

И.О. Главного редактора:

Юлия Герасимова

Редакционная коллегия:

Александр Фрунзе

Виктор Иовчик

Алексей Сигаев

Дизайн и верстка:

Ирина Ермолаева

Ирина Чикина

Отдел распространения:

Марина Трофимова

Юрий Царев

Сергей Лукин

тел.: (902) 112-9838

e-mail: compitech@mtu-net.ru

Отдел рекламы:

Юрий Рубичев

Адрес редакции:

121351 Москва, ул. Обручева,

д. 29, комн. 216

тел./факс: (095) 777-12-14

(902) 188-9192

e-mail: editor@dian.ru

www.dian.ru

Издатель и учредитель

ООО "ИД Скимен"

Отпечатано а ЗАО "Красногорская
типография"

143400 МО, г. Красногорск,

Коммунальный квартал, 2

тел: (095) 562-0433

Тираж 4000 экз.

Заказ № 545

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

Редакция не несет ответственности
за информацию, приведенную
в рекламных материалах

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

Информацию о подписке см. на
последней странице журнала

Цена свободная

Содержание

Автоматика

Выходной каскад звукового сигнализатора

2

Акустическое реле

2

Аудиотехника

Сабвуфер автолюбителя

4

Измерительная техника

Измерительные микросхемы для электронных
счетчиков электроэнергии

6

Источники питания

Разработка преобразователя постоянного напряжения
с гальванической развязкой на микросхеме TOP104Y

10

КВ/УКВ

Новые схемы сверхгенеративных приемников
для радиолюбителей, работающих в КВ и УКВ диапазонах

13

Основы схемотехники

Схемотехника световых сканеров

17

Широкополосные интегральные усилители

22

Микроконтроллеры? Это же просто!

28

Связь и сетевые технологии

Синхронизация передачи данных: способы кодирования

33

Софт

Алгоритмы и программы автоматической трассировки
печатных плат

36

Создание аналоговых PSPICE-моделей радиоэлементов

41

Цифровая техника

Программатор термометра/термостата DS1821

42

Использование внешних мониторов питания для AVR

46

Электроника в быту

Автоматы световых эффектов от «А» до «Я»

51

Архитектура построения гибридного
цифро-аналогового телевизора

55

Выходной каскад звукового сигнализатора

Если в разрабатываемом устройстве одновременно со звуковой сигнализацией того или иного рода желательно иметь и световую, но требуется сэкономить на логических элементах или выходах микроконтроллера, то комбинированный узел светозвуковой сигнализации можно выполнить так, как описано в приведенной ниже статье.

В узле, собранном по схеме на рис. 1, с выхода цифровой микросхемы прямоугольные импульсы напряжения звуковой частоты поступают через резистор R1 на базу биполярного транзистора VT1. Так как транзистор работает в ключевом режиме, то на выходах телефонного капсюля возникают импульсы напряжения самоиндукции. Обычно, чтобы избежать пробоя закрытого транзистора от недопустимо больших всплесков напряжения, достигающих сотен вольт даже при напряжении

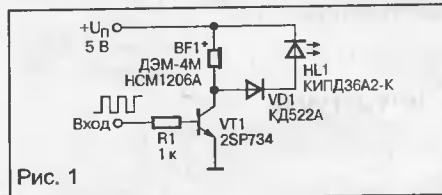


Рис. 1

питания 5 В, обмотку капсюля шунтирует диодом, включенным в обратном направлении по отношению к напряжению питания. Если последовательно с защитным диодом установить светодиод, то он будет светиться одновременно со звуковым сигналом. При работе с телефонным капсюлем ДЭМ-4м средний ток через светодиод составит около 6 мА. Такого тока уже более чем достаточно для хорошей яркости свечения большинства светодиодов, не говоря уже о светодиодах с повышенной светоотдачей и ультраярких светодиодах (L-1513SRC-F).

Вместо постоянно светящегося светодиода можно использовать и мигающий, как показано на рис. 2. Аналогичным образом можно подключить подходящий по размерам оптрон, например, для управления нагрузкой, питающейся от осветительной сети.

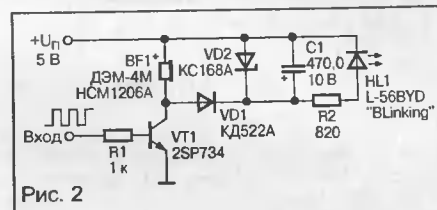


Рис. 2

В качестве BF1 желательно использовать капсюли электромагнитной системы, применявшиеся ранее в отечественных телефонных аппаратах. Но так как в настоящее время они стали дефицитны, то можно применить современные импортные, например, серии HCM без встроенного генератора.

При выборе ключевого транзистора следует учитывать, что размах напряжения на его коллекторе увеличивается на несколько вольт (в схеме на рис. 2 — до 13 В). По этой же причине увеличивается и громкость, что в ряде случаев может быть полезным.

На месте транзистора VT1 может быть как обычный биполярный, составной или цифровой, так и обогащенный МОП-транзистор, например, серии КП501. Выбор его типа зависит от конкретных задач, характеристик создаваемого устройства и вкусов разработчика.

Андрей Бутов

shemotech@mtu-net.ru

Акустическое реле

Стремительное повышение цен на электроэнергию побуждает применять различные способы энергосбережения. Благодаря повсеместному применению в различной радиоаппаратуре современной электронной базы и экономичных блоков питания, эргономические показатели бытовой техники в последние годы резко улучшились. И все же, несмотря на всеобщий прогресс, заката архаичных, но дешевых ламп накаливания в обозримом будущем не предвидится.

Из-за низкого КПД таких ламп затраты на освещение зачастую превышают стоимость потребленной электроэнергии всеми другими электроприборами, находящимися в постоянной эксплуатации в этом же помещении. Снизить затраты на освещение можно с помощью различных устройств автоматики. Принципиальную схему одного из возможных вариантов такого устройства вы видите на рис. 1.

Устройство представляет собой акустическое реле с плавным включением и отключением ламп накаливания. Применение современной электронной базы позволило создать надежную, устойчиво работающую малогабаритную конструкцию. Основу предлагаемого реле составляют две микросхемы. Первая, DA1, представляет собой мощный программируемый маломощный усилитель в корпусе DIP8. Вторая, DA2 — фазовый регулятор мощности в корпусе Power DIP12+4.

Сразу же после подачи напряжения питания замыканием выключателя SA1, лампа накаливания EL1 находится в выключенном состоянии. От внутреннего источника стабильного тока микросхемы DA2 начинает заряжаться конденсатор C9. Процесс его зарядки до напряжения 1,5 В длится около 2 с, за это время лампа плавно зажигается, после чего продолжает светить с максимальной мощностью. Конденсаторы C11, C12 предназначены для задержки включения транзисторных аналогов триггисторов на каждой полувольтной сетевой напряжении. Резистор R13 нужен для разрядки конденсатора C9 после отключения питания, что при последующем включении (спустя не менее чем 15 с) снова обеспечит плавное зажигание лампы накаливания.

Узел управления микросхемой DA2 получает питание от простейшего параметрического стабилизатора напряжения, построенного на стабилизаторе

VD5 и элементах C10, VD34, R14. Цепь из элементов VD4, R15 компенсирует влияние цепи VD34, R14 на узлы микросхемы DA2. Процесс зарядки конденсаторов C2, C3, C10 после подачи напряжения питания длится около 10 с, после чего акустическое реле полностью готово к нормальному функционированию.

При включении лампы выключателем SA1 через резистор R10 начинает заряжаться конденсатор C7. При указанных на схеме номиналах R10 и C7 зарядка этого конденсатора до напряжения 4...5 В длится около 90 с при условии, что на микрофон не оказывается существенного акустического воздействия. Как только напряжение на этом конденсаторе превысит суммарное пороговое напряжение затвор-исток полевых транзисторов VT2 и VT3, эти транзисторы откроются, конденсатор C9 начнет разряжаться через резистор R12 и открытый канал транзистора VT3, следовательно, лампа плавно погаснет в течение 3...4 с.

Если звуковое давление на мембрану микрофона превысит некоторое значение, то переменное напряжение звуковой частоты, усиленное ОУ DA1, поступит на детектор, построенный на диодах VD1 и VD2. Как только напряжение на конденсаторе C8 превысит 1,6...2,5 В, транзистор VT1 откроется и разрядит конденсатор C7. Следовательно, транзисторы VT3 и VT3 закроются, конденсатор C9

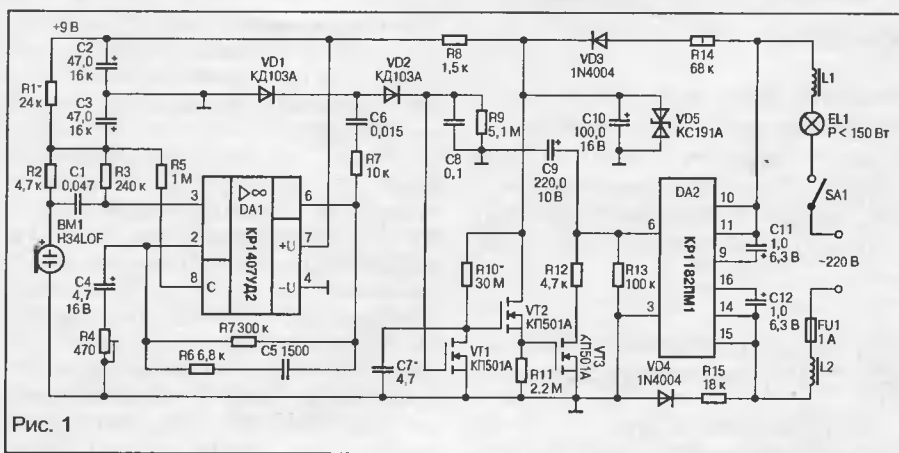


Рис. 1

снова начнет заряжаться, и лампа плавно включится. Использование в качестве ключей полевых п-канальных транзисторов обогащенного типа позволяет значительно упростить схему устройства без ущерба для эксплуатационных характеристик акустического реле.

Ток, потребляемый микросхемой DA1, программируется резистором R5. В данном случае его значение находится в интервале 100...150 мкА. Цепь из резистора R6 и конденсатора C5 снижает усиление и шумы ОУ на высоких звуковых частотах. В некоторых случаях может оказаться полезным шунтирование микрофона конденсатором емкостью 0,01 мкФ. Резистор R7 уменьшает чувствительность реле к случайным коротким звукам.

В конструкции могут быть применены постоянные резисторы МЛТ С2-23, С2-33. Подстроечный резистор R4 — типа СПЗ-386, РП1-63М. Оксидные конденсаторы — малогабаритные импортные аналоги К50-35 известных зарубежных производителей, керамические — КМ-5, КМ-6, К10-1. Если вы ограничены габаритами корпуса, то можно попробовать оксидно-полупроводниковые конденсаторы, например, ниобиевые К53-4. Нужно подобрать экземпляр с током утечки не более 50 нА при напряжении 15 В и температуре корпуса конденсатора 25°C.

Диоды VD1, VD2 — любые маломощные кремниевые, например, серий КД510, КД521, КД522. Диоды VD3, VD4 можно заменить на RL104...RL107, IN5395, КД102Б, серий КД209, КД528 (Б-Д). Стабилитрон VD5 — любой маломощный на 8...10 В, например КС182А, КС126М, КС191Ж, Д814Б. Токковые ключи на полевых транзисторах можно заменить на КП501Б, КП501В или ZVN2120. При этом VT2 и VT3 желательно подобрать с возможно большим пороговым напряжением затвор-исток, иначе для получения длительной выдержки потребуются увеличение емкости конденсатора C7 или сопротивления резистора R10.

Операционный усилитель KP1407UD2 в данной схеме можно заменить импортным аналогом LM4250. Можно использовать и KP140UD12, если верхний по-

схеме вывод резистора R5 соединить с общим проводом и подобрать его сопротивление. Микрофон можно применить любой электретный с током потребления не более 500 мкА при питающем напряжении 4,5 В.

На провода питания, идущие к микросхеме DA2, можно надеть небольшие ферритовые трубочки (L1, L2), аналогичные используемым в импульсных блоках питания или блоках строчной развертки.

Нажавивание безошибочно собранного звукового реле сводится к установке напряжения, равного половине постоянного напряжения питания, подбором сопротивления резистора R1 на положительном выводе конденсатора C3. Подстроечным резистором R4 устанавливается желаемая чувствительность микрофонного усилителя. Время выдержки, которое отработывает звуковое реле до отключения питания, зависит от параметров C7 и R10.

Микросхема KP1182PM1 способна работать с нагрузкой мощностью до 150 Вт. Рекомендуется использовать ее с лампами накаливания общей мощностью до 100 Вт. При этом к ее теплоотводным выводам желательно припаять небольшой радиатор площадью 4...6 см² из листовой латуни. Вместо пайки можно приклеить радиатор к корпусу микросхемы теплопроводным клеем «АлСил-5». Если необходимо управлять лампами накаливания большей мощности, то можно при-

менить параллельное включение микросхем, либо дополнить устройство симистором, следуя рекомендациям, приведенным в [2].

При разводке платы следует учитывать возможное негативное влияние микросхемы DA2 на входные цепи ОУ DA1. Если в устройство будет установлен дополнительный симистор, то существует вероятность, что уровень создаваемых помех сильно возрастет, поэтому может потребоваться применение сетевого LC-фильтра.

Если резистор R13 заменить на перемонный, то можно управлять мощностью, подаваемой на нагрузку. Можно увеличить сопротивление резистора R12, тогда при наступлении тишины лампа накаливания будет погасать не полностью, что в некоторых случаях может быть удобным. При настройке и эксплуатации устройства следует учитывать, что все ее элементы имеют гальваническую связь с осветительной сетью, и соблюдать меры предосторожности.

Андрей Бутов

shemotech@mtu-net.ru

Литература:

1. Программируемый малошумящий ОУ KP1407UD2. — Радио, 2001, № 8.
2. Микросхема KP1182PM1 — фазовый регулятор мощности. — Радио, 1999, № 7.
3. Бутов А. Акустический выключатель освещения. — Радио, 2001, № 12.

ARGUSSOFT

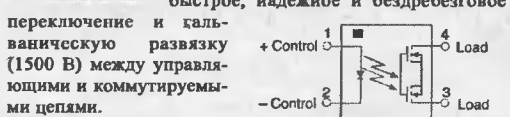
Департамент Микроэлектроники

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ОФИЦИАЛЬНЫЙ
дистрибьютор фирмы:

CLARE

Ведущие мировые и отечественные производители телекоммуникационной аппаратуры и современных телефонных станций высоко оценили качество новейших 4-выводных оптореле, выпускаемых фирмой CLARE (США).

Эти недорогие, миниатюрные компоненты (размер корпуса 3.8 x 4.1 x 2.1 мм) являются адекватной заменой механическим реле с нормально замкнутыми (НЗ) и нормально разомкнутыми (НР) контактами, обеспечивая более быстрое, надежное и бездребезговое переключение и гальваническую развязку (1500 В) между управляющими и коммутируемыми цепями.



Тип	Тип контактов	Напряжение коммутации, В(пик)	Ток коммутации, мА	Сопротивление отс. канала, Ом	Ток управления, мА
CPC1008N	1HP	100	150	8	2
CPC1016N	1HP	100	100	16	2
CPC1017N*	1HP	60	100	16	1
CPC1030N	1HP	350	120	30	2
CPC1035N	1HP	350	100	35	2
CPC1230N	1HP	350	120	50	2
CPC1150N	1H3	350	100	50	2

* новый продукт

Хотите попробовать? Закажите бесплатные образцы у нас:

Офис в Москве :
Адрес : 129085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505
Факс : (095) 216-68-42
E-mail : arguss@arguss.ru

Новый офис в Санкт-Петербурге :
Адрес : 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 38
Тел. : (812) 314-3908, тел.факс : (812) 310-6234
E-mail : arguss@arguss.ru

Интернет : WWW.ARGUSSOFT.RU

ANALOG DEVICES

ATMEL

TRACO POWER

BOURNS

CLARE

sumida

JE-AN

HANTRONIX

Honeywell

SII

Seda Instruments Inc.

muRata

Сабвуфер автолюбителя

Несмотря на кажущуюся простоту расчета фильтров нижних частот, необходимых для формирования нужной амплитудно-частотной характеристики, многие испытывают затруднения при построении готовой конструкции. В данной статье представлено описание простой схемы для воспроизведения нижнего диапазона звуковых частот с использованием низкочастотного громкоговорителя, так называемый Subwoofer.

Хотя разработка в большей мере предназначена для автолюбителей, ее также с успехом можно использовать и для домашнего аудиокомплекса.

Данная конструкция представляет собой активную колонку со встроенным усилителем и с возможностью автоматической активации при включении звуковоспроизводящей аппаратуры.

Технические данные:

- выходная мощность — 25 Вт;
- сопротивление громкоговорителя — 4 Ом;
- полоса воспроизводимых частот — от 5 до 300 Гц;
- электропитание — порядка 12-16 В;
- максимальный потребляемый ток — 3 А.

Схема сабвуфера представляет собой усилитель низкой частоты с полосой пропускания 5–300 Гц. Для формирования необходимой АЧХ существует несколько вариантов:

- собственно сам усилитель с нужной АЧХ, формируемой обратными связями;
- включение на входе обычного широкополосного усилителя активных и пассивных полосовых фильтров;
- включение на выходе усилителя активных и пассивных фильтров нижних частот.

Наибольший интерес для качественного формирования необходимой АЧХ представляют пассивные фильтры. У них отсутствуют дополнительные шумы, всякого рода «выбросы» и «провалы», а также полностью отсутствуют нелинейные искажения. Единственным недостатком пассивных фильтров является значительное затухание в полосе пропускания. Но так как сигнал на сабвуфер снимается с выхода усилителя мощности, уже входящего в состав магнитофона или приемника, то этим недостатком можно пренебречь. Фильтр нижних частот формирует АЧХ, пропуская все частоты, начиная с нуля, и «обрезая» высокие частоты на частоте среза. Саму частоту среза легко можно рассчитать по формуле $1/2 \cdot \pi \cdot R \cdot C$ где, частота в герцах, $\pi = 3,14$, сопротивление в омах, емкость в фарадах. Крутизна среза (спада) фильтра зависит от его порядка. Для ФНЧ 1-го порядка, она будет равна 6 дБ на октаву (рис. 1). Для фильтра 2-го порядка крутизна спада АЧХ будет уже 12 дБ/ок-

таву (рис. 2). Для фильтра 3-го порядка — 18 дБ/октаву соответственно (рис. 3).

Из графиков хорошо видно, что чем выше порядок фильтра, тем больше затухание в полосе пропускания. Для фильтра 2-го порядка оно уже будет составлять 20 дБ, т. е. сигнал ослабляется в 10 раз.

Но так как чувствительность усилителей для сабвуфера обычно лежит в пределах 50–250 мВ, а сигнал, снимаемый

с громкоговорителей, составляет порядка 0,5–5 В, то получается идеальное согласование по уровням сигнала. Экспериментальным путем было установлено, что для качественного формирования АЧХ вполне достаточно фильтра 2-го порядка. На всех графиках для оценки затухания на средних частотах 1000 Гц дана контрольная точка А. Номиналы конденсаторов на самих схемах фильтров и в готовой конструкции, несколько отличаются. Это сделано для того, чтобы конструктор сам смог выбрать для своей акустики оптимальный вариант. С достаточной точностью частоты раздела фильтра можно изменить, взяв за основу приведенные выше примеры. Например, чтобы снизить частоту со 100 до 50 Гц, достаточно пропорционально увеличить емкость конденсаторов с 22 до 47 нФ. Можно также увеличить в два раза номиналы резисторов, но не следует забывать, что вход усилителя в этом случае должен быть высокоом-

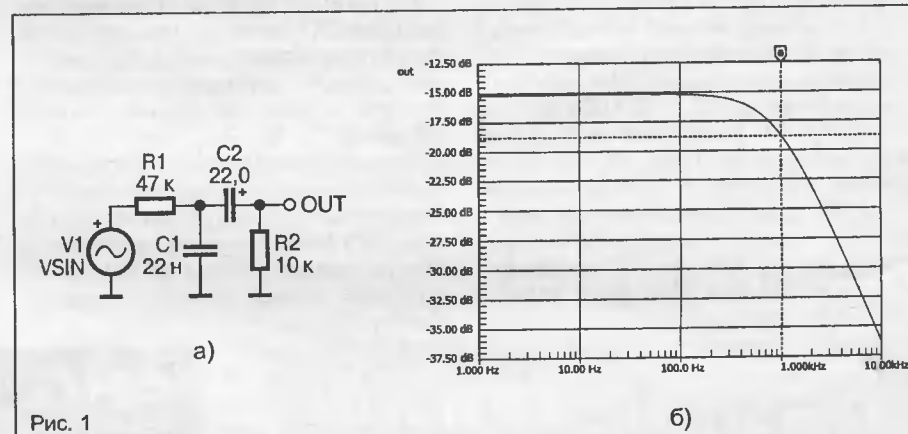


Рис. 1

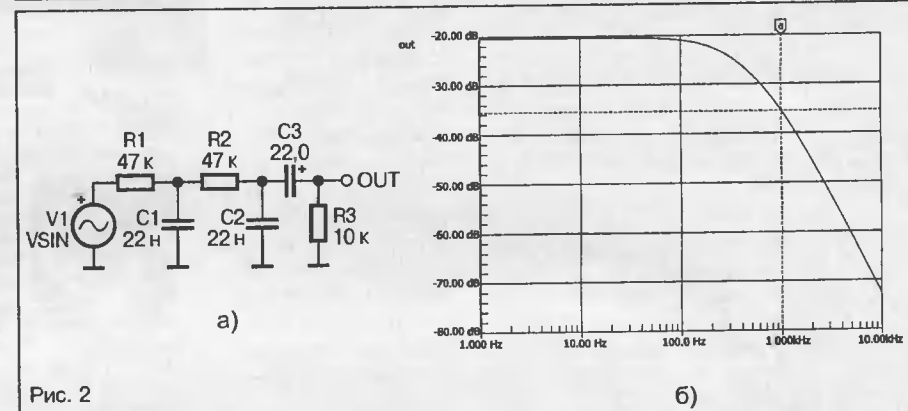


Рис. 2

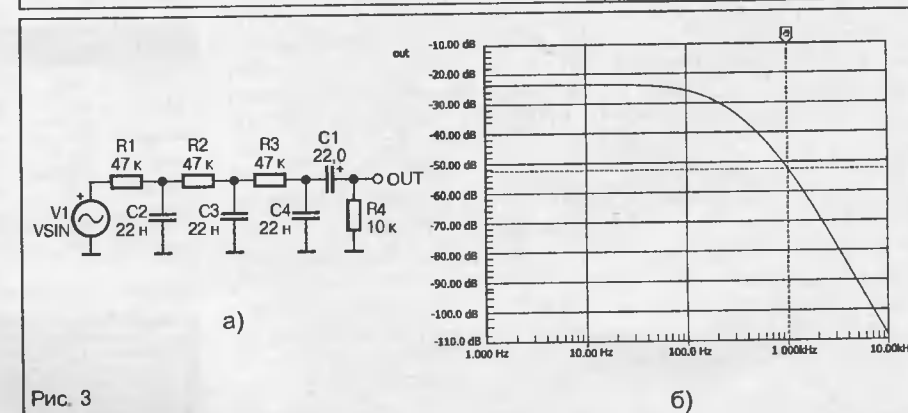


Рис. 3

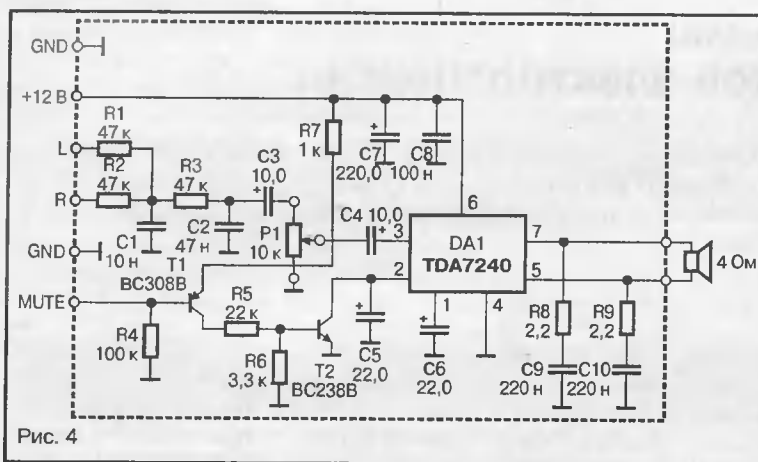


Рис. 4

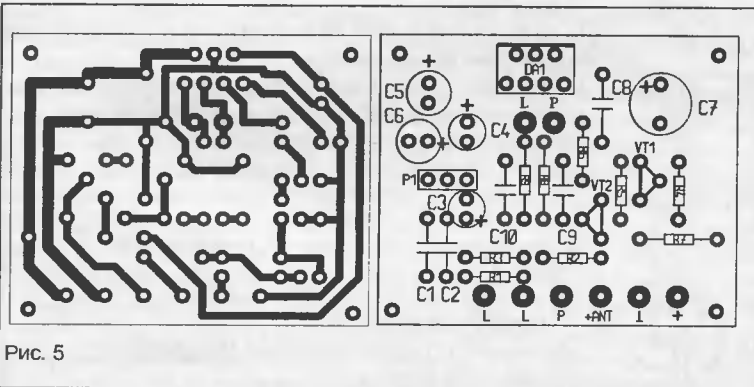


Рис. 5

ным, в противном случае появится дополнительное затухание сигнала в полосе прозрачности.

При выборе нужной АЧХ фильтра и мощности усилителя, был проделан опыт. Гул, имитирующий поездку на автомобиле, был смоделирован при помощи стенда, на котором был установлен работающий двигатель. Было замечено, что наибольшему маскирующему эффекту подвержены именно низкие частоты в диапазоне 5–300 Гц. Чтобы компенсировать эти потери, был выбран необходимый частотный диапазон сабвуфера. Суть метода заключалась в подаче звукового сигнала с частотой качания 0,01 Гц в полосе частот 16–16000 Гц на стандартную акустику.

Те частоты, которые были ослаблены маскирующим действием гула (шума), приходилось корректировать при помощи третьоктавного эквалайзера. Таким образом, удалось сформировать характеристику, необходимую для качественного звукового восприятия. На средних и высоких частотах эти расхождения были не столь значительны, и их удавалось скомпенсировать обычным темброблоком, входящим в состав любой магнитолы. В дальнейшем, при проверке во время поездки на реальном автомобиле правильность выбора этого метода удачно была подтверждена независимыми экспертами. В салоне было до пяти человек, включая водителя. Некоторые потери низких частот при полной нагрузке, удалось скомпенсировать регулятором громкости в самом сабвуфере.

Схема усилителя, назначение де-

автомагнитолы. Далее суммированный сигнал проходит через ФНЧ и через разделительные конденсаторы C3 и C4 по-

ступает на вход усилителя. Регулировка уровня производится при помощи потенциометра P1. Активация усилителя осуществляется при помощи ключей на транзисторах T1 и T2. Необходимый для этого уровень составляет +8–12 В снимается с используемой магнитолы. Это позволяет при выключении магнитофона автоматически выключить и сам сабвуфер. Детали T1, T2, R4, R5, R6, R7 можно исключить из схемы. Нагрузка (громкоговоритель) подключается к выводам 5 и 7 микросхемы DA1. Так как на этих выводах относительно «общего» провода есть потенциал, то следует обратить внимание на тщательную изоляцию как самих проводников, так и динамика. Это следует делать в том

такой и подключить его представлено на рис. 4. Собственно сам сабвуфер состоит из усилителя низкой частоты, собранного на микросхеме DA1 TDA7240 и входного фильтра нижних частот на элементах R1, R2, R3, C1, C2, C3. Резисторы R1 и R2 подключаются к сигнальным проводам правого и левого громкоговорителей

случае, если в качестве колонки будут использоваться конструктивные полости самого автомобиля. Вариантов подключения входа Mute великое множество. Выбирается любая точка, в которой при включении магнитолы появляется напряжение +12 В. Это может быть и гнездо для активной антенны, и лампочка подсветки шкалы, и контакты выключателя питания. Желательно в самой магнитоле установить дополнительный резистор величиной 1–10 кОм и сигнал активации подавать на сабвуфер через него. Это позволит в случае случайного замыкания на корпус избежать порчи аппаратуры.

Печатная плата и монтажная схема изображены на рис. 5.

Корпус микросхемы TDA7240 соединен с «общим» минусом, поэтому никаких изолирующих прокладок не понадобится. В качестве радиатора может служить металлическое шасси корпуса или кусок дюрала с минимальным размером в две пачки от сигарет. Провода питания и подключения громкоговорителя обязательно должны быть многожильные и по возможности большой площади сечения. При правильном монтаже и исправных деталях сабвуфер в наладивании не нуждается.

Александр Воробьев,
alex@hit.mldnet.com

www.platan.ru

ПЛАТАН

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ВАШЕГО УСПЕХА

BOURNS INC.

Эффективный выбор для систем защиты и источников питания

Самовосстанавливающиеся предохранители серий MF-R, MF-S, MF-SM, MF-MSM

www.bourns.com

- Предназначены для защиты электронных устройств от перегрузки по току или от перегрева.
- Принцип работы основан на свойстве резко увеличивать свое сопротивление под воздействием проходящего тока, превышающего номинальный рабочий ток, или под действием температуры окружающей среды, в несколько раз превосходящей номинальную, и автоматически восстанавливать свои первоначальные свойства после устранения этих причин

Серия	Диапазон номинальных токов, А	Макс. рабочий ток, А	Сопр. в откл. сост., Ом	Область применения
MF-R	0.10–9.00	80	0.006–2.50	Общего назначения, автомобильная электроника.
MF-S, MF-LR, MF-LR	0.70–4.20	30	0.006–0.085	Защита вольтметров, батарей от короткого замыкания, перегрева. Низкоточные выходы для точечной сварки непосредственно на элемент батареи.
MF-SM	0.30–2.80	80	0.025–0.80	Для поверхностного монтажа. Компьютеры и периферия, автомобильная электроника.
MF-MSM	0.14–1.50	30	0.03–1.50	Для поверхностного монтажа, тиристоры 1812. Применяется в устройствах с высокой плотностью монтажа: жесткие диски, PCMCIA-карты и др.

Фирма "ПЛАТАН" является официальным дистрибутором фирмы "BOURNS" и предоставляет полный ассортимент ее продукции со склада и на заказ.

В ПРОГРАММЕ ПОСТАВОК:

- Подстроечные и переменные резисторы
- Миниатюрные кнопки и переключатели
- Цифровые датчики угла поворота (энкодеры)
- Индуктивные компоненты

International IOR Rectifier

Infineon Technologies

MITSUBISHI ELECTRIC

EPCCOS

Honeywell

MOTOMOLA

Intersil

muRata

CRYDOM

DATA VISION

Kingbright

121351, Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, к. 1, стр. 2
Тел./факс: (095) 73-75-999

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

Измерительные микросхемы для электронных счетчиков электроэнергии

Вниманию читателей предлагается описание измерительных микросхем для электронных счетчиков электроэнергии производства ОАО «Ангстрем». В настоящее время ОАО «Ангстрем» выпускает четыре типа измерительных микросхем (преобразователей мощности) и готовит к выпуску еще два типа микросхем для электронных счетчиков электроэнергии.

Интегральные схемы (ИС) серии 1446ПМ изготавливаются по КМОП технологии.

ИС К1446ПМ1 (АДБК.431320.773ТУ) представляет собой измерительный преобразователь мощности в частоту следования импульсов (ПМЧ) и предназначена для использования в электронных счетчиках активной энергии переменного тока.

Потребление электроэнергии определяется путем интегрирования по времени результата измерения мощности. Выходная информация представлена в виде последовательности импульсов со средней частотой, пропорциональной произведению входных аналоговых напряжений.

К1446ПМ1 имеет высокочастотный поверочный выход и низкочастотный выход для использования в счетчиках электроэнергии.

Конструктивно К1446ПМ1 выполнена в 16-выводном пластмассовом корпусе DIP.

Основные характеристики К1446ПМ1:

- класс точности (в динамическом диапазоне 500:1) — 0,3 (типовое значение);
- потребляемая мощность — 10 мВт (типовое значение);
- ток потребления: 2 мА (типовое) при напряжении питания 5 В; 1 мА (типовое) при напряжении питания 3 В;
- диапазон рабочих температур — от -40 до +85°C;
- встроенный термостабильный источник опорного напряжения;
- тип корпуса — DIP-16.

Описание выводов приведено в табл. 1, цоколевка — на рис. 1.

Частота следования импульсов на выводе LFPO связана с действующими значениями входных синусоидальных сигналов и сдвигом фаз между ними, а также со значением опорного напряжения и частотой кварцевого резонатора, соотношением:

$$F_{LFPO} = \frac{F_{OSC}}{64 \cdot 128} \cdot \frac{(U_{IVP} - U_{IVM}) \cdot (U_{ICP} - U_{ICM})}{U_{VREF}^2} \cdot \cos \varphi.$$

Блок-схема К1446ПМ1 приведена на рис. 2.

Аналоговая часть состоит из двух дельта-сигма модуляторов (ДСМ), узла перемножения и термостабильного источника опорного напряжения.

Цифровая часть схемы состоит из счетчика-фильтра,

режектора инфранизкочастотных импульсов и делителя частоты. Кроме того, в состав схемы входят вспомогательные блоки, такие как формирователь синхросерий, формирователь начального сброса и т. д.

Схема сброса при включении вырабаты-

Таблица 1

Номер вывода	Наименование	Назначение
14	DVcc	Положительное напряжение питания цифровых схем
13	AVcc	Положительное напряжение питания аналоговых схем
4	GND	Общий вывод
5	MP	Средняя точка аналоговой части
Аналоговые входы/выходы		
12	IVP	Неинвертирующий вход от датчика напряжения
11	IVM	Инвертирующий вход от датчика напряжения
6	ICP	Неинвертирующий вход от датчика тока
7	ICM	Инвертирующий вход от датчика тока
1	QI	Вход тактового генератора
2	QO	Выход тактового генератора
8	RVSO	Вход/выход источника опорного напряжения
9	VREF	Выход опорного напряжения
10	RVC	Вход подстройки опорного напряжения
Цифровые выходы		
3	HFPO	Высокочастотный выход модуля мощности
15	PS	Выход знака мощности
16	LFPO	Низкочастотный выход модуля мощности

вает сигнал сброса, но при этом она вместе со схемой синхронизации обеспечивает удержание этого сигнала в активном состоянии еще в течение 2 с, пока вся схема

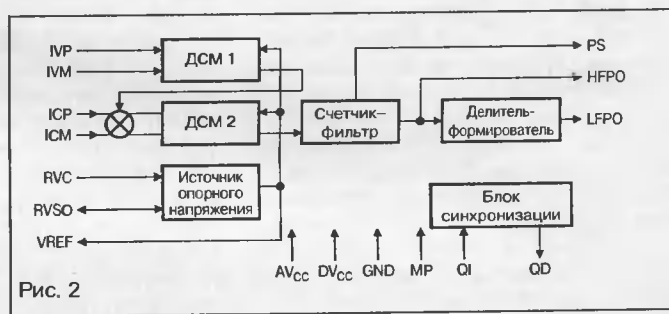


Рис. 2

(как аналоговая, так и цифровая часть) не войдет в рабочий режим, и не установится напряжение питания. Благодаря этому удастся обеспечить точность первого (после подачи мощности) измерения при поверке счетчика.

Аналоговыми входами являются дифференциальные напряжения $U_V = (U_{IVP} - U_{IVM})$ и $U_C = (U_{ICP} - U_{ICM})$, поступающие от датчиков напряжения и тока. Обработка входных напряжений осуществляется в дискретно-аналоговой форме. Коэффициент пропорциональности между произведением напряжений и частотой определяется частотой кварцевого генератора (или внешнего тактового сигнала, подаваемого на вход QI) и величиной термостабилизированного опорного напряжения на выводе VREF в соответствии с формулой:

$$F_{HFPO} = \frac{F_{OSC}}{64} \cdot \frac{(U_{IVP} - U_{IVM}) \cdot (U_{ICP} - U_{ICM})}{U_{VREF}^2},$$

при этом U_{VREF} измеряется относительно GND.

В целях повышения точности преобразования лучше подавать сигналы IVP и IVM, а также ICP и ICM симметрично

QI	1	16	LFPO
QO	2	15	PS
HFPO	3	14	DVcc
GND	4	13	AVcc
MP	5	12	IVP
ICP	6	11	IVM
ICM	7	10	RVC
RVSO	8	9	VREF

Рис. 1

тоты кварцевого генератора (или внешнего тактового сигнала, подаваемого на вход QI) и величины термостабилизированного опорного напряжения на выводе VREF по формуле:

$$F_{HFO} = \frac{F_{OSC}}{64} \cdot \frac{(U_{IVP} - U_{IVM}) \cdot (U_{ICP} - U_{ICM}) \cdot 25}{4 \cdot U_{VREF}^2} \cdot \cos \varphi,$$

при этом UVREF измеряется относительно MP.

В целях повышения точности преобразования при использовании K1446ПМ2 тоже лучше подавать сигналы IVP и IVM, а также ICP и ICM симметрично (дифференциально) относительно уровня MP.

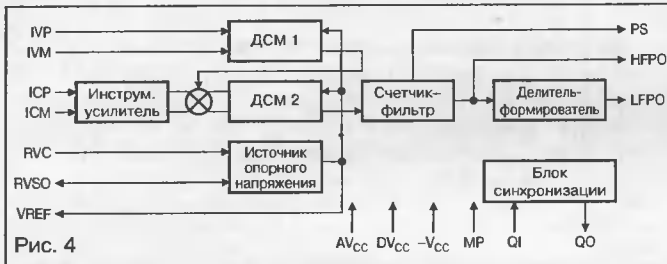


Рис. 4

Вариант схемы однофазного счетчика электроэнергии на основе ИС K1446ПМ2 приведен на рис. 5. В качестве датчика тока использован шунт, датчик напряжения — резистивный делитель.

ИС K1446ПМ3 и K1446ПМ4 имеют устройство и характеристики, аналогичные ИС K1446ПМ1, но предназначены они для построения трехфазных счетчиков электроэнергии с трансформатором тока в качестве датчика. Отличие их друг от друга состоит в том, что K1446ПМ3 является ведущей (суммирующей), а K1446ПМ4 — ведомой.

Пример схемы включения ИС K1446ПМ3 и K1446ПМ4 в трехфазном счетчике электроэнергии приведен на рис. 6.

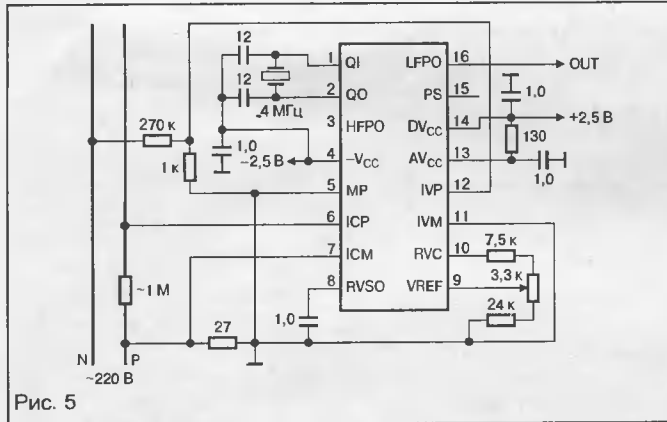


Рис. 5

Интегральные схемы K1446ПМ5 и K1446ПМ6 представляют собой измерительные преобразователи мощности в частоту следования импульсов (ПМЧ), содержащие ППЗУ для хранения значения потребленной электроэнергии и двухтарифное счетно-индикаторное устройство (СИУ), позволяющее отображать полученные значения на ЖКИ. Эти ИС предназначены для использования в одно- и двухтарифных электронных счетчиках активной энергии переменного тока.

Потребление электроэнергии определяется путем интегрирования по времени результата измерения мощности. Число выходных импульсов, пропорциональное потребленной энергии, запоминается в ППЗУ для обеспечения бесперебойной работы ИС после пропадания питания. Накопленная величина потребленной электроэнергии преобразуется в сигналы управления стандартным 8-разрядным ЖК-индикатором.

На поверочных выходах ИС выдает информацию в виде последовательности импульсов со средней частотой, пропорциональной произведению входных аналоговых напряжений (высокочастотный и низкочастотные выходы). Также

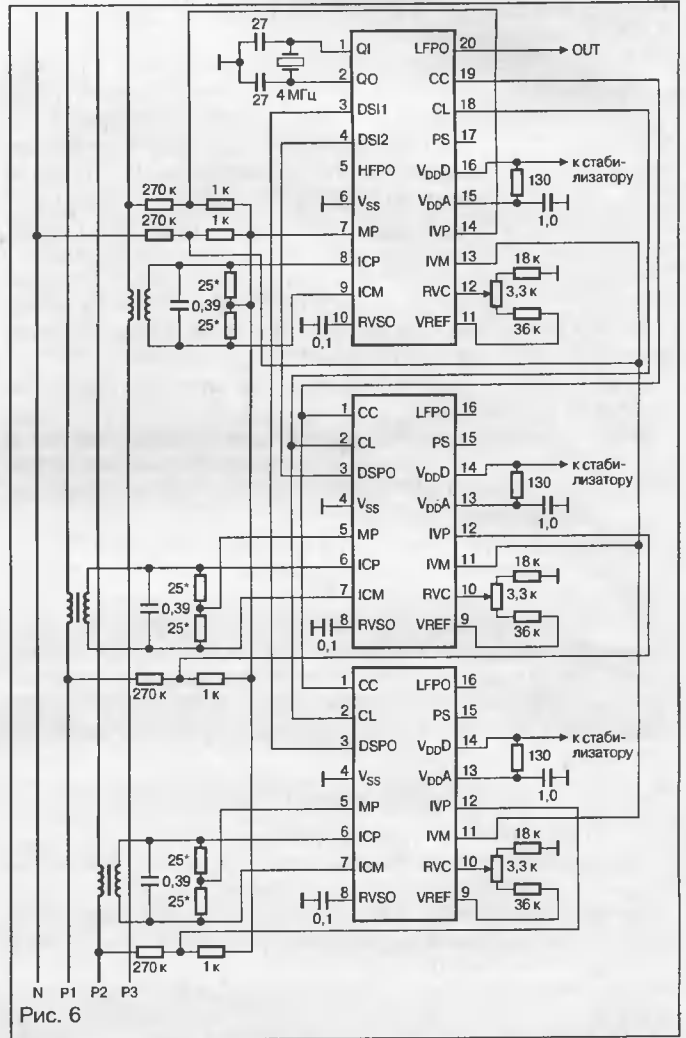


Рис. 6

предусмотрены дополнительные выходы для возможности тестирования ППЗУ.

Конструктивное исполнение K1446ПМ5 и K1446ПМ6 — 64-выводной пластмассовый корпус QFP.

Блок-схема ИС K1446ПМ5 приведена на рис. 7.

В зависимости от номера активного тарифа, K1446ПМ5 обеспечивает накопление импульсов мощности (коэффициент пересчета 10 имп/кВт·ч) в одном из двух регистров: при TARIF=0 в регистре 0, при TARIF=1 в регистре 1. По приходу

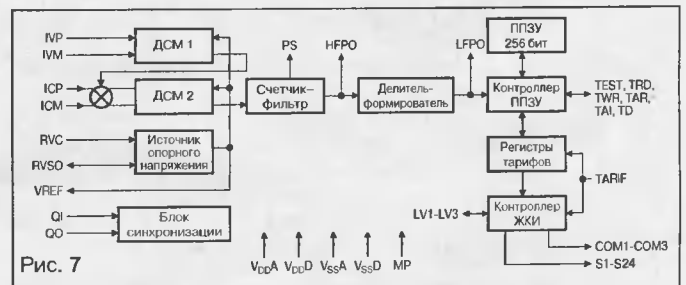


Рис. 7

каждого нового импульса значения регистров сохраняются в ППЗУ, таким образом, накопленная величина потребленной электроэнергии не теряется при пропадании питания. Структура адреса ППЗУ приведена на рис. 8.

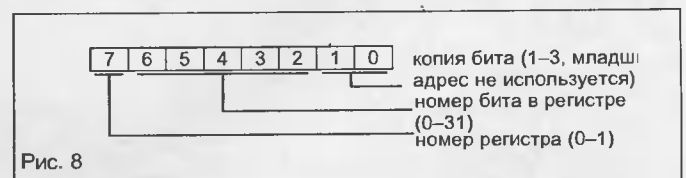


Рис. 8

Для устранения влияния кратковременных сбоев ППЗУ на работу схемы каждый бит информации записывается в три ячейки ППЗУ, что позволяет в случае потери значения одной из ячеек восстанавливать это значение по мажоритарной системе.

Отображение значения потребленной электроэнергии на 8-разрядном ЖКИ с тремя общими выводами (COM1, COM2, COM3) производится следующим образом. В старшем разряде ЖКИ выводится число, соответствующее номеру выводимого тарифа (TARIF=0 соответствует 1, TARIF=1 — 2), в следующем разряде высвечивается один нижний горизонтальный сегмент, в шести младших разрядах выводится значение соответствующего регистра. Младший разряд отделен точкой. Попеременно отображаются значения регистров: активного тарифа 60 с и неактивного тарифа 14 с. При отображении неактивного тарифа предусмотрено мерцание двух старших разрядов ЖКИ с частотой 0,5 Гц и отношение времени горения/погашено 1:1. Максимальное число, хранимое в каждом регистре, равно 99999,9; при следующем импульсе регистр обнуляется и счет возобновляется. В незанятых старших разрядах высвечиваются нули. Пример отображения ЖКИ: 1_00234.3.

Управляющие сигналы для ЖКИ COM1-COM3 и S1-S24 — дискретные, они формируются схемой из опорных уровней GND, 1 В, 2 В, 3 В с частотой переключения между уровнями около 120 Гц. Размах сигналов в 3 В — настраиваемый, возможен выпуск варианта микросхемы с корректировкой этой величины до 2,5...3,5 В (уровни поступают с резистивного делителя и изменяются пропорционально друг другу).

Вариант схемы однофазного счетчика электроэнергии на основе ИС K1446ПМ5 приведен на рис. 8. В качестве датчика тока использован трансформатор тока, датчик напряжения — резистивный делитель. Рекомендуемый для применения тип ЖКИ — E18077 или аналогичный.

Представленная в статье элементная база позволяет строить современные недорогие электронные счетчики элект-

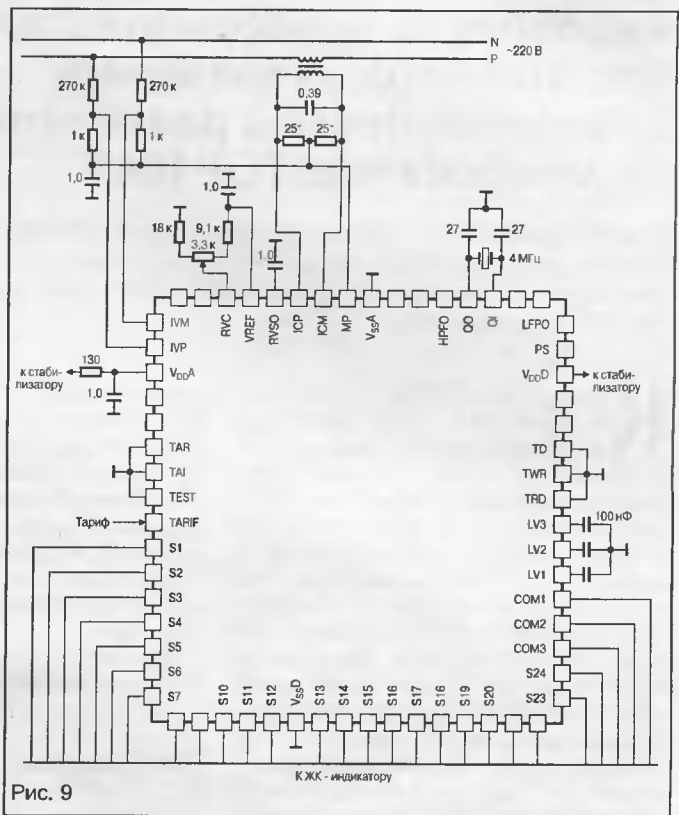


Рис. 9

роэнергии, обладающие высокими техническими и эксплуатационными характеристиками.

Виктор Эннс,
enns@angstrom.ru

Открылся новый магазин

РАДИОДЕТАЛИ

ПРОМЕЛЕКТРОНИКА

РАДИОДЕТАЛИ

на «Курской»

Цена зависит от количества!

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

Для оптовых и розничных покупателей
действует система специальных и накопительных скидок

Рядом с м. «Курская»

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

Специально подготовленный персонал

Большой оптовый отдел

Весь товар сертифицирован, с гарантией качества

Специальный отдел технической литературы
по электронной тематике



ПРОМЕЛЕКТРОНИКА

ПОСТАВКИ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

Разработка преобразователя постоянного напряжения с гальванической развязкой на микросхеме TOP104Y

Преобразователи постоянного напряжения (DC/DC конверторы) используют принцип действия импульсных источников питания и применяются для того, чтобы преобразовать одно напряжение постоянного тока в другое.

Конверторы DC/DC широко используются в оборудовании для вычислительной и авиационно-космической техники, автоматизированных системах управления, средствах связи и т. д. В последнее время широкое распространение получили интегральные DC/DC конверторы. Они выпускаются в стандартных пластмассовых или металлических корпусах с возможностью монтажа на печатную плату. Во многих случаях преобразователи разных фирм-производителей взаимозаменяемы друг с другом.

Оптимальной стратегией применения DC/DC конверторов является их использование в распределенных (децентрализованных) системах питания. Распределенной считается система, которая физически и функционально разделена таким образом, что конечный этап формирования питающего напряжения происходит непосредственно на плате, как можно ближе к нагрузке. Структурные типы системы питания показаны на рис. 1, а (централизованная система) и рис. 1, б (распределенная система).

Применение распределенной системы питания позволяет:

- снизить величину тока на шине питания, вследствие чего упрощается конструкция и уменьшаются габариты шины питания, объединяющей платы, и разъемов подачи напряжения к печатным платам;
- уменьшить электрические потери;
- применить модульный принцип построения системы, при котором выход из строя одной платы не влечет за собой выход из строя всей системы в целом.

В настоящее время такие фирмы, как, например, Analog Devices, Artesyn, Astec, Lucent Technologies, Ericsson и др. представили на рынке большое количество интегральных DC/DC конверторов, пригодных практически для любого случая. Однако стоимость их, как правило, достаточно высока (порядка \$60-90).

В большинстве случаев при выборе преобразователя его миниатюрность не является необходимостью. Как правило, к преобразователю выдвигаются следующие требования: надежность, простота конструкции и умеренная стоимость. В этом случае возможно применение DC/DC конверторов собранных на дискретных элементах с применением спе-

циализированных интегральных схем. В последние годы появилось много интегральных схем, успешно решающих эту проблему. Хорошие микросхемы для DC/DC преобразователей разработаны фирмами Power Integrations (серия микросхем TOPSwitch), ST-Microelectronics (серия микросхем Viper), Samsung (серия микросхем Samsung Power Switch) и другими.

Автором данной статьи была предпринята попытка разработать преобра-

зователь на дискретных элементах с применением специализированной микросхемы TOP104Y фирмы Power Integrations. TOP104Y — интегральная микросхема, поддерживающая основные функции, необходимые для DC/DC преобразователей, и рассчитанная на работу при входном напряжении от 18 до 90 В.

Выбор пал на микросхему именно этой фирмы по нескольким причинам. Во-первых, техническая информация о микросхемах TOPSwitch уже появлялась в отечественной печати [1—3]. Во-вторых, на сайте фирмы [4] можно получить исчерпывающую техническую информацию о микросхемах и их применении. И в-третьих, фирма Power Integrations по запросу разработчиков высылает компакт-диск с технической документацией и программой автоматизированного проектирования PI Expert 2.5, причем делает это очень оперативно. Пример работы программы автоматизированного проектирования PI Expert 2.5 при-

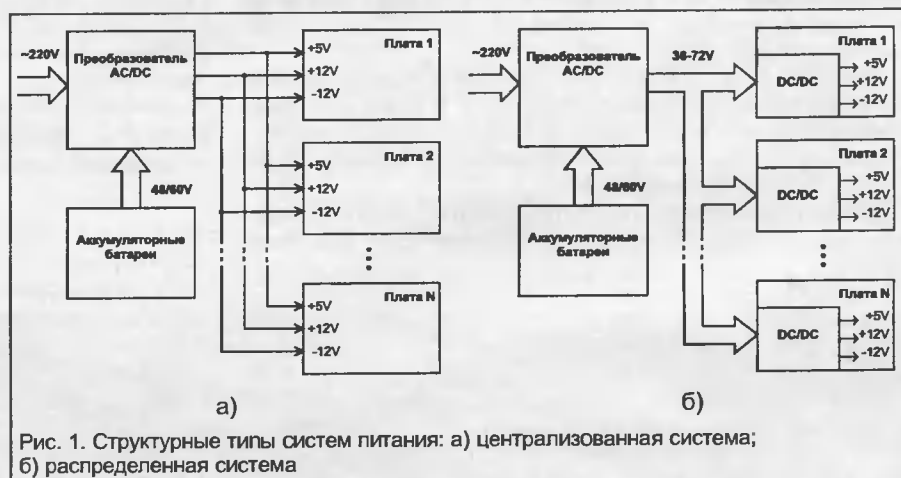


Рис. 1. Структурные типы систем питания: а) централизованная система; б) распределенная система

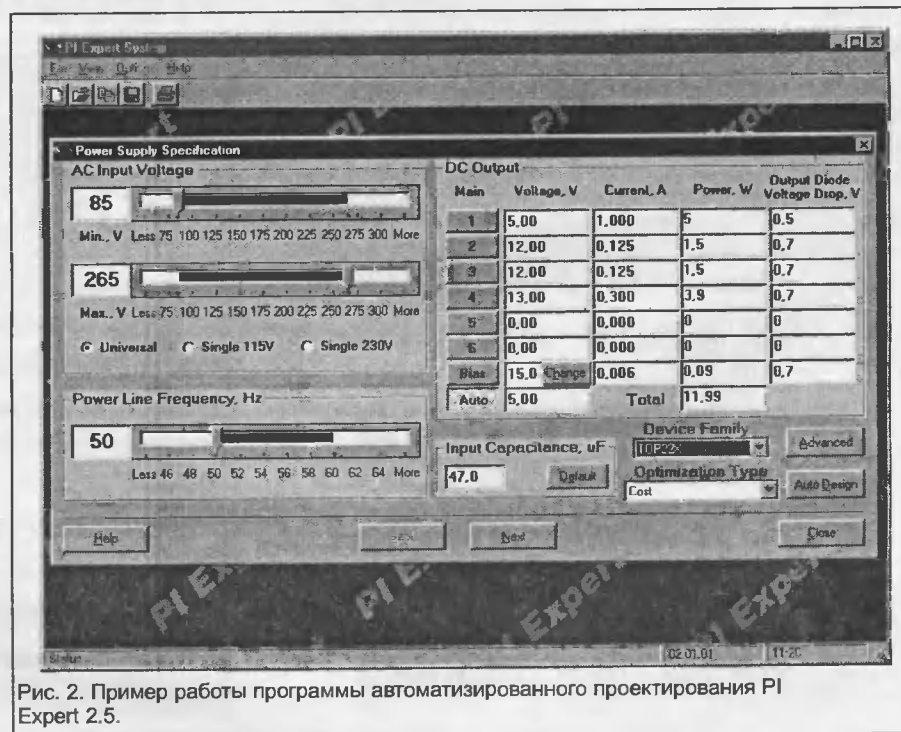


Рис. 2. Пример работы программы автоматизированного проектирования PI Expert 2.5.

веден на рис. 2. Интерфейс программы незамысловат, но очень удобен и понятен.

Кроме того, автору приходилось видеть существующее серийное как бытовое, так и промышленное оборудование, в котором применяются микросхемы серии TOPSwitch.

Габариты и выводы разработанного преобразователя повторяют конструктив интегрального DC/DC конвертора NFC25-48T05-12 фирмы Artesyn. Это было сделано специально для того, чтобы можно было сравнить работу конвертора в реально существующем устройстве и при необходимости заменить один на другой. Различие состоит в том, что в разработанном преобразователе введено дополнительное выходное напряжение +12 В. На схеме устройства оно показано как =12 В. Это было сделано, чтобы развязать питание по напряжению +12 В для аналоговых микросхем (± 12 В) и реле (=12 В).

Преобразователь работает при входном напряжении от 36 до 75 В. Выходные параметры DC/DC конвертора представлены в табл. 1.

Таблица 1. Выходные параметры DC/DC преобразователя

Напряжение, В	+5	+12	-12	-12
Ток (номинальный), мА	800	100	100	300

На рис. 3 показан внешний вид преобразователей.

Принципиальная схема DC/DC конвертора, показанная на рис. 4, представляет собой обратноходовый стабилизированный преобразователь напряжения, работающий по принципу регулирования по первичной цепи с использованием дополнительной обмотки смещения трансформатора. Выходная мощность DC/DC конвертора составляет 10 Вт. Коэффициент полезного действия (КПД) — порядка 82–84%.

Более подробное описание интегральных микросхем фирмы Power Integrations и описание работы преобразователей, собранных на этих мик-

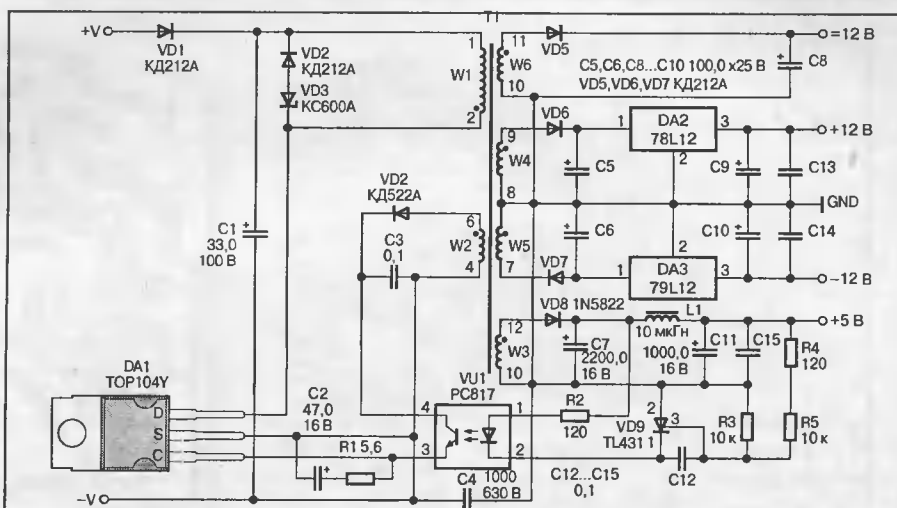


Рис. 4. Принципиальная схема DC/DC конвертора

росхемах можно посмотреть в [1, 2–4].

На рис. 5 показана топология печатной платы и расположение элементов на ней. Габариты печатной платы — 60х78 мм.

В преобразователе везде, где это было возможно, использованы детали отечественного производства. Конденсатор C2 — типа K50-35, C3, C12–C15 — типа K10-176 на напряжение не менее 25 В, C4 — типа K10-42 на рабочее напряжение 630 В. Все резисторы — типа C2-23 соответствующей мощности.

КПД преобразователя можно повысить, если из схемы исключить защитный диод VD1. Вместо диода VD1 необходимо впаять перемычку или предохранитель на 0,5 А.

В качестве магнитопровода трансформатора T1 используется сердечник типоразмера KB8 марки M2500HMC1-15-250 (величина зазора составляет 0,28 мм). Для намотки обмоток трансформатора используется намо-

точный каркас (КБВС.686440.212) и крепежные скобы (4а8.668.489). Все обмотки намотаны проводом ПЭЛШО 0,28. Первичная обмотка W1, обмотки W3–W6 и обмотка смещения разделены между собой слоем лакоткани. Данные о количестве витков и проводов в обмотках представлены в табл. 2.

Микросхему DA1 необходимо разместить на радиаторе, как показано на рис. 3, а. Интегральную микросхему TOP104Y можно заменить на микросхему TOP226Y или TOP227Y. Эти микросхемы рассчитаны на входное напряжение от 85 до 275 В, но на практике оказалось, что они работают и на меньших входных напряжениях (от 18–20 В

Таблица 2. Намоточные данные трансформатора

Обмотка	Назначение	Количество проводов	Количество витков
W1	первичная обмотка	один	55
W2	обмотка смещения	один	14
W3	обмотка +5 В	три	7
W4, W5	обмотки ± 12 В	один	19
W6	обмотка =12 В	два	17

и более). К тому же микросхемы серии TOP22_ получили большое распространение в России. Конечно, такое применение микросхем является не нормативным, но для макетных работ и изделий радиолюбителей вполне приемлемо. Индекс «У» в названии указывает на то, что микросхема изготовлена в корпусе TO-220.

Мощность преобразователя можно увеличить до 15 Вт. Для этого необходимо произвести некоторые доработки. При увеличении выходного тока с 0,8 до 1,2 А на выходе конвертора +5 В следует выпрямительный диод VD8 установить на радиатор. При увеличении выходного тока с 100 до 250 мА на выходах конвертора ± 12 В нужно микросхемы DA2 (78L12) и DA3 (79L12) в корпусе TO-92 заменить на их более мощные аналоги — 7812 и 7912, выпускающиеся в корпусах TO-220, либо

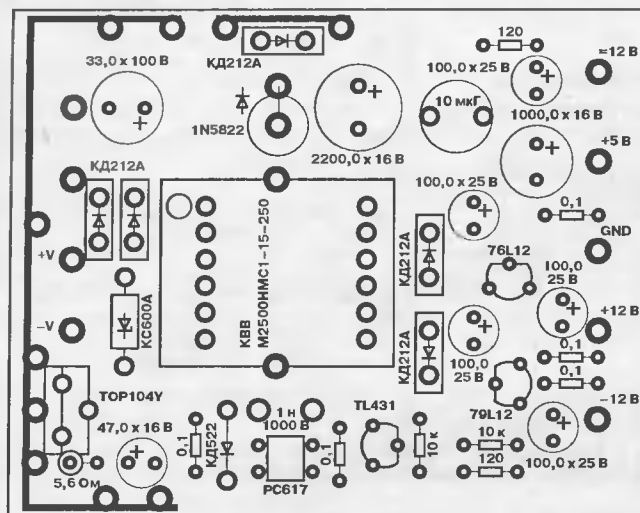


а)

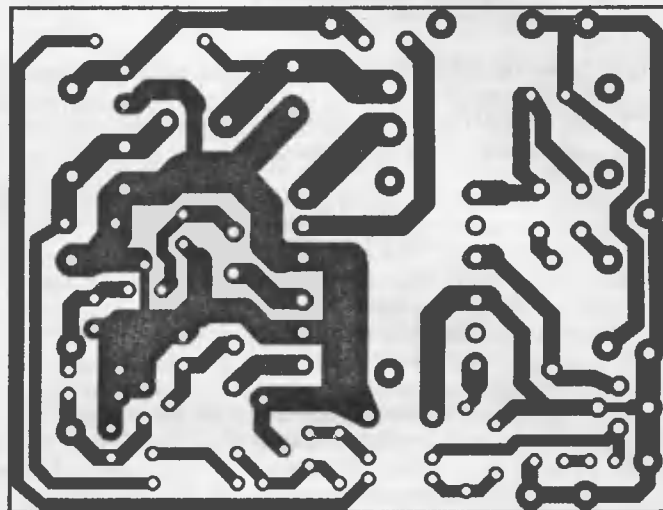


б)

Рис. 3. Внешний вид DC/DC конвертора: а) на специализированной микросхеме TOP104Y фирмы Power Integrations; б) NFC25-48T05-12 фирмы Artesyn



а)



б)

Рис. 5. а) расположение элементов на печатной плате; б) топология печатной платы

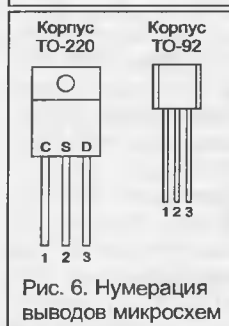


Рис. 6. Нумерация выводов микросхем

установить вместо микросхем DA2, DA3 индуктивности 25-33 мкГн, а количество витков на обмотках W4 и W5 трансформатора T1 снизить до 17 витков, однако в этом слу-

чае пульсации на выводах ± 12 В немного возрастут. Выпрямительный диод VD5 также рекомендуется установить на небольшой радиатор.

Александр Павлов,
pavlov@mail.toniis.ru

Литература

1. Кессених В., Воробьев О. Преобразователи напряжения с

TOPSwitch Power Integrations. — ChipNews, 1999, №9.

2. Колпаков А. Особенности применения микросхем TOPSwitch. — Схемотехника, 2000, №5.

3. Шинкаренко В. Блок питания с ШИМ-стабилизатором. — Радио, 2001, №№1-2.

4. www.powerint.com.

5. www.ferrite.ru.

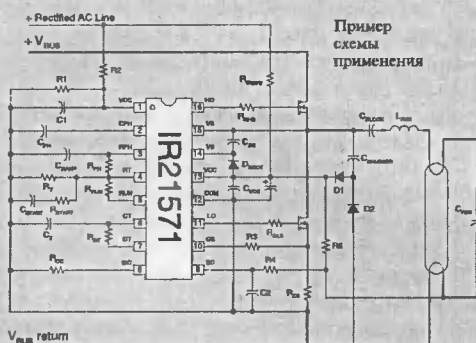
www.platan.ru
ПЛАТАН

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ВАШЕГО УСПЕХА

International Rectifier

Схема управления балластами
флуоресцентных ламп IR21571
фирмы International Rectifier

- Минимум дополнительных компонентов, простота подключения и адаптации к различным типам ламп
- Высоковольтный (600В) драйвер и схема управления в одном корпусе
- Программируемое время предварительного подогрева и программируемая частота
- Программируемое время ожидания и программируемые характеристики поджига
- Автоматический рестарт
- Защита от перегрева, защита от нерезонансной работы
- Защита от электростатического пробоя
- Рабочая температура -55 +150 °C
- Максимальный ток до 500мА



MTSUBISHI
ELECTRIC

Infineon
technologies

BOURNS

EPCOS

Honeywell

MOTOROLA

intersil

muRata

CRYDOM

DATA VISION

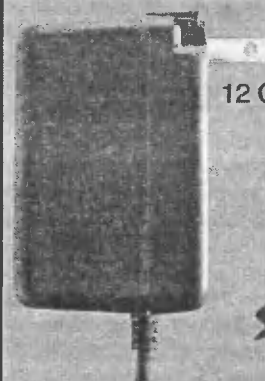
Kingbright

121351, Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, в. 1, стр. 2
тел./факс: (095) 73-75-909

Почта: 121351, Москва, в/я 100
E-mail: ir@platan.ru

POWER
INTEGRATIONS, INC.

Разработать
профессиональные
импульсные источники питания
позволяют микросхемы
и программное обеспечение
компании
Power Integrations



12 OZ.

- Время на оригинальную разработку — 2-3 недели
- Выигрыш в габаритах и количестве элементов
- КПД 90%
- Доступны по цене разработчика — около 1000 рублей



2 OZ.

АТОС

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

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

Интернет: www.atos.ru, info@atos.ru

Новые схемы сверхрегенеративных приемников для радиолюбителей, работающих в КВ и УКВ диапазонах

Схема подавления фоновых шумов для свёрхрегенеративных приемников

Широкое использование коротковолновых любительских радиоприемников началось в 30-х гг. прошлого века, и именно с тех пор сверхрегенеративный приемник стал пользоваться дурной славой из-за своего значительного уровня шума на выходе при отсутствии входного сигнала. Этот широкополосный шум имеет специфический характер и очень напоминает шипение примуса, поэтому на протяжении длительного времени прослушивания, например, при мониторинге служебных частот авиационного диапазона, он начинает раздражать оператора. Однако такой шум отсутствует при прослушивании широкополосных радиовещательных ЧМ радиостанций, поскольку уровень принимаемого сигнала обычно довольно высок, и несущая радиостанции постоянно присутствует в эфире. При прослушивании узкополосных ЧМ радиостанций сверхрегенератор обычно настраивают на очень низкий уровень регенерации, что значительно снижает фоновые шумы приемника в отсутствии входного сигнала.

Чтобы избавиться от этого неприятного эффекта, при приеме слабых узкополосных ЧМ сигналов и особенно АМ, приходится вводить схему шумоподавления. Принцип ее работы основан на особенностях работы сверхрегенератора. По своему характеру сверхрегенератор является приемником с очень сильной АРУ, приводящей к тому, что и в отсутствии входного сигнала (на выходе шумовое напряжение), и в присутствии сильного входного сигнала на выходе приемника уровень сигнала практически не меняется. При отсутствии входного сигнала выходное напряжение сверхрегенератора сходно с ограниченным по полосе белым шумом, т. е. имеет постоянную амплитуду и очень широкий спектр. Когда на входе приемника появляется сигнал, выходное напряжение меняет свою форму таким образом, что сигнал с частотами выше звукового диапазона практически пропадает, и спектральная плотность сигнала сосредотачивается в полосе частот 300–3600 Гц с нулевой амплитудой во время отсутствия разговора в эфире.

Отсюда становится ясным, что хотя уровень выходного напряжения сверхрегенератора остается практически постоянным, сильно изменяется рас-

пределение его частотных составляющих. Применяя простую частотную фильтрацию выходного сигнала (полосовой фильтр) и детектирование, можно выделить управляющий сигнал, который будет изменяться в зависимости от количества ВЧ составляющих в выходном сигнале. Это управляющее напряжение может быть использовано для подключения/отключения выходного сигнала сверхрегенератора к усилителю ЗЧ. Именно такая схема показана на рис. 8.

Приведенные на схеме номинальные значения компонентов соответствуют диапазону частот, принятом в авиации США. С выхода сверхрегенератора снимается сигнал, поступающий параллельно в два канала обработки. Первый канал — это обычный выходной усилитель ЗЧ, на входе которого стоит фильтр подавления частоты суперизации на элементах R4 C11. После фильтра сигнал поступает на регулятор громкости — потенциометр R6, и на собственно интегральный усилитель мощности ЗЧ на ИС LM386. Сигнал второго канала

проходит через другой фильтр, состоящий из элементов R9, C21, C18, R10 и R11. Они образуют низкодобротный полосовой RC-фильтр, который не пропускает сигнал с частотой суперизации и низкочастотную речь. Выходной сигнал фильтра выделяется на потенциометре R11 и состоит преимущественно из частот верхнего звукового диапазона. Для достижения лучшего результата RC-фильтр может быть заменен любым активным высокодобротным фильтром, однако и приведенная схема справляется со своей задачей достаточно хорошо.

Второй усилитель ЗЧ на U2 усиливает отфильтрованный сигнал, который поступает на схему удвоения напряжения, построенную на диодах D1, D2. Она выпрямляет усиленный сигнал и инвертирует его, при этом отрицательное напряжение изменяется в соответствии с количеством верхних звуковых частот в выходном сигнале сверхрегенератора. Элементы C23 и R12 фильтруют выпрямленное напряжение, которое затем прикладывается к затвору транзистора Q3. Сток и исток транзистора подключены последовательно с потенциометром R6 к выходу сверхрегенератора таким образом, чтобы образовывался делитель с переменным коэффициентом деления.

При работе порог шумоподавления регулируется в условиях отсутствия входного сигнала так, чтобы сигнал отрицательной полярности с выхода уд-

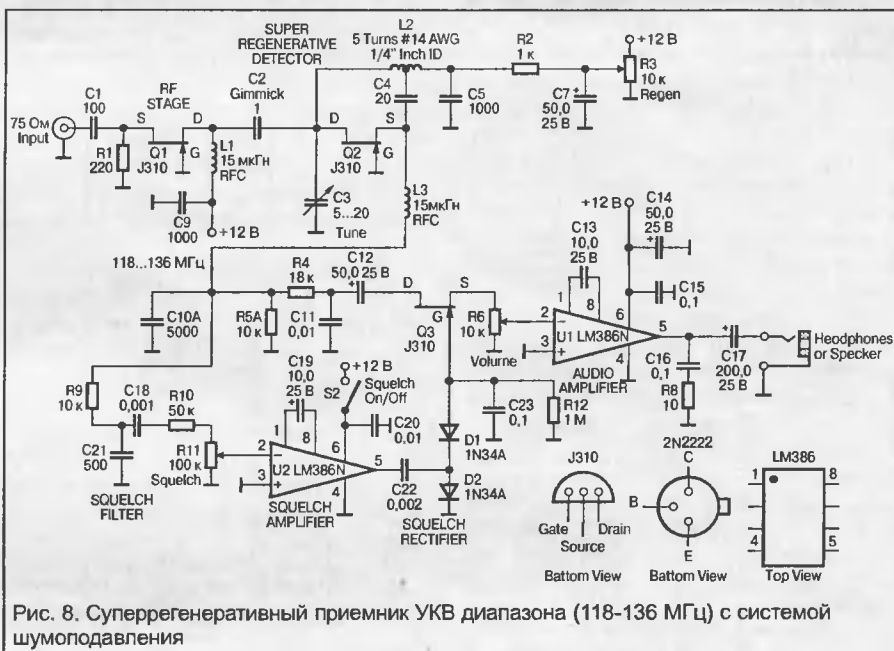


Рис. 8. Суперрегенеративный приемник УКВ диапазона (118-136 МГц) с системой шумоподавления

Примечание к рис. 8:

SQUELCH FILTER — фильтр системы шумоподавления.

SQUELCH AMPLIFIER — усилитель системы шумоподавления.

SQUELCH RECTIFIER — выпрямитель системы шумоподавления.

SUPERREGENERATIVE DETECTOR — суперрегенеративный детектор.

5 TURNS — пять витков медного провода диаметром 1мм на катушке диаметром 6 мм.

RF STAGE — усилитель РЧ.

GIMMIC — подстроечный конденсатор.

REGEN — уровень регенерации.

SQUELCH ON/OFF — включение/выключение шумоподавителя.

VOLUME — громкость.

воителя напряжения вводил транзистор в режим отсечки, блокируя прохождение сигнала с выхода сверхрегенератора на вход усилителя ЗЧ. Когда на входе приемника появляется полезный сигнал, содержание высоких частот на выходе сверхрегенеративного детектора резко уменьшается, происходит уменьшение отрицательного напряжения на выходе удвоителя, транзистор открывается, и речевой сигнал через низкое сопротивление канала поступает на вход усилителя ЗЧ.

В случае, когда необходимо принимать очень слабый радиосигнал, во избежание пропуска полезного сигнала порог шумоподавления приходится устанавливать на уровне частичного шумоподавления. Однако даже такой режим существенно понижает уровень фоновых шумов. Поскольку женские голоса обычно содержат более высокие частоты, чем мужские, настройка схемы шумоподавления может быть несколько усложнена (приходится сужать полосу пропускания RC-фильтра). Приведенная схема шумоподавления приемника потребляет ток порядка 4 мА.

Двухдиапазонный УКВ приемник с шумоподавлением на 88–180 МГц

На рис. 9 приведена схема УКВ приемника, особенностью которого является очень широкий диапазон настройки, значительно шире, чем у обычного самодельного супергетеродинного приемника. Приемник способен принимать

сигналы с частотой 88–180 МГц в двух диапазонах.

Катушка L2 без сердечника и намотана на круглом карандаше диаметром 6 мм. Число витков — 3,5. Длина катушки составляет 2,5 см. Длина выводов катушки должна быть не менее 1,8 см. Конденсатор C4 необходимо припаять к центру катушки. Катушки L2 и L3 не должны находиться вблизи металлических поверхностей.

Поскольку приемник работает в верхней области УКВ диапазона, в схеме используется настроенная катушка индуктивности L2 с меньшим числом витков, чем в катушке приемника на 38–54 МГц на рис. 7 («Схемотехника», №2/2002). Катушка должна быть приблизительно такой же длины. Ее витки могут быть легко вытянуты так, чтобы длина катушки составляла примерно 2,5 см. После того, как схема будет спаяна и сверхрегенеративный детектор начнет правильно работать, витки катушки индуктивности L2 могут быть сжаты или растянуты, чтобы поднять или опустить диапазон настройки. Величины R4 дросселей L1 и L3 должны быть меньше, чем у соответствующих дросселей в схеме приемника, работающего в диапазоне 38–54 МГц. Аналогично, величины конденсаторов C1, C4, C10a и C5 должны быть уменьшены. Конденсатор C10b — необходимый, он служит для уменьшения любого влияния, вызванного паразитной емкостью в намотке потенциометра R6.

Величина конденсатора C3 не является критической. Двух или трех секцион-

ный конденсатор, снятый со старого УКВ радиоприемника, будет отлично работать в этой схеме. Если нет в наличии подстроечных конденсаторов с маленькими емкостями, то можно использовать конденсаторы с немного большими максимальной и минимальной емкостями. Маленький слюдяной конденсатор следует припаять последовательно с подстроечным конденсатором большой емкости, чтобы понизить его максимальную емкость, аналогично и для катушек индуктивности: виток или два могут быть добавлены или удалены с катушки L2 для сдвига диапазона настройки.

Переключение диапазонов достигается простым способом при использовании миниатюрного переключателя для подключения одной или двух секций настроенного конденсатора. Переключатель диапазонов должен быть припаян непосредственно к «горячим» выводам настроенного конденсатора, используя два очень коротких кусочка медной проволоки. Закончив с монтажом приемника, необходимо будет снять верхнюю крышку корпуса приемника для того, чтобы можно было достать переключатель диапазонов. Конечно, для переключения диапазонов можно применить электромагнитное реле, выводы которого должны быть припаяны непосредственно к настроенному конденсатору для подключения его второй секции, однако это приведет значительному увеличению потребляемого приемником тока.

При использовании меньшего числа витков в катушке L2 и меньшего номинала дросселя L3 можно добиться расширения рабочего диапазона приемника до 350 МГц. При работе на частотах выше 350 МГц паразитные емкости монтажа между сверхрегенеративным детектором и печатной платой нарушают правильную работу сверхрегенератора. Подстроечный резистор R5 может быть установлен на плате приемника. Его сопротивление должно быть таким, чтобы можно было плавно регулировать процесс регенерации по всему рабочему диапазону частот приемника. Для достижения наилучшего качества приема узкополосных ЧМ сигналов можно применить стандартный потенциометр номиналом 10 кОм, установленный на передней панели приемника.

Корпус для такого приемника представляет собой коробку из металла или стеклотекстолита без верхней крышки, плата приемника расположена на нижней крышке коробки. Стенки коробки могут быть скреплены маленькими винтиками и гайками. Кроме того, желательно пропаять швы коробки по контуру. Использование такой металлической коробки существенно улучшает стабильность работы приемника. На передней панели приемника может быть применен вернерный механизм для точной настройки на рабочую частоту. 10-оборотный потенциометр применяется для точной регулировки уровня регенерации в схеме.

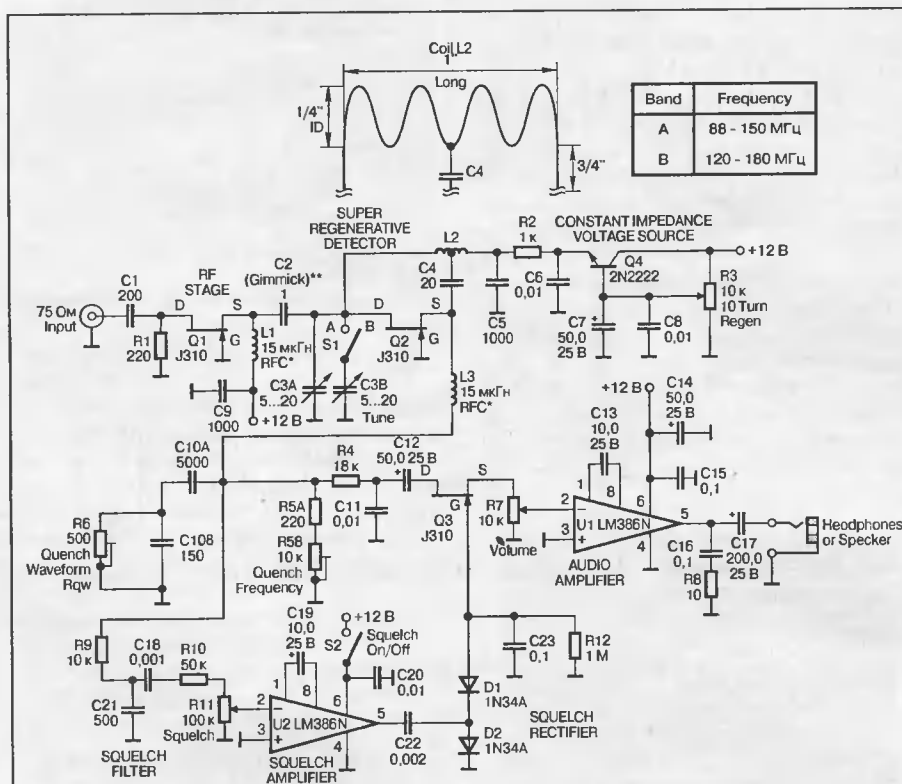


Рис. 9. Двухдиапазонный 88–180 УКВ приемник с системой шумоподавления

Примечание:
Quench waveform — форма напряжения суперизации.
Tune — настройка.

Медный экран с нижней стороны печатной платы приемника должен быть соединен с металлическим корпусом приемника проводом максимальной толщины и минимальной длины.

Параметры приемника на 88-180 МГц были измерены на частоте 125 МГц. Выход тестового генератора присоединялся прямо к входу приемника посредством короткого отрезка коаксиального кабеля RG59.

Чувствительность к АМ сигналам при сопротивлении резистора R_{qw} (форма напряжения суперизации) 0 Ом

При подаче входного АМ (глубина модуляции 30%) сигнала с частотой 1 кГц и напряжением 1 мкВ на выходе приемника появлялся ясно различимый сигнал. Чувствительность приемника возрастала до 0,3 мкВ при подаче сигнала со 100% АМ.

Чувствительность к ЧМ сигналам при сопротивлении резистора R_{qw} , равном 250 Ом

Тестовый ЧМ сигнал был модулирован синусоидальным сигналом с частотой 1 кГц и девиацией 5 кГц. На частоте 125 МГц входной сигнал 0,7 мкВ был ясно различим. На частоте 160 МГц чувствительность ухудшалась, но все еще была лучше 2 мкВ.

Избирательность приемника менялась при изменении величины входного сигнала. При приеме АМ сигнала (сопротивление R_{qw} равно 0) избирательность составляла примерно 250 кГц при входном сигнале 2 мкВ. В ЧМ режиме (сопротивление R_{qw} равно 500 Ом, частота несущей 125 МГц, синусоидальная модуляция с частотой 1 кГц, девиация 5 кГц) избирательность составила примерно 15–20 кГц для входного сигнала 1 мкВ, 80 кГц для входного сигнала 5 мкВ и 250 кГц для входного сигнала 1 мкВ.

Такие значения избирательности получены только при тщательной настройке процесса регенерации, порог которой был чуть выше порога возникновения автоколебаний в схеме. С ростом коэффициента регенерации возрастает чувствительность приемника, в то время как избирательность начинает резко ухудшаться. Несколько лучшие, но близкие значения чувствительности и избирательности были получены и для приемника на диапазон 38–54 МГц.

Прием дециметрового диапазона (450–910 МГц)

При построении приемников дециметрового диапазона используется два способа. Первый — это очень плотный монтаж, минимальная длина соединений, использование в контуре приемника миниатюрного подстроечного конденсатора и U-образной (одновитковой) катушки. На маленькой стеклотекстолитовой плате, смонтированной на высоте несколько дюймов над дни-

щем металлической коробки, необходимо расположить последовательно каскад усиления РЧ, вышеупомянутые конденсатор и катушку, а затем остальные детали сверхрегенератора. Сверхрегенератор должен также содержать последовательный LC-контур для расширения рабочего диапазона частот вверх. Нужно расположить эту печатную плату как можно дальше от любых металлических поверхностей.

Другим, более простым подходом является использование УКВ тюнера с электронной настройкой (на варикапах), который работает как преобразователь частоты вниз. Сигнал с выхода такого тюнера поступает на вход сверхрегенеративного приемника 38–54 МГц. Сверхрегенеративный детектор здесь используется в качестве усилителя промежуточной частоты и детектора. Блок-схема такого приемника показана на рис. 10. В ней использован УКВ тюнер западного стандарта с промежуточной частотой 47 МГц. Сам тюнер может быть снят со старого телевизора или куплен в магазине запчастей к телевизорам (из отечественных телевизионных тюнеров можно использовать стандартный ДМВ блок СКД24). Такой блок удовлетворительно работает по всему частотному диапазону 430–760 МГц и имеет промежуточную частоту 38 МГц. Его выход подключается к входу сверхрегенеративного приемника, настроенного на частоту 38 МГц (схема на рис. 7, «Схемотехника», №2/2002) или к любому узкополосному ЧМ приемнику, охватывающему этот диапазон частот. Поскольку полоса пропускания УКВ тюнера составляет более 6 МГц, то нет необходимости в точной настройке сверхрегенеративного приемника, он может быть настроен на несколько мегагерц выше или ниже промежуточной частоты тюнера.

Такой приемник позволит вам принимать 70-см любительский диапазон (430–450 МГц), а также любительский 33-см диапазон и много различных служебных станций на этих частотах. Для достижения лучших результатов при использовании УКВ тюнера необходимо применение очень стабильного (не изменяющегося от температуры) напряжения 0–30 В, необходимого для настройки тюнера.

Основные принципы конструирования СВЧ схем

При построении любого из приемников, приведенных в этой статье, рекомендуется использование печатных плат из двухстороннего стеклотекстолита. Нижняя часть плат всех приемников является общим проводом, поэтому медная фольга с нижней стороны плат должна быть сохранена. Монтаж высокочастотных узлов приемников должен быть очень плотным, все соединения дол-

жны иметь минимально возможную длину. Соединения между компонентами схемы должны быть выполнены прямыми отрезками провода. Выводы компонентов, соединенные с общим проводом, должны быть соединены с экраном через отверстия в плате. Соблюдение этих правил является залогом стабильной работы высокочастотных схем. Очень важно пропаивать все заземленные выводы с двух сторон печатной платы.

Если вы применяете проводной монтаж схемы приемника, то необходимо, чтобы все проводники и соединения вокруг транзисторов Q1 и Q2 были минимальной длины, выводы всех элементов тоже должны иметь минимальную длину. Это позволит уменьшить паразитные емкости и индуктивности схемы. Паразитные индуктивности могут также возникать вследствие большого числа соединений с изрезанным общим проводом, поэтому общий провод должен иметь максимально возможную ширину и как можно меньше петель и изгибов. Общий провод должен быть соединен с металлической поверхностью корпуса толстым медным проводом.

Для сверхрегенеративных приемников очень важно, чтобы настраиваемая катушка в контуре сверхрегенератора была физически отнесена как можно дальше от проводящих поверхностей конструкции, в особенности от заземленного шасси, днища и боковых стенок металлического корпуса приемника. Если плата приемника заэкранирована, то катушка индуктивности должна располагаться как можно дальше от стенок экрана. Когда катушка оказывается слишком близко расположенной к такой металлической поверхности, они начинают оказывать на катушку шунтирующее воздействие, происходит снижение добротности катушки и ухудшение селективности радиоприемника. Чрезмерное шунтирование катушки может привести к срыву автоколебаний сверхрегенератора в части или даже во всем диапазоне рабочих частот.

Необходимо располагать стоки транзисторов Q1 и Q2 как можно ближе друг к другу, оставив между ними расстояние примерно 5 мм, чтобы установить туда миниатюрный подстроечный конденсатор. Главная настраиваемая катушка сверхрегенератора должна быть

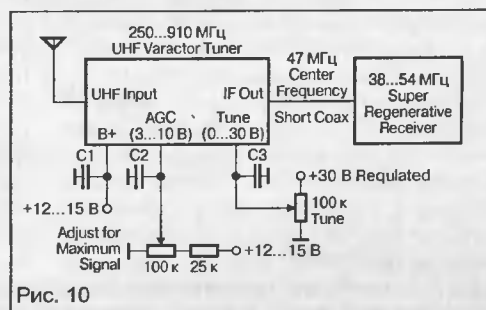


Рис. 10

намотана медным проводом диаметром не менее 1 мм, желательно посеребрённым (скин-эффект). Намотка катушки осуществляется на обычный деревянный карандаш (чтобы избежать повреждения эмали). Необходимая длина выводов катушки составляет примерно 1,8 см, именно на такую высоту катушка должна быть приподнята над печатной платой.

Все описанные приемники могут быть смонтированы в маленьких металлических корпусах. Настраечный конденсатор желательно располагать прямо на экранирующей поверхности печатной платы, ручка для его регулирования должна быть выведена на переднюю панель приемника. Если настраечный конденсатор установить на передней панели приемника, то образуется петля по общему проводу, которая приводит к нестабильной работе приемника.

Все остальные компоненты управления приемника монтируются на передней панели и соединяются с платой приемника с помощью отрезков экранированного кабеля минимальной длины. Один конец экрана провода соединяется с общим проводом. Отдельный земляной провод должен соединять компоненты управления и регулировки и общий провод печатной платы. Это помогает избежать появления земляных петель.

Построение схем приемников всегда надо начинать в обратном порядке: с усилителя ЗЧ, смонтировав компоненты от динамика до потенциометра управления громкостью. Проверить работоспособность этого каскада можно следующим образом: установить ручку регулировки громкости в среднее положение, затем прикоснуться к движку потенциометра, при этом из динамика должен доноситься глухой рокот (наводки сети 220 В). Если усилитель ЗЧ не работает, надо проверить правильность разводки. После этого измеряется напряжение питания схемы: напряжение на выводе 5 микросхемы LM386 должно составлять половину напряжения питания. Блокировочные конденсаторы C14 и C15 должны быть расположены как можно ближе к 6 выводу микросхемы LM386, иначе индуктивность соединительного провода будет изолировать этот вывод от шунтирования по высокой частоте, что приводит к низкочастотному возбуждению усилителя.

После того, как усилитель ЗЧ начал работать правильно, можно собирать сверхрегенеративный детектор и усилитель РЧ, но пока не стоит впаивать подстроечный конденсатор C2. Перед этим нужно установить резистор Rqв в среднее положение и покрутить резистор R3 (уровень регенерации). Регулировкой резистора R5b (частота суперизации) и резистора R3 необходимо добиться возникновения автоколебаний в схеме. Вы должны услышать характерный шум сверхрегенератора, похожий на шипение примуса, который говорит о

возникновении процесса сверхрегенерации в схеме. Если в вашей схеме есть система шумоподавления, то начальной настройки приемника ее необходимо отключить на время.

Практически в любом случае сверхрегенеративный детектор должен начинать генерировать, если емкость C4 припаяна к центру катушки L2, однако при не очень удачной разводке может потребоваться некоторый сдвиг места припайки конденсатора в ту или другую сторону до возникновения автоколебаний. Надо удостовериться в том, что автоколебания не срываются во всем диапазоне настройки приемника. Возможно, потребуется подрегулировать резисторы R5b и R3, чтобы этого не происходило. Если все же существуют дыры в частотном диапазоне (срыв генерации на некоторых частотах), нужно отодвинуть катушки L2 и L3 от окружающих их металлических объектов.

Затем подстроечный конденсатор устанавливается в положение минимальной емкости. Следует сделать небольшой поворот ручки конденсатора и вновь убедиться, что автоколебания в схеме не срываются во всем диапазоне настройки. После этого нужно продолжить крутить подстроечный конденсатор, увеличивая его емкость до тех пор, пока в схеме не начнут срываться автоколебания. После настройки подстроечного конденсатора к входу приемника присоединяется антенна.

При питании приемника от аккумуляторных батарей необходимо использовать только свежие аккумуляторы: у старых может быть повышено внутреннее сопротивление, что будет приводить к искажению формы напряжения суперизации.

Если в процессе эксплуатации приемника понадобится перейти на прием более низкочастотного диапазона, то это можно сделать, добавив пару слюдяных конденсаторов в схему приемника: один последовательно с C3, другой параллельно ему. Для перехода на необходимый диапазон придется подобрать величины этих конденсаторов. Аналогично, сдвигая или раздвигая витки катушки L2, отрезая или добавляя витки, можно сдвинуть диапазон принимаемых частот вверх или вниз.

Для достижения лучших рабочих характеристик приемника необходимо подстраивать уровень регенерации после любого изменения настройки частоты. Следует только помнить, что уровень регенерации изменяется с напряжением питания детектора, а повышение напряжения питания приводит к увеличению чувствительности приемника, но при этом ухудшается избирательность. В схемах с автоматической суперизацией регулировка уровня регенерации также изменяет частоту суперизации. Для наилучшего приема узкополосных ЧМ сигналов необходимо одновременно регулиро-

вать и частоту суперизации, и форму напряжения. Как правило, уровень регенерации должен быть достаточно высоким при приеме ЧМ широкополосных радиостанций на частоте 88-108 МГц. В диапазоне 118-136 МГц АМ (авиационный диапазон) уровень регенерации также должен быть достаточно высоким, и сопротивление Rqв должно быть равно 0. Следует настроиться на какую-нибудь станцию, например, на трафик-контрольную станцию авиационных служб, и отрегулировать систему шумоподавления таким образом, чтобы она открывалась уже при очень слабом сигнале.

При прослушивании станций в 2-метровом любительском ЧМ диапазоне надо установить потенциометр Rqв примерно на половину сопротивления и задать высокий уровень регенерации. После настройки на станцию уровень регенерации следует уменьшать до тех пор, пока фоновые шумы приемника не начнут стремительно нарастать. Затем нужно перенастроить приемник и вновь отрегулировать уровень регенерации для достижения лучшего качества приема. Потенциометр Rqв создает узкую область между точкой, где шумы приемника максимальны (слишком низкий уровень регенерации) и точкой, где узкополосный ЧМ сигнал существенно уменьшается на выходе приемника (слишком высокий уровень регенерации). Увеличение сопротивления Rqв расширяет эту область, но если сопротивление потенциометра становится слишком высоким, селективность схемы тоже становится слишком высокой (зарезаются высшие звуковые частоты), и демодулированная речь становится неразборчивой. В общем случае, когда сигнал от станции достаточно силен, сопротивление потенциометра Rqв необходимо повышать. При приеме слабых узкополосных ЧМ сигналов также полезна регулировка частоты суперизации.

Charles Kitchen,
перевод Сергея Иванова
lsv888@yandex.ru

Редакция журнала
«Схемотехника»
приглашает авторов
к сотрудничеству

По всем вопросам обращаться:
e-mail: editor@dian.ru
телефон: (095) 737-9279

Гонорары выплачиваются
авторам, проживающим
на территории СНГ

Схемотехника световых сканеров

В настоящее время одним из основных приборов, используемых при световом оформлении различного рода зрелищных мероприятий, являются сканеры. Это приборы с подвижным зеркалом, позволяющим оперативно перемещать модулированный луч в двух плоскостях. Сканеры могут применяться на больших сценах, дискотеках, а также при световом оформлении витрин.

Функционально сканер состоит из оптико-механической системы и схемы управления. В торпедообразном корпусе сканера имеется мощная лампа с зеркальным отражателем, диски с цветными фильтрами и с узорчатыми фильтрами или световыми трафаретами (они называются Gobo), а также механический затвор для стробоскопических эффектов. Диски посажены на оси шаговых двигателей. Наличие управляемых дисковых фильтров и трафаретов (рис. 1) позволяет оперативно менять цвет и форму луча. Трафареты могут быть статическими и динамическими. Смена трафаретов, цветов, а также выбор частоты стробирования светового луча производится посредством двигателей. Обычно используются малогабаритные маломощные шаговые двигатели, но могут применяться и обычные коллекторные микродвигатели с редукторами. Для отслеживания позиции дисков при начальной установке обычно используются простейшие оптические датчики (прорезь в диске и просветная композитная оптопара).

В профессиональных моделях сканеров для модуляции светового потока могут применяться вращающиеся многогранные призмы. Использование призм позволяет расщеплять световой поток на несколько независимых све-

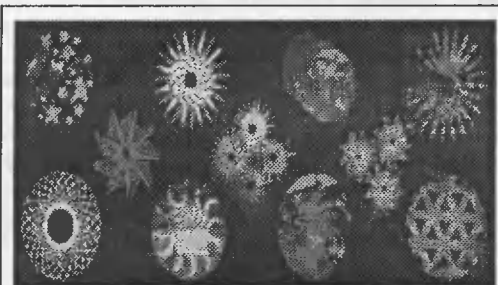


Рис. 1. Образцы трафаретов

товых лучей. Это дает дополнительные возможности для световых эффектов. При использовании мощных ртутных шаровых ламп в сканерах устанавливаются УФ фильтры. Луч от лампы формируется с помощью зеркального отражателя и линзы-конденсора. В сканерах может использоваться как ручная, так автоматическая система фокусировки луча.

На рис. 2 показана типовая блок-схема простого светового сканера.

Световой параллельный поток формируется мощной лампой (500–

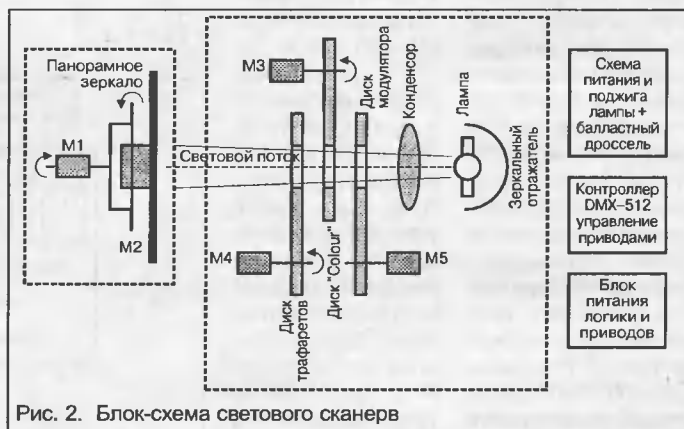


Рис. 2. Блок-схема светового сканера

Примечания:

M1 — двигатель поворота зеркальной головки по вертикали (Tilt);
M2 — двигатель поворота зеркальной головки по горизонтали (Panorama);
M3 — двигатель вращения диска с цветными фильтрами (Colour);
M4 — двигатель вращения дисков с трафаретами (Gobo);
M5 — двигатель поворота светового затвора (Shutter).

1500 Вт), зеркальным отражателем и конденсором. Параллельный пучок света последовательно проходит через несколько оптических модуляторов — цветные фильтры, трафаретные модуляторы, стробоскопический затвор и попадает на XY зеркальную головку, которая направляет промодулированный параллельный световой поток под нужным углом на объект.

Луч последовательно проходит через позиции окон формируемых модуляторами: шторки стробоскопа, окна дисковых трафаретов и цветных фильтров. Все эти устройства находятся внутри корпуса. Отдельным блочным устройством сканера является зеркальная сканирующая головка. Выходя из корпуса, луч света попадает на зеркало, которое может вращаться по двум осям XY

одновременно, в пределах около 110° по углу наклона (Tilt) и 150° по панораме.

Возможности сканеров определяются следующими светодинамическими параметрами:

- максимальной скоростью перемещения зеркала;

- плавностью перемещения сканирующей головки;
- совместимостью с основным протоколом управления (стандарт DMX-512);
- палитрой и качеством цветов на диске Color;
- разнообразием узоров диска Gobo (числом статических и динамических трафаретов), а также скоростью

перемещения диска;

- мощностью лампы.

В качестве источников света в сканерах могут использоваться как металлогалогеновые лампы, так и дуговые ртутные шаровые лампы высокого давления. Мощность и тип лампы зависит от класса сканера и может варьироваться от 150 до 500 Вт для недорогих и компактных сканеров весом от 6 кг, и достигать 1200 Вт для

мощных сценических приборов весом свыше 50 кг и габаритами до 1020x330x230 мм! Для поджига ламп, а также для стабилизации тока применяются пусковые схемы и балласты. Для ртутных ламп в качестве балластных схем используются мощные дроссели, вес которых может достигать нескольких десятков килограмм. Достаточно часто балластные дроссели помещаются в отдельном корпусе.

Самый трудный, но при этом творческий и интересный процесс — это создание световой партитуры. Решением этой задачи занимается художник по свету. Для написания световой партитуры используются специализированные программы. При отладке нужен компьютер со специальной программой, монитор и пульт, с помощью которого будет воспроизводиться шоу. В ка-

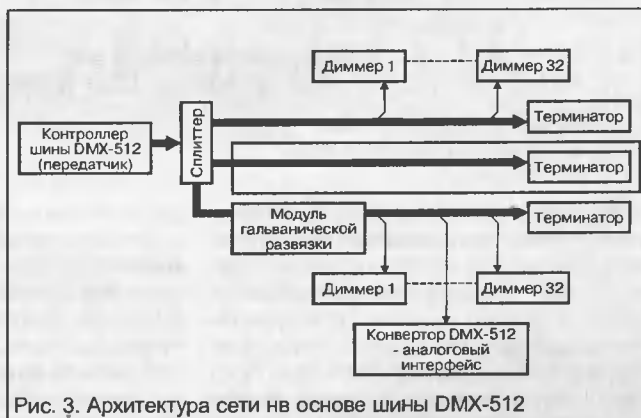


Рис. 3. Архитектура сети на основе шины DMX-512

честве программ, в первую очередь, применяются WYSIWYG, CompuCAD и Show Designer. Программы позволяют проводить моделирование, запись и визуализацию световых картин без использования света как такового.

Когда партитура создана, отрепетирована и записана в память компьютера, художник по свету уже не нужен. В реальных представлениях управление светом производится оператором, управляющим пультом. Оператор следит за безукоризненно точным воспроизведением созданной художником по свету партитуры. Являясь до некоторой степени соавтором, оператор, тем не менее, не в праве нарушать в какой-либо степени световую партитуру. В круг его профессиональных обязанностей входит адаптация световой партитуры к каждой конкретной площадке.

Каждый сканер имеет сетевой интерфейс управления, что позволяет оперативно управлять сразу целыми группами сканеров. На рис. 3 показана система сети для шины DMX-512. Для увеличения нагрузочной способности применяются сплиттеры выхода передатчика шины. При необходимости в сеть можно вводить и гальваническую развязку. На каждом фрагменте сети может присутствовать до 32 приемников. Для правильного согласования и нормальной работы фрагмент сети на конце обязательно должен иметь терминатор — нагрузочный резистор номиналом 120 Ом. Для использования в сети оборудования, работающего в другой системе управления, существуют специальные конверторы. Они обеспечивают физическое и логическое согласование разнородного по интерфейсам светотехнического оборудования.

раза больше (384 канала). Для управления интенсивностью диммеров оба протокола используют амплитуду напряжения и временное разделение каналов.

Реализация интерфейса DMX-512

Физический уровень протокола DMX-512 использует интерфейс EIA485 (RS-485). Для передачи последовательных данных в RS-485 используются дифференциальные сигналы с разностью уровней от 200 мВ. Полярность сигналов, а также постоянное смещение уровней, представляющих сигналы данных, могут быть любыми в диапазоне от +12 до -12 В, но одно условие при этом должно быть соблюдено: разность между уровнями напряжений дифференциальных сигналов должна быть 200–250 мВ, причем потенциал шины DATA+ должен быть всегда выше.

Типы кабелей для DMX-512

Для использования с шиной DMX-512 подойдет любой кабель с витой парой, волновым сопротивлением 120 Ом, экранированный и соответствующий стандарту EIA485. Рекомендуется использовать кабели с порядковыми номерами не менее 22 AWG, 24 AWG.

Подсоединение линий DMX-512 к оборудованию производится с помощью пятиштырьковых разъемов типа XLR. Розеточная часть разъема ставится на передатчик, а вилочная — на приемник. Лучше использовать кабель с двумя

проводами для нерегулируемого стандартом свободного использования. Пятиштырьковый разъем описывается в исходном стандарте DMX-512 USITT, и удобнее использовать именно его при проектировании DMX-систем.

Некоторое оборудование оснащено более дешевыми трехштырьковыми разъемами типа XLR для того, чтобы ис-

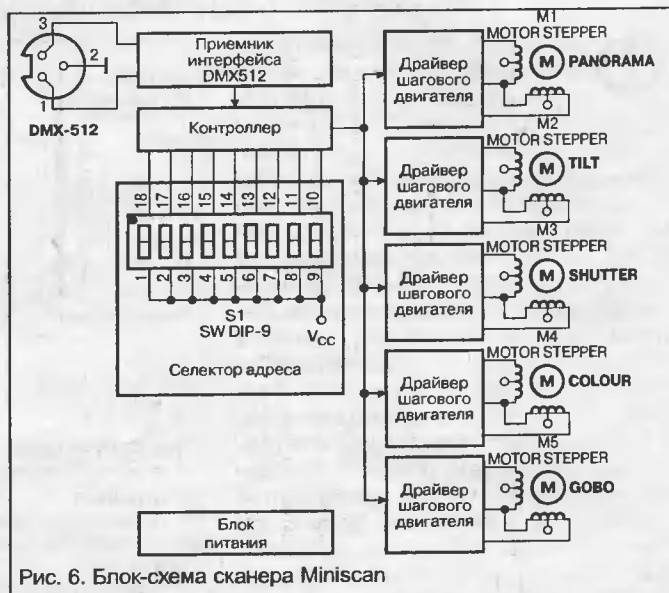


Рис. 6. Блок-схема сканера Miniscan

пользовать стандартные микрофонные трехпроводные кабели. В этом случае цоколевка разъемов должна соответствовать первым трем строкам табл. 1.

Структура кадра DMX-512

Протокол DMX-512 для передачи данных использует последовательный асинхронный канал с фиксированной скоростью передачи, равной 250 Кбод (рис. 4). Одному биту данных соответствует время 4 мкс. Особенностью этого последовательного канала является использование специального сигнала для маркирования начала кадра. Протокол DMX-512 обеспечивает управление 512 каналами диммеров. Информация передается для всех каналов кадрами. Каждому диммеру в кадре соответствует один байт данных управления. Диммер или группа диммеров имеют свой базовый адрес в пространстве 512 адресов кадра. Информация в кадре передается последовательно, начиная с нулевого адреса. Таким образом, сам адрес диммера не передается, а определяется фиксированной структурой данных в кадре, т. е. последовательно



Рис. 4. Структура данных для шины DMX-512

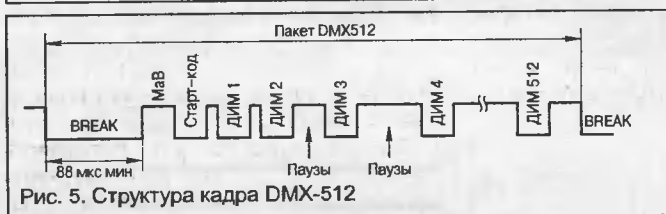


Рис. 5. Структура кадра DMX-512

Для управления светотехническим оборудованием применяются и другие протоколы управления, например AMX-192, широко используемый в США, а также протокол D-54, разработанный фирмой Strand Lighting для Европы и похожий на AMX-192. Протокол AMX-192 поддерживает до 192 каналов управления, а D-54 — в два

витыми парами и экраном, хотя для передачи стандартного сигнала DMX-512 достаточно одной витой пары и экрана. Вторая витая пара зарезерви-

Таблица 1

Штырек	Провод	Сигнал
1	экран	земля /0 В
2	внутренний (черный)	инвертируемые данные (-)
3	внутренний (белый)	данные (+)
4	внутренний (зеленый)	дополнительные данные инвертируемые (-)
5	внутренний (красный)	дополнительные данные (+)

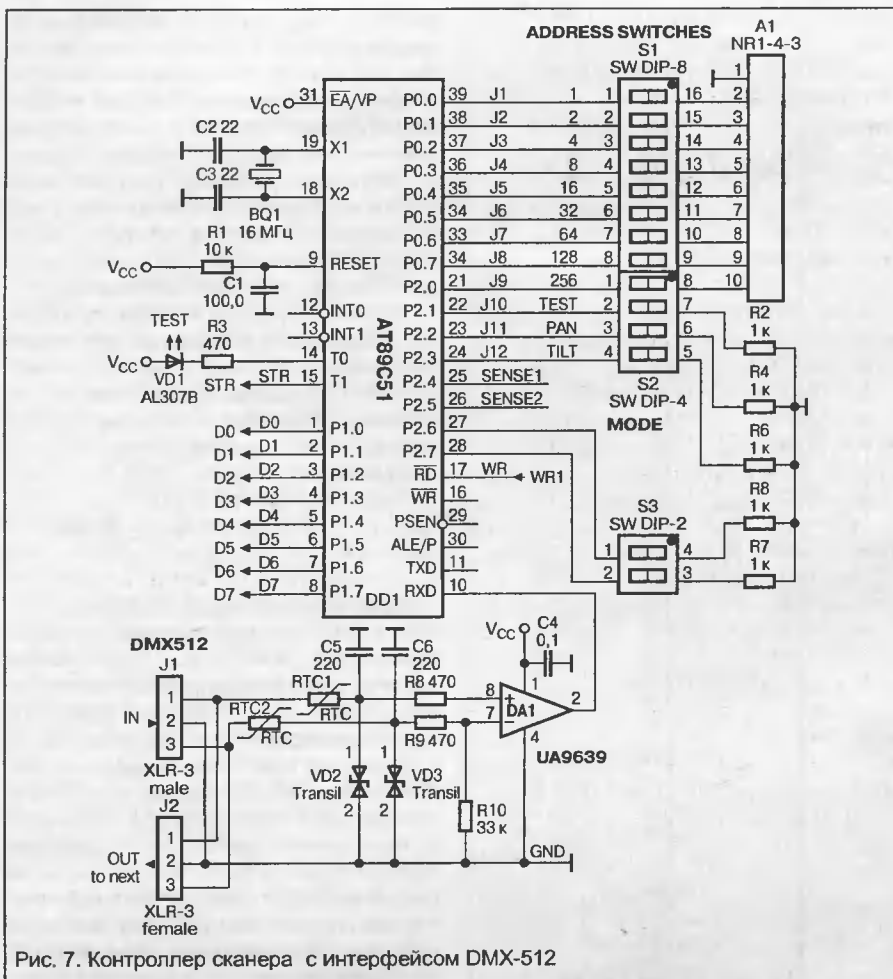


Рис. 7. Контроллер сканера с интерфейсом DMX-512

передаются 512 байт данных для всех 512 устройств. Если команда управления не меняется во времени, в пакете данных всегда передается одно и то же значение вектора управления для данного канала. Для такой системы разделения данных по адресам необходим дополнительный сигнал для маркирования позиции начала кадра (рис. 5).

С этой целью используется сигнал BREAK (обрыв), который, дополняя систему стандартной сигнализации, обеспечивает маркировку начала кадра. Сигналу BREAK соответствует удержание на линии лог. 0 в течение 88 мкс, т. е. временного интервала, необходимого для передачи двух байтов. Для надежной идентификации этого состояния линии после сигнала BREAK подаются два стоп-бита, которые задают страховочный зазор длительностью 8 мкс.

В первом варианте стандарта DMX-512, разработанном в 1986 г., этот «зазор» был регламентирован длиной одного стоп-бита, но практика показала, что при такой реализации возможны сбои в коррекции. Для дополнительного подтверждения начала кадра после этого передается нулевая кодовая посылка. Таким образом, общая длина кадра для 512 диммеров составляет 22668 мкс. Скорость регенерации данных составляет 44,115 Гц. Теоретически допускается существование кадра,

содержащего всего один диммер, при этом длина пакета будет равна 184 мкс, а период регенерации — 5,434 кГц. Такой режим может быть использован для тестирования оборудования. Обычно минимальное число диммеров должно быть равно 24, длина кадра — 1196 мкс, а частота регенерации кадра — 836 Гц.

Версия стандарта DMX-512, разработанная в 1986 г., позволяет для импульса MaB использовать длительность 4 мкс. Пересмотренная версия DMX-512 (1990 г.) требует, чтобы она была не менее 8 мкс.

На практике допускается использование больших длительностей для сигнала BREAK, и длины зазора размером до нулевого байта.

Более подробную информацию по практическому использованию шины DMX-512 можно найти на многих сайтах в Интернете.

Принцип работы системы Miniscan

Система Miniscan — это автомат световых эффектов, использующий принцип пропорционального управления. Управление реализовано с использованием стандартного протокола DMX-512 (физический уровень EIA485). В адресном пространстве DMX-512 Miniscan занимает пять последовательных адресов, начиная с базового адреса заданного адресным селектором на плате контрол-

лера (рис. 6). Miniscan имеет пять диммеров (регуляторов), которые физически соответствуют пяти шаговым двигателям, на валу которых непосредственно установлены модуляторы (зеркало, абтюратор, цветные фильтры, диск с трафаретами). Для каждого устройства (диммера) в кадре данных с периодом 44 мс передается 8-разрядный код пропорционального управления. Поворот вала каждого двигателя «привязан» к регулятору на панели управления светооператора. Управление обеспечивается по программе, заранее разработанной оператором световых эффектов.

В качестве контроллера системы Miniscan была выбрана микросхема производства компании Atmel AT89C51 (1994 г.). На рис. 7 показан фрагмент схемы с контроллером, приемником интерфейса RS-485 и селектором базового адреса сканера. Частота тактового генератора (16 МГц) обеспечивает нужный уровень быстродействия всей системы в целом. Элементы PTC совместно с VD2, VD3 обеспечивают защиту входных цепей приемника при попадании высоких напряжений, например сетевого (220 В, 50 Гц). Для загрузки регистров ЦАП при синтезе управляющих сигналов для пяти шаговых двигателей используется байтовая шина D0..D7 (Порт 1).

На рис. 8 показан фрагмент схемы управления шаговыми двигателями — регистры ЦАП для формирования сигналов управления пятью двигателями сканера. В качестве регистров были использованы микросхемы драйверов ЖКЭ (байтовая шина и 40 выходов).

Синтез гармонических сигналов $\sin$ и $\cos$ обеспечивался программно. На рис. 9 показана реализация выходного драйвера для каждого двигателя.

Логика управления двигателями сканера Miniscan

Двигатель 'Panorama'

Двигатель производит горизонтальное сканирование светового луча посредством поворота зеркала в диапазоне 0...150°. Ограничение хода определено упором (0°). При включении питания программа инициализации производит начальную установку вала двигателя посредством медленного поворота вала против часовой стрелки до упора. Движение происходит за фиксированное время, при этом вал поворачивается от 0 до 150°. Значениями кодов 0–256 соответствуют углы положения вала 0...150°. Дискретность хода вала составляет 1,8°. Таким образом, рабочему сектору соответствуют 83 шага двигателя. Код команды для управления двигателем содержит прямую координату в шагах поворота вала, представленную в 8-разрядном коде.

Контроллер шины DMX-512 задает временной темп движения вала. В каждом кадре с периодом 44 мс задается текущий вектор движения вала. Контроллер обеспечивает прием векто-

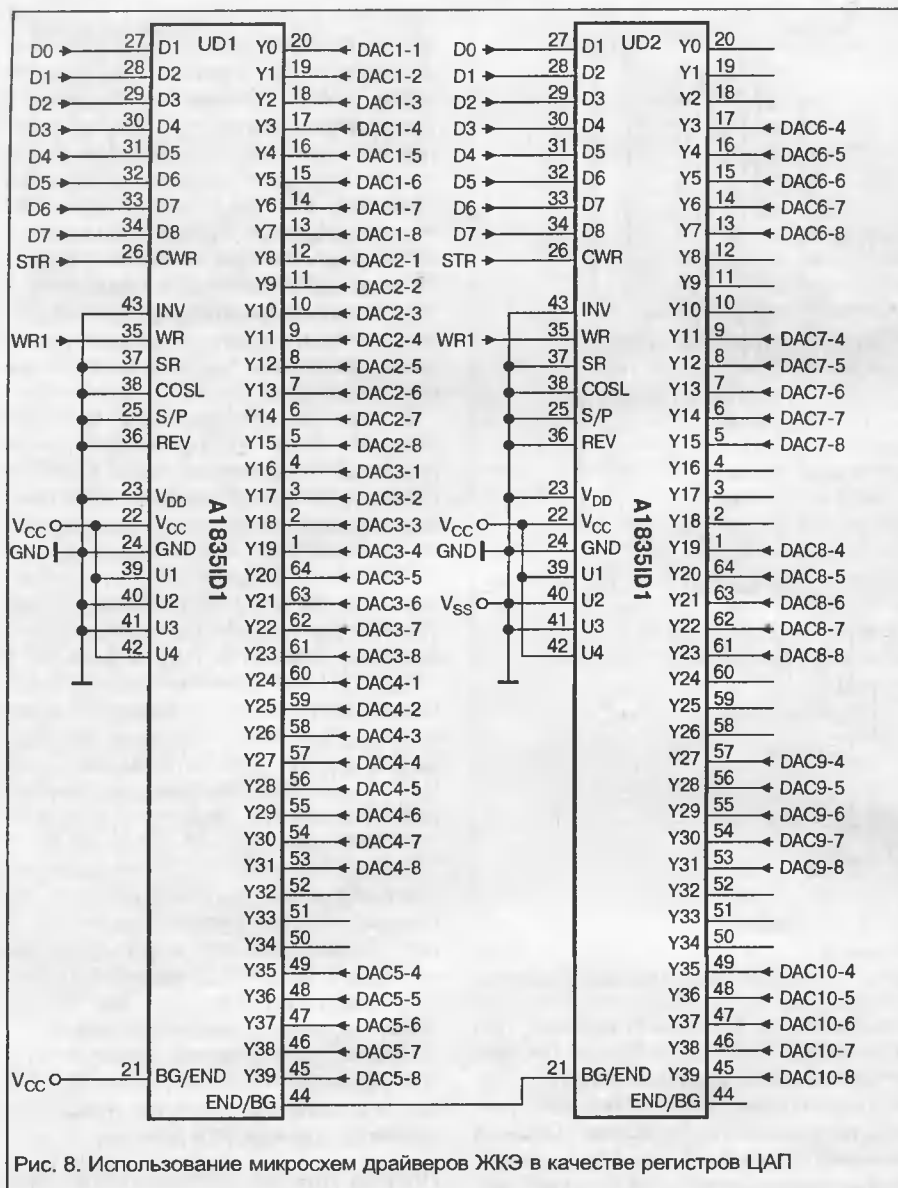


Рис. 8. Использование микросхем драйверов ЖКЭ в качестве регистров ЦАП

ра, сравнение его с текущим положением вала, расчет траектории движения — числа периодов функционального генератора, необходимого для обработки заданного приращения по углу. Управление скоростью поворота обеспечивается таймером контроллера. Скорость отработки поворота постоянная — около 360°/с. Для прохождения всего рабочего сектора (83 шага) требуется 417 мс.

Плавность движения вала обеспечивается использованием режима с дроблением шага. В качестве управляющих функций используются $\sin$ и $\cos$, синтезированные программно на 8-разрядных ЦАП.

Формат команды для двигателя 'Panorama':

Разряды 7 6 5 4 3 2 1 0
1 0 0 0 0 1 1 x 83 шага
.....
0 0 0 0 0 0 1 x 1 шаг
x — не значащий разряд.

0...110°. Ограничение хода вала определено упором (0°). Начальная установка, формат команды и принцип движения аналогичны двигателю горизонтального сканирования Panorama. Дискретность хода вала: 1 шаг = 1,8°. Согласно оптической схеме, развертке светового луча на 110° соответствует поворот зеркала на 55°. Рабочему сектору поворота зеркала на 55° соответствует 30 шагов двигателя. 8-разрядный код диммера является прямой координатой положения вала, представленной в единицах шагов двигателя относительно точки 0. Функциональный генератор для управления обмотками двигателя используется такой же, как и для двигателя Panorama.

Формат команды:

Разряды 7 6 5 4 3 2 1 0

1 1 1 1 0 x x x 31 шаг

.....
0 0 0 0 1 x x x 1 шаг

xxxx — не значащие разряды.

Для того, чтобы обеспечить сканирование по горизонтали и по вертикали используется конструкция привода, показанная на рис. 13. На валу двигателя 'Panorama' крепится несущая вилка, на которой неподвижно закреплен вал двигателя 'Tilt'. При подаче рабочего напряжения производится вращение статора двигателя 'Tilt'. Угол вращения ограничен механическими упорами. На одной из плоскостей статора крепится зеркало диаметром 150–200 мм. Таким образом, при вращении вала двигателя 'Panorama' на вилке вращается двигатель 'Tilt' с закрепленным зеркалом. Если при этом одновременно обеспечить движение статора двигателя 'Tilt', то поверхность зеркала будет описывать в пространстве сложную траекторию, тем самым обеспечивая отклонение пучка света сканера.

Двигатель 'S' (Shutter — затвор)

Этот двигатель производит стробирование светового луча посредством абто-

Двигатель 'Tilt'

Двигатель производит вертикальное сканирование светового луча при угле

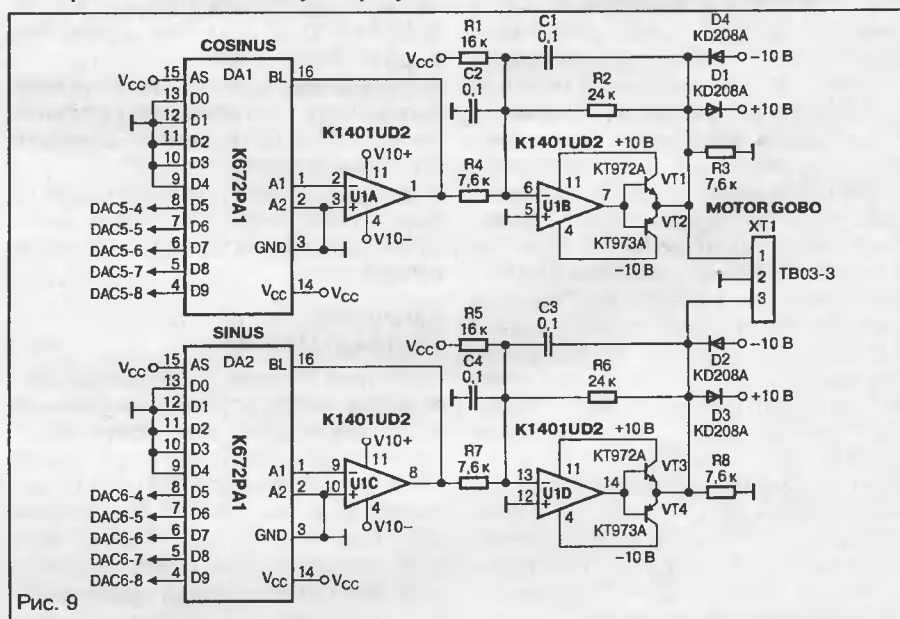


Рис. 9

ратора (шторки с круглым отверстием), закрепленного на валу. Рабочий угол движения вала составляет 0–79,2°. Ограничение движения задано механическим упором. Шаг двигателя — 1,8°. Начальная установка вала двигателя — 0°, она производится при включении питания контроллера посредством медленного поворота вала в течении фиксированного времени, достаточного для прохождения всего рабочего сектора от 0 до 79,2°. У затвора есть три рабочих положения: 39,6° — «открыт», 0° — «закрыт» и при 79,2° закрыт. Угол 39,6° соответствует 22 шага движения вала. Команда данного диммера может задавать три режима для положения затвора: 1 — закрыт; 2 — открыт; 3 — стробирование (модуляция светового луча).

Глубина модуляции — соотношение между временами в открытом и в закрытом состоянии. Она задается параметром, содержащимся в команде. При стробировании затвор совершает непрерывные переходы из одного состояния в другое до тех пор, пока не изменится команда. В открытом состоянии (39,6°) затвор находится фиксированное время, равное 70 мс. Сектор 39,6° вал пройдет за 22 шага в течение 100 мс при скорости 1 об/с. В закрытом состоянии затвор находится в течение времени, заданного в команде диммера — от 100 мс (70% сигнала) до 1 с (10% сигнала).

В двоичном коде команда управления затвором имеет следующий формат:

Разряды 7 6 5 4 3 2 1 0

0 0 0 0 x x x x 0% — закрыт;
0 0 0 1 x x x x 10% — 1000 мс;
0 0 1 0 x x x x 20% — 850 мс;

Таблица 2

Код команды (разряды)								Угол поворота	Шаги двигателя
8	7	6	5	4	3	2	1		
0	0	0	0	0	x	x	x	0°	0
0	0	0	1	x	x	x	x	45°	25
0	0	1	0	x	x	x	x	90°	50
0	0	1	1	x	x	x	x	135°	75
0	1	0	0	x	x	x	x	180°	100
0	1	0	1	x	x	x	x	225°	125
0	1	1	0	x	x	x	x	270°	150
0	1	1	1	x	x	x	x	315°	175
								Вращение влево	Обороты/с
1	0	0	0	0	x	x	x	скорость 1	0,125
1	0	0	0	1	x	x	x	скорость 2	0,25
1	0	0	1	0	x	x	x	скорость 3	0,375
1	0	0	1	1	x	x	x	скорость 4	0,5
1	0	1	0	0	x	x	x	скорость 5	0,625
1	0	1	0	1	x	x	x	скорость 6	0,75
1	0	1	1	0	x	x	x	скорость 7	0,875
1	0	1	1	1	x	x	x	скорость 8	1
								Вращение вправо	Обороты/с
1	1	0	0	0	x	x	x	скорость 1	0,125
1	1	0	0	1	x	x	x	скорость 2	0,25
1	1	0	1	0	x	x	x	скорость 3	0,375
1	1	0	1	1	x	x	x	скорость 4	0,5
1	1	1	0	0	x	x	x	скорость 5	0,625
1	1	1	0	1	x	x	x	скорость 6	0,75
1	1	1	1	0	x	x	x	скорость 7	0,875
1	1	1	1	1	x	x	x	скорость 8	1

0 0 1 1 x x x x 30% — 700 мс;
0 1 0 0 x x x x 40% — 550 мс;
0 1 0 1 x x x x 50% — 400 мс;
0 1 1 0 x x x x 60% — 250 мс;
0 1 1 1 x x x x 70% — 100 мс;
1 0 0 0 x x x x 80% — закрыт;
1 0 0 1 x x x x 90% — открыт;
1 0 1 0 x x x x 100% — открыт;

Младшие разряды с 1 по 4 — не значащие.

Двигатель 'G' (Gobo — трафареты)

На валу двигателя установлено колесо с фильтрами-трафаретами. При прохождении светового потока через фильтр проецируется узор, заданный трафаретом (рис. 10). На диске имеется нулевая метка — прорезь для определения положения вала. Фотодатчик фиксирует нулевую отметку и определяет привязку для координат вала двигателя. При включении питания вал двигателя медленно поворачивается против часовой стрелки до срабатывания датчика, после чего движение прекращается, и найденная точка принимается за 0°. Шаг вала — 1,8°. Рабочий сектор двигателя — от 0 до 360° (200 шагов).

Вал может устанавливаться командой в восемь фиксированных положений с шагом 45°, или же вращаться вправо-влево с заданной скоростью. В табл. 2 приведены коды управления двигателем Gobo.

Двигатель Colour (фильтры)

На валу двигателя находится диск с 10 секторными светофильтрами. Ана-



Рис. 10. Система из двух дисков Gobo

логично колесу Gobo, в нем также имеется прорезь для определения положения вала. Рабочий сектор вала — от 0 до 360°. Шаг двигателя — 1,8°. Командой для данного двигателя может быть установлено фиксированное положение вала или же задано вращение с определенной скоростью, но, в отличие от двигателя Gobo, только в одном направлении — против часовой стрелки. В табл. 3 приведены коды управления двигателем Colour.

Синхронизация и тактирование двигателей

Обработка каждого вектора, заданной командой, производится по внутреннему таймеру микроконтроллера. Двигатели работают в микрошаговом режиме (с дроблением шага). При этом на каждую из двух обмоток двигателя подаются гармонические сигналы sin/cos.

Таблица 3

Код команды (разряды)								Угол поворота	Шаги двигателя
8	7	6	5	4	3	2	1		
0	0	0	0	0	x	x	x	0°	0
0	0	0	0	1	x	x	x	0°	25
0	0	0	1	0	x	x	x	18°	10
0	0	0	1	1	x	x	x	36°	20
0	0	1	0	0	x	x	x	54°	30
0	0	1	0	1	x	x	x	72°	40
0	0	1	1	0	x	x	x	90°	50
0	0	1	1	1	x	x	x	108°	60
0	1	0	0	0	x	x	x	126°	70
0	1	0	0	1	x	x	x	144°	80
0	1	0	1	1	x	x	x	162°	90
0	1	1	0	0	x	x	x	180°	100
0	1	1	0	1	x	x	x	198°	110
0	1	1	1	0	x	x	x	216°	120
0	1	1	1	1	x	x	x	234°	130
1	0	0	0	0	x	x	x	252°	140
1	0	0	0	1	x	x	x	270°	150
1	0	0	1	0	x	x	x	288°	160
1	0	0	1	1	x	x	x	306°	170
1	0	1	0	0	x	x	x	324°	180
1	0	1	0	1	x	x	x	342°	190
1	0	1	1	0	x	x	x	342°	190
								Вращение против часовой стрелки	Обороты/с
1	1	1	0	0	0	x	x	скорость 1	0,125
1	1	1	0	0	1	x	x	скорость 2	0,25
1	1	1	0	1	0	x	x	скорость 3	0,375
1	1	1	0	1	1	x	x	скорость 4	0,5
1	1	1	1	0	0	x	x	скорость 5	0,625
1	1	1	1	0	1	x	x	скорость 6	0,75
1	1	1	1	1	0	x	x	скорость 7	0,875
1	1	1	1	1	1	x	x	скорость 8	1



Рис. 11. Схема управления шаговым двигателем в микрошаговом режиме

теля повернется на 4 шага (7,2°). Угловой скорости 1 об/с соответствует шаговая скорость 1 шаг/50 мс. При синтезе сигналов $\sin/\cos$ посредством 8-разрядного ЦАП для угловой скорости 1 об/с требуется тактовый импульс с периодом 390 мкс.

Смена кадра для всех пяти двигателей (10 значений $\sin+\cos$) производится за $2 \cdot 10 + 1 = 21$ такт. При частоте тактового генератора 16 МГц одна команда записи в регистр порта производится за 0,5 мкс. Цикл, состоящий из 21 команды, займет 10,5 мкс. Для плавного вращения вала с использованием метода дробления шага, применяемого для двигателей горизонтального и вертикального сканирования, требуется изменение частоты смены кадров, составляющей 1 кадр за 390 мкс. Время между кадрами используется для слежения за последовательным асинхронным каналом, приема векторов (команд), сравнения с текущими значениями положения валов

двигателей, формирование кадра функциональных воздействий для обмоток двигателей, таймирование временных меток для затвора и т. д.

При тестировании контроллера DMX-512 с использованием интерфейса RS-232 (скорость передачи 115 кбод) сигнал BREAK устанавливался программно установкой 6 бита регистра LSR (Set Break — address 3FDh).

Длительность сигнала контролируется по флагу «выходной регистр передатчика пуст». Т. е. после установки сигнала BREAK передаются два «пустых» байта, и фиксирует момент окончания передачи второго байта. Фактически на линии в это время присутствует сигнал BREAK. Пауза до передачи нулевого стартового кода задается программно.

Александр Самарин
samara@zelex.ru

Термины и определения

ESTA — the Entertainment Services and Technology Association.

AMX-192 — наиболее популярная в США аналоговая мультиплексирующая схема.

D54 — простой аналоговый мультиплексор, разработанный фирмой Strand Lighting и распространенный в Европе.

Диммер — исполнительное устройство, обеспечивающее пропорциональное управление светом. Первоначально это был обычный реостат, а в качестве регулируемого параметра предполагалась яркость свечения лампы. С появлением нового класса светотехнического оборудования, такого как сканеры, область использования этого термина расшири-

лась. К диммерам теперь относятся любые светорегулирующие устройства, имеющие отдельный канал управления, а также дисковые или шторочные модуляторы на основе шаговых или коллекторных двигателей.

Сплиттер или разветвитель — согласующее сетевое устройство, позволяющее расширить нагрузочную способность консоли за счет распараллеливания каналов RS-485 интерфейса. В сплиттерах возможно и использование гальванической (оптронной) развязки.

Терминатор — нагрузочный резистор 120 Ом, который должен устанавливаться на самых дальних точках сегментов сети.

Консоль — пульт управления, источник (передатчик) шины DMX-512.

Gobo — вращающийся диск со световыми трафаретами (узорами). Диски могут иметь статические и динамические трафареты.

Литература:

1. Руководство по применению DMX-512. Адам Беннетт (Adam Bennette). «Recommended Practice for DMX512» by Adam Bennette Published by PLASA
2. «The DMX-512 Specification» Published by USITT.
4. AMX-192 Analog Multiplex Data Transmission Standard for Dimmers and Controllers * Issued in 1986, Revised in 1987.
5. DMX512/1990 Digital Data Transmission Standard for Dimmers and Controllers Issued in 1986, Revised in 1990; Revision Process started 3/98
6. The Anatomy of DMX-512.
7. Империя света. На пороге революции. — Волков.
8. <http://www.usitt.org/DMX/DMX.Update.htm> Updating DMX512.

Широкополосные интегральные усилители

Высокочастотные широкополосные приборы применяются в области телекоммуникаций (радиовещание, телевидение и связь), а также в тех устройствах, где требуется усиление по мощности и передача сигналов, изменяющихся с большой скоростью. К таким устройствам относятся формирователи видеоизображений на основе приборов с зарядовой связью (ПЗС), аналоговые узлы приводов компакт-дисков CD и DVD, кабельные видео усилители, схемы управления жидкокристаллическими дисплеями высокого разрешения, буферные усилители на входе скоростных АЦП.

В отличие от обычных операционных усилителей (ОУ), важнейшими показателями качества которых являются большой коэффициент усиления, малые входные токи и малое напряжения смещения, основные требования к широкополосным усилителям — большое значение высшей граничной частоты усиления и высокая скорость нарастания выходного напряжения. Кроме того, существуют дополнительные обязательные требования, вытекающие из характера нагрузки широкополосных усилителей: высокое допустимое значение выходного тока и устойчивая работа на емкостную нагрузку. Поскольку широкополосные усилители усиливают сигналы в обширной полосе частот, как это и следует из их названия, особые требования предъявляются к ним в отношении минимума спектральной плотности шума. В самом деле, расширение полосы пропускания усилителя в 100 раз приводит к увеличению действующего значения шума в 10 раз при равномерной спектральной плотности шума. Поэтому обычные значения спектральной плотности напряжения шума для широкополосных ОУ со-

ставляют единицы нВ/Гц^{0,5}. Например, ОУ LM6265 имеет $e_n = 5$ нВ/Гц^{0,5}, а ОУ CLC426 — $e_n = 1,6$ нВ/Гц^{0,5}.

Наряду с общими для всех усилителей параметрами, для схем с широкополосными усилителями имеют важное значение:

- коэффициент стоячей волны напряжения (КСВН) — отношение максимального действующего значения напряжения в линии связи к минимальному. В идеале КСВН равен единице. Он показывает, какая часть мощности, поступающей от источника сигнала, отражается от нагрузки;
- изоляция входа от выхода — малосигнальная характеристика переменного тока, показывающая, какая часть сигнала, поступающего на выход усилителя, вернется в его входную цепь.

Работа транзисторного усилительного каскада на высоких частотах

Прохождение высокоскоростных сигналов по электрическим цепям имеет ряд особенностей, из которых важнейши-

ми являются сильное влияние паразитных параметров (в первую очередь, емкостей) и явления, присущие длинным линиям, которые имеют место при соизмеримости длин волны сигнала и линии.

Как известно, из трех основных схем включения транзистора наибольшим коэффициентом усиления по мощности обладает схема с общим эмиттером (ОЭ), показанная на рис. 1, а. Однако эта схема имеет наихудшие частотные свойства. Все это в основном эффект Миллера, вызванный емкостной отрицательной обратной связью и превращающий усилитель на высоких частотах в грубое подобие интегратора. Постоянная времени этой цепи согласно упрощенной ВЧ-модели каскада с ОЭ, приведенной на рис. 1, б, определяется из выражения

$$T = (1 + K_U) C_{кб} (R_{и} || r_{б}), \quad (1)$$

где K_U — коэффициент усиления каскада на средних частотах.

Для улучшения частотных свойств можно расширить полосу частот каскада с ОЭ, включив последовательно в цепь коллектора индуктивность в несколько микрогенри (рис. 1, в), которая скорректирует спад в области высоких частот. Именно так строятся ИМС широкополосных усилителей ERA-xSM фирмы Mini-Circuits, имеющие усиление до 20 дБ в полосе 0...8 ГГц и TSH690 фирмы ST Microelectronics с усилением 20 дБ в полосе 40...900 МГц.

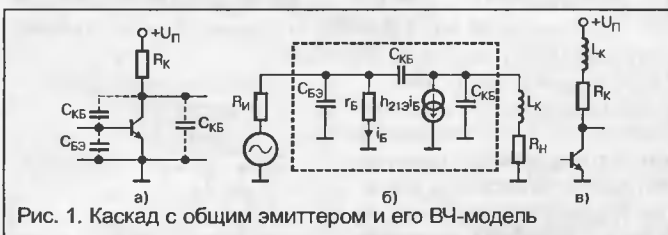


Рис. 1. Каскад с общим эмиттером и его ВЧ-модель

В схеме с общей базой не наблюдается эффект Миллера, но для усиления сигнала по мощности она должна получать его от низкоомного источника и работать на высокоомную нагрузку, что не всегда возможно. Каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель) также обеспечивает широкую полосу пропускания, но не усиливает сигнал по напряжению. Поэтому для построения широкополосных усилителей часто применяют более сложные составные схемы включения транзисторов, представленные на рис. 2 (цепи смещения не показаны). Первая из этих схем (рис. 2, а) может быть использована для построения магистральных усилителей (драйверов линий), имеющих входное и выходное сопротивления по 50 Ом, а также в приемниках ультразвуковых сигналов. Достаточное усиление сигнала по напряжению обеспечивается

подключением к выходу каскада усиления напряжения с общей базой на транзисторе T_1 эмиттерного повторителя на транзисторе T_2 .

В каскадной схеме (рис. 2, б) эффект Миллера практически устранен фиксацией потенциалов коллектора транзистора T_1 и базы транзистора T_2 . На базе такого усилительного каскада построен однокаскадный дифференциальный усилитель LM6361, который имеет $K_U = 3000$, $f_t = 50$ МГц и скорость нарастания 300 В/мкс, и THS4001 ($K_U = 10000$, $f_t = 270$ МГц и 400 В/мкс). Схема на рис. 2, в широко используется во входных каскадах ОУ. Здесь эффект Миллера также устраняется фиксацией потенциалов коллектора транзистора T_1 и базы транзистора T_2 . Низкое выходное сопротивление эмиттерного повторителя на T_1 (рис. 2, г) позволяет заметно снизить постоянную времени звена обратной связи каскада с ОЭ на транзисторе T_2 , как это следует из (1), и, следовательно, повысить частоту среза. Эта схема часто применяется в каскадах усиления напряжения ОУ.

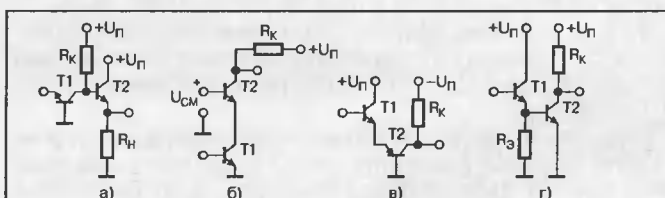


Рис. 2. Составные высокочастотные схемы включения транзисторов

Применение операционных усилителей для усиления радиочастотных сигналов

С появлением операционных усилителей, частота единичного усиления которых превышает 300 МГц, их использование для усиления и преобразования радиочастотных сигналов стало очень заманчивым для разработчиков. ОУ имеют ряд преимуществ перед обычными ВЧ-усилителями. Сравнение усилителей этих классов приведено в табл. 1 [1].

Типовые схемы включения ОУ в качестве ВЧ-усилителей представлены на рис. 3. Неинвертирующее включе-

Таблица 1

Параметр	ВЧ-усилитель	Операционный усилитель
Усиление	Почти всегда фиксировано	Легко настраивается в очень широком диапазоне
Полоса	Ограничена снизу емкостью разделительных конденсаторов. Может достигать очень высоких частот (выше 100 ГГц). Обычно составляет две декады.	Начинается от постоянного тока. Удовлетворяет требованиям к равномерности АЧХ, принятым для ВЧ-усилителей в диапазоне до сотен мегагерц.
Коэффициент стоячей волны напряжения входа/выхода	Типичное значение составляет 1,5.	Может быть настроен намного лучше для конкретной частоты, чем у ВЧ-усилитель.
Изоляция входа от выхода	От 20 до 30 дБ считается хорошим показателем, мало зависит от частоты.	Ухудшается на высоких частотах. Возможна намного лучшая изоляция. Лучшее при неинвертирующем включении, чем при инвертирующем.
Коэффициент шума	Может быть очень низким, типичные значения — 2...5 дБ.	Зависит от усиления. При больших усилениях лучше, но не менее 12 дБ для типичных ОУ. Схемотехнически может быть снижен до <5 дБ.
Коэффициент подавления двутональных интермодуляционных искажений	Средние уровни. Мало зависят от частоты.	Очень хорошее подавление для стабилизированного питания. Сильно ухудшается с ростом частоты. Может быть снижен на низких частотах.
Амплитудные искажения	Хорошие уровни при питании от стабильных источников напряжения. Мало зависят от частоты	Требуются большие диапазоны напряжений питания для той же выходной мощности, что и у ВЧ-усилителей. Быстро увеличиваются с ростом частоты из-за ограниченной скорости нарастания выходного напряжения
Ток питания	Обычно однополярное питание. Большие токи покоя.	Биполярное питание. Почти всегда возможно однополярное питание. Сравнительно малые токи покоя.

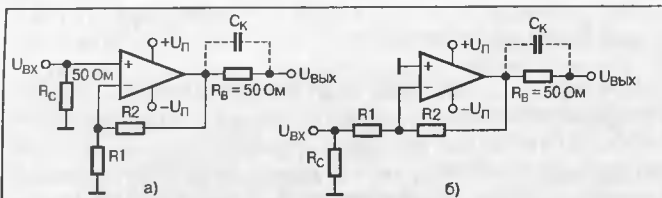


Рис. 3. Типовые схемы включения ОУ в качестве ВЧ-усилителей

ние (рис. 3, а) отличается от традиционного наличием резисторов R_1 и R_B на входе и выходе усилителя. Эти резисторы обеспечивают согласование входа и выхода со стандартным коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом. Поскольку выходное сопротивление ОУ растет с увеличением частоты, для компенсации этого увеличения параллельно следует включить компенсирующий конденсатор C_k емкостью 5...20 пФ. Такая мера позволяет снизить КСВН в области высоких частот (сотни мегагерц) на 30...40%.

На рис. 3, б представлена схема инвертирующего включения ОУ. Поскольку входное сопротивление схемы должно быть согласовано с источником сигнала, необходимо чтобы $R_c \parallel R_1 = 50$ Ом.

Если полоса частот усиливаемых сигналов начинается не от нуля, то можно применить схемы с однополярным питанием (рис. 4). Здесь входное согласующее сопротивление R_T неинвертирующей схемы (рис. 4, а) должно вычисляться из условия

$$R_T \parallel (R/2) = 50 \text{ Ом.}$$

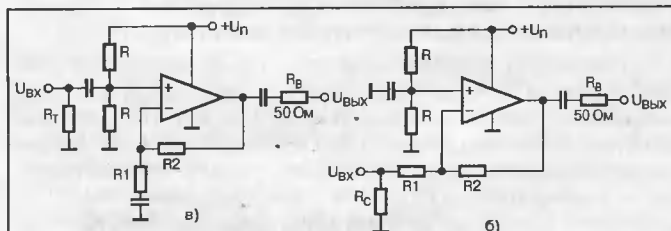


Рис. 4. Схемы включения ОУ с однополярным питанием в качестве ВЧ-усилителей

Широкополосные ОУ с обратной связью по току

Как указано в табл. 1, быстродействующие ОУ проигрывают обычным ВЧ-усилителям по уровню амплитудных искажений. Это объясняется сравнительно малыми значениями предельной скорости нарастания выходного напряжения ОУ, что обусловлено медленным перезарядом внутренних емкостей усилителя малыми токами входных каскадов. В последние годы многие производители предлагают так называемые ОУ с обратной связью по току (ОСТ), которые обеспечивают исключительно высокие скорости нарастания. Их основное отличие от обычных усилителей с обратной связью по напряжению (ОСН) заключается в схемотехнике входного каскада. На рис. 5 изображены упрощенные типичные схемы входных каскадов усилителей ОСН (а) и ОСТ (б). Отличия их очевидны. Усилители ОСН имеют лучшие точностные характеристики, чем ОСТ. Большинство ОСН-усилителей имеет:

- низкое входное напряжение смещения;
- согласованные по величине весьма малые входные токи;
- большое значение коэффициента подавления нестационарности питания $K_{\text{н.п.}}$

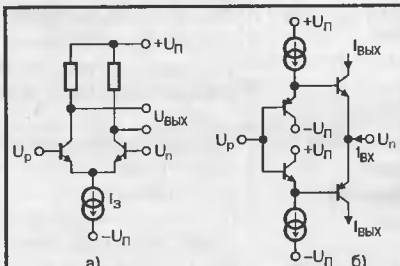


Рис. 5. Схемы входных каскадов усилителей ОСН (а) и ОСТ (б)

- хорошее подавление синфазного сигнала (КОСС).

Характерными чертами входного каскада усилителя ОСТ являются ненулевое смещение входного напряжения и несогласованные входные токи.

Входной каскад типичного ОСТ-усилителя представляет собой буфер (повторитель) напряжения. Для того, чтобы напряжение смещения было равно нулю, необходимо, чтобы напряжение между эмиттерами p-n-транзисторов было бы равно напряжению между эмиттерами p-p-транзисторов. Так как транзисторы разного типа проводимости создаются на различных стадиях изготовления ИМС, такое согласование трудно обеспечить. Входные токи в усилителях ОСТ также сильно различаются. В то время как ток неинвертирующего входа представляет собой разность между двумя базовыми токами, ток инвертирующего входа — это разность эмиттерных токов, которые в десятки раз больше базовых. Как следствие, входные токи и входные сопротивления ОСТ-усилителя могут сильно различаться. Например, у 3-канального видео ОУ ОСТ AD813 типичные входные токи составляют 0,5 мкА (неинвертирующий вход) и 5 мкА (инвертирующий вход). Для выравнивания входных токов покоя в многих моделях ОСТ-усилителей базы входных транзисторов неинвертирующего входа соединяют с их коллекторами (рис. 6). Это также облегчает согласование транзисторов с целью уменьшения напряжения смещения нуля. Как следствие, входные токи покоя ОУ THS3001, например, составляют 1 и 2 мкА. В то же время динамические входные сопротивления этого усилителя равны 1,5 МОм по неинвертирующему входу и 15 Ом — по инвертирующему.

Основное преимущество ОСТ-усилителей состоит в том, что они требуют меньшего количества каскадов усиления по напряжению, чем их коллеги ОУ с ОСН. Часто ОУ с ОСТ состоит просто из входного буфера, одного каскада усиления напряжения и буфера выхода. Меньшее число каскадов усиления напряжения означает меньшее запаздывание по фазе в разомкнутой системе. Базисная ОСТ топология — однокаскадный усилитель (рис. 6). Единственный высокоимпедансный узел в схеме — это точка подключения ко входу выходного буфера. Усилители ОСН требуют двух или даже большего количества каскадов усиления по напряжению. Это ухудшает устойчивость и вызывает необходимость уменьшения полосы пропускания усилителя.

Искажение сигнала операционным усилителем определяется нелинейностью его переходной характеристики и максимальной скоростью нарастания его выходного напряжения. Вследствие высокой симметрии схемы ОСТ-усилители отличаются высокой линейностью переходной характеристики. Для ОСТ-усилителей также характерна более высокая скорость нарастания выходного напряжения. Из рис. 6 видно, что скорость нарастания определяется токами, которыми транзисторы T_3 и T_4 могут заряжать конденсаторы коррекции C_k . В отличие от ОСН-усилителей этот ток не ограничен каким-либо фиксированным значением. В первом приближении можно считать, что в ОСТ-схемотехнике нет предела скорости нарастания. Тот же THS3001 обладает максимальной скоростью нарастания выходного напряжения 6500 В/мкс. Некоторые ОСН-усилители, например LM7171, имеют входной каскад, выполненный по ОСТ-схеме, но сигнал поступает на инвертирующий вход через буферный усилитель. Это дает возможность построения схем цепей обратной связи таких усилителей с сохранением высоких динамических характеристик.

Рассмотрим характеристики ОСТ-усилителя с разомкнутой обратной связью. На рис. 7, а представлена эквивалентная малосигнальная схема такого усилителя в неинвертирующем включении. Будем полагать входные характеристики

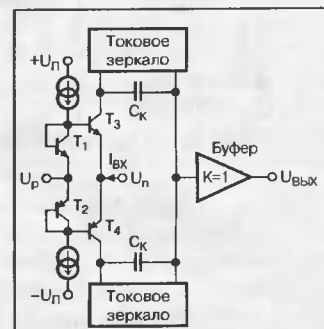


Рис. 6. Упрощенная схема ОСТ-усилителя

усилителя идеальными. Для ОСТ-усилителя это означает $R_{вх, инв} = \infty$, $R_{вх, инв} = 0$, $U_{см} = 0$. Найдем передаточную функцию этой схемы:

$$I_{вх} = \frac{U_{вх} - U_{вых}}{R_2} + \frac{U_{вх}}{R_1}, \quad (2)$$

$$U_{вых} = I_{вх} Z(s), \quad (3)$$

где $Z(s)$ — передаточный импеданс — основной усилительный параметр ОСТ-усилителя. Типичные значения переходного импеданса для постоянного тока ОСТ-усилителей лежат в пределах от сотен килоом до сотен мегаом. Подставив (3) в (2), после преобразования найдем

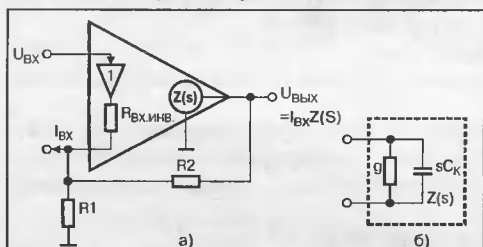


Рис. 7. Эквивалентная малосигнальная схема ОСТ-усилителя в неинвертирующем включении

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\frac{R_1 + R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{Z(s)}}. \quad (4)$$

Положим

$$(R_1 + R_2)/R_1 = K. \quad (5)$$

Передаточный импеданс может быть отображен схемой замещения на рис. 7, б. Тогда

$$Z(s) = 1/(g + sC_k), \quad (6)$$

что соответствует реальным частотным характеристикам ОСТ-усилителя. Подставив (5) и (6) в (4), получим

$$W(s) = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{K}{1 + R_2 g + sR_2 C} \approx \frac{K}{1 + sR_2 C}. \quad (7)$$

Выражение (7) позволяет сделать важный вывод: полоса пропускания и усиление ОСТ-усилителя могут быть установлены независимо друг от друга.

Действительно, при регулировке коэффициента усиления изменением сопротивления резистора R_1 верхняя граничная частота $f_{в} = 1/2 \pi R_2 C$ не меняется. Для инвертирующего включения аналогичным способом можно получить

$$W(s) = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + R_2 g + sR_2 C} \approx -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + sR_2 C}. \quad (8)$$

а это означает возможность независимой регулировки усиления и полосы пропускания ОСТ-усилителя и при инвертирующем включении. Для ОСН-усилителя это принципиально невозможно.

Подводя итог вышеизложенному, можно констатировать следующие преимущества усилителей каждого типа (табл. 2):

Анализ устойчивости ОСТ-усилителей

При первом взгляде на передаточную функцию ОСТ-усилителя может создаться впечатление, что поскольку они имеют первый порядок, устойчивость обеспечивается при любых резистивных обратных связях. На самом деле это не так. Входной и выходной буферные каскады, хотя и не усиливают и не ослабляют сигналы по напряжению, однако на очень высоких частотах создают заметные отрицательные фазовые сдвиги, уменьшающие запасы устойчивости. Типичные ЛАЧХ и ЛФЧХ ОСТ-усилителя приведены на рис. 8. Для анализа устойчивости используем уточненную схему замещения, показанную на рис. 9. Для этой схемы можно записать следующую систему уравнений [4]:

$$I_{вх} = I_1 - I_2, \quad (9)$$

Таблица 2

ОСН-усилители	ОСТ-усилители
Более низкий шум	Большие скорости нарастания
Лучшее преобразование сигналов постоянного тока	Меньшие искажения
Большая свобода выбора цепей обратной связи	Независимость полосы пропускания от усиления

$$I_{вх} = \frac{U_{п}}{R_1} + \frac{U_{п} - U_{вых}}{R_2}, \quad (10)$$

$$U_{вых} = I_{вх} [\alpha_2 \cdot Z(s)] - I_2 R_{вых}, \quad (11)$$

$$U_{п} = \alpha_1 U_{вх} - I_{ах} R_{вх}. \quad (12)$$

Преобразовав эту систему, найдем передаточную функцию усилителя, охваченного обратной связью

$$W(s) = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\alpha_1 \cdot K \left(1 + \frac{R_{вых}}{K \cdot \alpha_2 \cdot Z(s)} \right)}{1 + \frac{R_2 + R_{вх} \cdot K + R_{вых} \left(1 + \frac{R_{вх}}{R_1} \right)}{\alpha_2 \cdot Z(s)}}. \quad (13)$$

Здесь $K = 1 + R_2/R_1$ — коэффициент усиления схемы. Типичные значения $R_{вх}$ для ОСТ-усилителей находятся в пределах от 8 до 500 Ом, а $R_{вых}$ — от 5 до 25 Ом.

$$W(s) = \frac{\alpha_2 \cdot Z(s)}{R_2 + R_{вх} \cdot K + R_{вых} \left(1 + \frac{R_{вх}}{R_1} \right)}. \quad (14)$$

Выражение (14) представляет собой передаточную функцию разомкнутой петли обратной связи, а ее знаменатель, который мы обозначим R_T , можно найти по формуле

$$R_T = R_2 + R_{вх} \cdot K + R_{вых} \left(1 + \frac{R_{вх}}{R_1} \right). \quad (15)$$

R_T является статическим коэффициентом передачи и, следовательно, аналогом коэффициента $1/\beta$, используемого для анализа устойчивости ОСН-усилителей [5]. Величина коэффициента $1/\beta$ численно равна коэффициенту усиления неинвертирующего операционного усилителя, охваченного отрицательной обратной связью с коэффициентом передачи β . Как видно из выражений (4)–(7), значение R_T определяет полосу пропускания усилителя.

Пример. Пусть ОСТ-усилитель AD8001 включен по неинвертирующей схеме (рис. 9) с $K=2$. Оценим его запасы устойчивости. Логарифмические частотные характеристики переходного импеданса этого усилителя приведены на рис. 8. Параметры усилителя: $R_{вх}=50$ Ом, $R_{вых}=15$ Ом. Полагая модуль α_2 в рассматриваемой полосе частот равным единице. Выберем $R_1 = R_2 = 300$ Ом. По формуле (15) найдем $R_T = 417$ Ом. Как видно, вклад R_2 в R_T и, следовательно, в ширину полосы пропускания. На-

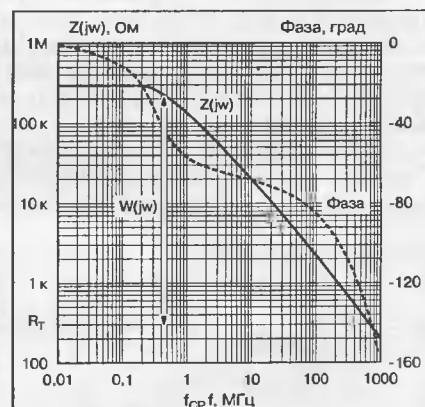


Рис. 8. Типичные ЛЧХ ОСТ-усилителя

против, значение R_1 ни на устойчивость, ни на полосу пропускания практически не влияет. Из (14) следует, что

$$20\lg|W(j\omega)| = 20\lg|\alpha_2 Z(j\omega)| - 20\lg R_1. \quad (16)$$

Из частотных характеристик видно, что схема обладает достаточным запасом устойчивости по фазе (более 60°) при полосе пропускания 450 МГц.

Усилители дифференциальных линий

Линии передач высокочастотных сигналов имеют существенные отличия от линий связи, используемых в низкочастотных приборах. Эти отличия обусловлены соизмеримостью длин

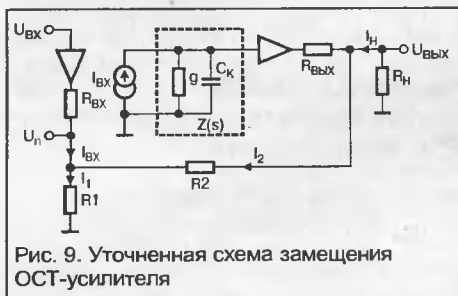


Рис. 9. Уточненная схема замещения ОСТ-усилителя

ны высокочастотных линий с длиной волны передаваемых сигналов и необходимостью защиты от проникновения помех в очень широкой полосе частот. В низкочастотных устройствах, как правило, стараются

обеспечить минимальный выходной импеданс источников сигналов и максимальный входной импеданс приемников. Это обеспечивает максимальное усиление сигнала по напряжению. Требование к передаче радиочастотных сигналов иное: полные выходные сопротивления источников и приемников сигналов должны быть равны волновому сопротивлению линии связи — «согласованная» передача. При этом отсутствуют отражения сигналов от концов линии и, следовательно, обеспечивается передача максимальной мощности сигнала в направлении от источника к приемнику.

В качестве линий передачи высокочастотных сигналов обычно используются коаксиальные кабели и витые пары, экранированные и неэкранированные. Коаксиальные кабели с несимметричными передатчиком и приемником представляют собой несимметричную систему связи, и синфазные помехи оказывают на экран и центральный проводник воздействие, что снижает помехозащищенность передачи. Намного более высокую помехоустойчивость при передаче сигналов можно получить, используя дифференциальные системы связи, которые формируют из исходного несимметричного сигнала $u_c(t)$ пару противофазных напряжений $+u_c(t)$ и $-u_c(t)$, и передают их по витой паре проводов, симметричной относительно «массы». В конце линии их принимает дифференциальный приемник, который при необходимости вновь преобразует эту пару в несимметричный сигнал.

Таким образом, оборудование дифференциальной линии связи в общем случае включает помимо собственно линий в виде витых пар, еще и драйверы линий (ДЛ), магистральные усилители (МУ), компенсирующие затухание сигнала в линии, и дифференциальные приемники (ДП) (рис. 10).

Схема простейшего драйвера дифференциальной линии приведена на рис. 11. Здесь усилители конфигурированы как неинвертирующий (Y_1) и инвертирующий (Y_2) повторители. Резистор, включенный между входами Y_1 , придает ему коэффициент усиления шума (иначе говоря, коэффициент петлевого усиления) такой же, как и у Y_2 , т. е. равный 2, что желательно с точки зрения равенства запасов устойчивости усилителей и качества переходных процессов. Амплитуда выходного дифференциального напряжения в два раза пре-

восходит амплитуду входного несимметричного сигнала. Недостатком этой схемы является низкое входное сопротивление. Компания National Semiconductor выпускает ИМС сдвоенного буферного усилителя CLC5612 со встроенными резисторами обратной связи сопротивлением по 1 кОм, на основе которой схема на рис. 11 может быть построена практически без дополнительных внешних элементов.

Два типа преобразователей несимметричного входного сигнала в симметричный дифференциальный сигнал имеют высокое входное сопротивление. Первый из них показан на рис. 12.

На неинвертирующий вход усилителя Y_1 подается входной сигнал, в то время как такой же вход Y_2 соединен с общей точкой схемы. Таким образом инвертирующий вход Y_2 является виртуальной землей. Поэтому при указанных на схеме параметрах Y_1 усиливает без инвертирования входной сигнал в пять раз $(1+R_1/R_k)$. Сигналы на входах усилителя Y_1 равны, поэтому напряжение на верхнем выводе резистора R_k равно $u_{вх}$. Усилитель Y_2 усиливает напряжение в пять раз с инвертированием $(-R_2/R_k)$. Таким образом, напряжения двух выходов изменяются в противоположных направлениях с одинаковой амплитудой и создают симметричный дифференциальный сигнал.

Эта схема может работать с различным усилением при надлежащем выборе сопротивлений резисторов. Но, вообще говоря, чтобы изменить усиление схемы, нужно поменять сопротивления всего двух резисторов. Кроме того, коэффициенты усиления шума усилителей в этой схеме различны, следовательно, полосы пропускания усилителей не будут согласованы.

Вторая схема, не имеющая ни одного из этих недостатков, может быть выполнена на сдвоенном ОСТ-усилителе (рис. 13). Эта схема, построенная, например, на AD815 может быть использована как мощный дифференциальный драйвер, отдающий в линию ток до 0,5 А при двойной амплитуде выходного сигнала до 40 В. Для этой схемы справедливы уравнения

$$U_p = \frac{U_{вх} R_2 + U_2 R_1}{R_1 + R_2}, \quad (17)$$

$$U_n = \frac{U_1 R_4 + U_2 R_3}{R_3 + R_4}, \quad (18)$$

$$U_2 = -U_1. \quad (19)$$

Учитывая, что $U_p = U_n$, из системы (17–19) найдем U_1, U_2 при условии $R_3 = R_4$

$$U_1 = \frac{R_2}{R_1} U_{вх}, \quad (20)$$

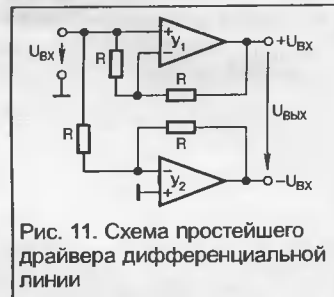


Рис. 11. Схема простейшего драйвера дифференциальной линии



Рис. 12. Драйвер линии с высоким входным сопротивлением

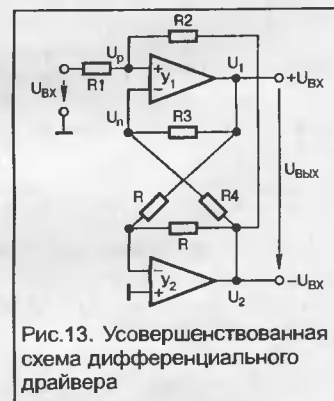


Рис. 13. Усовершенствованная схема дифференциального драйвера

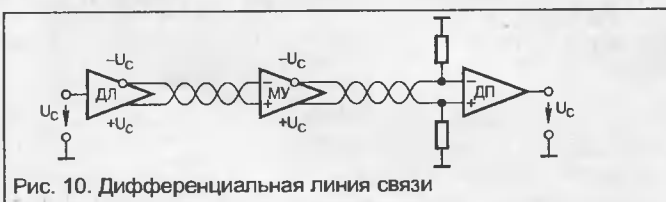


Рис. 10. Дифференциальная линия связи

$$U_2 = -\frac{R_2}{R_1} U_{\text{вх}}. \quad (20)$$

Как видно, коэффициент передачи драйвера может быть установлен выбором сопротивления одного резистора. Коэффициенты усиления разомкнутых петель обратной связи обоих усилителей согласуются.

Схема магистрального усилителя приведена на рис. 14. Он имеет по два симметричных входа и выхода. Коэффициент передачи усилителя равен

$$K_{\text{МУ}} = 1 + \frac{2R_2}{R_1}.$$

Включение трансформатора на выходе усилителя упрощает согласование усилителя с линией. Компания Maxim производит однокристалльный магистральный усилитель MAX4147 с $K_{\text{МУ}}=2$. Полоса пропускания усилителя составляет 350 МГц, а скорость нарастания — 3600 В/мкс. Фирма Analog Devices выпускает аналогичный усилитель AD8132, оптимизированный для согласования источников дифференциальных сигналов со скоростными АЦП, имеющими дифференциальные входы. Его полоса составляет 350 МГц, а скорость нарастания — 1200 В/мкс. AD8322 и AD8323 представляют собой магистральные усилители для видео при-

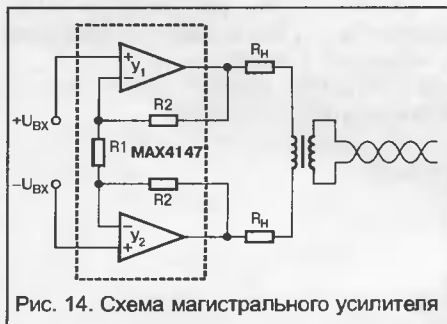


Рис. 14. Схема магистрального усилителя

ренциальных сигналов со скоростными АЦП, имеющими дифференциальные входы. Его полоса составляет 350 МГц, а скорость нарастания — 1200 В/мкс. AD8322 и AD8323 представляют собой магистральные усилители для видео при-

ложений со входным и выходным сопротивлениями по 75 Ом и программно управляемым по последовательному интерфейсу усилением (в частности, у AD8322 коэффициент усиления — от 2 до 100).

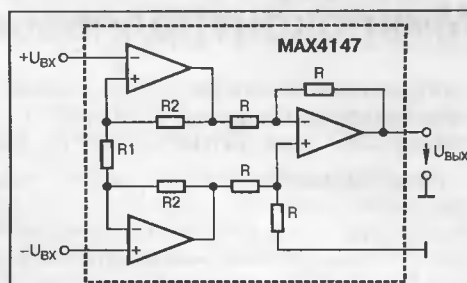


Рис. 15. Схема магистрального приемника

В качестве дифференциального приемника обычно применяется скоростной дифференциальный усилитель, построенный по трехусилительной схеме (рис. 15). Типичным примером является MAX4144. Его коэффициент усиления равен 2, полоса пропускания — 130 МГц, а скорость нарастания — 1000 В/мкс. Еще одна микросхема, специально спроектированная как приемник дифференциальной линии, — AD830. Она также имеет трехусилительную архитектуру, но каждый из двух входных усилителей представляет собой дифференциальный усилитель, а напряжение на выходе ИМС пропорционально разности выходных токов этих усилителей. Благодаря такому построению, AD830 может быть конфигурирован различными способами для многих применений, в частности для суммирования или вычитания сигналов без дополнительных внешних резисторов. Полоса пропускания этого усилителя — 85 МГц, а скорость нарастания — 360 В/мкс.

Ниже в табл. 3 приведены некоторые сравнительные характеристики широкополосных усилителей.

Георгий Волович
g_volovich@mail.ru

Таблица 3

Наименование	Напряж. питания В	Коэфф. усиления В/В (Z)	КОСС дБ	U _{см} мВ	Входн. токи мкА	Вход. сопр. кОм	f _r МГц	Скор. нараст. В/мкс	Ток потр. мА	Макс. вых. ток, мА	Вых. сопр. R _{вых} , Ом	Примечание
ОСН-усилители												
AD8055	+5; +12	3	82	5	1,2	10000	220	1000	6,5	55	—	есть двоянный и четверенный варианты
AD825	+5...+15	6	80	1	15 нА	5*10 ⁸	41	125	6,5	50	8	малые входные токи
AD8063	2,7...8	5	62	6	9	—	150	500	9,5	25	—	функция отключения
LM6165	+2,4...+16	7,5	88	3	3	20	725	300	5	65	—	K>25
LM7171	+5...+15	20	85	1	10	3300	200	4100	8,5	100	15	ОСТ со входным буфером
THS4001	+2,5...+16	10	100	2	2,6	10000	270	400	7,5	100	10	
THS4031	+4,5...+16 9...32	75	95	0,5	3	2000	100	100	8,5	90	13	малозумящий: e _ш =1,6 нВ/Гц ^{0,5}
OPA687	+5	—	—	1	—	—	280	900	18	60	—	малозумящий: e _ш =0,95 нВ/Гц ^{0,5}
MAX4100	+5	1	90	1	3	—	500	250	6	80	—	
ОСТ-усилители												
AD8009	+5	250 кОм	55	2	50	110/0,008	1000	5500	14	175	8	сверхскоростной
AD846	+5...+18	200 МОм	125	0,075	3/0,1	10/0,05	80	450	6,5	65	16	прецизионный
CLC449	+5	140 кОм	50	3	45/25	400/—	1100	2500	12	80	—	сверхскоростной
CLC5665	+5...+15	2 МОм	60	1	85	3000/—	90	1800	8,5	85	—	функция отключения
THS3001	+4,5...+16 9...33	2,4 МОм	70	3	1/2	15000/0,01	420	6500	6,6	100	10	сверхскоростной
MAX4112	+5	500 кОм	50	1	3,5	500/0,03	500	1200	5	80	—	есть двоянный вариант
MAX4147	+5	2 В/В	100	0,5	9	1000	300	2000	10	160	—	драйвер линии
OPA681	+5; 5	—	—	5	—	—	220	2100	6	135	—	есть двоянный и строенный варианты

Микроконтроллеры? Это же просто!

Сопряжение с четырехразрядными светодиодными матричными (5*7) индикаторами типа HCMS-2xxx (КИПВ70А-4/5*7К, КИПВ71А-4/5*7К)

Поздравим себя с успехом — мы сформировали-таки массив данных, который нужно вывести в сдвиговый регистр индикатора, чтобы отобразить первую колонку этого символа. Осталась малость — вывести информацию в сдвиговый регистр. По сравнению с тем, что мы делали для формирования этого массива, вывод его в индикатор достаточно прост, что следует из приведенных ниже подпрограмм.

Фрагмент подпрограммы, осуществляющий вывод в индикатор информации из ячеек EKRAN - EKRAN+3:

```
;
MOV A,EKRAN+0
ACALL IND7BIT
;
MOV A,EKRAN+1
ACALL IND7BIT
;
MOV A,EKRAN+2
ACALL IND7BIT
;
MOV A,EKRAN+3
ACALL IND7BIT
;
CLR COLUMN0 ;ЗАСВЕТКА КОЛОНКИ
MOV A,COUNSK
INC A
MOV COUNSK,A
LCALL DEL1MS
SETB COLUMN0 ;ГАШЕНИЕ КОЛОНКИ
;
```

Подпрограмма, осуществляющая вывод в сдвиговый регистр 7 бит из выбранной ячейки, приведена ниже:

```
;
IND7BIT:
RLC A
;
RLC A
MOV INDLINE,C
CLR INDCLK ;БИТ 7
SETB INDCLK
;
RLC A
MOV INDLINE,C
CLR INDCLK ;БИТ 6
SETB INDCLK
;
RLC A
MOV INDLINE,C
CLR INDCLK ;БИТ 5
SETB INDCLK
;
RLC A
MOV INDLINE,C
CLR INDCLK ;БИТ 4
SETB INDCLK
;
RLC A
MOV INDLINE,C
CLR INDCLK ;БИТ 3
SETB INDCLK
;
RLC A
MOV INDLINE,C
CLR INDCLK ;БИТ 2
SETB INDCLK
;
RLC A
MOV INDLINE,C
CLR INDCLK ;БИТ 1
```

```
SETB INDCLK
```

```
;
RET
;
```

Непосредственно вывод осуществляется при помощи подпрограммы IND7BIT. Вначале мы помещаем в аккумулятор байт из ячейки EKRAN и вызываем эту подпрограмму, затем байт из ячейки EKRAN+1 с повторным вызовом подпрограммы, а затем и из ячеек EKRAN+2 и EKRAN+3. После этого командой CLR COLUMN0 открываем транзистор VT1, увеличиваем на 1 счетчик столбцов (теперь COUNSK будет содержать не 0, а 1), вызываем подпрограмму миллисекундной задержки (LCALL DEL1MS) и командой SETB COLUMN0 закрываем VT1. Все, мы отобразили первую колонку выводимой на индикатор цифры, увеличили COUNSK на 1 и теперь должны повторить все описанные действия для второй, третьей, четвертой и пятой колонок.

Ниже приведена подпрограмма вывода информации в HCMS-2xxx в завершенном виде.

```
;
AD00 EQU 30H
COUNSK EQU 7BH
INDLINE EQU P1.5
INDCLK EQU P1.6
EKRAN EQU 7CH
COLUMN1 EQU P1.0
COLUMN2 EQU P1.1
COLUMN3 EQU P1.2
COLUMN4 EQU P1.3
COLUMN5 EQU P1.4
;
;СОБСТВЕННО ПОДПРОГРАММА ВЫВОДА ИНФОРМАЦИИ
;НА HCMS-2XXX ИЗ ЯЧЕЕК С АДРЕСАМИ ОТ AD00
;ДО AD00+3
;
OTBHCMS:
;
MOV R7,#255
;
OTBHC1:
MOV R2,AD00+0
MOV R3,#0
LCALL VIVHCMS
;
MOV R2,AD00+1
MOV R3,#1
LCALL VIVHCMS
;
MOV R2,AD00+2
MOV R3,#2
LCALL VIVHCMS
;
MOV R2,AD00+3
MOV R3,#3
LCALL VIVHCMS
;
DJNZ R7,OTBHC1
RET
;
;КОД СИМВОЛА В РЕГИСТРЕ R2, НОМЕР
;ЗНАКОМЕСТА ВЫВОДИМОГО СИМВОЛА В
;R3 — ОН МОЖЕТ БЫТЬ РАВЕН ЛИШЬ
;00, 01,02,03 И НИКАКОМУ ДРУГОМУ
;
VIVHCMS:
MOV A,#0
MOV COUNSK,A
MOV EKRAN,A
MOV EKRAN+1,A
MOV EKRAN+2,A
MOV EKRAN+3,A
;
MOV A,R3
```

```

ANL A,#00000011B
MOV R3,A
MOV A,#EKRAN
ADD A,R3
MOV R0,A ;B R0 АДРЕС ТОЙ
;ИЗ EKRAN...EKRAN+3,
;КУДА ВЫВОД
MOV DPTR,#TABZNAK
MOV A,R2
RL A
RL A
ADD A,R2 ;A = 5*R2
ADD A,COUNSK ;A = 5*R2+COUNSK
MOVC A,@A+DPTR
MOV @R0,A ;B EKRAN...EKRAN+3
;ВЫВЕЛИ БАЙТ, СООТВ.
;ПЕРВОЙ КОЛОНКЕ
;
MOV A,EKRAN+0
ACALL IND7BIT
MOV A,EKRAN+1
ACALL IND7BIT
MOV A,EKRAN+2
ACALL IND7BIT
MOV A,EKRAN+3
ACALL IND7BIT
;
CLR COLUMN1 ;ЗАСВЕТКА КОЛОНКИ
MOV A,COUNSK
INC A
MOV COUNSK,A
LCALL DELIMS
SETB COLUMN1 ;ГАШЕНИЕ КОЛОНКИ
;
;
MOV A,R3
ANL A,#00000011B
MOV R3,A
MOV A,#EKRAN
ADD A,R3
MOV R0,A ;B R0 АДРЕС ТОЙ
;ИЗ EKRAN...EKRAN+3,
;КУДА ВЫВОД
MOV DPTR,#TABZNAK
MOV A,R2
RL A
RL A
ADD A,R2 ;A = 5*R2
ADD A,COUNSK ;A = 5*R2+COUNSK
MOVC A,@A+DPTR
MOV @R0,A ;B EKRAN...EKRAN+3
;ВЫВЕЛИ БАЙТ, СООТВ.
;ВТОРОЙ КОЛОНКЕ
;
MOV A,EKRAN+0
ACALL IND7BIT
MOV A,EKRAN+1
ACALL IND7BIT
MOV A,EKRAN+2
ACALL IND7BIT
MOV A,EKRAN+3
ACALL IND7BIT
;
CLR COLUMN2 ;ЗАСВЕТКА КОЛОНКИ
MOV A,COUNSK
INC A
MOV COUNSK,A
LCALL DELIMS
SETB COLUMN2 ;ГАШЕНИЕ КОЛОНКИ
;
;
MOV A,R3
ANL A,#00000011B
MOV R3,A
MOV A,#EKRAN
ADD A,R3
MOV R0,A ;B R0 АДРЕС ТОЙ
;ИЗ EKRAN...EKRAN+3,
;КУДА ВЫВОД
MOV DPTR,#TABZNAK
MOV A,R2
RL A
RL A
ADD A,R2 ;A = 5*R2
ADD A,COUNSK ;A = 5*R2+COUNSK
MOVC A,@A+DPTR
MOV @R0,A ;B EKRAN...EKRAN+3
;ВЫВЕЛИ БАЙТ, СООТВ.
;ЧЕТВЕРТОЙ КОЛОНКЕ
;
MOV A,EKRAN+0
ACALL IND7BIT
MOV A,EKRAN+1
ACALL IND7BIT
MOV A,EKRAN+2
ACALL IND7BIT
MOV A,EKRAN+3
ACALL IND7BIT
;
CLR COLUMN4 ;ЗАСВЕТКА КОЛОНКИ
MOV A,COUNSK
INC A
MOV COUNSK,A
LCALL DELIMS
SETB COLUMN4 ;ГАШЕНИЕ КОЛОНКИ
;
;
MOV A,R3
ANL A,#00000011B
MOV R3,A
MOV A,#EKRAN
ADD A,R3
MOV R0,A ;B R0 АДРЕС ТОЙ
;ИЗ EKRAN...EKRAN+3,
;КУДА ВЫВОД
MOV DPTR,#TABZNAK
MOV A,R2
RL A
RL A
ADD A,R2 ;A = 5*R2
ADD A,COUNSK ;A = 5*R2+COUNSK
MOVC A,@A+DPTR
MOV @R0,A ;B EKRAN...EKRAN+3
;ВЫВЕЛИ БАЙТ, СООТВ.

```

;ПЯТОЙ КОЛОНКЕ

```

MOV A,EKRAN+0
ACALL IND7BIT
MOV A,EKRAN+1
ACALL IND7BIT
MOV A,EKRAN+2
ACALL IND7BIT
MOV A,EKRAN+3
ACALL IND7BIT

```

```

CLR COLUMN5 ;ЗАСВЕТКА КОЛОНКИ
MOV A,COUNSK
INC A
MOV COUNSK,A
LCALL DELIMS
SETB COLUMN5 ;ГАШЕНИЕ КОЛОНКИ

```

RET

;ПОДПРОГРАММА ВЫВОДА НА ДИСПЛЕЙ
ОДНОГО СТОЛБЦА

IND7BIT:

```

RLC A
RLC A
MOV INDLINE,C
CLR INDCLK ;БИТ 7
SETB INDCLK
RLC A
MOV INDLINE,C
CLR INDCLK ;БИТ 6
SETB INDCLK
RLC A
MOV INDLINE,C
CLR INDCLK ;БИТ 5
SETB INDCLK
RLC A
MOV INDLINE,C
CLR INDCLK ;БИТ 4
SETB INDCLK
RLC A
MOV INDLINE,C
CLR INDCLK ;БИТ 3
SETB INDCLK
RLC A
MOV INDLINE,C
CLR INDCLK ;БИТ 2
SETB INDCLK
RLC A
MOV INDLINE,C
CLR INDCLK ;БИТ 1
SETB INDCLK
RET

```

;ЗНАКОГЕНЕРАТОР НА 32 СИМВОЛА

TABZNAK:

```

;ЦИФРА 0 [00H]
.DB 10011110B,10100001B,10100001B,10011110B,10000000B
;ЦИФРА 1 [01H]
.DB 10000000B,10000000B,10000010B,10111111B,10000000B
;ЦИФРА 2 [02H]
.DB 10100010B,10110001B,10101001B,10100110B,10000000B
;ЦИФРА 3 [03H]
.DB 10010001B,10100101B,10100111B,10011001B,10000000B
;ЦИФРА 4 [04H]
.DB 10001111B,10001000B,10001000B,10111111B,10000000B
;ЦИФРА 5 [05H]
.DB 10010111B,10100101B,10100101B,10011001B,10000000B
;ЦИФРА 6 [06H]
.DB 10011110B,10100101B,10100101B,10011001B,10000000B
;ЦИФРА 7 [07H]
.DB 10100001B,10010001B,10001001B,10000111B,10000000B
;ЦИФРА 8 [08H]
.DB 10011010B,10100101B,10100101B,10011010B,10000000B
;ЦИФРА 9 [09H]
.DB 10100110B,10101001B,10101001B,10011110B,10000000B
;ЦИФРА A [0AH]

```

```

.DB 10011110B,10100001B,10100001B,10011110B,10000000B
;ЦИФРА B [0BH]
.DB 10011110B,10100001B,10100001B,10011110B,10000000B
;ЦИФРА C [0CH]
.DB 10011110B,10100001B,10100001B,10011110B,10000000B
;ЦИФРА D [0DH]
.DB 10011110B,10100001B,10100001B,10011110B,10000000B
;ЦИФРА E [0EH]
.DB 10011110B,10100001B,10100001B,10011110B,10000000B
;ЦИФРА F [0FH]
.DB 10000000B,10000000B,10000000B,10000000B,10000000B

```

```

;ЦИФРА 0,[10H]
.DB 10011110B,10100001B,10100001B,10011110B,11100000B
;ЦИФРА 1,[11H]
.DB 10000000B,10000000B,10000010B,10111111B,11100000B
;ЦИФРА 2,[12H]
.DB 10100010B,10110001B,10101001B,10100110B,11100000B
;ЦИФРА 3,[13H]
.DB 10010001B,10100101B,10100111B,10011001B,11100000B
;ЦИФРА 4,[14H]
.DB 10001111B,10001000B,10001000B,10111111B,11100000B
;ЦИФРА 5,[15H]
.DB 10010111B,10100101B,10100101B,10011001B,11100000B
;ЦИФРА 6,[16H]
.DB 10011110B,10100101B,10100101B,10011001B,11100000B
;ЦИФРА 7,[17H]
.DB 10100001B,10010001B,10001001B,10000111B,11100000B
;ЦИФРА 8,[18H]
.DB 10011010B,10100101B,10100101B,10011010B,11100000B
;ЦИФРА 9,[19H]
.DB 10100110B,10101001B,10101001B,10011110B,11100000B
;ЦИФРА A,[1AH]
.DB 10011110B,10100001B,10100001B,10011110B,11100000B
;ЦИФРА B,[1BH]
.DB 10011110B,10100001B,10100001B,10011110B,11100000B
;ЦИФРА C,[1CH]
.DB 10011110B,10100001B,10100001B,10011110B,11100000B
;ЦИФРА D,[1DH]
.DB 10011110B,10100001B,10100001B,10011110B,11100000B
;ЦИФРА E,[1EH]
.DB 10011110B,10100001B,10100001B,10011110B,11100000B
;ЦИФРА F,[1FH]
.DB 10000000B,10000000B,10000000B,10000000B,10000000B

```

```

DELIMS: MOV R7,#07FH
LREX: MOV R6,#001H
LRIN: DJNZ R6,LRIN
      DJNZ R7,LREX
      RET

```

В итоге у нас должна получиться такая подпрограмма вывода информации в HCM5-2xxx (вместе с необходимыми для ее функционирования дополнительными подпрограммами), как та, что приведена выше. Она вполне работоспособна, и на этом можно было бы остановиться. Но...

Посмотрите еще раз внимательно на подпрограмму VIVHCMS. Обратите внимание на то, что в ней есть пять больших повторяющихся фрагментов, начинающихся с команды MOV A, R3 и заканчивающихся командой ACALL IND7BIT, идущей после MOV A, EKRAN+3. Очевидно, если мы выделим этот повторяющийся фрагмент в подпрограмму (назовем ее, к примеру, VIVHCM1), то главное наше детище, подпрограмма VIVHCMS станет гораздо короче и изящнее. Давайте попробуем это сделать.

```

;
VIVHCMS:
MOV A,#0
MOV COUNSK,A
MOV EKRAN,A
MOV EKRAN+1,A
MOV EKRAN+2,A
MOV EKRAN+3,A

```

```

LCALL VIVHCM1
;
CLR COLUMN1 ;ЗАСВЕТКА КОЛОНКИ
MOV A,COUNSK
INC A
MOV COUNSK,A
LCALL DELIMS
SETB COLUMN1 ;ГАШЕНИЕ КОЛОНКИ
;
;
LCALL VIVHCM1
;
CLR COLUMN2 ;ЗАСВЕТКА КОЛОНКИ
MOV A,COUNSK
INC A
MOV COUNSK,A
LCALL DELIMS
SETB COLUMN2 ;ГАШЕНИЕ КОЛОНКИ
;
;
LCALL VIVHCM1
;
CLR COLUMN3 ;ЗАСВЕТКА КОЛОНКИ
MOV A,COUNSK
INC A
MOV COUNSK,A
LCALL DELIMS
SETB COLUMN3 ;ГАШЕНИЕ КОЛОНКИ
;
;
LCALL VIVHCM1
;
CLR COLUMN4 ;ЗАСВЕТКА КОЛОНКИ
MOV A,COUNSK
INC A
MOV COUNSK,A
LCALL DELIMS
SETB COLUMN4 ;ГАШЕНИЕ КОЛОНКИ
;
;
LCALL VIVHCM1
;
CLR COLUMNS ;ЗАСВЕТКА КОЛОНКИ
MOV A,COUNSK
INC A
MOV COUNSK,A
LCALL DELIMS
SETB COLUMNS ;ГАШЕНИЕ КОЛОНКИ
;
RET
;
VIVHCM1:
ANL A,#00000011B
MOV R3,A
MOV A,#EKRAN
ADD A,R3
MOV R0,A ;B R0 АДРЕС ТОЙ
;ИЗ EKRAN...EKRAN+3,
;КУДА ВЫВОД
MOV DPTR,#TABZNAK
MOV A,R2
RL A
RL A
ADD A,R2 ;A = 5*R2
ADD A,COUNSK ;A = 5*R2+COUNSK
MOVC A,@A+DPTR
MOV @R0,A ;B EKRAN...EKRAN+3
;ВЫВЕЛИ БАЙТ, СООТВ.
;КОЛОНКЕ
;
MOV A,EKRAN+0
ACALL IND7BIT
MOV A,EKRAN+1
ACALL IND7BIT
MOV A,EKRAN+2
ACALL IND7BIT

```

```

MOV A,EKRAN+3
ACALL IND7BIT
;
RET
;

```

Полученный сокращенный вариант подпрограммы VIVHCM1 приведен выше. Как видите, он гораздо короче, проще и нагляднее. Надо сказать, что обычно программы даже у опытных программистов никогда сразу не получаются оптимальными — поначалу не до оптимизации, нужно хотя бы заставить их просто работать без ошибок. Но очень часто, к сожалению, после того, как все заработает нужным образом, нам лень «навести блеск» — на это не остается ни сил, ни времени. Однако все же к этому нужно стремиться — по опыту знаю, что впоследствии такую программу гораздо проще дорабатывать. А заниматься доработками приходится гораздо чаще, чем это можно было бы предположить. Так что не стремитесь наступать на грабли обязательно самостоятельно, учитесь на чужих ошибках.

Краткие выводы

Мы познакомились с тем, как сопрягать микроконтроллер с различными типами знаковосинтезирующих индикаторов. Как уже упоминалось выше, последние могут быть жидкокристаллическими или светодиодными (остальные, например, люминисцентные или электроннолучевые, практически вышли из употребления). По способу формирования символов индикаторы могут быть семисегментными или матричными. Далее, как мы имели возможность убедиться, многие из них, в особенности жидкокристаллические, снабжены самостоятельными микроконтроллерами, заметно упрощающими работу с ними. Именно такими были оба рассмотренных в настоящей главе жидкокристаллических индикатора. В обоих случаях нам пришлось лишь организовать передачу информации от ос-

ARGUSSOFT

Департамент Микроэлектроники

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ

ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибутор фирм:

AVR-микроконтроллеры с АЦП на кристалле

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

Микроконтроллер	AT9098535	ATmega163	ATmega323
Объем памяти программ (FLASH)	8 Кбайт	16 Кбайт	32 Кбайт
Объем памяти данных (SRAM)	512 байт	1 Кбайт	2 Кбайт
Объем памяти данных (EEPROM)	512 байт	512 байт	1 Кбайт
Аппаратный умножитель	нет	есть	есть
Внутренний калибруемый RC-генератор	нет	есть	есть
Встроенный ИОН, напряжение 2.56 В	нет	есть	есть
Двухпроводный интерфейс (PC)	нет	есть	есть
Программируемый UART/USART	230 Кбод	912.6 Кбод	912.6 Кбод
Интерфейс SPI, скорость	2 Мбит/с	4 Мбит/с	4 Мбит/с
Число каналов ЦАП	3	3	4

Основные технические характеристики:

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

Все микроконтроллеры выпускаются в совместимых по выводам корпусах!

Более подробную информацию можно получить на сайте: <http://atmelargusssoft.ru>

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

Новый офис в Санкт-Петербурге:
Адрес: 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 36
Тел: (812) 314-3808, тел. факс: (812) 310-8234
E-mail: comp.spb@argusssoft.ru

Интернет: WWW.ARGUSSOFT.RU

нового МК в контроллер индикатора, а все, что связано с отображением переданных символов, осуществлялось уже без нашего вмешательства. Светодиодные индикаторы, которые мы рассмотрели, не имели встроенных контроллеров. При этом для работы с АЛС318 нам пришлось использовать в цепях сопряжения несколько дополнительных микросхем, а для HCMS-2xxx потребовались пять транзисторов. Программы, написанные для работы со светодиодами индикаторами, оказались заметно сложнее, чем аналогичные для ЖК-индикаторов.

Теперь уже не только мне, но и вам должно быть очевидно, что каких-либо стандартных правил сопряжения МК с индикаторами не существует, и в каждом конкретном случае оно выполняется по-своему. Поэтому мы и рассмотрели столь отличающиеся друг от друга варианты индикаторов, каждый со своей схемой включения, алгоритмом и программой сопряжения. После знакомства с предложенным материалом, я надеюсь, вы не только сможете любой из этих индикаторов использовать в дальнейшем в своих устройствах, но и опираясь на эти наработки самостоятельно сопряжете ваш МК с любым другим устройством индикации.

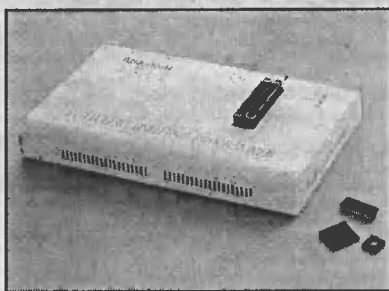
Кроме того, мы попытались попрактиковаться в разбивке поставленной задачи на ряд более простых, и в написании подпрограмм для этих простых задач. Пока у вас еще просто очень мало подобных навыков, и описанные в этой главе примеры, равно как и те, которые вы встретите в последующих главах, направлены в первую очередь на то, чтобы эти навыки у вас сформировать. Я попытался на практике показать вам, как разбивать задачу на части, как решать каждую из этих малых задач, причем даже не сразу, а, как говорится, в два-три приема. Я специально показал вам, что получается при первой попытке решения задачи, и как оно дальше оптимизируется. Те, кто имеет большой опыт, проводит эти предварительные стадии разработки в

уме. Но у нас с вами такого опыта пока еще нет, поэтому мы решали нашу задачу постепенно, получив в конце концов как некоторые новые навыки, так и правильно работающую подпрограмму.

Еще раз обращаю ваше внимание на то, что любые действия, которые вам придется делать в вашей программе более, чем один или два раза, полезно оформить в виде подпрограммы со сразу понятным для вас именем. Именно так мы и поступали в рассмотренных примерах. При организации вывода информации на экран HT1610 мы создали подпрограмму SIMBOL1, после чего заносили в аккумулятор числа из AD00+7, AD00+6 и т. д., вызывая эту подпрограмму SIMBOL1 после каждого занесения. В случае с АЛС318 мы создали подпрограмму DISPLAY, при вызове которой в R0 мы помещали число от 0 до 7, и она далее извлекала цифру из ячейки памяти МК с адресом AD00+n (n=0-7), и выводила его в порт P1 для отображения в n-й разряд АЛС318. Мы написали подпрограмму VIVHCMS для вывода на HCMS-2xxx символа, помещенного в регистр R2 в разряд индикатора, номер которого занесен в регистр R3. С ее помощью выводить символы в HCMS-2xxx стало легко и просто.

Как видите, по крайней мере в тех случаях, когда вам нужно вывести на тот или иной дисплей цифровую информацию (а это всегда не менее 3-4 цифр), очень полезно выделить в самостоятельную подпрограмму все действия по пересылке символа на дисплей, при этом сам пересылаемый символ (а если надо, то и его место отображения на индикаторе) должны находиться в каком-нибудь регистре (регистрах) вашего МК. Если вы привыкнете это делать, то написанные вами программы будут проще, стройнее и будут содержать меньше ошибок, чем если вы будете писать их без подобной привычки.

Александр Фрунзе
alex.fru@mtu-net.ru



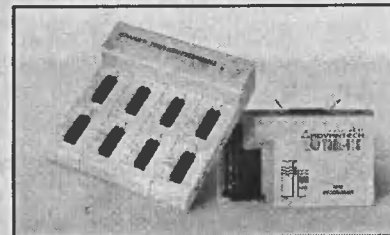
LabTool-48

- Универсальный программатор для более чем 3000 типов микросхем: микроконтроллеров, флэш-памяти, ППЗУ, CPLD, последовательных ППЗУ и др.
- Бесплатное регулярное обновление программного обеспечения для поддержки новых типов микросхем
- Адаптеры для любых типов корпусов микросхем

ДЕЙСТВИТЕЛЬНО УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ПРОГРАММАТОРЫ

ADVANTECH

КАК ВДОХНУТЬ ЖИЗНЬ В КРИСТАЛЛ?



LabTool-848

- Универсальный программатор с 8 розетками для быстрого массового тиражирования. Поддерживает свыше 1200 типов широко распространенных микросхем

LabTool-148

- Недорогой универсальный программатор для более чем 1200 типов широко распространенных микросхем

LabTool-41S

- Недорогой мини-программатор для наиболее распространенных микросхем памяти и микроконтроллеров

ProSoft ПЕРЕДОВЫЕ
ТЕХНОЛОГИИ
АВТОМАТИЗАЦИИ

МОСКВА: www.prosoft.ru; тел. (095) 234-0636 доб. 210 — отдел поставок, доб. 203 — техническая поддержка; факс (095) 234-0640

Адрес: 117313, Москва, а/я 81; E-mail: info@prosoft.ru

С. ПЕТЕРБУРГ: (812) 325-3790, 325-3791

ЕКАТЕРИНБУРГ: www.prosoft.ural.ru; (3432) 75-1871, 49-3459

33

ним, что в коде HDB3 цепочки нулей заменены определенными заготовками (выделены на рисунке серым фоном), что позволяет исключить продолжительные паузы входного сигнала.

Приемник формирует две последовательности сигналов: HDB3+ и HDB3-. Первая соответствует положительным

тобой последовательности (показанной в верхней части рис. 16) и может выполняться микропроцессором.

Одноконтурная и двухконтурные схемы выделения синхросигнала

В схеме, приведенной на рис. 17, выделение синхросигнала и данных из

линии основано на использовании контура фазовой автоподстройки частоты.

В установленном режиме генератор G, управляемый напряжением U, формирует непрерывную последовательность синхроимпульсов. Их фронты (например, отрицательные) с высокой точностью совпадают во времени с моментами

изменения напряжения может составлять от 0,5 до 4,5 В. Фазовый компаратор обладает достаточной инерционностью, чтобы не реагировать на возможные мешающие факторы: «дрожание» фазы входного сигнала, импульсные помехи в линии, и т. п.

В идеальном случае положительные фронты выделенного из линии синхросигнала соответствуют центрам битовых интервалов, поэтому для выделения данных используется D-триггер.

Контур фазовой автоподстройки частоты представляет собой достаточно «тонкий инструмент». Этот контур должен иметь очень узкую полосу захвата (порядка долей герца). Иными словами, для синхронизации устройства с линейным сигналом нужно чтобы исходная частота генератора G почти не отличалась от входной частоты. В противном случае на входах фазового компаратора будут наблюдаться случайные фазовые соотношения между сигналами, что не позволяет выбрать

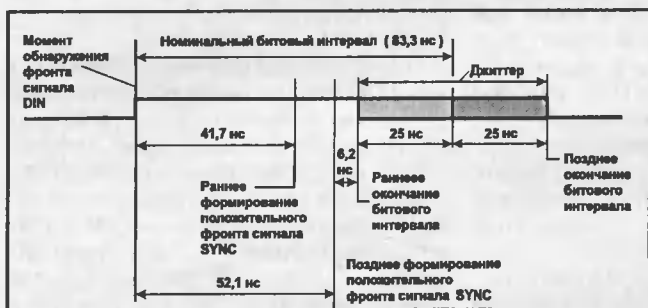


Рис. 14. Временная диаграмма выделения бита данных с учетом джиттера и некоторой неопределенности момента формирования положительного фронта сигнала SYNC

импульсам в линии, вторая — отрицательным. Трехразрядные сдвиговые регистры формируют импульсы LOAD+ и LOAD-, которые отражают изменения состояний сигналов HDB3+ и HDB3-.

Эти импульсы суммируются логическим элементом ИЛИ, поэтому сигнал LOAD отражает все изменения сигнала в линии. Импульсы LOAD+ и LOAD-, выделенные на рис. 16 овалами, теоретически формируются одновременно, но реально при определенном стечении обстоятельств могут иметь взаимный сдвиг в ту или иную сторону на один период сигнала CLK. При этом длительность суммарного импульса LOAD (выделен на рис. 16 прямоугольником) составит не два, а три периода сигнала CLK. Это, однако, учитывается допусками (рис. 14) и не нарушает работы устройства.

Выходные сигналы D+ и D- синхронизированы сигналом SYNC и соответствуют положительным и отрицательным импульсам на входе устройства. Дальнейшая обработка сигналов D+ и D- заключается в восстановлении исходной би-

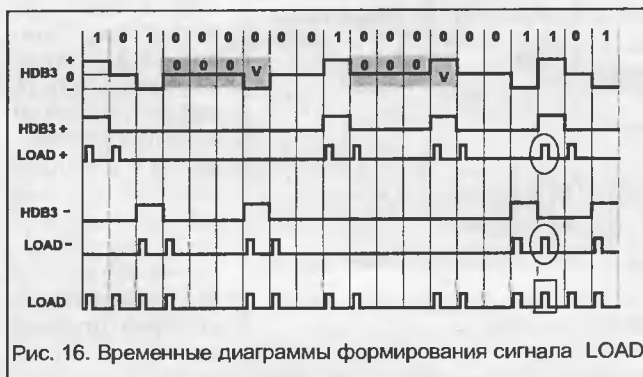


Рис. 16. Временные диаграммы формирования сигнала LOAD

изменения сигнала D на выходе приемника. Моменты изменений в общем случае нерегулярны и зависят от передаваемой последовательности битов. При правильном выборе способа кодирования линейного сигнала существует гарантия хотя бы одного изменения сигнала D в течение некоторого заданного промежутка времени. Например, при использовании кода B6ZS гарантируется наличие хотя бы одного импульса (двух изменений сигнала) в течение любых пяти последовательных битовых интервалов.

Фазовый компаратор оценивает степень совпадения фронтов сигналов на своих входах и в зависимости от результата формирует некоторое управляющее напряжение U. Например, при хорошем совпадении фронтов, когда коррекции не требуется, U = 2,5 В. При необходимости ускорить или замедлить темп выработки синхроимпульсов напряжение повышается или снижается. Диапазон из-

менения напряжения может составлять от 0,5 до 4,5 В. Фазовый компаратор обладает достаточной инерционностью, чтобы не реагировать на возможные мешающие факторы: «дрожание» фазы входного сигнала, импульсные помехи в линии, и т. п.

В идеальном случае положительные фронты выделенного из линии синхросигнала соответствуют центрам битовых интервалов, поэтому для выделения данных используется D-триггер.

Контур фазовой автоподстройки частоты представляет собой достаточно «тонкий инструмент». Этот контур должен иметь очень узкую полосу захвата (порядка долей герца). Иными словами, для синхронизации устройства с линейным сигналом нужно чтобы исходная частота генератора G почти не отличалась от входной частоты. В противном случае на входах фазового компаратора будут наблюдаться случайные фазовые соотношения между сигналами, что не позволяет выбрать

нужное, направление коррекции частоты. Из этого следует, что генератор G должен быть высокостабилизированным. Но это противоречит требованию его хорошей управляемости со стороны фазового компаратора.

Чтобы устранить данное противоречие, применяются схемы с двумя контурами автоподстройки. Одна из таких схем приведена на рис. 18 [54].

Первый контур предназначен для предварительной настройки генератора G на номинальную частоту синхросигнала. После завершения такой настройки вместо первого контура включается второй, аналогичный рассмотренному ранее (рис. 17).

В данном примере частота генератора G регулируется кодом с выхода 12-разрядного двоичного счетчика СТ. При нормальной работе устройства код на выходе счетчика примерно соответствует середине диапазона счета и может изменяться в незначительных пределах. Содержимое счетчика увеличивается или уменьшается на единицу младшего разряда при поступлении на вход импульса +1 или -1. В отсутствие импульсов код в счетчике остается неизменным. Импульсы вырабатываются либо частотным, либо фазовым компараторами в зависимости от того, какой контур активизирован. При SEL = 0 включен первый контур, при SEL = 1 — второй.

Кварцевый генератор формирует на первом входе частотного компаратора сигнал частотой V/N, где V — скорость передачи данных по линии, N ≥ 2 — це-

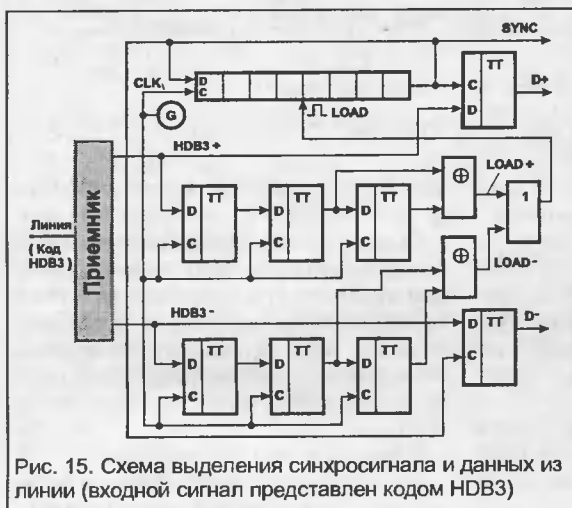


Рис. 15. Схема выделения синхросигнала и данных из линии (входной сигнал представлен кодом HDB3)



Рис. 17. Схема, поясняющая принцип выделения синхросигнала и данных с помощью контура фазовой автоподстройки частоты

ное число. Сигнал той же частоты поступает на второй вход этого компаратора. Снижение сравниваемых частот позволяет упростить схему частотного компаратора и снизить потребляемую им мощность.

Предположим, что в исходном состоянии в линии присутствует полез-

захвата». Это означает, что фазовый компаратор выявил закономерность между моментами изменения сигналов на обоих входах и поэтому способен корректировать ее в нужном направлении.

В результате совпадения указанных условий формируется сигнал $SEL = 1$,



Рис. 18. Двухконтурная схема выделения синхросигнала из пилы (первый вариант)

ный сигнал, но синхронизация не установлена; генератор G формирует сигнал, имеющий заметное отклонение (например, на 2 Гц) от нужной частоты. В этой ситуации оба компаратора обнаруживают неблагоприятные сочетания сигналов на входах. На вход логического элемента И от обоих компараторов поступают сигналы лог. 0. Так как $SEL = 0$, мультиплексор MUX транслирует на входы счетчика СТ сигналы с выходов частотного компаратора.

Частотный компаратор определяет знак и величину частотной ошибки и формирует последовательность импульсов на одном из выходов. Код в счетчике СТ изменяется в направлении уменьшения ошибки. В конечном

числен второй контур управления генератором G. Но при потере входного сигнала в линии частота нестабилизированного генератора G, оставшегося без управления, начинает непрерывный дрейф в ту или иную сторону. Так как во втором контуре нет опорной частоты, фазовый компаратор не посылает корректирующие импульсы в счетчик СТ. Поэтому если, например, в результате «замирания» сигнала в линии, потеряна группа из 70 бит, то дрейф приведет к выходу частоты генератора G из полосы захвата фазового компаратора. Тогда после возобновления правильной последовательности сигналов в линии вся описанная ранее процедура грубой и точной настройки генератора G будет повторена. А это связано с неоправданно большими затратами времени.



Рис. 19. Двухконтурная схема выделения синхросигнала из пилы (второй вариант)

счете ошибка уменьшается до допустимых пределов, частотный компаратор формирует сигнал «частоты одинаковы». Одновременно с этим или с небольшой задержкой фазовый компаратор формирует признак «сигнал в полосе

Схема построена на основе двух нестабилизированных генераторов G1 и G2. Эти генераторы размещены на одном кристалле интегральной схемы и имеют одинаковую топологию. Поэтому они обладают очень близкими электрическими параметрами, что существенно для данного решения. Генератор G1(G2) содержит аналоговые входы грубой и точной подстройки частоты. При нормальной работе устройства регулирующие напряжения U1 и U2 находятся примерно в середине диапазона регулировки (например, близки к 2,5 В при диапазоне от 0,5 до 4,5 В). Входы грубой и точной подстройки генератора G1 объединены.

В первом, автономном контуре управления отслеживается частота кварцевого генератора, генератор G1 формирует стабилизированную частоту V, близкую скорости передачи данных в линии. Но поскольку оба генератора имеют практически одинаковые электрические параметры, генератор G2 также настроен на эту частоту по входу грубой подстройки. В результате, независимо от уровня напряжения U2, частота сигнала на выходе генератора G2 отличается от нужной всего лишь на доли герца и в любой ситуации не выходит за пределы полосы захвата фазового компаратора!

Таким образом, фазовый компаратор всегда готов к работе, даже после длительных «замираний» сигнала в линии.

Кроме того, исключен дрейф частоты в отсутствие сигнала в линии, уменьшено время вхождения в синхронизм после обнаружения этого сигнала.

Генераторы G1 и G2 выполнены на МДП-транзисторах по схеме симметричного мультивибратора (рис. 20).



Рис. 20. Схема генератора G1 (G2)

Четыре нижних транзистора используются в качестве двух сдвоенных переменных резисторов, с помощью которых можно регулировать частоту сигнала. Ширина канала транзисторов грубой регулировки частоты (нижняя пара) в 10 раз превышает ширину канала транзисторов точной регулировки. Поэтому сопротивления каналов и соответствующие диапазоны регулировки частоты отличаются примерно в 10 раз.

Борис Шевкопляс,
Игорь Сухман,
Аркадий Бернов,
boriss@zemail.ru

Алгоритмы и программы автоматической трассировки печатных плат

Задача автоматической трассировки занимает лучшие умы человечества, наверное, с момента изобретения печатного монтажа в конце 40-х гг. прошлого столетия. Тем не менее, до сих пор ни одна фирма-разработчик САПР не сможет уверенно заявить, что ее продукт полностью решает эту задачу. Несмотря на очевидный прогресс в технологии автоматической трассировки печатных плат, в лучшем случае приходится вносить значительные коррективы в топологию вручную, в худшем — разводить плату вручную заново.

Я не хочу прослыть ретроградом, но, по моему глубокому убеждению, трассировка в автоматическом режиме возможна только в случае не очень ответственных цифровых устройств, работающих на невысоких частотах (до 10–12 МГц). Во всех остальных случаях ручная трассировка приводит к гораздо более качественным и быстрым результатам. Действительно, пока при автоматической трассировке вы выберете хорошую стратегию, предварительно проложите ответственные цепи (земля, питание и т. п.), внесете коррекцию — может оказаться, что вручную плату от начала до конца развести быстрее.

Перед тем, как приступить к изложению методики работы с программами автотрассировки, уместно вкратце изложить основные сведения об алгоритмах, лежащих в их основе. Заинтересованный читатель может ознакомиться с работой [18], которая, несмотря на время, прошедшее с момента ее выхода, остается весьма полезной с точки зрения понимания основных алгоритмов теории графов, применяемых при разработке САПР печатных плат. Использование алгоритмов теории графов объясняется тем, что граф, сохраняя наглядность и содержательность отображаемого им объекта, позволяет также строить формальные алгоритмы преобразования и легко описывается на языках программирования либо с помощью структур типа ссылка, либо при помощи различных матричных структур, соответствующих графу.

Я предлагаю следующую общую постановку задачи построения алгоритма трассировки: найти разбиение непланарного графа соединений между компонентами на некоторое конечное подмножество планарных графов с учетом технологических и схемотехнических ограничений проекта. Очевидно, что учет ограничений сводится к заданию весовых коэффициентов ребер графа.

Программы автотрассировки имеют достаточно давнюю историю. Так еще для ЭВМ «Минск-22» был реализован компилятор с языка ЛЯПАС, который мог быть использован и для отработки алгоритмов автотрассировки. В конце 1970–начале 1980 гг. в СССР были разработаны системы автоматического проектирования печатных плат такие, как «Аврора», ЕСАП, «Граф 2Д», «Рапира», «Киев-1052», имеющие функции автоматической трассировки соединений. В это же время на Западе появляются пакеты LPKF, Sprint, OmniBoards и др. Все они были реализованы на малых и средних ЭВМ: IBM 370 (ЕС ЭВМ), VAX и PDP (СМ ЭВМ). С появлением персональных ЭВМ алгоритмы автотрассировки перекочевали на них. Такие популярные пакеты, как OrCAD, Protel и P-CAD имеют собственные средства автотрассировки печатных плат.

В основе многих алгоритмов автотрассировки лежит алгоритм Ли, называемый также волновым алгоритмом. Этот алгоритм и его модификации состоят из двух этапов — распространение волны и проведение трассы. На первом этапе плата разбивается на прямоугольные площадки. Задача проведения трассы сводится к получению цепочки площадок, соединяющих соответствующие выводы компонентов. На втором этапе задается весовая функция, являющаяся критерием качества пути. Аргументами весовой функции являются численные характеристики трассы — длина пути, число пересечений, переходов со слоя на слой и т. д. Очевидно, что выбор весовой функции — задача номер один при про-

ектировании соответствующего алгоритма автотрассировки. На третьем этапе начиная с площадки, соответствующей началу трассы, площадкам, соседним с ранее просмотренной, присваивается определенное значение весовой функции. Эта процедура продолжается до тех пор, пока не будет достигнута конечная точка трассы. На последнем шаге проводим трассу таким образом, чтобы значения масс площадок монотонно убывали (или возрастали, в зависимости от выбранной целевой функции). В ряде модификаций данного алгоритма вводится этап коррекции проложенной трассы на предмет уменьшения изломов и т. п.

Ряд алгоритмов предполагает использование идей построения максимальных потоков на сети. При этом множество площадок платы заменяется сетью, клеткам графа решетки в соответствие ставятся узлы сети, а границам площадок — ребра, соединяющие эти узлы. Цепью является множество точек, состоящее из непересекающихся подмножеств, одно из которых называется источником, а другие стоком. Цепь считается проведенной, если построена трасса, соединяющая одну точку источника только с одной точкой каждого стока. Точкам цепи соответствуют некоторые узлы на сети. Проведенной цепи ставится в соответствие дерево с ориентированными ребрами, причем ориентация выполняется от источника к стоку. Дерево строится по звеньям, и производится последовательное присоединение очередного стока к построенному фрагменту дерева. Алгоритм построения звена состоит из предварительного этапа, этапа распространения волны, выделения корректировочного маршрута и этапа корректировок. На предварительном этапе в узлы и ребра сети ставятся признаки (флаги) запрета и свободы. Введение запретов и задержек прохождения по ребрам сети соответствует введению запретов и ограничений на проведение трасс. Это позволяет уменьшить паразитные емкости проводников. Если в результате трассировки всех цепей окажется, что некоторые вершины какой-либо цепи изолированы, т. е. невозможно проведение трассы к уже существующему фрагменту, то эти вершины переносятся на другой слой платы.

Модификации волнового алгоритма позволяют построить путь минимальной длины между точками на плоскости, если между ними существуют препятствия для проведения соединений. Однако волновой алгоритм связан со значительными временными затратами на решение задач. При этом на этап распространения волны приходится порядка 90% вычислений, в то время как на этап проведения трассы приходится 10%. Кроме того, в большинстве схем при правильной их компоновке значительная часть соединений имеет достаточно простую форму, и для проведения пути нет необходимости рассматривать все клетки решетки. В этих случаях обычно используются лучевые алгоритмы трассировки (в частности, известен алгоритм Абрайтиса). Основная идея лучевого алгоритма состоит в исследовании решетки для определения пути между вершинами по некоторым заранее заданным направлениям (лучам).

Помимо волнового алгоритма и его модификаций в САПР печатных плат используют алгоритмы, основанные на методе прокладки каналов. В основе этого метода лежит идея разбиения графа схемы на несколько плоских суграфов с переходами между слоями не только по вершинам графа, но и с помощью введения дополнительных вершин, соот-

ветствующих переходным отверстиям платы. Для каждой рассматриваемой трассы предполагается построение такого рабочего поля, что время нахождения пути между двумя вершинами не зависит от расстояния между ними. Трассы и координаты возможного расположения вершин графа и дополнительно введенных вершин представляют собой регулярную структуру. На одном слое эта структура является системой горизонтальных, а на другом — вертикальных линий, по которым прокладываются проводники и вводятся переходные отверстия. При трассировке каждой паре координат решетки для возможной установки вершины ставятся в соответствие вертикальный и горизонтальный каналы, по которым могут проходить трассы возможных соединений вершин графа схемы. Каналы характеризуются числом параллельных ребер (магистралей) и числом возможных межслойных переходов в сечении канала. Каждый канал характеризуется координатой, пропускной способностью, максимальным числом магистралей, которые можно проложить в слое, а также загрузкой канала, под которой понимается число трасс, проложенных в канале.

Работа канального алгоритма состоит из двух этапов. На первом этапе вычисляются таблицы загрузки каналов, затем каждая вершина и каждый участок канала между двумя вершинами представляется в укрупненном рабочем поле одной элементарной площадки. При распространении волны площадкам присваивают путевые координаты и значения весовой функции. Распространяющаяся волна скачком переходит от одной вершины координатной сетки к другой независимо от фактической длины канала между этими вершинами. Трасса прокладывается по участкам канала с наименьшим весом. На втором этапе алгоритма производится распределение трасс внутри каналов по магистральям.

Некоторую особенность имеют алгоритмы автоматической трассировки, работающие более чем в двух слоях. В этом случае одним из наиболее существенных ограничений является сведение к минимуму длины проводников, идущих параллельно в разных слоях. Наличие таких участков приводит к паразитным наводкам и препятствует повышению быстродействия схемы. Кроме того, технологически трудно осуществить переход из слоя в слой в любой точке платы. В этом случае проведение трасс целесообразно начинать с кратчайших соединений, переходя затем к более длинным связям, что позволяет значительно повысить плотность монтажа.

Рассмотренные алгоритмы имеют общей чертой наличие координатной сетки. Принципиально отличными от них являются бессеточные алгоритмы программы SPECCTRA фирмы Cadence.

Система SPECCTRA представляет собой принципиально новый класс систем проектирования печатных плат, в основе алгоритмов которого лежит так называемая бессеточная техника размещения компонентов и трассировки проводников, основанная на хранении и обработке информации о формах объектов (Shape-based technology). В статье подробно описаны основные идеи, положенные в основу алгоритмов функционирования системы SPECCTRA.

Рассмотрим язык описания задания системы SPECCTRA. При размещении компонентов принята следующая иерархия объектов:

```
pcb <image_set <image <component <super cluster <room
<room_image_set <family_family <image_image
```

При автотрассировке печатной платы иерархия объектов несколько иная:

```
pcb <layer <class <class_layer <group_set <group_set_layer <net
<net_layer <group <group_layer <fromto <fromto_layer <class_class
<class_class_layer <padstack <region
```

Как очевидно, самым верхним уровнем иерархии является печатная плата.

Иерархическая организация позволяет определить правила размещения и трассировки с высокой степенью детальности, не теряя общности для всего проекта установок.

При описании языка используются соглашения нормальной формы Бэкус-Науэра. Знак ::= обозначает «определен как». Дискрипторы, представляют собой алфавитные, числовые, или алфавитно-цифровые символьные строки. Типы дискрипторов, значения, имена файлов обозначаются в угловых скобках <>. Фигурные скобки {} указывают, что заключенный в них объект может быть использован несколько раз. Круглые скобки используют для обязательного набора объектов. Квадратные скобки [] используют для обозначения возможного (опционального) множества объектов. Вертикальная черта | — выбор по «ИЛИ».

Структура файла задания (До-файл) приведена ниже. Минимально в файл должны быть включены пять секций: pcb, structure, placement, library, network. Все остальные секции являются необязательными.

Рассмотрим некоторые практические примеры создания файлов стратегий трассировки, разработанные членами SPECCTRA Users Group. Первый пример представляет собой файл стратегии трассировки, пригодный для большинства плат. Следует заметить, что процедуры трассировки стрингеров (Fanouts) и диагональной трассировки шин (Bus diagonal) должны быть завершены перед запуском данного файла.

```
unit mil
\
# Установка сетки и правил траасировки

status_file $/route.sts
bestsave on $/best.w

# инициализация трассировки
route 7
if (complete_wire < 100)
then (clean 2)
#
# 1 стадия трассировки
#
setexpr count (3)
while (count > 0 && complete_wire < 100)
(
setexpr comp_rate (complete_wire)
route 5 11
if (complete_wire < 100 && complete_wire > comp_rate)
then (
setexpr count (count - 1)
)
else (setexpr count (0))
)
#
# 2 стадия трассировки

if (complete_wire < 100)
then (clean 2)
setexpr count2 (3)
while (count2 > 0 && complete_wire < 100)
(
setexpr comp_rate2 (complete_wire)
route 5 15
if (complete_wire > comp_rate2)
then (
setexpr count2 (count2 - 1)
)
else (
setexpr count2 (0)
)
)
#
# 3 стадия трассировки
if (complete_wire < 100)
```

```

then (clean 3)
setexpr count3 (5)
while (count3 > 0 && complete_wire < 100)
(
  setexpr comp_rate3 (complete_wire)
  route 10 16
  if (complete_wire > comp_rate3)
  then (
    setexpr count3 (count3 - 1)
  )
  else (
    write routes $/prefilter.rte
    filter 5
    limit cross 0
    route 25 16
    setexpr count3 (0)
  )
)
#
# Окончательное сглаживание (Final Cleanup)
clean 5
write routes $/premiter.rte
unit mil
grid wire 1
miter (pin 1000)
miter (pin 500)
miter (pin 100)
miter (pin 50)
miter (pin 20)
miter (slant 1000)
miter (bend 2000 62)
miter (bend 64 2)
write routes $/miter.rte
report status $/final.sts

```

В следующем примере рассмотрен Do-файл, устанавливающий высокий приоритет трассировки для некоторых цепей и назначающий компоненты «источниками» (source) и «приемниками» (termination).

```

define (class critical)
ecl_mar*
ecl_mar*
ecl_mbr*
ecl_mbt*
prt_tx*
ecl_rvx*
ecl_tx*
prt_tx*
pt_rcv*
monb_rc*
monb_tx*
monb_rc*
monb_tx* (circuit (priority 255)))
#
assign_pin source U85
assign_pin source U86
assign_pin source U69
assign_pin source U70
assign_pin source U89
assign_pin source U73
assign_pin source U82
assign_pin source U66
assign_pin source U84
assign_pin source U53
assign_pin source U87
assign_pin source U68
assign_pin source U88
assign_pin source U71
assign_pin source U83
assign_pin source U67
assign_pin source U72
assign_pin terminator RP47

```

```

assign_pin terminator RP53
assign_pin terminator RP59
assign_pin terminator RP66
assign_pin terminator RP72
assign_pin terminator RP74
assign_pin terminator RP43
assign_pin terminator RP49
assign_pin terminator RP55
assign_pin terminator RP61
assign_pin terminator RP67
assign_pin terminator RP73
assign_pin terminator RP44
assign_pin terminator RP50
assign_pin terminator RP56
assign_pin terminator RP62
assign_pin terminator RP68
assign_pin terminator RP45
assign_pin terminator RP51
assign_pin terminator RP51
assign_pin terminator RP57
assign_pin terminator RP63
assign_pin terminator RP69
assign_pin terminator RP46
assign_pin terminator RP52
assign_pin terminator RP58
assign_pin terminator RP64
assign_pin terminator RP70
assign_pin terminator RP48
assign_pin terminator RP54
assign_pin terminator RP60
assign_pin terminator RP65
assign_pin terminator RP71
assign_pin terminator RP36
assign_pin terminator RP35
assign_pin terminator RP33
assign_pin terminator RP34

```

```

#
rule class critical (reorder daisy)
#*****
#
# Трассировка
#*****

```

```

route 20
clean 2
write wires boardnum.after20.wir

if (conflict_wire > 10)
  then (route 25 16; clean 2)

if (conflict_wire > 10)
  then (route 25 16; clean 2)

if (conflict_wire > 10)
  then (route 25 16; clean 2)

if (conflict_wire > 10)
  then (route 25 16; clean 2)

if (conflict_wire > 10)
  then (route 25 16; clean 2)

if (conflict_wire > 5)
  then (route 25 16; clean 2)

if (conflict_wire > 5)
  then (route 25 16; clean 2)

if (conflict_wire > 5)
  then (route 25 16; clean 2)

if (conflict_wire > 1)
  then (route 25 16; clean 2)

```



```

ROUTE 5 11
CLEAN 2
SHOVE
SHOVE
CRITIC
TAX CROSS 3
TAX SQUEEZE 1
SHOVE
SHOVE
CRITIC
ROUTE 5 25
CLEAN 2
SHOVE
SHOVE
CRITIC
TAX CROSS 4
ROUTE 5 50
CLEAN 2
SHOVE
SHOVE
CRITIC
TAX CROSS 5
TAX SQUEEZE 2
ROUTE 5 100
CLEAN 2

```

Еще один пример файла для плотных плат:

```

route 20
clean 2
setexpr count(10)
while (count > 0 && conflict_wire > 10) (route 25 16;
    clean 2;
    setexpr count (count-1);
    evaluate(count))

setexpr count(1)
while (count > 0 && conflict_wire > 1) (route 25 16;
    clean 2;
    setexpr count (count-1);
    evaluate(count))
route 20

clean 2
write wires boardnum.after20.wir

if (conflict_wire > 10)
    then (route 25 16; clean 2)

if (conflict_wire > 10)
    then (route 25 16; clean 2)

if (conflict_wire > 10)
    then (route 25 16; clean 2)

if (conflict_wire > 10)
    then (route 25 16; clean 2)

if (conflict_wire > 5)
    then (route 25 16; clean 2)

if (conflict_wire > 5)
    then (route 25 16; clean 2)

if (conflict_wire > 5)
    then (route 25 16; clean 2)

if (conflict_wire > 1)
    then (route 25 16; clean 2)

```

Установка приоритетов во внутренних слоях показана в примере ниже:

```

tax layer top 1
tax layer inner1 .7
tax layer inner2 .7
tax layer inner3 .7

```

```

tax layer inner4 .7
tax layer bottom 1

```

Задание ширины проводников для различных слоев иллюстрирует следующий пример:

```

rule layer TOP (width 8)
rule layer INT1 (width 6)
rule layer INT2 (width 6)
rule layer BOT (width 8)

define (net SIG1 (layer_rule TOP BOT (rule (width 8)))
    (layer_rule INT1 INT2 (rule (width 6))))
)

```

Особенности работы с переходными отверстиями иллюстрирует следующий пример:

```

init mil
unsel all vias
sel via in_pad_via
rule pcb (via_at_smd on (fit on)(grid on))
Fanout (max_len 1)
protect all wires
#
rule pcb (via_at_smd off)
unsel via in_pad_via
sel via routing_via
#
route 1 25
clean 2
route 50 16
clean 4

```

Конечно данные примеры — не догма, а только руководство к действию. Вдумчивый пользователь сможет модифицировать приведенные примеры или использовать их фрагменты.

Владимир Стешенко,
steshenk@sm.bmstu.ru



Программаторы "Стерх"

☑ Универсальный программатор ST-011

- программирование более 500 типов **BPROM, E²PROM, FLASH, SerialE²PROM, MPU/MCU, PAL, PLD** производства **Россия, Altera, AMD, Intel, Microchip, National, Philips, Siemens, SST, SGS-Thomson, TI, Winbond, Zilog** и др.
- одна универсальная **DIP40** или **DIP42 ZIF**-панель
- определение правильности установки микросхем
- идентификация производителя и типа микросхемы
- быстродействующая защита от перегрузок
- встроенный источник питания
- RS-232 со скоростью обмена до 115 кбод
- программное обеспечение с русскоязычным интерфейсом и поддержкой «мыши»
- программное обновление версий через Internet
- дополнительно: адаптеры для микросхем в корпусах **PLCC, SOP** и др.

☑ УФ-излучатель UV-01

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

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

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

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

(Окончание. Начало — №2/2001)

Создание аналоговых PSPICE-моделей радиоэлементов

Создание символов моделей компонентов

В OrCAD-9 есть возможность автоматической генерации символов компонентов одновременно с созданием их математических моделей. Для этого в программе PSPICE MODEL EDITOR в меню **Tools/Options** (рис. 71) надо установить флаг напротив команды **Always Create Part When Saving Model**.

Translator — указать путь к транслятору символов.

Misc Setting/Current library path — текущий путь к библиотеке.

Misc Setting/Backup Directory — директория для резервного сохранения.

Misc Setting/Synchronize Graph Splitter Windows — синхронизация разделённых графических окон.

Misc Setting/Automatically Update Graph — автоматическое обновление графиков.

Заключение

Несомненно, что уже в настоящей разработке промышленной радиоэлектронной аппаратуры, удовлетворяющей современным требованиям, невозможна без использования САПР.

жильные результаты моделирования никогда не смогут гарантировать вам 100% того, что ваша схема, будучи воплощенной в железе, действительно окажется работоспособной. Но в умелых руках, как и любой инструмент, программы моделирования способны делать чудеса.

Олег Петраков
petrakov@mtu-net.ru

Литература

1. Разевиг В. Д. Система сквозного проектирования DesignLab 8.0. — М.: Солон, 1999.

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

3. Архангельский А. Я. PSpice и Design Center. ч. 1. Схемотехническое моделирование. Модели элементов. Макромоделирование. — М.: МИФИ, 1996.

4. Полупроводниковые приборы: Транзисторы. Справочник. // Под ред. Н.Н. Горюнова. — М.: Энергоатомиздат, 1985.

5. Полупроводниковые приборы: Диоды. Справочник. // Под ред. Н.Н. Горюнова. — М.: Энергоатомиздат, 1985.

6. Влах И., Сингхал К. Машинные методы анализа и проектирования электронных схем. — М.: Радио и связь, 1988.

7. Бочаров Л. Н. Полевые транзисторы. — М.: Радио и связь, 1984.

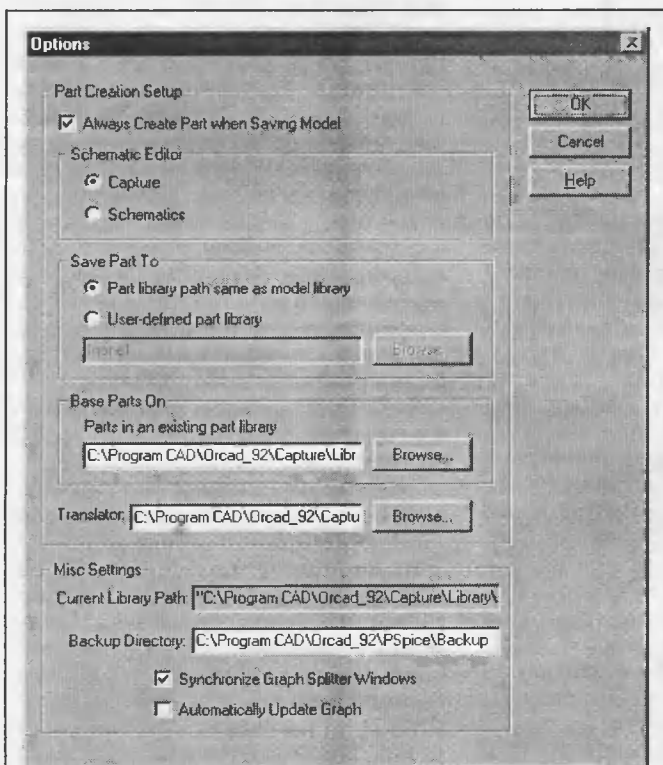


Рис. 71. Опции меню Part Create Setup

Always Create Part When Saving Model — включение/ выключение режима автоматического создания символов после составления их математической модели.

Save Editor Capture/Shematics — сохранение формата создаваемого символа, либо в формате OrCAD (Capture), либо в формате предыдущей версии (Shematics) графического редактора схем Design LAB V8.

Save Part TO/Part library path same as model library — сохранение символов компонентов с тем же именем, что и библиотека математических компонентов.

Save Part TO/Use-defined part library — использование другого имени для библиотеки символов компонентов.

Base Parts On/Parts in an existing part library — использование базы символов из существующей библиотеки. При этом надо указание пути к этой библиотеке.

Подсистемы схемотехнического моделирования, позволяют разработчику на ранних стадиях оценить работоспособность проектируемого устройства. Это значительно сокращает стоимость и время проектирования. Однако следует предупредить, что фундаментальное свойство моделирования и моделей — ограниченная точность. Бонус за это — приемлемое быстродействие. А расплата заключается в том, что поло-

ARGUSSOFT

Департамент Микроэлектроники

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибутор фирм:

ANALOG DEVICES

Новые серии прецизионных операционных усилителей

ANALOG DEVICES

Микросхема	Количество усилителей в корпусе	Напряжение питания, В Мин. Макс.	Входное напряжение смещения, мВ(макс.)
AD8571/2/4	1/2/4	+2.7 +5	5 · 10 ⁻³
AD8551/2/4	1/2/4	+2.7 +5	5 · 10 ⁻³
OP1177/2/177	1/2	±2.5 ±15	0.06
OP777/2/177	1/2/4	+2.7 ±15	0.1
AD8602/4	2/4	+2.7 +5.5	0.5
AD8517/27	1/2	+1.8 +6	3.5

Офис в Москве :
Адрес : 129065, Москва, Проспект Мира, 95
Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505
Факс: (095) 216-68-42
E-mail: comp@argussoft.ru

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

Интернет : WWW.ARGUSSOFT.RU

Программатор термометра/термостата DS1821

Довольно часто на практике возникает задача термостатирования какого-либо объекта. Раньше для решения этой задачи требовалась довольно громоздкая аналоговая схема, содержащая несколько десятков элементов. В настоящее время такая задача решается значительно проще. Если требуемая точность поддержания температуры составляет единицы градусов, а рабочая температура не выходит из диапазона $-55..+125^{\circ}\text{C}$, то можно воспользоваться цифровым термометром/термостатом DS1821.

Микросхема DS1821, выпускаемая фирмой Dallas (теперь уже Maxim), может работать в двух режимах: как термометр и как термостат. В первом из этих режимов DS1821 обеспечивает измерение температуры в диапазоне $-55..+125^{\circ}\text{C}$ с дискретностью 1°C . Самым привлекательным является то, что такой термометр уже откалиброван на заводе: гарантированная точность составляет $\pm 1^{\circ}\text{C}$ в диапазоне $0..+85^{\circ}\text{C}$ и $\pm 2^{\circ}\text{C}$ во всем диапазоне рабочих температур. Типичная кривая ошибки измерения температуры приведена на рис. 1. Считывание значений производится с помощью однопроводного интерфейса (1-Wire™).

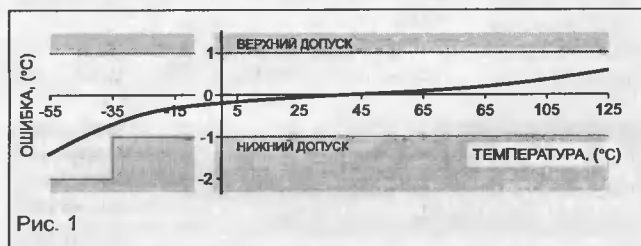


Рис. 1

фирмы Dallas, поэтому этот режим еще называют однопроводным. Температура считывается как 8-битное число в дополнительном коде. Например, $+125^{\circ}\text{C}$ соответствует код 7Dh; $+25^{\circ}\text{C}$ — 19h; 0°C — 00h; -1°C — FFh; -25°C — E7h; -55°C — C9h, аналогично для других значений температуры.

С помощью специальных команд DS1821 может быть переведен в режим термостата, при котором вывод данных становится управляющим выходом. При работе в режиме термостата измерения температуры идут постоянно, каждое измеренное значение сравнивается с порогом, сохраненным в энергонезависимой памяти. Эти пороги задают требуемый гистерезис характеристики регулирования (рис. 2). Полярность выходного сигнала программируется с помощью бита POL регистра статуса. Когда температура превышает порог, сохраненный в регистре TH, выход переходит в активное состояние. Обратный переход произойдет тогда, когда температура станет ниже порога TL. Выход термостата представляет собой выход с открытым стоком, который допускает втекающий ток до 4 мА.

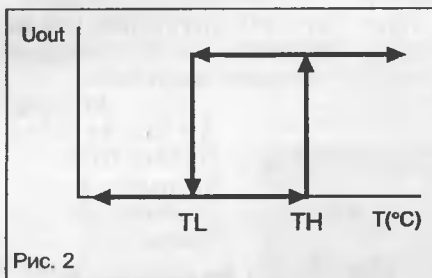


Рис. 2

При программировании DS1821 должен находиться в однопроводном режиме (именно в таком режиме термометры поставляются производителем). У DS1821 доступны всего четыре регистра: TH, TL, регистр температуры и регистр статуса. Первые два регистра служат для сохранения порогов термостата. Регистр температуры может быть считан для получения результата последнего измерения температуры. Регистр статуса задает режим работы DS1821 и позволяет определить его состояние. Регистры TH, TL и регистр статуса являются энергонезависимыми, т. е. они сохраняют свои значения даже при отключенном питании. Формат представления температуры для регистров TH, TL и регистра температуры одинаков. Регистр статуса имеет следующий формат (табл. 1):

Таблица 1

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
DONE	1	NVB	THF	TLF	T/R	POL	1SHOT

Бит 1SHOT задает режим одиночного измерения. Если этот бит равен 1, то DS1821 производит только одно преобразование при приеме команды «Запуск преобразования». Если он равен 0, то DS1821 после приема команды «Запуск преобразования» непрерывно производит преобразования до получения команды «Остановка преобразования». Тогда текущее преобразование завершается, и цикл останавливается. В режиме термостата независимо от

состояния этого бита преобразования производятся непрерывно. Бит имеет энергонезависимое хранение.

Бит POL — полярность выходного сигнала термостата. Активный высокий уровень — 1, активный низкий уровень — 0. Этот бит также имеет энергонезависимое хранение.

Бит T/R — режим при включении питания. Режим термостата — 1, однопроводный режим — 0. Бит имеет энергонезависимое хранение.

Бит NVB показывает состояние энергонезависимой памяти. 1 — идет запись, 0 — запись завершена. Процесс записи в энергонезависимую память занимает до 10 мс. Запись происходит при передаче в DS1821 любого параметра, который имеет энергонезависимое хранение.

Бит TLF — флаг понижения температуры. Он устанавливается в 1, если температура становится ниже порога, сохраненного в TL. Это состояние бита сохраняется до тех пор, пока он не будет очищен записью в него 0. Бит имеет энергонезависимое хранение.

Бит THF — флаг превышения температуры. Устанавливается в 1, если температура становится выше порога, сохраненного в TH. Это состояние бита сохраняется до тех пор, пока он не будет очищен записью в него 0. Бит имеет энергонезависимое хранение.

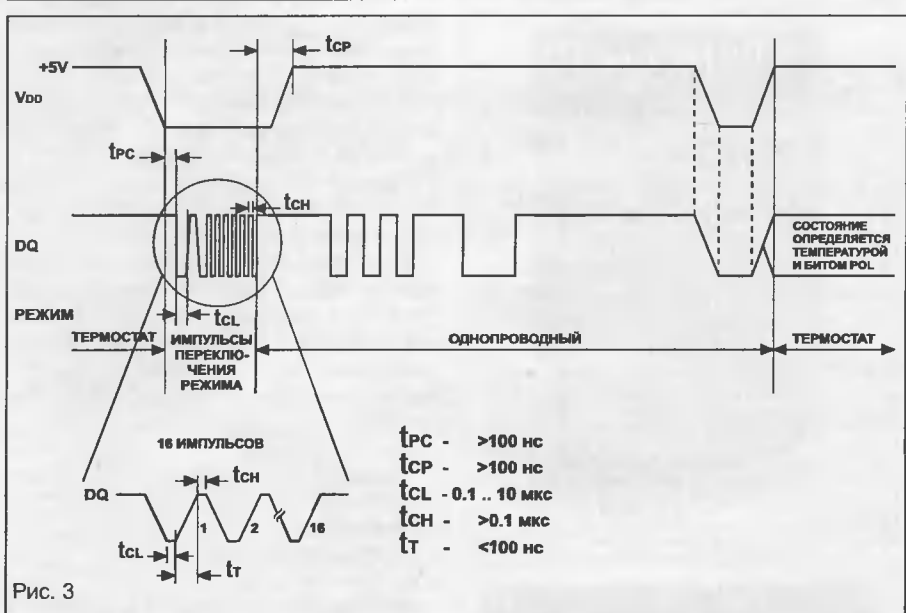
Бит DONE — конец преобразования. 0 — идет преобразование, 1 — преобразование закончено.

При следующем посыле программирования включении питания режим работы DS1821 будет определяться битом T/R регистра статуса. Если он установлен, DS1821 будет работать в режиме термостата. В этом режиме DS1821 не может вести обмен по однопроводной шине. Поэтому никакими командами, передаваемыми по шине, вывести DS1821 из режима термостата невозможно. Для осуществления этой операции предусмотрена специальная процедура, с помощью которой можно временно перевести DS1821 в однопроводный режим, что позволяет, например, изменить пороги термостата.

Если же при этом сбросить бит T/R, то при следующем включении питания DS1821 уже больше

не будет находиться в режиме термостата.

Для перевода DS1821 в однопроводный режим из режима термостата необходимо на вывод питания подать 0 В тогда, когда вывод данных находится в состоянии высокого логического уровня. Затем на вывод данных нужно подать 16 импульсов (рис. 3). После этого можно снова подать питание, и DS1821 окажется в однопроводном режиме. Если указанную процедуру по-



вторить, то DS1821 снова перейдет в режим термостата.

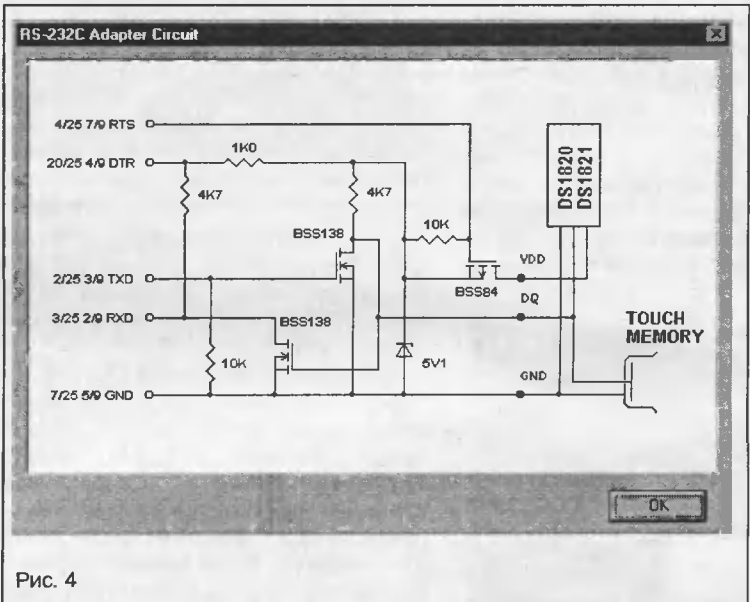
Если выводы питания и данных находятся в состоянии низкого уровня более чем 10 с, то термометр считается обесточенным. При следующем включении питания его состояние будет определяться битом T/R.

Рассматривать здесь протокол однопроводной шины не имеет смысла, т. к. это уже сделано во многих статьях (например, в статье «Имитатор электронных ключей IButton», «Схемотехника», №1/2000). Следует лишь отметить, что в отличие от большинства других однопроводных устройств, DS1821 не имеет адресации, что не позволяет подключать несколько таких устройств на одну шину или использовать совместно с ним другие однопроводные устройства. В табл. 2 приведены команды, которые может воспринимать DS1821.

Команды чтения TL и TH предназначены для того, чтобы иметь возмож-

Таблица 2

Команды преобразования температуры	
Описание команды	Код команды
Запуск преобразования	EEh
Остановка преобразования	22h
Чтение температуры	AAh
Команды термостата	
Запись TH	01h
Запись TL	02h
Чтение TH	A1h
Чтение TL	A2h
Запись статуса	0Ch
Чтение статуса	ACh



ность проверить содержимое этих регистров перед тем, как DS1821 будет переведен в режим термостата.

Подробное описание DS1821 можно найти в интернете по ссылке: <http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/DS1821.pdf>. Нужно отметить, что DS1821 имеет undocumented команды A0h и 41h, которые позволяют уменьшить дискретность отсчетов температуры. Пример использования этих команд можно найти в Application Note 105 от фирмы Dallas (<http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/AppNotes/app105.pdf>).

Для программирования порогов DS1821, а также для перевода его в режим термостата и обратно служит специальная программа ds1821.exe, работающая под Windows, которая описана ниже. Микросхема

DS1821 подключается к COM-порту компьютера через адаптер, схема которого приведена на рис. 4, где показано окно помощи программы. Схема адаптера более сложна, по сравнению, например, со схемой адаптера DS9097 фирмы Dallas. Это связано, в первую очередь с тем, что у компьютера и однопроводной шины «общая земля». Адаптер обеспечивает на входе RXD порта компьютера лишь однополярные уровни, что, строго говоря, не соответствует спецификации RS-232C. Однако большинство портов с такими уровнями работают нормально. Вместо указанных на схеме МОП-транзисторов можно применить близкие по параметрам транзисторы других типов. Например, в качестве п-канальных транзисторов подойдут КП501, КП505. В принципе, можно применить и биполярные транзисторы, подключив к базам ограни-

чительные резисторы. Конструктивно адаптер выполнен в корпусе разъема D-SUB-25. Разъем паяется прямо на плату, которая входит и выходит рядами контактов. Другая сторона платы несколько удлинена и выходит за пределы корпуса разъема. В

эту часть платы впаян трехконтактный винтовой терминал (рис. 5).

Вид главного окна программы показан на рис. 6. Окно имеет следующие элементы управления:

- два поля для ввода значения TH: первое из этих полей позволяет ввести температурный порог в градусах, второе — в шестнадцатеричной форме;
- два аналогичных поля для ввода значения TL;
- кнопка 1-Wire, позволяющая вернуть DS1821 из режима термостата в однопроводный режим;
- кнопка Thermostat, позволяющая записать введенные пороги и перевести DS1821 в режим термостата;
- кнопка Start для запуска процесса измерения температуры, для чего DS1821 должен находиться в однопроводном режиме (преобразования выполняются периодически, а измеренная величина выводится в поле температуры);

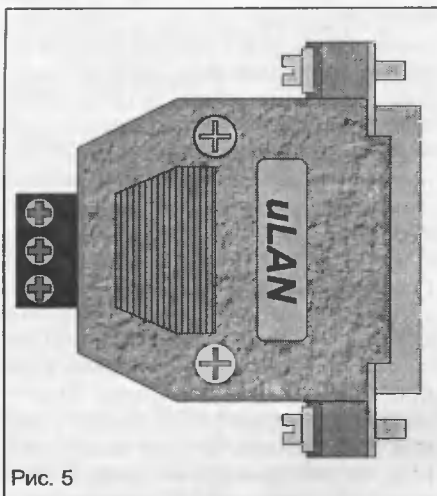


Рис. 5

- кнопка Exit для выхода из программы.

Кроме того, окно имеет меню, состоящее из трех пунктов: Port, Utilities и Help.

Меню Port в развернутом виде показано на рис. 7. Это меню позволяет открыть один из четырех портов COM1–COM4. Кроме того, меню позволяет закрыть порт и выйти из программы. В списке активны только доступные порты, т. е. те, которые физически присутствуют и не заняты в данный момент другими приложениями. Когда порт открывается, проверяется наличие на

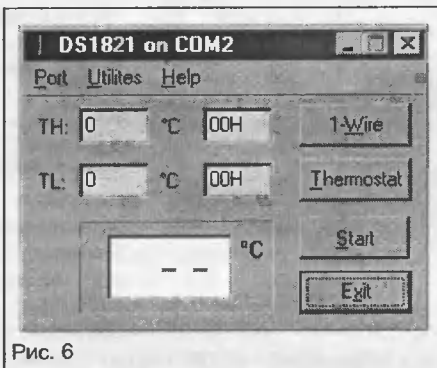


Рис. 6

нем адаптера (достаточно соединения TXD–RXD). Если адаптер не обнаружен, выводится соответствующее сообщение (рис. 8).

Меню Utilities (рис. 9) в основном дублирует кнопки основного окна. Имеется только один новый пункт — Recall NVM. Он позволяет считать из DS1821 значения TH и TL, которые в нем сохранены. Для этого DS1821 должен находиться в однопроводном режиме.

Для программирования DS1821 в режим термостата необходимо в полях TH и TL набрать значения порогов, а затем нажать кнопку Thermostat. При этом значения порогов будут записаны, а в регистре статуса будет установлен бит T/R. Поскольку питание не было выключено, DS1821 все еще будет находиться в однопроводном режиме. Это позволяет, например, проверить записанные значения по-

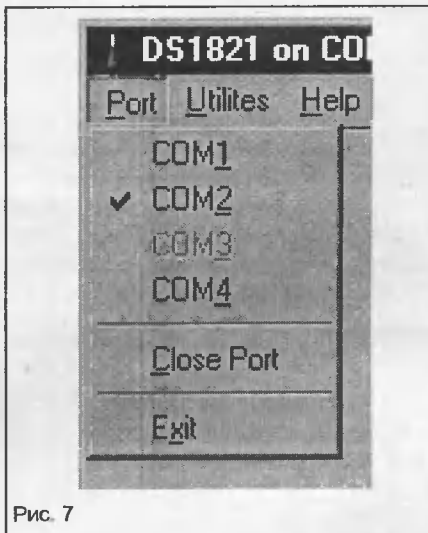


Рис. 7

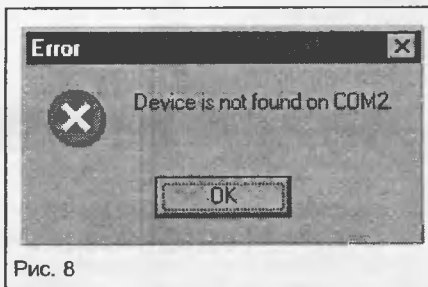


Рис. 8

рогов с помощью команды Recall NVM. Если сейчас питание DS1821 выключить, то при следующем включении он будет находиться в режиме термостата.

Для изменения порогов DS1821, который уже находится в режиме термостата, можно просто набрать в полях новые значения и нажать кнопку Thermostat. При этом DS1821 будет временно переведен в однопроводной режим, и будут записаны новые значения порогов. Если сейчас питание DS1821 выключить, то при следующем включении он будет находиться в режиме термостата и работать с новыми пороговыми.

Программа не содержит в явном виде управление битом полярности выхода POL. Управление производится значениями TH и TL. Дело в том, что значение TL, большее, чем TH, практического смысла не имеет. Поэтому в регистр TH всегда записывается большее значение, а в TL — меньшее. Но если ввести TL

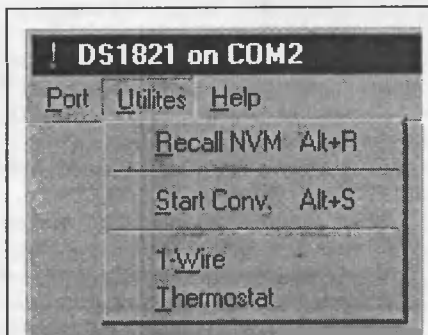


Рис. 9

большее, чем TH, это вызовет изменение полярности выхода (активным уровнем станет 0). Поэтому поле TH фактически означает температуру, при которой выход переключается в состояние высокого уровня, а TL — низкого.

Меню Help содержит рисунок принципиальной схемы адаптера и сведения о разработчике программы.

Для хранения установок программа использует ini-файл, который создается в том же директории, где расположен exe-файл. В ini-файле содержится информация о положении окна программы и номер используемого COM-порта:

```
[General]
Left=427
Top=295
COM port=2
```

Если в существующем ini-файле указан номер COM-порта, который на момент запуска программы занят или отсутствует, выводится специальное сообщение (рис. 10).

Для работы с COM-портом программа использует функции API через специальную «оберточную» динамическую библиотеку comapi32.dll. Обмен с однопроводными устройствами идет довольно медленно из-за очень долгого (порядка 200 мс!) процесса переключения скоростей COM-порта (вызов функции SetCommState с

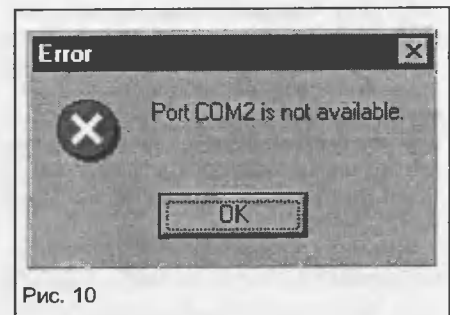


Рис. 10

измененным значением поля BaudRate структуры DCB). Это весьма неприятное свойство API.

Кроме термометра/термостата DS1821 существуют микросхемы термометров, самой популярной из которых сейчас является DS18S20, пришедшая на смену DS1820. Она имеет меньшую дискретность представления температуры (0,5°C) и, кроме того, обладает еще целым рядом дополнительных возможностей. Подробное описание DS18S20 можно найти по ссылке: <http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/DS18S20.pdf>. Однако работать автономно в режиме термостата она не может. Описанный адаптер позволяет подключить к COM-порту и DS18S20. Специальная программа ds1820.exe позволяет считать и отобразить показания термометра, а также считать серийный номер и запрограммировать два пользовательских байта.

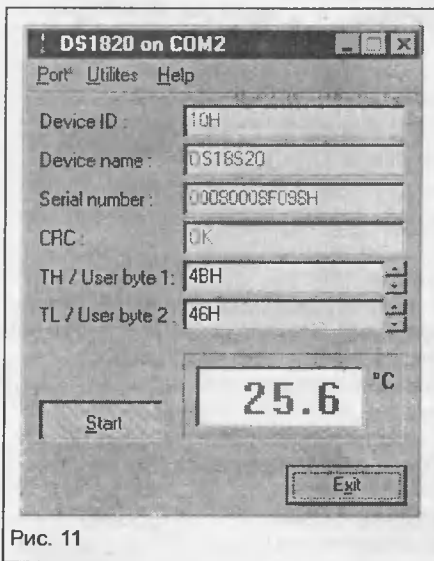


Рис. 11

Вид главного окна программы показан на рис. 11. Окно имеет следующие элементы управления:

- поле Device ID, куда выводится код семейства однопроводного устройства (для DS1820 и DS18S20 он равен 10h);
- поле Device Name, где приводится расшифровка типа устройства;
- поле Serial number, куда выводится серийный номер, записанный в ПЗУ;

- поле CRC, где отображается результат проверки контрольной суммы (OK или FAIL);
- поле TH/User byte 1, куда можно ввести значение в шестнадцатеричной форме, которое будет записано в регистр TH;
- поле TL/User byte 2, куда можно ввести значение в шестнадцатеричной форме, которое будет записано в регистр TL;
- кнопка Start для запуска процесса измерения температуры. Преобразования выполняются периодически, а измеренная величина выводится в поле температуры. Дискретность представления составляет 0,1°C, что достигается дополнительными вычислениями;
- кнопка Exit — выход из программы.

Окно также имеет меню, состоящее из трех пунктов: Port, Utilites и Help.

Меню Port и Help, а также структура ini-файла идентичны описанным выше для программы ds1821.exe.

Меню Utilites (рис. 12) содержит три пункта:

- Read ROM — считывание содержимого ПЗУ (код семейства, серийный номер), а также считывание TH и TL;
- Start Conv. дублирует кнопку Start основного окна;

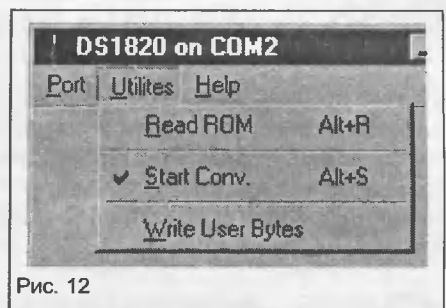


Рис. 12

- Write User Bytes записывает значения TH и TL, которые введены в соответствующих полях.

Описанный адаптер также подходит для считывания электронных ключей IButton и для подключения других однопроводных устройств. Если программировать DS1821 не требуется, ключ на р-канальном транзисторе, который управляет питанием, можно исключить. Именно такая схема приведена в окне помощи программы ds1820.exe.

Леонид Ридико
wubblick@yahoo.com

DALLAS SEMICONDUCTOR **MAXIM**

MAXIM
DALLAS
SEMICONDUCTOR

Поставки
от официального
дистрибьютора

АТОС

125315, г. Москва, ул. Усиевича, 24/2, ООО «АТОС»
Телефоны и Факсы: (095) 787-48-05, 155-40-35
Интернет: www.atos.ru, info@atos.ru

ПЛАТАН www.platan.ru

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ВАШЕГО УСПЕХА

mitsubishi
ELECTRIC



International
128Kbit

Infineon
technologies

EPCOS

Honeywell

BOURNS

MOTOROLA

Intersil

muRata

CRYDOM

DATA VISION

Kingbright

Семейство
высокопроизводительных
16-ти разрядных микроконтроллеров M16C62

- высокоэффективное ядро, программная совместимость внутри семейства, 91 команда, тактовая частота 16МГц
- 128к...256к ROM (наличие Flash версий), 3к...20к RAM
- прямая адресация до 4М внешней ROM и 128к SRAM без подключения дополнительных элементов
- наличие встроенного контроллера ПДП и встроенного аппаратного умножителя
- АЦП 8 или 10 каналов по 10 бит, ЦАП 2 канала по 8 бит
- программирование по RS-232C
- до 87 линий программируемого ввода/вывода
- 5 выходных и 6 входных 16-битных таймеров
- 3 UART и 2 синхронных последовательных канала
- версии с CAN контроллером (M306N0FCTFP)
- наличие бесплатного ПО, включающего C++ компилятор

Наименование	Память ПЗУ/кб	ОЗУ/кб	Порты вх./вых.	Ульт.В	Тип памяти	Корпус
M30620ECFP	128	10	87	2.7-5.5	OTP	100P6S-A
M30620ECFS	128	10	87	2.7-5.5	EPROM	100D0
M30620SFP	0	10	47	2.7-5.5	ROMLESS	100P6S-A
M30621ECGP	128	10	87	2.7-5.5	OTP	80P6S-A
M30622ECFS	128	5	87	2.7-5.5	EPROM	100D0
M30622ECGP	128	5	87	2.7-5.5	OTP	100P6Q-A
M30622SFP	0	3	47	2.7-5.5	ROMLESS	100P6S-A
M30623ECGP	128	5	87	2.7-5.5	OTP	80P6S-A
M30624FGFP	256	20	87	5	FLASH	100P6Q-A
M30624FGLP	256	20	87	3.3	FLASH	100P6S-A
M30624FGLQ	256	20	87	3.3	FLASH	100P6Q-A
M306N0FCTFP	256	10	87	5	FLASH	100P6S-A

121351, Москва, ул. Мясная Франко, д. 40, к. 1, стр. 2
тел./факс: (095) 73-75-999

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

Использование внешних мониторов питания для AVR

В этой статье рассматриваются методы, позволяющие избежать нарушения функционирования системы при падении напряжения питания. Рассмотренное устройство с помощью внешней схемы монитора питания запрещает процессору исполнять команды в то время, когда напряжение питания недостаточно. В статье подробно рассмотрены две реализации монитора питания на дискретных элементах, которые пользователь может выбирать под потребности системы. Рассмотрены также примеры интегральной реализации.

Событие, когда напряжение питания падает ниже минимально допустимого уровня, часто называют «Brown-Out», а когда напряжение питания полностью исчезает на некоторый период — «Black-Out».

При использовании данного устройства в ситуациях, описанных выше, можно избежать следующих неприятностей:

- искажения содержимого регистров процессора;
- искажения содержимого регистров ввода/вывода;
- случайного изменения состояния выводов;
- искажения содержимого SRAM;
- искажения содержимого EEPROM;
- искажения содержимого внешней энергонезависимой памяти.

Принцип действия

Для того чтобы процессор безошибочно декодировал и выполнял команды, необходимо чтобы напряжение питания всегда оставалось выше минимально допустимого уровня, который определяется, в том числе, и выбранной тактовой частотой. Когда напряжение питания падает ниже этого уровня, процессор может начать выполнять какие-то команды неправильно. В результате возможно непредвиденное изменение внутренних данных и состояния линий управления. Это может касаться регистров процессора, регистров ввода/вывода, памяти данных и вызывать искажения их содержимого.

Для предотвращения этих проблем нужно запретить процессору выполнять команды в то время, когда напряжение питания недостаточно. Наилучшим образом это обеспечивается с помощью использования внешнего монитора напряжения питания. Ниже определенного порогового напряжения V_T монитор устанавливает низкий (активный) уровень на входе RESET. Это немедленно вызывает прекращение выполнения процессором программы. Когда напряжение питания становится выше этого порога, сигнал сброса снимается, и МК начинает выполнение программы с вектора сброса (0x0000).

Рекомендуется устанавливать пороговое напряжение на 5–15% ниже типового V_{CC} , чтобы сделать допустимыми небольшие флуктуации напряжения питания. Пороговое напряжение всегда должно выбираться так, чтобы монитор питания удерживал сброс активным в то время, когда напряжение питания ниже критического для процессора значения. Необходимо убедиться, что пороговое напряжение монитора питания является достаточно высоким даже для наихудшего случая.

Когда монитор питания удерживает активным сигнал сброса, любая работа процессора останавливается. Когда сигнал сброса снимается, регистры будут находиться в состоянии по умолчанию. Во время действия сигнала сброса содержимое регистров сохраняется. Без монитора питания случайные действия процессора могут исказить содержимое регистров.

Когда монитор питания удерживает МК в состоянии сброса, все регистры ввода/вывода сохраняют свое состояние по умолчанию. Следовательно, вся встроенная периферия будет оставаться в состоянии сброса.

Без монитора питания случайные действия процессора могут стать причиной записи неопределенного значения в любой из регистров ввода/вывода. Это может вызвать непредвиденное поведение встроенной периферии.

Когда монитор питания удерживает активным сброс МК, все выводы портов сохраняют свое состояние по умолча-

нию. Без монитора питания случайные действия процессора могут стать причиной записи неопределенного значения в любой из регистров ввода/вывода. Это может вызвать случайное изменение состояния выводов.

Когда монитор питания удерживает активным сброс МК, не происходит никаких обращений к внутренней SRAM. Содержимое памяти во время действия сигнала сброса сохраняется¹.

Энергонезависимая память, такая как EPROM, EEPROM сохраняет свое содержимое даже тогда, когда питание системы полностью выключено. Когда монитор питания удерживает активным сброс МК, всякая активность на линиях управления прекращается. Таким образом содержимое памяти защищается от непреднамеренной записи со стороны процессора.

Поскольку МК семейства AVR не имеют возможности самoprogrammирования², содержимое внутренней Flash-памяти программ при сбоях питания не повреждается.

В процессе записи нового значения в энергонезависимую память, требуется некоторое минимальное значение напряжения питания. Если напряжение питания в какой-то момент процесса записи падает ниже этого значения, происходит сбой процесса записи, что приводит к повреждению содержимого данной ячейки.

В некоторых представителях семейства AVR при активации сброса во время записи во внутреннюю EEPROM регистр адреса принимает нулевое значение (0x000). В результате может быть повреждено как содержимое той ячейки, куда производилась запись, так и нулевой ячейки.

Если даже внешний монитор питания остановил процессор, ОЗУ или регистры в конечном счете потеряют свои данные, если напряжение питания упадет ниже минимального значения, требуемого для каждой ячейки памяти для хранения своего содержимого. Когда процессор остановлен, минимальное напряжение для внутреннего ОЗУ AVR, которое гарантирует сохранность данных, составляет порядка 2 В. Тесты в процессе производства показывают, что AVR способны хранить содержимое ОЗУ даже при напряжении питания 0,5–1 В.

Реализация

В настоящее время доступен целый ряд интегральных микросхем мониторов питания от разных производителей. Предлагаются приборы высокой точности при малой стоимости, гарантирующие пороговое напряжение с точностью 1%. Несмотря на то, что доступны простейшие трехвыводные мониторы питания с фиксированным пороговым напряжением, существует диапазон приборов, предоставляющих дополнительные возможности, такие как расширение импульса сброса, задержка для сброса по включению, сторожевые таймеры, стабилизаторы напряжения, устройства переключения двух источников питания для бесперебойной работы и т. д. В этой статье рассматриваются интегральные реализации. Как альтернатива, приводятся также описания двух дискретных реализаций мониторов питания.

Вариант 1: минимальное потребление

Характеристики:

- очень низкое потребление, типовое — 0,5 мкА на 3 В, 1 мкА на 5 В;
- низкая стоимость;
- большой гистерезис — типично 0,3 В;
- быстрые переходы выходного напряжения;
- точность — ± 5 –10%;

- большое количество компонентов;

Схема, показанная на рис. 1, имеет очень низкое потребление, что делает ее пригодной для приложений с батарейным питанием. Стандартные дискретные компоненты обеспечивают низкую стоимость схемы.

Переход напряжения на выводе RESET является очень резким. Благодаря большому гистерезису точность является высокой. С другой стороны, время отклика довольно большое, что не подходит для резко меняющегося напряжения питания.

Принцип функционирования

Этот монитор питания имеет два каскада: детектор и усилитель. В каскаде детектора пороговое напряжение установлено с помощью резисторов R1 и R2 относительно напряжения открывания транзистора VT1. В режиме нормальной работы этот транзистор открыт. Когда напряжение питания падает ниже порогового напряжения, транзистор закрывается.

Выход этого детектора подключен к входу усилителя с ультранизким потреблением. В нормальном режиме работы низкое напряжение на базе транзистора VT2 обеспечивает его закрытое состояние, что позволяет резистору R5 установить на входе RESET высокий уровень. Усилительный каскад также имеет петлю обратной связи для получения гистерезиса, для чего служит транзистор VT3, шунтирующий резистор R3 усилителя, когда на входе RESET низкий уровень.

Выбор компонентов

Разброс коэффициента передачи тока h_{FE} для VT1 приводит к изменению порогового напряжения V_T (на $\pm 0,2$ В). Можно использовать большинство маломощных транзисторов, хотя рекомендуются транзисторы с низким разбросом параметров.

Нужно быть внимательным при замене VT1 на транзистор другого типа. Пороговое напряжение база-эмиттер VT1 влияет на константу 0,4 в выражении для порогового напряжения (приведено ниже). Как следствие, замена транзистора приведет к изменению порогового напряжения монитора питания, что потребует пересчета делителя R1, R2.

R1 и R2 образуют делитель напряжения, который определяет пороговое напряжение V_T . Так как пороговое напряжение зависит от этих резисторов, рекомендуется выбирать резисторы с допуском 1% или лучше.

R1 обычно выбирается равным 10 МОм для получения наименьшего возможного потребления. R2 находится с помощью выражения, приведенного ниже. Константа 0,4 в выражении может немного меняться при замене транзистора VT1:

$$V_T = (R1 + R2) \cdot \left(\frac{0,4}{R2} \right), \text{ или } R2 = \frac{0,4 \cdot R1}{V_T - 0,4}.$$

R3 является некритичным подтягивающим резистором, который на пороговое напряжение влияет очень слабо. Он должен выбираться как можно большим для уменьшения потребления, но не более 10 МОм.

Резистор R4 определяет гистерезис. Если взять R4 равным 3,3 МОм, то результирующий гистерезис будет приблизительно 0,3 В. Меньший номинал R4 даст больший гистерезис, а больший номинал — меньший гистерезис. Больший номинал R4 также приведет к несколько менее резким переходам выходного напряжения. Большое отклонение от рекомендованного значения приведет к отклонению константы 0,4 в выражении для порогового напряжения. Так как при изменении номинала R4 гистерезис меняется слабо, точность резистора R4 не критична.

Резистор R5 обеспечивает на входе RESET высокий уровень в нормальном режиме работы. Рекомендуется выбирать резистор номиналом не больше 50 кОм. Так как в нормальном режиме работы ток через этот резистор не протекает, его номинал и точность не очень важны. Когда на входе RESET устанавливается низкий уровень, через этот

резистор начинает протекать относительно большой ток.

Конденсаторы C1 и C2 закорачивают высокочастотные шумы, воспринимаемые схемой и усиливаемые транзисторами. Оба конденсатора, в принципе, могут быть исключены, хотя рекомендуется номинал 1 нФ. Для максимальной устойчивости к шумам номинал должен быть порядка 100 нФ. Точность номиналов не критична, но для уверенности в эффективной развязке необходимо применять высокочастотные конденсаторы.

Конденсатор C3 развязывает цепи питания. Он может быть исключен, если где-то рядом на печатной плате уже есть развязывающие конденсаторы, в противном случае его рекомендуется выбрать номиналом 1 нФ. Для максимальной устойчивости к шумам рекомендован номинал 100 нФ.

Если требуется кнопка сброса и/или возможность внутри-схемного программирования, то ее подключают параллельно, как показано на рис. 1. Когда кнопка или программатор установят на входе RESET низкий уровень, потребляемая мощность станет относительно большой из-за резистора R5.

Выбор больших номиналов конденсаторов C1 и C2 увеличивает время отклика схемы. Это не является проблемой для приложений с батарейным питанием, где напряжение питания уменьшается медленно. Заметьте, что время отклика относится также к процессу включения питания. Это может иметь значение, когда батареи разряжены. Если напряжение питания может падать быстро, время отклика нужно учитывать.

Чувствительность к шумам

Выбор номиналов резисторов R1 и R3 больше 10 МОм не рекомендуется, так как это делает схему чувствительной к тепловым шумам, генерируемым резисторами. Когда шумы не критичны, номиналы R1 и R3 могут быть увеличены до 20 МОм. Выбор еще больших номиналов может привести к тому, что ток через резисторы станет недостаточным, что влечет за собой неработоспособность детектора. Если требуется большая устойчивость к шумам номиналы этих резисторов должны быть выбраны меньшими, пусть даже ценой повышенного потребления мощности.

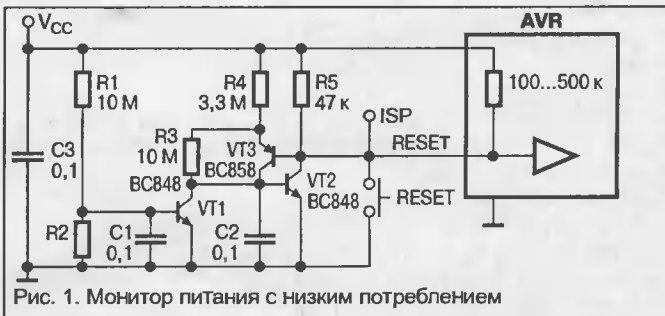


Рис. 1. Монитор питания с низким потреблением

Конденсаторы C1, C2 и C3 являются развязывающими конденсаторами для минимизации чувствительности к ВЧ и сетевым наводкам. Все они могут быть исключены, но устойчивость к шумам напрямую зависит от выбранных номиналов.

Так как пороговое напряжение определяется в основном резисторами R1 и R2, погрешность этих резисторов напрямую влияет на точность порогового напряжения. Рекомендуется выбирать резисторы с допуском $\pm 1\%$.

Потребляемый ток в режиме нормальной работы (при достаточно высоком напряжении V_{CC}) может быть найден следующим образом:

$$I \approx \left(\frac{V_{CC}}{(R1 + R2) \parallel (R3 + R4)} \right) = V_{CC} \left(\frac{1}{R1 + R2} + \frac{1}{R3 + R4} \right).$$

Когда кнопка сброса или программатор удерживает низкий уровень на входе RESET, то потребляемый ток возрастает до величины, рассчитываемой по формуле:

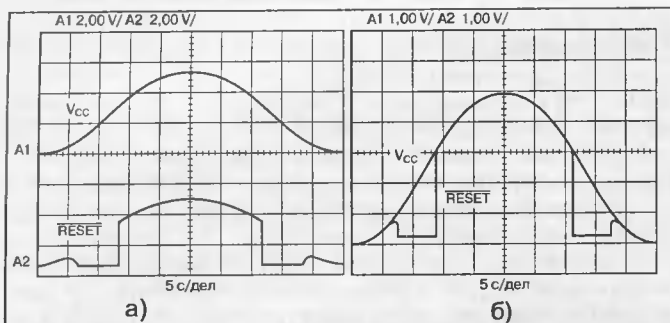


Рис. 2. Осциллограммы выходного напряжения

$$I \approx \frac{V_{CC}}{(R1+R2) \parallel (R3+R4) \parallel R5 \parallel R_{RESET}}$$

При падении напряжения питания до того уровня, когда срабатывает детектор, транзистор VT1 закрывается, VT2 открывается, а ток становится равным

$$I \approx \frac{V_{CC}}{(R1+R2) \parallel R5 \parallel R_{RESET}}$$

Так как номинал резистора R5 обычно выбирается намного меньшим, чем номиналы остальных резисторов R1-R4, два последних выражения упрощаются:

$$I \approx \frac{V_{CC}}{R5 \parallel R_{RESET}}$$

Вариант 2: минимальная стоимость

Это наиболее дешевая реализация для приложений, где стоимость является ключевым параметром, а потребление не является критичным.

Характеристики:

- малое количество компонентов;
- очень низкая стоимость;
- малая занимаемая площадь платы;
- малое время отклика;
- маленький гистерезис;
- малая скорость изменения выходного напряжения;
- низкая точность ($\pm 4 - 8\%$);
- высокий потребляемый ток;
- чувствительность к отклонениям параметров компонентов.

На рис. 3, а показана схема, которая имеет малые габариты и низкую стоимость. Однако высокое потребление делает ее непригодной для приложений с батарейным питанием. Так как во время понижения напряжения питания выходное напряжение падает довольно медленно, схема чувствительна к отклонениям номиналов компонентов. Учитывая погрешность номиналов резисторов R1 и R2, разброс параметров транзистора VT1 и отклонение порога входа RESET МК, значение порога V_T должно выбираться как минимум на 15% меньше номинального V_{CC} .

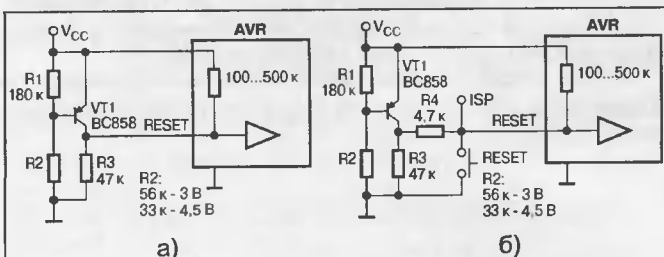


Рис. 3. Дешевый монитор питания, (а); дешевый монитор питания с кнопкой сброса (б)

Принцип функционирования

В режиме нормальной работы транзистор VT1 открыт, он удерживает на входе RESET высокий уровень. Когда напряжение питания V_{CC} падает ниже порогового напряжения V_T , транзистор VT1 закрывается. Это позволяет резистору R3 установить на входе RESET низкий (активный) уровень. Транзистор VT1 закрывается тогда, когда напряжение база-эмиттер падает ниже определенной величины (обычно 0,7 В для маломощных кремниевых транзисторов).

R1 и R2 образуют делитель напряжения, который формирует напряжение база-эмиттер. Пороговое напряжение V_T определяется следующим образом:

$$V_T \approx 0,7 \cdot \frac{R1+R2}{R2} \text{ или } \frac{R1}{R2} \approx \frac{V_T}{0,7} - 1.$$

Выбор компонентов

В качестве VT1 может быть использован практически любой маломощный p-n-p транзистор. Для получения быстрых переходов выходного напряжения при достижении напряжением питания порога переключения рекомендуется применять транзистор с большим коэффициентом передачи тока h_{FE} . Быстрые переходы делают схему менее чувствительной к разбросу компонентов, что исключает потребность в калибровке детектора.

Калибровка необходима в том случае, если V_T отличается от порогового напряжения транзистора. Это напряжение в формуле, приведенной выше, принимается равным 0,7 В. Данное напряжение не меняется для транзисторов одного типа, однако для другого типа может оказаться другим. Изменение этого параметра существенно влияет на пороговое напряжение детектора.

Как показывает формула, пороговое напряжение V_T зависит от R1 и R2. Номинал резистора R1 должен быть менее 200 кОм (для коэффициента передачи тока h_{FE} порядка 100). Это гарантирует, что ток базы VT1 не исказит напряжение делителя R1, R2.

У МК AVR вход RESET имеет внутренний подтягивающий резистор R5, номинал которого равен 100-500 кОм. Когда транзистор VT1 закрывается, внутренний подтягивающий резистор и резистор R3 образуют делитель. Результирующее напряжение на входе RESET должно быть достаточно низким, чтобы логический уровень воспринимался как низкий. Рекомендуется использовать резистор R3 номиналом 50 кОм и менее, что обеспечивает напряжение на входе RESET $1/3 V_{CC}$ и менее.

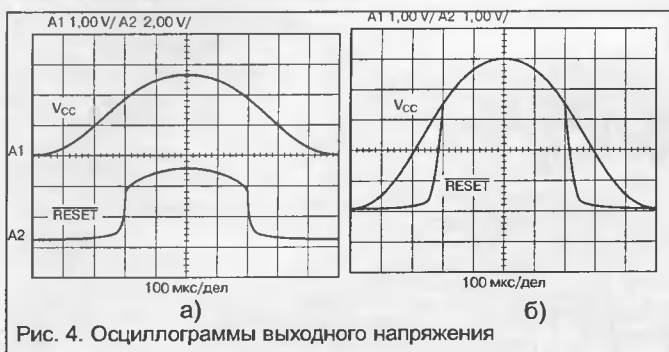
Если требуется кнопка сброса и/или возможность внутрисхемного программирования, последовательно с выходом должен быть включен резистор R4, как показано на рис. 3, б. Этот резистор позволяет программатору в противодействие VT1 установить на входе RESET низкий уровень. Для гарантии правильной работы монитора питания общее сопротивление последовательно соединенных резисторов R3 и R4 не должно превышать рекомендованные 50 кОм.

Так как пороговое напряжение определяется в основном резисторами R1 и R2, погрешность этих резисторов напрямую влияет на точность порогового напряжения. Рекомендуется выбирать резисторы с допуском $\pm 1\%$.

Из-за медленных переходов выходного напряжения детектора отклонение порога входа RESET AVR приведет к погрешности порогового напряжения. Это отклонение составляет $\pm 0,15$ В, что соответствует $\pm 3\%$ в 5-вольтовой системе ($\pm 5\%$ для 3 В). Связанная с этим погрешность может быть снижена выбором транзистора VT1 с большим h_{FE} , что приведет к увеличению скорости переходов выходного напряжения.

Потребляемый ток в режиме нормальной работы (при достаточно высоком напряжении V_{CC}) может быть найден следующим образом:

$$I \approx \left(\frac{V_{CC}}{(R1+R2) \parallel R3} \right) = V_{CC} \left(\frac{1}{R1+R2} + \frac{1}{R3} \right).$$



Когда кнопка сброса или программатор удерживает низкий уровень на входе RESET, то потребляемый ток возрастает до величины

$$I \approx \frac{V_{CC}}{(R1+R2) \parallel R3 \parallel R4 \parallel R_{RESET}}$$

Когда напряжение питания падает до того уровня, когда срабатывает детектор, транзистор VT1 закрывается, а ток падает до значения

$$I \approx \frac{V_{CC}}{(R1+R2) \parallel (R3+R4+R_{RESET})}$$

Вариант 3: интегральная реализация

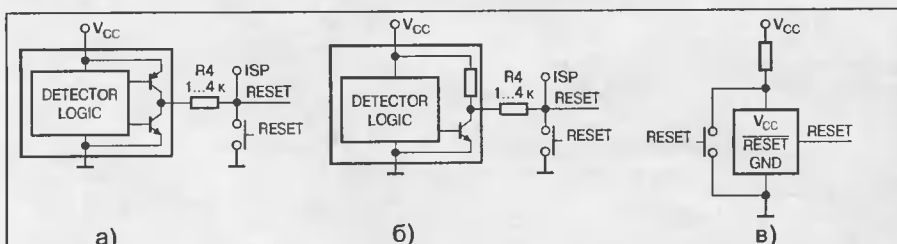
Характеристики:

- легкий монтаж;
- очень точное пороговое напряжение;
- низкая потребляемая мощность;
- маленькая занимаемая площадь на плате;
- малое количество компонентов;
- разнообразие дополнительных функций.

В настоящее время доступен большой выбор подобных микросхем от разных производителей, начиная от трехвыводных мониторов питания с фиксированным порогом, до совершенных схем, содержащих сторожевые таймеры и схемы задержки для сброса по включению питания (power on reset, POR). Поскольку МК семейства AVR имеют встроенный сторожевой таймер и схему POR, то эти функции внешних схем для них не требуются.

В большинстве интегральных схем точность порога лучше 1%. Потребление лежит в микроамперном диапазоне. Требуется только убедиться, что выбранная микросхема имеет низкий активный уровень сброса. Доступны разнообразные корпуса таких микросхем, начиная с миниатюрного SOT-23, заканчивая корпусами с большим количеством выводов.

Выходной каскад микросхемы монитора питания может быть двухтактным или с открытым стоком (открытым коллектором) для КМОП или ТТЛ выходных уровней. Открытый сток позволяет наиболее просто подключить кнопку сброса или внутрисхемный программатор. Эта возможность может быть реализована и с двухтактным каскадом, только



в этом случае потребуются дополнительный резистор последовательно с выходом. Кнопка сброса или внутрисхемный программатор подключается между резистором и входом RESET AVR (рис. 5, а и б).

Дополнительной функцией, которую имеют некоторые такие микросхемы, является удлинение импульса сброса (рис. 6). Сброс удерживается активным на протяжении некоторого промежутка времени после того, как было выполнено условие перехода в нормальный режим работы (сброс по включению питания, сброс по падению напряжения питания и т. д.). Некоторые из микросхем обеспечивают эту возможность и для ручного сброса. Для этого проверяется состояние выхода с целью определения замыкания и размыкания кнопки сброса. Когда кнопка отпускается, микросхема сохраняет уровень сброса активным на протяжении некоторого промежутка времени. Но, с другой стороны, эта возможность может оказаться помехой для внутрисхемного программатора, который активно пользуется выходом RESET.

Некоторые интегральные стабилизаторы напряжения содержат детектор падения напряжения, сочетая две функции в одной микросхеме. Это уменьшает общее количество компонентов и увеличивает функциональность порой без увеличения стоимости.

Некоторые системы содержат батарею, которая обеспечивает питание при падениях напряжения основного источника питания. Стабилизатор напряжения такой системы часто вырабатывает сигнал состояния для МК, который сообщает, от какого источника питания производится в данный момент питание. Подключение этого сигнала на RESET будет останавливать AVR во время работы от батареи, прерывая выполнение программы, но сохраняя содержимое ОЗУ. С другой стороны, если подать этот сигнал на вход порта, AVR сможет протестировать событие перехода на резервный источник питания и выполнить процедуру безопасного выключения, обесточив устройства с высоким потреблением (электродвигатель, дисплей и т. д.) перед входом в режим power-down. Дело в том, что потребление при активном сигнале RESET такое же, как и в нормальном рабочем режиме, в то время как потребление в режиме power-down лежит в микроамперном диапазоне. Когда напряжение основного источника питания вернется к нормальному значению, AVR сможет продолжить выполнение программы.

Гистерезис может либо уже присутствовать в микросхемах мониторов питания, либо может быть добавлен с помощью внешней схемы (рис. 7). Это предотвращает дребезг на выходе микросхемы при



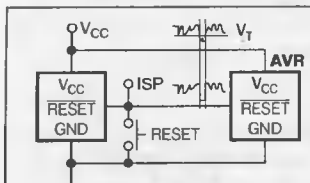


Рис. 8. Интегральная схема сброса с предустановленным пороговым напряжением

работе в приложениях с батарейным питанием.

Некоторые микросхемы позволяют задавать пороговое напряжение V_T с помощью внешних элементов⁴, в то время как другие микросхемы имеют фиксированный порог. Реализация микросхем с фиксированным пороговым напряжением показано на рис. 8.

Типичное включение микросхемы, пороговое напряжение которой задается внешними элементами, показано на рис. 9. Эта микросхема имеет встроенный источник опорного напряжения и компаратор. Если напряжение на входном выводе становится меньше опорного напряжения, активизируется выход. Пороговое напряжение задается с помощью простого делителя на резисторах R1 и R2.

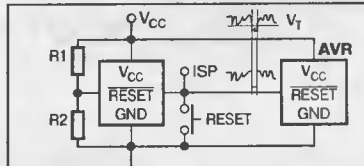


Рис. 9. Интегральная схема сброса с регулируемым пороговым напряжением

Примеры интегральных мониторов питания с фиксированным пороговым напряжением приведены в табл. 1.

По материалам
фирмы Atmel
Перевод Леониды
Ридико
wubblick@yahoo.com

¹ Несмотря на то, что во время действия сигнала сброса состояние SRAM сохраняется, после падения напряжения питания корректность содержимого памяти не гарантируется, т. к. она не является энергонезависимой (прим. переводчика).

² AVR Mega163 уже имеет такую возможность (прим. переводчика).

³ Есть возможность построить монитор питания с хорошей точностью порогового напряжения. Для этого можно применить микросхему стабилизатора TL431. Стоимость такого монитора тем не менее будет намного ниже, чем у интегрального (прим. переводчика).

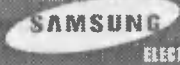
⁴ Некоторые микросхемы мониторов позволяют выбирать порог из нескольких предустановленных значений с помощью логических входов (прим. переводчика).

Таблица 1

Тип	Производитель	Возможности	Поддержка ISP
MAX809	MAXIM	Фиксированное удлинение импульса	+
MAX811	MAXIM	Фиксированное удлинение импульса, низкое потребление, ручной сброс	+
MAX821	MAXIM	Регулируемое удлинение импульса, низкое потребление	+
DS1811	MAXIM	Фиксированное удлинение импульса	+
DS1813/18	MAXIM	Фиксированное удлинение импульса, монитор состояния выхода	+
V6301	EM-Marin	Фиксированное удлинение импульса, низкое потребление, низкая стоимость	+
V6340	EM-Marin	Нет удлинения импульса, низкая стоимость	+



Мы предлагаем лучшее...



ELECTRO-MECHANICS



GOOD-ARK

Электролитические конденсаторы
Толстые электролитические конденсаторы
Керамические многослойные конденсаторы
Резисторы
Выпрямительные диоды и мосты
Кварцевые резонаторы
SMD компоненты

Впервые на российском рынке!
Стоятиградусные электролитические конденсаторы высочайшего качества по цене стандартных!

Компания «ПОЛИСЭТ»
Оптовые поставки пассивных и активных электронных компонентов
тел./факс: (095) 967 0591, 967 0592
http://www.poliset.ru
e-mail: sales@poliset.ru
Москва, Краснопресненская наб., 12

ПРИГЛАШАЕМ ДИСТРИБЬЮТОРОВ

Автоматы световых эффектов от «А» до «Я»

Об автоматах световых эффектов уже немало сказано и написано. Автор предлагаемой вниманию читателей статьи попытался систематизировать все возможные варианты построения и использования этих автоматов.

Условно все автоматы световых эффектов можно разделить на два основных типа — «бегущие огни» и «цветомузыкальные устройства».

«Бегущие огни» — это устройства, управляющие светоизлучающими приборами строго в соответствии с логикой своего построения. По схемотехническим решениям они различаются на аппаратные и программные. Аппаратные автоматы, как правило, легко повторяемы, но имеют существенный недостаток — чем больше эффектов автомат может выполнить, тем большим количеством интегральных микросхем это достигается. Программные автоматы достаточно просты, обладают огромнейшими возможностями по созданию эффектов, содержат небольшое количество микросхем, но требуют дополнительное оборудование — программатор, а иногда и компьютер. И программные, и аппаратные «бегущие огни» могут быть либо с ручным управлением, либо полностью автоматическими. В последнее время получили широкое распространение комбинированные автоматы.

«Цветомузыкальные устройства» — это автоматы световых эффектов, целиком и полностью управляемые звуковым сигналом (как правило, музыкой). В подавляющем большинстве все цветомузыкальные устройства построены на принципе разложения звукового сигнала на частотные составляющие. При наличии выделяемой составляющей «зажигается» тот или иной светоизлучающий прибор. Некоторые из них имеют дополнительные выходы для каждого канала и помимо регистрации наличия частотной составляющей отслеживают также ее уровень. Различают аналоговые (построенные с использованием только аналоговых элементов) и цифровые устройства (на входе последних стоят АЦП, и дальнейшую обработку сигналов производят цифровые микросхемы, иногда даже процессоры).

Оба типа автоматов можно разделить также на низковольтные и высоковольтные. К низковольтным относятся те приборы, у которых напряжение нагрузки не превышает 42 В. С точки зрения безопасности — это идеальные приборы. Но габариты сетевого трансформатора, обеспечивающего нормальную работу такого устройства в достаточно большом помещении, очень велики. Высоковольтные авто-

маты лишены мощного сетевого трансформатора (как правило, мощность трансформатора для питания устройства управления не превышает 20...30 Вт), т. к. в нагрузку подают сетевое напряжение (220 В). Количество и мощность ламп в каждом канале таких устройств зависит лишь от типа используемого выходного каскада.

Рассмотрению построения схем, конструктивных особенностей и сфер использования автоматов световых эффектов, начиная от примитивнейших и заканчивая серьезными устройствами, посвящается серия статей, первая из которых предлагается вниманию читателей.

Мультивибраторы

Схема простейшего автомата световых эффектов изображена на рис. 1. Эта схема получила очень широкое распространение из-за своей простоты и дешевизны (она часто встречается в импортных переносных магнитолах). Это обычный мультивибратор, нагруженный на лампы накаливания. К достоинствам этой схемы можно отнести то, что она не критична к используемым деталям, напряжению питания и типу нагрузки.

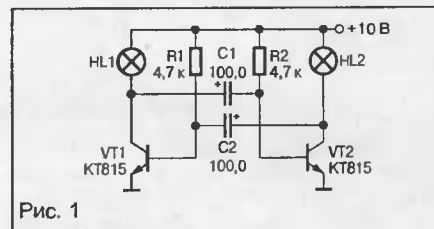


Рис. 1

В момент включения питания на базы транзисторов через резисторы R1 и R2 подается напряжение смещения, и они начинают открываться. При этом один из транзисторов окажется открыт сильнее, чем другой, потому что у них всегда есть разброс, пусть даже и небольшой, по коэффициенту усиления. Допустим, что VT1 открыт сильнее, в этом случае во время заряда конденсатора C1 на базу VT2 не будет поступать положительное смещение, возникающее при прохождении тока через резистор R2, и он закроется. Лампа HL1 будет светиться, а HL2 — нет. Как только C1 заря-

дится настолько, что уже не сможет компенсировать подаваемое через R2 напряжение смещения, транзистор VT2 откроется, и лампа HL2 загорится. В это же время с базы VT1 будет снято напряжение смещения, и он закроется, а лампа HL1 погаснет. На коллекторе VT1 получится напряжение большее, чем на базе VT2, и емкость C1 начнет разряжаться. После зарядки C2 откроется VT1, и, естественно, закроется VT2. Эти процессы будут повторяться до тех пор, пока на схему подано напряжение питания.

Время заряда конденсаторов сильно зависит от их емкости, сопротивления резисторов смещения, коэффициента усиления транзисторов и тока, протекающего через них. Следовательно, именно эти параметры и определяют частоту мерцания ламп. Наиболее приемлемый способ регулировать ее — это изменить номиналы либо резисторов R1 и R2, либо конденсаторов C1 и C2. Если необходимо

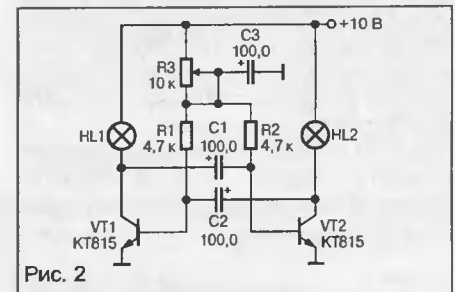


Рис. 2

оперативно регулировать частоту мерцания, то можно ввести в схему регулировочный резистор R3. Введение в схему конденсатора C3 позволяет исключить взаимное влияние открывающихся транзисторов (рис. 2).

На использовании изменения подаваемого на базы транзисторов напряжения смещения построена схема, изображенная на рис. 3. Здесь в качестве переменного резистора используется транзистор, на базу которого подается напряжение, зависящее от уровня входного сигнала. В качестве входного сигнала используется выходной сигнал усилителя мощности звуковой частоты (УМЗЧ). Резистором R5 регулируют уровень входного сигнала, который детектируется диодами VD1, VD2 и емкостями C4, C5. В зависимости от уровня сигнала транзистор VT3 будет открываться или закрываться. При достаточ-

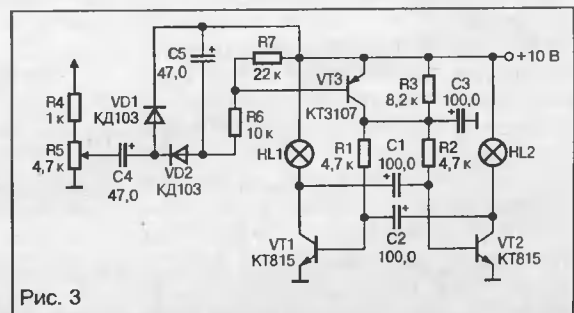


Рис. 3

но большом уровне входного сигнала транзистор VT3 открывается до насыщения, и к смещающим резисторам прикладывается практически все напряжение питания. Следовательно, время зарядки конденсаторов увеличится, а частота мерцания уменьшится. Соответственно, при отсутствии звукового сигнала или малом его уровне транзистор VT3 будет закрыт, и к резисторам будет приложено гораздо меньшее напряжение, время зарядки емкостей уменьшится, а частота увеличится.

Резистор R4 — токоограничивающий, он не позволяет устройству вносить дополнительные искажения в звуковой сигнал и предотвращает выход из детектора строя в том случае, когда движок резистора R5 находится в верхнем по схеме положении. R3 не позволяет мультивибратору «остановиться» в момент отсутствия музыки.

Немного систематизировать порядок мерцания позволяет схема трехфазного мультивибратора (рис. 4). Принцип работы этой схемы такой же, как и у обычного мультивибратора, только каналов в схеме стало три, что позволило «огню» не мерцать, а двигаться («бежать»). Введение четвертого канала еще более увеличит эффект «бега», но при этом сильно снизится устойчивость работы всей схемы, и может потребоваться подбор транзисторов по коэффи-

подбор номиналов конденсаторов C1, C2 и резисторов R1, R2.

В качестве источника питания допустимо использовать любой источник, можно нестабилизированный. При выборе питающего напряжения лучше всего отталкиваться от имеющихся в наличии ламп, мощность же сетевого трансформатора должна быть больше мощности используемых ламп. При установке подобных конструкций в уже имеющуюся аудиопару рекомендуется воспользоваться слабوتочными лампами, чтобы иметь возможность использовать питание от штатного сетевого трансформатора. Частоту мерцания можно регулировать подбором емкостей конденсаторов. Желательно, чтобы их номиналы были одинаковыми. В случае использования мощных ламп с током потребления более 0,3 А рекомендуется воспользоваться установленными на радиаторы со-

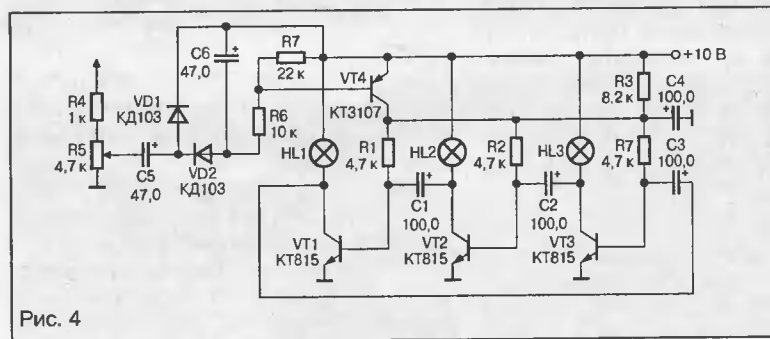


Рис. 4

циенту усиления, а также номиналов резисторов и конденсаторов, что в свою очередь увеличит трудоемкость изготовления и стоимость устройства.

Транзисторы мультивибратора должны иметь ток коллектора в 3-4 раза больший, чем ток лампы накаливания, т. к. в момент подачи напряжения нить накала еще холодная, и ее сопротивление намного меньше, чем в разогретом (свечящемся) состоянии. При токах через лампы свыше 0,5 А целесообразно использование радиаторов для снятия тепла с корпусов транзисторов. Использование ламп накаливания с током более 1 А не рекомендуется, лучше воспользоваться последовательно соединенными лампами, рассчитанными на меньшее напряжение. Все номиналы указаны для соединенных последовательно четырех ламп на 2,5 В, 0,15 А в цепи коллектора каждого транзистора, и напряжения питания 10 В. При увеличении тока нагрузки наверняка потребуются

ставными транзисторами, т. к. при этом сильно увеличиваются токи базовых переходов, что потребует применения конденсаторов большой емкости (более 220 мкФ).

Аппаратные «бегущие огни»

Для получения более эффектной светиллюминации необходимо организовать

Таблица 1

Позиция	Тип	Номинал
R1	любой	33-47 кОм
R2	МЛТ-0,125	3,3-4,7 кОм
R3-R10	МЛТ-0,125	10-33ком
C1	4,7-22 мкФх16-25 В	от требуемой частоты
DD1	K516ЛА7, K561ТЛ1	
DD2-DD4	K561ТМ2	
SA1-SA8	Лучше использовать свосмеренный переключать типа "Г2К" с индивидуальной фиксации, у которого крайний переключатель лишен фиксирующего стопора	

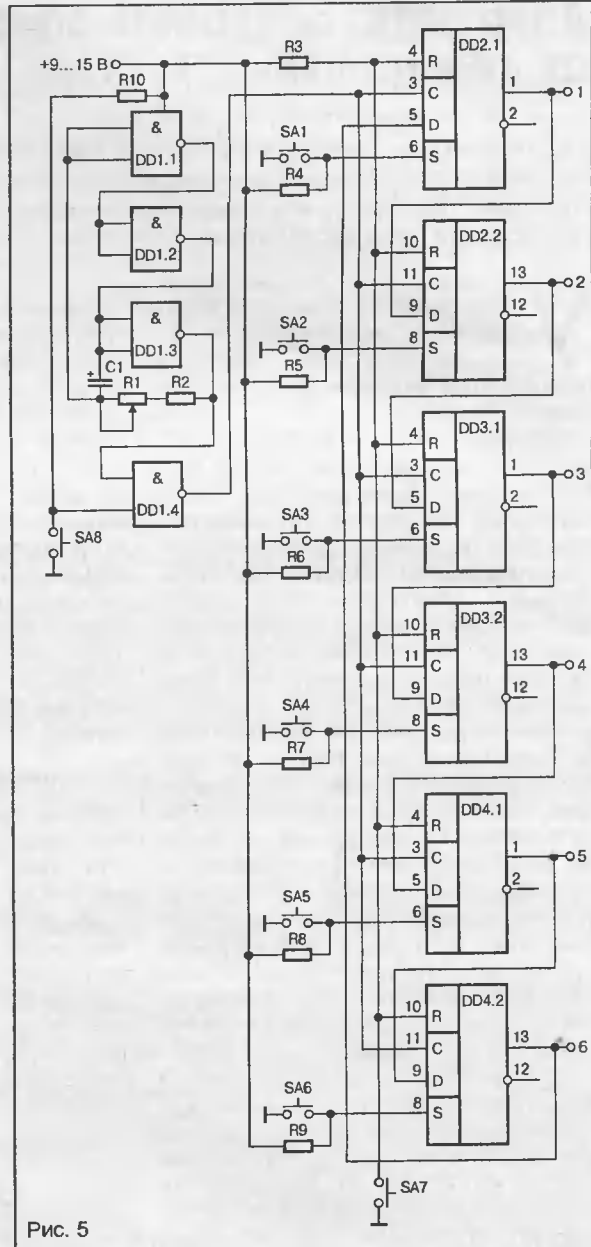


Рис. 5

вать работу как минимум четырех каналов. Конечно, можно решить эту задачу и без использования цифровых интегральных микросхем, но при этом неоправданно возрастет трудоемкость, габариты и стоимость конструкции. Поэтому в качестве простейших будут рассмотрены автоматы, содержащие ИМС.

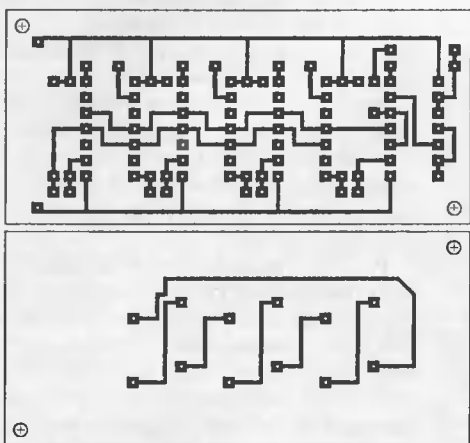


Рис. 6

приблизит напряжение на входе DD1.1 к уровню лог. 0. Однако на выходе DD1.3 будет присутствовать уровень лог. 1, и благодаря этому через соединенные последовательно резисторы R1 и R2 начнет заряжаться емкость C1. Напряжение на входе DD1.1 начнет медленно увеличиваться, и когда оно приблизится к уровню лог. 1, элемент DD1.1 на своем выходе изменит состояние на лог. 0. Это сформирует на выходе DD1.2 лог. 1, и емкость C1 начнет разряжаться. На выходе DD1.3 появится лог. 0, тем самым уменьшая время разряда емкости C1 и заряжая ее сигналом другой полярности. На входе

случае чрезмерного увеличения емкости и уменьшения сопротивлений.

Если SA8 находится в разомкнутом состоянии, то на входе DD1.4 будет присутствовать уровень лог. 1, который разрешит работу этого элемента. Если же контакты SA8 замкнуть, то уровень лог. 0 запретит работу элемента, и импульсы на его выходе перестанут формироваться.

Прямоугольные импульсы с выхода элемента DD1.4 подаются на входы «С» элементов DD2.1-DD4.2, и с приходом каждого фронта импульса информация, находящаяся на входах «D», будет появляться на их выходах. Под фронтом импульса подразумевается промежуток времени, в течении которого уровень сигнала изменяется от состояния лог. 0 в состоянии лог. 1.

Под спадом будет подразумеваться промежуток времени, в течении которого уровень сигнала будет изменяться от состояния лог. 1 в состояние лог. 0.

Поскольку выход каждого из триггеров соединен со входом последующего, а выход последнего — со входом первого, то информация с каждым фронтом тактового сигнала будет опускаться от верхнего (по схеме) элемента вниз. Дойдя до нижнего триггера, информация запишется в верхний триггер, и цикл повторится.

Кнопка SA7 служит для одновременной записи во

все триггеры лог. 0, т. е. для общего сброса информации. Для записи информации в триггеры прежде всего необходимо запретить смещение информации внутри описываемого регистра во избежание ошибок ввода. Для этого достаточно замкнуть контакты SA8. Для записи уровней лог. 1 предусмотрены индивидуальные для каждого триггера кнопки SA1-SA6. После записи контакты SA8 размыкают, элемент DD1.4 разрешает прохождение на входы «С» триггеров тактовых импульсов, и «огонь» начинает свой бесконечный «бег».

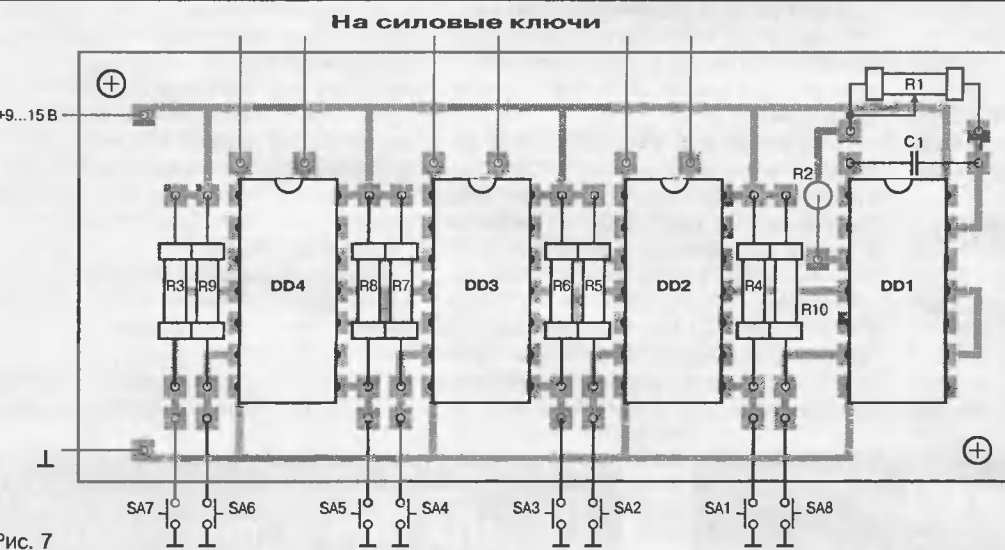


Рис. 7

Практически любые аппаратные устройства «бегущих огней» используют в своей работе последовательный регистр сдвига, последний выход которых соединен со входом регистра. Таким образом, записанная в регистр информация перемещается внутри регистра как-бы по кругу. Регистр можно организовать либо на D-триггерах, либо использовать уже готовый. И в ТТЛ-, и в КМОП-сериях можно выбрать регистры, идеально подходящие для создания «бегущих огней».

Принципиальная схема простейшего автомата изображена на рис. 5, чертеж печатной платы — на рис. 6, расположение деталей — на рис. 7. Список используемых деталей приведен в табл. 1. На элементах DD2-DD4 построен регистр сдвига. На элементах DD1.1-DD1.4 собран задающий генератор, рабочая частота которого определяет скорость «бега огня». При подаче напряжения питания информация на входе DD1.1 неопределена, но по уровню она все же ближе к уровню лог. 0. Следовательно, на выходе этого элемента сформируется единичный сигнал. На выходе DD1.2 появится лог. 0, который через незаряженный конденсатор C1 еще больше

DD1.1 напряжение начнет уменьшаться, и по достижении уровня, близкого к уровню лог. 0, элемент DD1.1 изменит свое состояние на противоположное. Таким образом цикл зарядки/разрядки конденсатора C1 будет повторяться снова и снова. Очевидно, что время зарядки/разрядки конденсатора зависит от величин сопротивлений R1 и R2 и емкости этого конденсатора. Следовательно, чем больше будут сопротивления резисторов и емкость конденсатора, тем дольше будут длиться циклы. Однако следует отметить, что чрезмерное уменьше-

ние емкости C1 и увеличение сопротивлений R1 и R2 может привести к потере устойчивости в работе генератора. То же будет и в

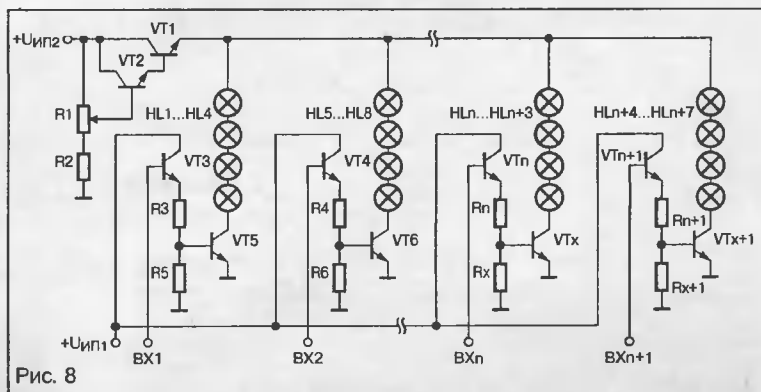


Рис. 8

Таблица 2

Позиция	Тип	Номинал
R1	любой	при напряжении питания до 10В — 3,3 кОм, при большем напряжении — не менее 10 кОм.
R2	МЛТ-0,125	
R3, R4, Rn, Rn+1	МЛТ-0,125	1,5 кОм
R5, R6, Rx, Rx+1	МЛТ-0,125	3,3 кОм
VT1		КТ819
VT2		КТ972
VT3, VT4, VTn, VTn+1		КТ503
VT5, VT6, VTx, VTx+1	в зависимости от требуемой нагрузки, от КТ815, до КТ819	

Построение автомата таким образом позволяет без особых усилий увеличивать количество каналов, что придает устройству некую универсальность: сколько требуется каналов — столько и сделаем.

В качестве силовых ключей можно использовать любую из схем, изображенных на рис. 8. Список используемых элементов приведен в табл. 2.

Описанный вариант относится к разряду низковольтных, в качестве ключа используется мощный биполярный транзистор, на базу которого подается напряжение с эмиттерного повторителя. Введение эмиттерного повторителя обосновано тем, что выходные токи микросхем не очень ве-

лики, а для открытия мощного транзистора иногда требуется ток величиной до 0,5...1 А. Количество силовых ключей равно количеству выходов (каналов) устройства управления (в рассмотренном выше варианте оно равно шести).

На транзисторах VT1, VT2 собран регулятор яркости свечения, которая подбрасывается резистором R1. Ток коллектора транзистора должен быть рассчитан с учетом суммарного тока потребления всех каналов. Обязательное условие: VT1 должен быть установлен на теплоотвод, поскольку при токе нагрузке 1 А на нем будет выделяться примерно 12 Вт мощности. Из этого следует, что использование подобного регулятора возмож-

но при небольших токах нагрузки, в противном же случае от него лучше отказаться (потребуется слишком мощные транзисторы и огромные теплоотводы).

При больших токах нагрузки требуется установка силовых транзисторов на теплоотводы. В случае горения ламп не в полный накал возможно уменьшение номиналов резисторов R3, R4, Rn, Rn+1.

В качестве источника питания таких ламп можно использовать нестабилизированный источник, вырабатывающий напряжение, чуть меньшее, чем рабочее напряжение используемых ламп (примерно на 10-15%). Это несколько снизит яркость свечения, но увеличит срок эксплуатации гирлянд, поскольку при повышении сетевого напряжения созданный запас предохранит лампы от выхода из строя. Если мы хотим, чтобы в одном из каналов число ламп было увеличено, то для уменьшения протекающего через силовые ключи тока лучше воспользоваться лампами с более низким рабочим напряжением. Естественно, их нужно соединить последовательно (подобное решение приведено на рис. 8).

Выходные каскады, предназначенные для работы с сетевой нагрузкой, будут рассмотрены в следующей статье.

Андрей Тишкунов
root@amr.novshah.donpac.ru

ARGUSSOFT

Департамент Микроэлектроники

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ

ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибутор фирм:

ANALOG DEVICES

Новые серии аналого-цифровых преобразователей

HIGHEST RESOLUTION ADC: 118dB MIN. SNR

PGA

24-BIT ΣΔ MODULATOR

DECIMATOR AND DIGITAL FILTER

AD1555

AD1556

GEOPHONE

-112dB THD

Микросхема	Число выходов	Разрешимость, бит	Входной диапазон, мВ	Частота дискретизации	Формат вых. данных	Источники внешнего питания
AD9280	1	8	1 p-p, 2 p-p	32 MSPS	паралл.	внутр./внешн.
AD9288	2	8	0.512 p-p	40/80/100 MSPS	паралл.	внутр./внешн.
AD7476/7/8	1	12/10/8	+VDD	1 MSPS	послед.	внешн.
AD7470/2	1	10/12	+VREF	1.75/1.5 MSPS	паралл.	внешн.
AD7492	1	12	+2.5	1 MSPS	паралл.	внутр.
AD7475/95	1	12	+VREF	1 MSPS	послед.	внутр./внешн.
AD7887/8	2/8	12	+VDD; +VREF	200/125 kSPS	послед.	внутр./внешн.
AD7898	1	12	±2.5; ±10	220 kSPS	послед.	внешн.
AD7899	1	14	+2.5	400 kSPS	паралл.	внутр./внешн.
AD7860/4	1	16	+2.5	100/570 kSPS	послед./паралл.	внешн.
AD7863/5	1	16	±2.5; ±5; ±10	250/570 kSPS	послед./паралл.	внешн.
AD1555/6	1	24	±2.25	256 kSPS	послед./паралл.	внешн.

Офис в Москве:
Адрес: 123085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505
Факс: (095) 216-88-42
E-mail: info@argusssoft.ru

Новый офис в Санкт-Петербурге:
Адрес: 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 36
Тел.: (812) 314-3808; тел./факс: (812) 310-5234
E-mail: info@argusssoft.ru

Интернет: WWW.ARGUSSOFT.RU

sumida

JE-AN

HANTRONIX

Honeywell

SII

muRata

www.platan.ru

ПЛАТАН

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ВАШЕГО УСПЕХА

• ВИРТУАЛЬНЫЙ МАГАЗИН РЕАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

Наш сайт предоставляет широкие возможности оформления заявок на поставку электронных компонентов:

- Вы можете разместить заявку на требуемые компоненты и отслеживать ее прохождение на всех этапах. Очень удобный интерфейс и абсолютная безопасность!
- Воспользуйтесь нашей удобной системой приема заявок на компоненты, которые находятся на складе или на которые можно разместить заказ.
- С нашего сайта Вы можете скачать нашу базу в формате EXCEL, проставить нужное Вам количество компонентов и отправить этот файл по нашему адресу.

ВСЕ ЗАЯВКИ, ПОЛУЧЕННЫЕ В ЭЛЕКТРОННОМ ВИДЕ, ОБРАБАТЫВАЮТСЯ В ПЕРВУЮ ОЧЕРЕДЬ.

• НОВОСТИ, ТЕХНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ, СТАТЬИ, ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

Новые поступления на склад ПЛАТАН, новости от мировых производителей. Подробная техническая документация на поставляемые компоненты, статьи и книги по электронной тематике. Бесплатное программное обеспечение.

MITSUBISHI ELECTRIC

Infineon technologies

BOURNS

EPCOS

Honeywell

MOTOROLA

intersil

CRYDOM

DATA VISION

Kingbright

JAMICON

121351, Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, к. 1, стр.2
тел./факс: (095) 73-75-999

Почта: 121351, Москва, в/я 100
E-mail: ir@platan.ru

Архитектура построения гибридного цифро-аналогового телевизора

В настоящее время особый интерес разработчиков и производителей оконечных устройств для приема и обработки сигналов аналогового и цифрового телевидения вызывают абонентские приставки (SET TOP BOX) и комбинированные цифро-аналоговые телевизоры.

Абонентские приставки представляют собой конструктивно законченные устройства, содержащие полный набор схем и узлов, необходимых для приема и обработки сигналов цифрового (эфирного, кабельного или спутникового) телевидения, а также преобразования их в аналоговую форму с целью отображения их на экране обычного телевизора [1]. К слову говоря, первые российские абонентские приставки «Эльф», установочная партия успешно прошла сертификационные испытания с целью внедрения их в производство. Второй путь развития оконечных телевизионных устройств — это создание аналого-цифровых телевизоров, в которых в традиционное аналоговое шасси встраивается модуль для приема сигналов цифрового эфирного телевидения стандарта DVB-T.

Цель настоящей статьи — анализ архитектурных решений, используемых при проектировании DVB-T модуля для гибридных телевизоров с целью определения перспективы их долгосрочного применения с целью создания семейства гибридных и мультимедийных телевизоров.

Известны технические решения [1, 2], в которых DVB-T модуль реализован на основе набора специализированных СБИС со встроенным или внешним управляющим микропроцессором. Однако современные тенденции развития архитектуры оконечных устройств систем цифрового телевидения и технологии микроэлектроники показывают, что наиболее перспективной для такой ре-

ализации следует считать архитектуру, получившую в литературе название «система в одном кристалле».

На рис. 1 представлена функциональная схема цифро-аналогового (гибридного) телевизора с встраиваемым DVB-T модулем. Телевизор предназначен для приема и обработки сигналов аналогового телевидения и цифрового эфирного телевидения стандарта DVB-T в диапазоне рабочих частот 51–858 МГц.

В предлагаемом техническом решении шасси серийно выпускаемого телевизора УСЦТ-200 «Радуга» адаптируется для установки в него через специальный разъем дополнительной цифровой DVB-T платы. Суть адаптации заключается в следующем:

- увеличение мощности блока питания по цепи +5 В;
- замена аналогового тюнера на цифровой тюнер DTT7511 фирмы Thomson с возможностью приема аналоговых сигналов метрового и дециметрового диапазонов, а также сигнала цифрового эфирного телевидения в стандарте DVB-T;
- переработка в памяти управляющего процессора программно-математического обеспечения, что обеспечивает возможность совместной работы аналогового шасси и цифрового DVB-T модуля;
- установка дополнительных разъемов для подключения DVB-T платы.

Гибридный телевизор позволяет осуществлять прием аналогового телевидения метрового и дециметрового диапазона по ГОСТ 7845-92, а также (при установке DVB-T модуля) сигналов

цифрового эфирного телевидения, передаваемых в диапазоне дециметровых волн с воспроизведением видеосигналов в стандартах PAL/SECAM и стереозвука. Управляющая программа, общая для шасси и DVB-T модуля, находится в микроконтроллере, расположенном на шасси.

Остановимся подробно на особенностях работы DVB-T модуля. В момент перехода гибридного телевизора на прием сигналов цифрового эфирного телевидения, управляющий микроконтроллер шасси по шине I²C передает команды управления на работу телевизора с DVB-T модулем. В этом случае цифровой DVB-T сигнал с шириной полосы $\Delta f = 8$ МГц после двух преобразований частоты в тюнере DTT7511 поступает на вход OFDM-демодулятора, реализованного на основе СБИС SQC 6100, где происходит демодуляция опций DVB-T сигнала с каскадным декодированием. Тем самым на выходе СБИС SQC 6100 обеспечивается вероятность сбоя на бит цифрового телевизионного потока, равная 10^{-11} , что эквивалентно 5 часам непрерывной безошибочной работы.

Остальные алгоритмы обработки цифрового телевизионного DVB-T сигнала, связанные с демультимплексированием и декодированием цифрового видео и аудио сигнала $a_{j,h,v,f,n,t}$ MPEG-2 выполнены с помощью специализированного процессора обработки сигналов TMS320AV711, который содержит в одной микросхеме все компоненты программно-аппаратной обработки сигналов цифрового телевидения («система в одном кристалле»):

- анализатор транспортного MPEG-2 потока со скоростью до 60 Мбит/с с возможностью его демультимплексирования, дескремблирования и декодирования;
- блок PAL/NTSC кодера с RGB-выходом и выходом композитного сигнала;
- блок высокоскоростных интерфейсов с возможностью прямого доступа к памяти;
- центральный процессорный блок с ОЗУ данных, ПЗУ, шинами управления и интерфейсами ввода/вывода.

Такой подход позволяет нам достаточно легко, во-первых, модернизировать первую версию гибридного телевизора (ввести модуль условного доступа с расширением функций управляющей программы); во-вторых, перейти к реализации гибридного телевизора частотой 100 Гц, а в перспективе — цифрового телевизора с плазменным или жидкокристаллическим экраном.

Михаил Басюк,
e-mail: rateos@rateos.ru



Рис. 1. Функциональная схема цифрово-аналогового (гибридного) телевизора