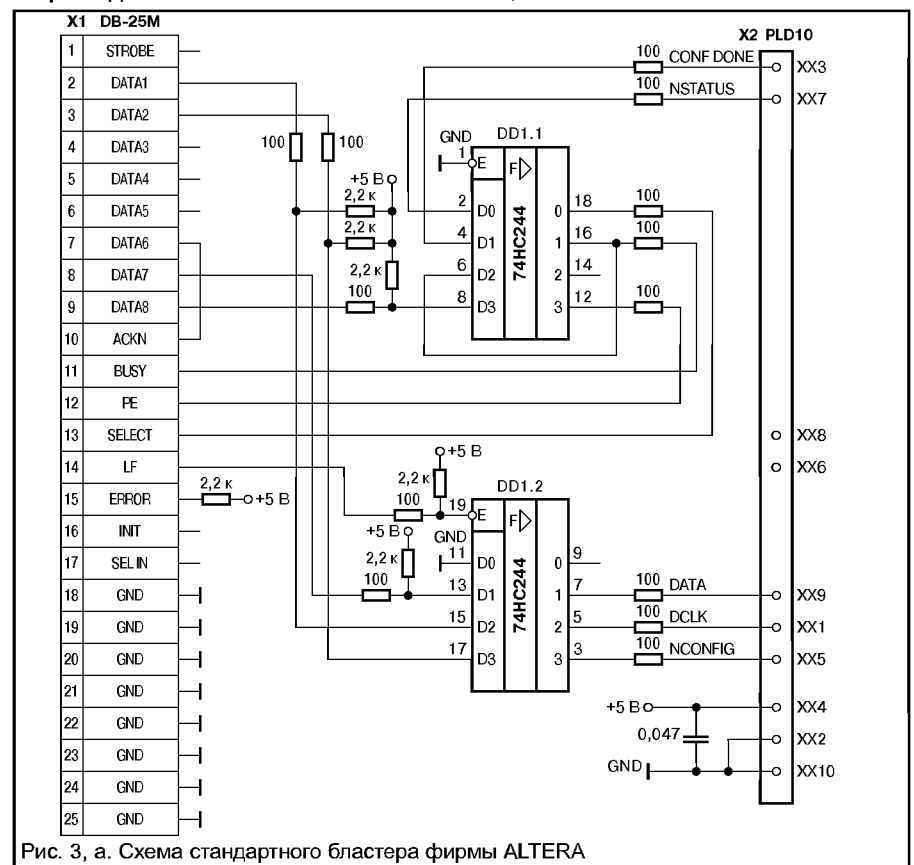
Формирование необходимого сигнала $\overline{nLF}$ можно организовать двумя способами. Первый способ более простой и заключается в том, что на выходе бластера или на его соединительном кабеле устанавливается переключатель, который будет отвечать за выбор режима работы схемы. Когда сигнал $\overline{nLF}$ имеет низкий логический уровень — разрешена загрузка из компьютера (программатора) либо в ПЛИС, либо в EEPROM AT17 в зависимости от уровня сигнала $\overline{nCONFIG}$. При высоком уровне сигнала $\overline{nLF}$ разрешена загрузка ПЛИС из AT17 (режим нормальной автономной работы системы).

Второй способ заключается в неслучайной доработке схемы бластера. Его преимущество состоит в том, что сигнал $\overline{nLF}$ будет формироваться в бластере автоматически, и в процессе работы со схемой, показанной на рис. 2 никаких манипуляций с переключениями не потребуются.

Доработка схемы бластера

Различия между схемами стандартного и доработанного бластеров пока-

заны на рис. 3, а, б. Доработка заключается в добавлении в разъем бластера сигнала $\overline{nLF}$. У стандартного бластера задействованы не все контакты



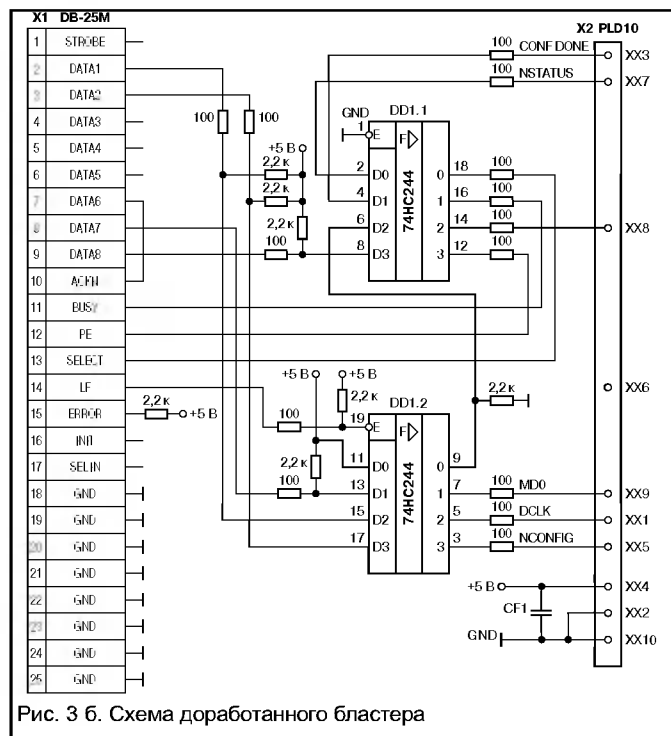


Рис. 3 б. Схема доработанного бластера

Особенности схемы ISP для напряжений питания ПЛИС 3,3 В и 2,5 В

В рассмотренной схеме ISP (рис. 2) возможно использование ПЛИС серий FLEX10K, FLEX6K, ACEX1K, APEX20K, рассчитанных на напряжения питания

ядра 3,3 и 2,5 В. Информация о напряжениях питания описанных выше типов ПЛИС приводится в технической документации [3-6].

В качестве конфигурационной микросхемы для указанных серий ПЛИС необходимо использовать EEPROM AT17LV, при этом в схеме (рис. 2) следует учесть следующее:

- а) напряжение питания микросхемы 74HC244 должно быть равно 3,3 В;
- б) напряжение питания EEPROM AT17LV должно составлять 3,3 В;
- в) резисторы

R4-R7 должны быть "подтянуты" к +VCC (3,3 В).

Программа загрузки AT17

Для загрузки AT17 через бластер автором была разработана программа AT17load.exe. Готовую версию программы можно найти в Интернете по адре-

су: <http://lex.iki.rssi.ru/AT17load/AT17load.zip>. Для работы программы будет нужен двоичный файл прошивки с расширением *.rbf. Его можно получить из файла с расширением *.tff, созданного в САПР MAX+plus II, используя стандартный TTF/RBF конвертор.

Рассмотренная в данной статье схема ISP достаточно универсальна и позволяет существенно упростить операцию отладки и модернизации готовой системы. Она применима к целому ряду ПЛИС Altera, а именно FLEX8K, FLEX10K, FLEX6K, APEX20K и ACEX1K, причем возможна работа с ПЛИС, рассчитанными на различные напряжения питания 5; 3,3 и 2,5 В. Еще одним преимуществом является то, что загрузка и ПЛИС и EEPROM производится через бластер фирмы Altera, при этом дополнительно оборудования не требуется.

Денис Тимонин,
den@hea.iki.rssi.ru

Литература

1. FPGA Configuration EEPROM Programming Specification. Application Note. Revision 0437G-07/99. Atmel Corporation, 1999.
2. ByteBlasterMV Parallel Port Download Cable rev.1.01. Altera Corporation. June 1999.
3. ACEX 1K Programmable Logic Family Data Sheet rev.1.01. Altera Corporation. April 2001.
4. FLEX 10K Embedded Programmable Logic Family Data Sheet rev.4.1. Altera Corporation. March 2001.
5. FLEX 6K Programmable Logic Device Family Data Sheet rev.4.1. Altera Corporation. March 2001.
6. APEX 20K Programmable Logic Device Family Data Sheet rev.3.3. Altera Corporation. January 2001.

Передатчик ИК сигналов на микросхеме KP1156EY5

Микросхема преобразователя напряжения KP1156EY5 предназначена для конструирования DC/DC преобразователей. Такое название получили классические импульсные стабилизаторы напряжения. Они применяются в источниках питания давно и более эффективны, чем стабилизаторы линейного типа. Среди широкой номенклатуры микросхем DC/DC преобразователей достаточно хорошими электрическими характеристиками выделяется отечественная микросхема KP1156EY5. Однако ее можно применить и для решения других задач.

Функциональное назначение микросхемы KP1156EY5 предопределяет наличие определенных узлов в ее составе. Она содержит силовой транзисторный ключ, компаратор с источником опорного напряжения (ИОН), а также управляемый генератор импульсов. Структурная схема приведена на рис. 1. Электрические параметры функциональных узлов KP1156EY5 приведены в табл. 1, а их предельные величины — в табл. 2.

DC/DC преобразователи на основе микросхем KP1156EY5 имеют высокий КПД. Основное назначение микросхемы — применение в импульсных стабилизаторах понижающего типа (рис. 2). На основе такого устройства и рассмотрим работу ее узлов.

Основным узлом является управляемый генератор импульсов. Он определяет функционирование не только микросхемы, но и всего импульсного стабилизатора. Частота генератора задается внешним конденсатором и составляет от 100 Гц до 100 кГц. Соотношение рабочего цикла 6:1 определяется отношением зарядного и разрядного токов, задаваемых параметрами схемы. Управление рабочим циклом генератора осуществляют компаратор и схема ограни-

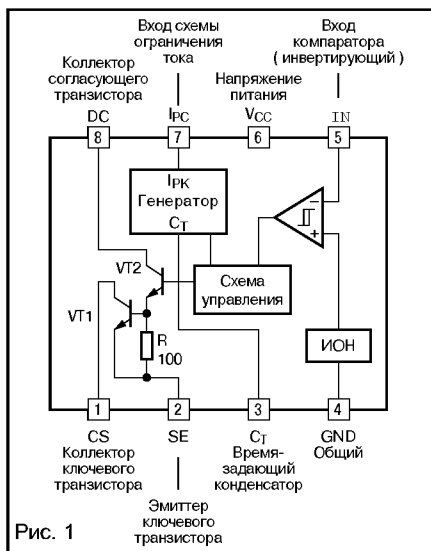


Рис. 1

чения тока. Компаратор изменяет длительность состояния "ВЫКЛЮЧЕНО", а схема ограничения тока — длительность состояния "ВКЛЮЧЕНО". Схема ограничения тока начинает влиять на длительность импуль-

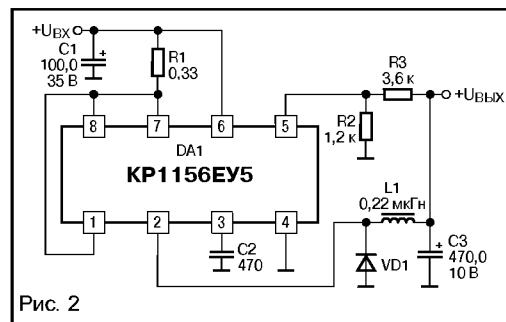


Рис. 2

са генератора, если напряжение между выводами 6 (V_{CC}) и 7 (I_{PC}) достигает примерно 300 мВ, при большей величине происходит выключение генератора.

С генератора через схему управления импульсный сигнал поступает на силовой ключ VT1, VT2, который периодически подключает индуктивность L1 к источнику входного напряжения. Накопленная в L1 энергия через сглаживающий фильтр L1C3 передается в нагрузку, напряжение $U_{ВЫХ}$ которой поддерживается на заданном уровне с помощью компаратора и делителя обратной связи R2R3. При выходном напряжении 5 В ключевой стабилизатор напряжения на микросхеме KP1156EY5 имеет рабочие характеристики (табл. 3).

Итак, работа узлов микросхемы KP1156EY5 при ее использовании по прямому назначению понятна. Однако, возвращаясь к теме статьи, то есть к проектированию передатчика ИК сигналов на ее основе, можно сделать заключение, что структурная схема такого передатчика должна содержать мощный транзисторный ключ для формирования импульсов тока через ИК светодиод, а также тактовый генератор для управления таким ключом. При создании сложных ИК систем потребуется управление полезным сигналом.

Возвращаясь к структурной схеме микросхемы KP1156EY5 (рис. 1) отметим, что

Таблица 1. Электрические параметры микросхемы 1156EY5

Обозначение параметра	Наименование параметра	Режим измерения	Значение параметра			Единица измерения
			не менее	типовое	не более	
Общие параметры						
$I_P (I_{CC})$	Ток потребления	$U_P (V_{CC}) = 5...40 \text{ В}, C_T=1 \text{ нФ}$	—	—	4	мА
$U_P (V_{CC})$	Диапазон питающих напряжений	—	3	—	40	В
	Диапазон рабочих температур		-10	25	70	°C
Генератор						
t_{ON}/t_{OFF}	Отношение времен заряда/разряда	$U_P (V_{CC}) = 5 \text{ В}, T_{OC} (T_A) = 25^\circ\text{C}$	—	6:1	—	—
$I_3 (I_{CHG})$	Ток заряда	$U_P (V_{CC}) = 5...40 \text{ В}, T_{OC} (T_A) = 25^\circ\text{C}$	10	25	42	мкА
$I_P (I_{DISCHG})$	Ток разряда	$U_P (V_{CC}) = 5...40 \text{ В}, T_{OC} (T_A) = 25^\circ\text{C}$	100	150	200	мкА
Компаратор						
$U_{CM} (V_{IO})$	Напряжение смещения	$U_P (V_{CC}) = 5...40 \text{ В}$	—	1,4	5	мВ
$I_{IO} (I_{BX})$	Входной ток	$V_{IN} = V_{REF}$	—	0,4	1	мкА
Выходной транзистор						
U_{1SAT}	Напряжение насыщения (VT1)	$I_K (I_C) = 1 \text{ А}$	—	0,45	0,7	В
U_{2SAT}	Напряжение насыщения (VT1+VT2)	$I_K (I_C) = 1 \text{ А}$	—	1	1,3	В
	Коэффициент передачи тока	$I_K (I_C) = 1 \text{ А}, U_{K3} (V_{CE}) = 5 \text{ В}, T_{OC}$	35	120	—	—
	Ток утечки	$U_{K3} (V_{CE}) = 40 \text{ В}, T_{OC} (T_A) = 25^\circ\text{C}$	—	0,01	100	мкА
Схема ограничения тока						
	Напряжение срабатывания	$T_{OC} (T_A) = 25^\circ\text{C}$	250	300	350	мВ
Источник опорного напряжения						
$U_{OP} (V_{REF})$	Опорное напряжение	$T_{OC} (T_A) < + 25^\circ\text{C}$	1,225	1,25	1,275	В
		$-10^\circ\text{C} < T_{OC} (T_A) < + 70^\circ\text{C}$	1,21	—	1,29	В

Таблица 2. Предельные значения параметров и режимов

Наименование параметра	Обозначение параметра	Единица измерения	Значение параметра	
			не менее	не более
Напряжение питания (между V_{CC} и GND)	$U_H (V_{CC})$	B	3	40
Входное напряжение компаратора (между V_{DD} и GND)		B	-0,3	40
Напряжение на коллекторе выходного транзистора	$U_K (V_C)$	B	—	40
Напряжение на эмиттере выходного транзистора	$U_Э (V_E)$	B	—	40
Напряжение на коллекторе предвыходного транзистора		B	—	40
Ток коллектора предвыходно-го транзистора		mA	—	100
Коммутируемый ток	ISW	A	—	1,5
Тепловое сопротивление	RT	C/Bт	—	100
Температура перехода	ТП	°C	—	150
Рассеиваемая мощность	PD	Вт	—	1,25
Предельная температура хранения	TS	°C	-60	150

Таблица 3. Рабочие характеристики схемы

Параметр	Типовое значение	Примечание
Выходное напряжение	28 В	$I_H = 175 \text{ mA}$
Максимальный выходной ток	175 мА	$U_H = 28 \text{ В}$
Пульсации выходного напряжения	400 мВ (размах)	$I_H = 175 \text{ mA}$, $U_H = 12 \text{ В}$
Нестабильность от изменения входного напряжения	30 мВ	$8 < U_H < 16 \text{ В}$, $I_H = 175 \text{ mA}$
Нестабильность от изменения тока нагрузки	10 мВ	$75 = I_H = 175 \text{ mA}$, $U_H = 12 \text{ В}$
КПД	0,877	$I_H = 175 \text{ mA}$, $U_H = 12 \text{ В}$

она имеет все, что необходимо для построения передатчика ИК сигналов.

Но такую микросхему нельзя напрямую применить для коммутации импульсов через ИК светодиод. Дело в том, что транзисторы микросхемы VT1 и VT2 открыты в течение 6/7, а закрыты в течение 1/7 периода импульса генератора. Таким образом, большую часть цикла светодиод VD1 будет включен. При такой скважности импульса через светодиод нельзя получить необходимый импульс тока. А от этого напрямую зависит дальность действия системы. Выход можно найти, если подключить дополнительный транзистор (VT1), как показано на рис. 3. Такое включение изменяет скважность включенного состояния ИК светодиода: теперь импульс тока через него длится 1/7 периода и может достигать значительной величины — 0,5...1 А.

Схема передатчика (рис. 3) не лишена недостатков. К ним относятся дополнительные внешние элементы — резисторы R1-R3, обеспечивающие режим работы дополнительного транзистора VT1, который как бы дублирует внутренний (не менее мощный) транзистор микросхемы. Кроме того, соотношение включено/пауза у светодиода жестко задано рабочим циклом генератора (1:6) и не является оптимальным для ИК светодиода.

В связи с тем, что соотношение включено/пауза, т. е. рабочий цикл генератора задается величиной зарядного и разрядного токов времязадающего конденсатора, подумаем о том, как его изменить. Это возможно в схеме, изображенной на рис. 4. В процессе работы генератора про-

исходит заряд и разряд времязадающего конденсатора токами, которые вырабатываются схемой (табл. 1). Резистор R3 увеличивает ток заряда и уменьшает ток разряда конденсатора, чем и задается другой рабочий цикл. Таким образом, соотношение включено/пауза для внутреннего транзистора микросхемы составит не 6:1, а наоборот 1:6...10. Это позволяет отказаться от внешнего транзистора и рационально использовать мощный ключевой транзистор самой микросхемы. Кроме того, подстройкой величины резистора R3 можно устанавливать требуемую (оптимальную для светодиода) скважность импульсов тока. По сравнению с предыдущей схемой передатчика число внешних элементов уменьшено с 7 до 6.

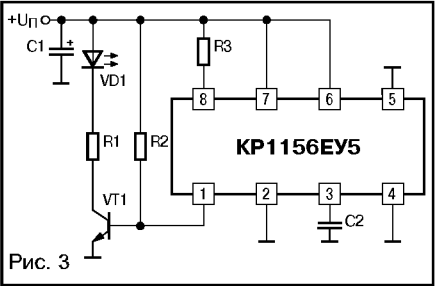


Рис. 3

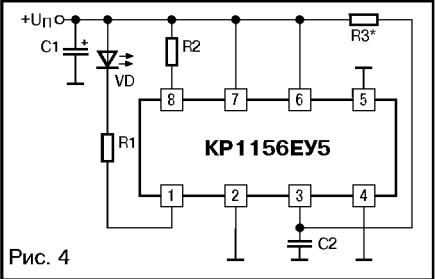


Рис. 4

Таким образом, микросхему KP1156EY5, предназначенную для DC/DC преобразователей, можно с успехом применить и в передатчике ИК сигналов.

Игорь Кольцов
editor@dian.ru

Литература

1. "Микросхемы для импульсных источников питания", изд. 2-е, испр. и доп. — М: "Додэка", 2000.

Микроконтроллеры серии LPC фирмы Philips Semiconductors

Фирма Philips Semiconductors известна в мире как один из крупнейших производителей полупроводниковых устройств. Как и любой другой крупный производитель, она не обошла стороной и микроконтроллерную технику. В частности, Philips Semiconductors является одним из наиболее упорных приверженцев архитектуры 8051, и большую часть ее продукции составляют специализированные и универсальные микроконтроллеры, основанные на совместимых с архитектурой 8051 ядрах. Нишу недорогих микроконтроллеров при этом занимают устройства серии LPC. Рассмотрим более подробно, что же они из себя представляют.

Серия LPC состоит из пяти устройств: P87LPC762, P87LPC764, P87LPC767, PC87LPC768 и P87LPC769. Все они выполнены на основе 8051-совместимого ядра, выполняющего большую часть команд за шесть тактов (что при тактовой частоте 20 МГц дает время выполнения одной команды 333 нс). Сохранение совместимости с МК серии 8051 обеспечивает возможность использования всего программного обеспечения, которое было создано для микросхем этого семейства за всю его долгую историю. При работе с МК серии LPC можно использовать стандартные для семейства 8051 компиляторы, отладчики и среды разработки.

Все представители серии LPC обладают достаточно развитой периферией (на рис. 1 показана структурная схема старшего микроконтроллера этой серии — P87LPC769), которая включает в себя два 16-разрядных таймера, UART, сторожевой таймер, АЦП и аналоговый компаратор. Среди не совсем стандартных периферийных устройств следует отметить аппаратно реализованный кон-

троллер шины I²C. Кроме того, UART обладает достаточно редко встречающейся возможностью аппаратного декодирования адреса, что оказывается достаточно удобным при реализации различного рода контроллеров звуковых шин, а также шин на базе RS-232 с числом устройств более двух. Контроллер портов ввода/вывода обеспечивает возможность генерации прерываний при изменении состояния одного из восьми выводов, что оказывается удобным при подключении клавиатуры. Кроме того, рассматриваемая серия имеет достаточно гибкие возможности по выбору источника тактовой частоты (внутренний осциллятор, внешняя RC-цепочка, внешний кварцевый резонатор). Удобным является и то, что порты ввода/вывода этих МК имеют возможность переключения в режим с открытым коллектором. Однако в каждой бочке меда есть и своя ложка дегтя — в таймерах, реализованных в МК серии LPC, отсутствует возможность захвата значения таймера по фронту внешнего сигнала, что часто оказывается если не необходимым, то по крайней мере весьма удобным.

Объем памяти МК варьируется от 2 до 4 кБ. Помимо этого, все микросхемы серии содержат 128 байт SRAM и 32 байта EEPROM. К сожалению, в

линейке МК серии LPC нет представителей с Flash-памятью программ, что зачастую оказывается весьма удобным на этапе разработки и отладки.

Рассматриваемые МК выпускаются в корпусах SOIC20/DIP20 и работают при напряжении питания от 2,7 В. Они содержат встроенную схему контроля за напряжением питания, а напряжение сохранения данных во внутренней SRAM составляет всего 1,5 В. Энергопотребление устройств серии LPC довольно стандартно для подобных МК и составляет на полном ходу от 2 до 15 мА в зависимости от напряжения питания и тактовой частоты. Однако используя типичный прием перевода МК в спящий режим на все время простоя можно значительно снизить его энергопотребления (в спящем режиме потребляемый ток составляет порядка 1 мкА).

Программирование МК осуществляется внутрисхемно, при этом поддерживаются стандартные возможности по защите памяти программ от несанкционированного считывания. Для облегчения перехода на МК серии LPC фирма Philips предлагает также демонстрационную систему Link-51, систему разработки PDS76xSD и программатор P76xLPCSD. Последние два устройства подключаются к персональному компьютеру через последовательный порт и обеспечивают стандартные возможности по эмуляции работы и программированию микросхем. Демонстрационная система поставляется совместно с программным обеспечением EMIT 3.0 от emWare, которое позволяет разрабатывать приложения, предназначенные для работы с использованием сети Интернет в качестве канала управления и передачи данных. Сама демонстрационная система также включает в себя плату с МК серии LPC, которой можно управлять через интерфейс web-браузера.

К числу возможных применений рассмотренных в этой статье микроконтроллеров можно отнести создание различных часов, контроллеров телефонных аппаратов, MIDI-контроллеров, контроллеров исполнительных механизмов (например, шаговых двигателей) с управлением по последовательному интерфейсу, а также диммеров.

Анатолий Баклажанов,
editor@dian.ru

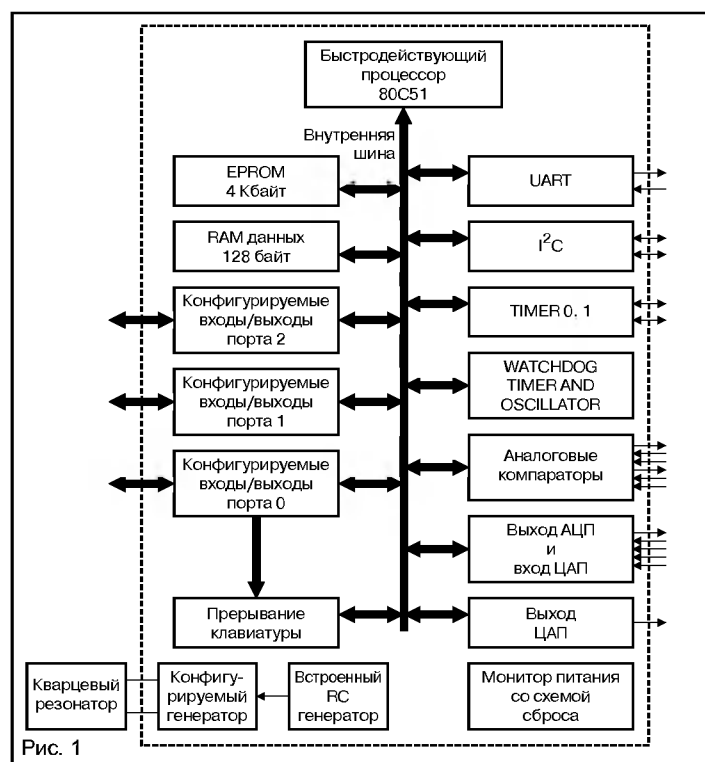


Рис. 1