

научно-технический журнал

СХЕМОТЕХНИКА

№10
октябрь 2001



- Цифровая техника
- Источники питания
- Софт
- Основы схемотехники
- Электроника в быту

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ВАШЕГО УСПЕХА

Всегда на складе

в промышленных количествах широчайший ассортимент
компонентов заводов России и ближнего зарубежья

ICR

AMP

MITSUBISHI
ELECTRIC

MOTOROLA

Intersil

Infineon
technologies

EPCCS

BOURNS

MURATA

Honeywell

DATA VISION

Kingbright

CRYDOM

velleman

Продукция ведущих мировых
производителей:

- активные компоненты **INTERNATIONAL RECTIFIER, INFINEON (SIEMENS), MITSUBISHI, MOTOROLA, INTERSIL, ATMEL, MAXIM, ST-MICROELECTRONICS, PHILIPS, TOSHIBA, TEXAS INSTRUMENTS, ANALOG DEVICES**
- разъемы и соединители **AMP**
- пассивные компоненты **EPCCS, BOURNS, MURATA**: ферриты, трансформаторы, керамические фильтры, термисторы, варисторы, разрядники, конденсаторы, потенциометры, самовосстанавливающиеся предохранители
- широкий выбор датчиков **HONEYWELL**
- TVS, диоды, диодные мосты **DC Components**
- жидкокристаллические индикаторы **DATAVISION**
- оптоэлектронные приборы **KINGBRIGHT**

- электролитические конденсаторы **ARK**
- электромагнитные и твердотельные реле **ECE, CRYDOM, TTI**
- программаторы, эмуляторы, тестеры **LEAP**
- паяльное оборудование, радиомонтажный инструмент, газовые паяльники **HOTERY, SOLOMON**
- мультиметры, осциллографы **METEX, VELLEMAN, UNI-T**
- вентиляторы для охлаждения аппаратуры **JAMICON**
- плоский, коаксиальный, телефонный, акустический кабель **WORLDWIDE**
- акустические компоненты **SONITRON**
- корпуса для электронной аппаратуры
- радиоконструкторы **VELLEMAN**

Пассивные компоненты гарантированного качества производства Тайвань, Гонконг: реле, полипропиленовые, танталовые конденсаторы, индуктивности, резисторы, чип-компоненты, разъемы.

Поставляем со склада и на заказ продукцию фирмы

- 8, 16 и 32 разр. и CAN микроконтроллеры
- IGBT и полевые силовые транзисторы и модули, силовые ключи
- Оптоизолированные тиристорные переключатели
- Линейные регуляторы с малым падением напряжения
- Контроллеры коррекции фазы и фактора мощности
- Драйверы управления моторами
- Светодиоды, ИК излучатели и приемники, оптроны, твердотельные реле
- ЧИП комплекты, ИС и дискретные компоненты для проводной связи и беспроводных телекоммуникаций
- Датчики давления, температуры, доплеровского смещения, Холла, магниторезисторы



БЕСПЛАТНЫЙ КАТАЛОГ И CD С ТЕХНИЧЕСКОЙ ДОКУМЕНТАЦИЕЙ
ПО ПРОДУКЦИИ INFINEON ВЫСЫЛАЕТСЯ ПО ЗАЯВКАМ ПРЕДПРИЯТИЙ.

 **ПЛАТАН**

www.platan.ru

10 ЛЕТ
на рынке
электронных
компонентов

Головной офис:
121351, Москва,
ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел./факс: (095) 73-75-999
Почта: 121351, Москва, в/я 100
E-mail: platan@aha.ru

Офис в Санкт-Петербурге:
Кронверкский просп., 73
Тел./факс: (812) 232-83-06, 232-59-87
E-mail: platan@mail.wplus.net

Офис в Киеве:
Бульвар Лепсе, 8
Тел./факс: (044) 483-99-75
E-mail: chip@immsp.kiev.ua

РЕГИОНАЛЬНЫЕ ПРЕДСТАВИТЕЛИ
Новосибирск: факс: (3832) 16-33-66
Казань: тел./факс: (8432) 76-23-64
Самара: тел./факс: (8462) 35-26-09
Чебоксары: тел./факс: (8352) 62-17-61
Томск: тел./факс: (3822) 41-55-70
Уфа: тел./факс: (3472) 32-33-42

Все товары в розницу в магазинах

 **ЧИП И ДИП**

www.chip-dip.ru

Центральный магазин

• Москва, ул. Гиляровского, 39
Тел./факс: (095) 281-99-17, 971-18-27
Факс: (095) 971-31-45
Тел. для ком. контактов: (095) 281-33-68
E-mail: sales@chip-dip.ru
Почта: 129110, Москва, в/я 996

Филиалы

• Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел.: (095) 417-33-55
• С.-Петербург, Кронверкский просп., 73
Тел.: (812) 232-83-06, 232-59-87
E-mail: platan@mail.wplus.net
• Ярославль, пр. Ленина, 8а
Тел.: (0852) 30-15-68
E-mail: chip-dip@yarteleport.ru

Схемотехника

№ 10 (12) октябрь 2001

Главный редактор:

Дмитрий Хрусталев

Редакционная коллегия:

Павел Асташкевич

Александр Фрунзе

Виктор Иовчик

Алексей Сигаев

Юлия Асташкевич

Дизайн и верстка:

Рафаэль Макаев (обложка)

Ирина Чикина

Отдел распространения:

Марина Трофимова

Юрий Рубичев

Сергей Лукин

тел.: (902) 112-9838

e-mail: compitech@mtu-net.ru

Отдел рекламы:

Светлана Хабарова

Адрес редакции:

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

тел./факс: (095) 737-9279,

768-9456

e-mail: editor@dian.ru

www.dian.ru

Издатель и учредитель

ООО "ИД Скимен"

Отпечатано в ЗАО "Красногорская
типография"

143400 МО, г. Красногорск,

Коммунальный квартал, 2

тел: (095) 562-0433

Тираж 4000 экз.

Заказ № 3033

Журнал зарегистрирован в
Министерстве РФ по делам печати,
телерадиовещания и средств
массовых коммуникаций.
Пер. № 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

От редакции

2

Автоматика

Что такое "малая автоматизация"

или чем увлекаются сегодня западные радиолюбители

3

Анализ тепловых режимов работы

оптоэлектронных коммутаторов серии K294КП

6

Автоэлектроника

Автомобильный тахометр на K11003ПП1

8

Источники питания

Повышающе-понижающий импульсный стабилизатор напряжения

9

Однокаскадный корректор коэффициента мощности

12

Основы схемотехники

Полевой транзистор — линейный и нелинейный резистор

15

Операционные усилители:

архитектура и динамические характеристики

16

Микроконтроллеры? Это же просто!

19

Раз шажок, два шажок...

22

Связь и сетевые технологии

Устройство синхронизации астрономического телескопа

от приемника GPS

25

Схемотехника универсальных технологических контроллеров

28

Системы безопасности

Комплект микросхем для охранной сигнализации,

персонального радиовызова и телеуправления

30

Софт

Создание аналоговых PSPICE-моделей радиоэлементов

35

Примеры проектирования цифровых устройств

с использованием языков описания аппаратуры

40

Цифровая техника

Критерии выбора алгоритма получения

циклического избыточного кода

42

Интерфейсы с клавиатурой

44

Справочный листок

Микросхема фазового регулятора KP1182ПМ1

51

От редакции

С момента выхода пилотного номера "Схемотехники" мы начали получать письма от читателей журнала, содержащие ценные замечания, которые мы учитываем в своей работе. Нельзя сказать, что этот процесс носит постоянный характер, так как письма приходят не очень часто.

Одно из таких писем мы решили опубликовать и прокомментировать:

"Я очень рад, что страничка вашего журнала "Схемотехника" наконец-то заработала. Я покупаю ваш журнал с самого первого номера и могу с уверенностью сказать, что это издание мне нравится. Очень хочется надеяться, что этот журнал не только останется таким же информативным, но и будет развиваться в лучшую сторону. Особо хочется отметить рекламу в вашем журнале. В первый раз встречаю издание, в котором реклама, и без того надоедающая в жизни, не утомляет глаз. В общем, по моему мнению, журнал удался."

Но, как говорится, нет предела совершенству. На мой взгляд, качество некоторых графических материалов оставляет желать лучшего. Не плохо было бы, если бы вы увеличили объем журнала, расширив старые и открыв новые рубрики (но не за счет рекламы !!! :-). Можно подумать насчет цветной версии журнала. Огорчает качество бумаги. Намного приятнее читать текст на белой бумаге, чем на серой. За это можно было бы даже немного "приподнять" цену на журнал. Обложка первых номеров больше отражала суть журнала, чем в №8 и №9 за 2001 г. Кстати, мне не понравился раздел вашего сайта www.dian.ru "Программы и прошивки". Самый удачный, на мой взгляд, этот раздел на сайте журнала "Радио" www.radio.ru. Но это мое мнение.

У меня есть просьба. Возможно ли продолжить публикацию раздела "Аудиотехника"? Мы с ребятами собираем аудиокomплекс для нашего факультета. Ваши публикации нам очень помогли. На данный момент нас интересует схемотехника микшерных пультов, устройств обработки звука (вокодеры, эквалайзеры, и т. д.), а также профессиональных светодиодных установок (сканеров, стробов, и др.). Очень хочется подарить своим сокурсникам дискотечный сканер к новогодней дискотеке. Помогите, пожалуйста, если возможно. Мы будем очень рады. Очень хочется, чтобы Вы снова начали печатать "Справочные ли-

стки", так как это очень полезная вещь...

**Александр,
avamedia@comail.ru"**

Очень приятно, что у нас формируется аудитория постоянных читателей. Мы надеемся, что она будет неуклонно расти.

Что касается рекламных модулей, то ни для кого не секрет, что благодаря рекламным деньгам, мы имеем возможность улучшать качество журнала и увеличивать его объем, сохраняя доступную цену. Если говорить о дизайне обложки, то здесь сколько людей, столько и мнений. Мы продолжаем поиск варианта дизайна обложки, который бы и читателей, и нас полностью устраивал.

Все пожелания наших читателей относительно содержания номера обязательно учитываются. С этой целью мы некоторым нашим постоянным авторам определенного профиля предоставляем планы для написания статей по той тематике, которая вас наиболее интересует. И что касается справочного листа, то в скором времени он станет постоянно присутствовать на страницах нашего журнала.

Мы работаем и надеемся на вашу поддержку. Приглашаем к сотрудничеству авторов и распространителей, разработчиков и поставщиков.

А теперь несколько слов о проблемах. По мере развития "Схемотехники" постоянно растет и число наших авторов, и каждому мы стараемся ответить на возникающие вопросы, подсказываем, учим, когда необходимо, грамотной подготовке журнальных статей. Ведь чем выше качество статьи, тем меньше времени занимает у нас ее подготовка к печати, и остается больше времени для решения других задач. Недавно редакция получила письмо от главного редактора журнала "Радио", который высказал нам свое недовольство по поводу появления в №№ 6, 8 за этот год статей, опубликованных в "Радио" несколько лет назад (В. Епинин "Входной усилитель-формирователь частотомера" и Р. Паршин "Блок

питания аудиоплеера"). Это вызвало у нас недоумение: ведь мы оплачиваем работу автора, выполненную им самим, а не добросовестно переписанную у других. Двумя месяцами раньше такое же недоумение у нас вызвала позиция нашего автора А. Потенко. Его статья "LCF-метр" была опубликована в № 5/2001 "Схемотехники", а в № 6/2001 журнала "Радиохобби" она вновь появилась в том же виде. На письмо главного редактора, желавшего прояснить позицию автора, А. Потенко не ответил, и материалов мы от него больше не получали. Ну что ж, вольному — воля. В данном случае важен этический вопрос, который нужно себе задать: "Для кого я пишу?" Ответ ясен — для той массы увлеченных радиоэлектроникой людей, которые с нетерпением ждут выхода каждого нового номера журнала и читают его от корки до корки, пополняя свои знания. Так что негоже этих людей обманывать и вместо нового материала подсовывать им лежалый товар.

Мы приносим свои извинения журналу "Радио" и истинным авторам статей А. Межлумяну ("Входной усилитель-формирователь частотомера", "Радио", № 5, 1990) и С. Тужилину ("Блок питания аудиоплеера", "Радио", № 11, 1998).

Редакция

Программаторы "Стерх"

☒ **Универсальный программатор ST-011**

- программирование более 500 типов EPROM, E²PROM, FLASH, Serial EPROM, MPU/MCU, PAL, PLD производства Россия, Altera, AMD, Intel, Microchip, National, Philips, Siemens, SST, SGS-Thomson, TI, Winbond, Zilog и др.
- одна универсальная DIP- или DIP42 ZIF-панель
- определение прошивки и установка микросхем
- идентификация программ и тайм-ауты
- быстрое считывание данных с микросхем
- встроенный источник питания
- RS-232-C скорость обмена до 115 Кбайт
- программирование с помощью русифицированного интерфейса и меню на русском языке
- простота использования, версия через Internet
- дополнительная информация 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

Что такое “малая автоматизация” или чем увлекаются сегодня западные радиолюбители

Каждый из читателей, наверняка, знает, кто такой радиолюбитель. И все же мы попытаемся еще раз обрисовать этот образ. Радиолюбитель — творческий, увлеченный человек, отдающий все свои знания, опыт, все свое свободное время на благо развития радиозлектроники (в широком смысле слова). Радиолюбители появились в начале прошлого столетия и увлекались самыми передовыми достижениями и идеями. Началось развитие радиовещания, и радиолюбители занялись приемо-передающими устройствами, появились полупроводниковые приборы, и радиолюбители начали их осваивать, появились микропроцессоры и персональные компьютеры, и радиолюбители стали разрабатывать домашние микроЭВМ. Практически нет области электроники и вычислительной техники, в которой бы они не попробовали свои силы. Вот и сейчас, в период всеобщей автоматизации, радиолюбители всего мира пытаются идти в ногу со временем и занимаются этой же проблемой. Причем, независимо от уровня образования любого из них, средний уровень разработок все время растет и приближается к профессиональному. В этой статье мы расскажем читателю, чем увлекаются сегодня радиолюбители различных стран.

Вобщем, пытаться классифицировать сферы увлечения радиолюбителей — довольно неблагодарное дело. Это все равно, что классифицировать все области радиозлектроники и вычислительной техники, так как нет практически ни одной области, где бы “не ступала нога радиолюбителя”. И все же мы попытаемся. При этом мы, конечно же, не претендуем на полноту приводимой классификации, но попытаемся выделить наиболее интересные и самостоятельные направления, причем будем пользоваться информацией о разработках западных радиолюбителей.

Итак, все радиолюбительские изделия по признаку связи с другими изделиями (приборами) можно подразделять на автономные и локальные сети.

Направления развития автономных изделий

Существует целый ряд сформировавшихся тематических направлений, которые можно уже считать традиционными и для западных, и для отечественных радиолюбителей. В рамках этих направлений, как правило, создаются автономные конструкции. Правда, в связи с развитием новых сетевых направлений, многие из этих конструкций модифицируются с учетом новых требований. К традиционным направлениям радиолюбительского творчества можно отнести:

- конструкции радиоприемной и радиопередающей аппаратуры (приемники, передатчики, телеграфные ключи и т. п.), приемные и передающие антенны, устройства их фиксации и ориентации, аппаратуру радиоуправления, спутниковые приемники, радиомикрофоны, радиомодемы, радиотелефоны и т. д.;
- усилители низкой частоты, акустические системы, цветомузыкальные

системы и вспомогательную аппаратуру: многополосные регуляторы тембра, уровня, микроконтроллерные системы управления, дистанционное управление, системы индикации, и т. п.;

- магнитофоны и диктофоны, в том числе и цифровые (с записью речи в современные микросхемы Flash-памяти);
- видеомагнитофоны и различные устройства для синтеза и совмещения изображений;
- телевизионную технику, телевизионные камеры, телевизионные системы наблюдения;
- лабораторную и измерительную технику для домашней лаборатории (блоки питания, комбинированные измерительные приборы, традиционные электронно-лучевые осциллографы и осциллографы-приставки для персональных компьютеров, генераторы сигналов различной формы и т. д.);
- регуляторы мощности различного назначения (терморегуляторы, регуляторы оборотов двигателей, регуляторы интенсивности освещения и т. п.);
- таймеры и часы различного назначения, реле времени;
- различные устройства для автомобилей;
- различные конструкции для автоматизации домашнего хозяйства (устройства для автоматизации полива, поддержания микроклимата в теплицах и т. д.);
- всевозможные системы охранной сигнализации, а также разного рода дверные звонки, кодовые замки, автоматические системы допуска в помещение;
- электронные игрушки;

- телефонные аппараты различного назначения, в том числе с автоматическим определением номера, с автоответом, со встроенными диктофонами и т. п.;
- персональные и игровые компьютеры и периферийные устройства для них;
- микроконтроллерные системы различного назначения.

Ссылки на традиционные радиолюбительские направления не приводятся, поскольку такие конструкции можно найти практически в любом из радиолюбительских журналов, например в “Радио” [1], “Радиолюбитель” и многих других.

Кроме перечисленных традиционных, существуют также тематические направления, не осваиваемые в силу ряда причин отечественными радиолюбителями. К ним можно отнести:

- создание различного рода роботов для домашнего хозяйства, роботов-игрушек, автоматических “интеллектуальных” средств передвижения (робот-паук, “марсоход” и т. д.);
- создание сложных электронных игрушек и игр с заказными микросхемами;
- различные приборы медицинского назначения (диагностические и лечебные).

Развитие этих направлений в среде отечественных радиолюбителей сдерживается значительными затратами на изготовление изделий и законодательными нормами.

Направления развития домашней автоматизации

Современное радиолюбительское творчество стремится не отставать от современности. В последнее время многие западные радиолюбители увлекаются идеей создания полностью автоматизированного дома. Эта идея получила несколько довольно распространенных названий: Home automation (домашняя автоматизация), Smart house (умный дом), Small automation (малая автоматизация). Основная идея заключается в том, чтобы все электрические приборы в доме объединить с помощью какой-либо локальной сети, и осуществлять автоматическое управление домашним хозяйством. Имеется достаточно большое количество вариантов реализации этого проекта.

Все эти варианты по степени сложности и, соответственно, по возможностям можно разделить на три большие группы:

- 1) управление домашними электрическими приборами с помощью протокола X-10;
- 2) управление с помощью персонального компьютера и командно-информационной сети на базе протоколов RS-232C, RS-485, SPI и других;
- 3) управление с помощью специализированного мощного микроконтроллера и командно-информационной сети.

Локальные сети на основе протокола X-10

Первая из групп использует протокол передачи сигналов и метод модуляции X-10. Передача команд и данных осуществляется по линиям силовой сети (220 В) в моменты времени, привязанные к переходу напряжения через ноль (задержка от момента перехода через ноль не более 200 мкс). Передача осуществляется импульсами длительностью 1 мс с заполнением частотой 120 кГц. Наличие частотной посылки в определенный момент соответствует передаче логической единицы, отсутствие частотной посылки — Нулю. Протокол X-10 характеризуется очень низкой помехозащищенностью и секретностью, значительным уровнем помех для старой радио- и телевизионной техники, что делает его практически неприменимым в условиях многоквартирных домов. Кроме того, он имеет ограниченный набор команд и функций и очень низкое быстродействие, поскольку для повышения помехозащищенности некоторые биты команды передаются дважды (второй бит передается с инверсией). Длительность стандартизированной команды с учетом паузы между командами составляет 14 периодов сетевого напряжения или 280 мс. Подробное описание протокола X-10 на русском языке можно найти в [2]. Несмотря на эти недостатки, протокол достаточно широко используется для автоматизации отдельных коттеджей, дач и домов с применением специальных сетевых фильтров для повышения помехозащищенности и секретности. С использованием этого протокола уже создан и имеется в широкой продаже достаточно большой набор устройств. К активным устройствам относятся всевозможные пульты с проводным и инфракрасным (через специальный приемник) соединением с сетью, таймеры, а также голосовые анализаторы команд (воспринимающие речевые команды). Все активные устройства могут передавать команды в силовую сеть. К силовой сети через специальные переходные розетки подсоединяются различные бытовые устройства, например, лампы освещения, электрочайники, кухонные комбайны, отопительные системы, аудио- и видеотехника, системы сигнализации, системы открывания дверей, ворот гаражей, системы охранной сигнализации и т. п. Кроме того, к сети через специальные адаптеры могут подключаться различные датчики и измерители (температуры, влажности, давления, вибрации и т. д.). В составе системы имеются информационные панели, которые могут выводить показания этих датчиков. Некоторые, наиболее развитые системы имеют встроенные модемы для получения команд и передачи информации по различным сетям. Более подробно с возможностями системы автоматизации на основе протокола X-10 можно познакомиться на зарубежных [3-7] и отечественных сайтах [8, 9]. Ориентировочная стоимость минимального ба-

зового комплекта, включающего, как правило, один из вариантов пульта управления и 2-3 розетки X-10 для подключения ламп освещения, достаточно велика и составляет 200-250 долл.

Структурная схема системы домашней автоматизации на основе протокола X-10 приведена на рис. 1 [10].

Она включает следующие узлы:

- X-10 пульт, содержащий клавиатуру и жидкокристаллический индикатор, а также встроенный модем для получения команд по телефонной сети и интерфейс к силовой сети в соответствии с протоколом TW7223;
- PM1 — регулятор мощности (LW10, AW10) для регулировки яркости ламп накаливания общего освещения дома;
- ИКП1, ИКП2 — модули управления (AM12, AD10, LD10) кондиционера-

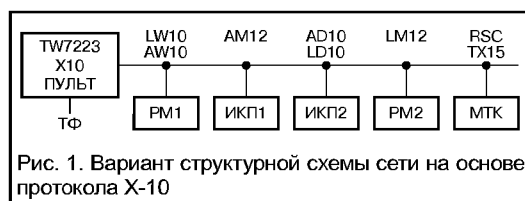


Рис. 1. Вариант структурной схемы сети на основе протокола X-10

ми, радиоприемниками, телевизорами, усилителями, воздухоочистителями и другой бытовой техникой, оснащенной инфракрасными пультами управления. Собственно, модули воспринимают команды управления по силовой сети и вырабатывают команды инфракрасного управления для бытовой техники;

- PM2 — регулятор мощности для настольной лампы (LM12). Кроме получения команд по силовой сети он имеет встроенные органы управления для задания яркости свечения;
- MTK — модуль температурного контроля (RCS TX15), предназначенный для измерения температуры и управления терморегуляторами.

Командно-информационные сети с персональным компьютером

Вторая группа систем домашней автоматизации строится на основе персонального компьютера и командно-информационных сетей, использующих различные протоколы: RS-485, RS-232C, SPI и т. д. Под командно-информационными сетями (далее CILAN) понимаются локальные сети, состоящие только из одного ПК, выполняющего роль и генератора заданий, и определенного количества микроконтроллеров — периферийных станций, которые эти задания выполняют. В этих сетях ПК также может получать данные от периферийных станций, обрабатывать их, систематизировать, сохранять и визуализировать. Основные принципы построения CILAN, алгоритмы взаимодействия станций и ПК, принципиальные

схемы интерфейсов (диспетчеров сети) подробно описаны в [11, 12] и ряде других журналов [13-15].

Общая структурная схема построения CILAN приведена на рис. 2.

На нем показаны: ПК — персональный компьютер; ДПК — диспетчер персонального компьютера — узел, согласующий интерфейс ПК (как правило, свободный RS-232C) с протоколом (интерфейсом) локальной сети; C1...CN — станции сети (исполнительные микроконтроллеры); X1...XN — разъемы подключения к сетевой среде (магистральной), то есть кабелю, связывающему станции. Каждая из станций в данном случае имеет собственный узел согласования с интерфейсом сетевой среды. В узле ДПК и станциях могут находиться сетевые усилители или узлы оптической изоляции. К персональному компьютеру могут подключаться телефонная сеть (ТФ) для получения команд по Интернет или из другой сети, микрофоны (МК) для получения речевых команд и инфракрасные пульты (ИК).

Отметим некоторые особенности построения CILAN на ос-

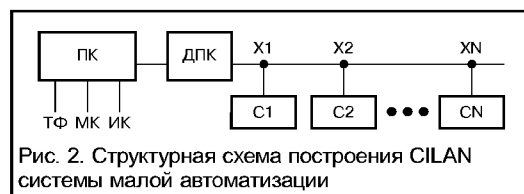


Рис. 2. Структурная схема построения CILAN системы малой автоматизации

нове различных протоколов (интерфейсов). При использовании протоколов RS-232C и SPI строятся, как правило, так называемые малые CILAN с небольшой общей длиной магистрали (до 20 м) и малым количеством станций (обычно не более 16). Это связано с особенностями интерфейсов. При использовании протокола RS-485 строятся так называемые средние CILAN, характеризующиеся общей длиной магистрали до 1 км и количеством станций до 128.

К достоинствам систем малой (домашней) автоматизации следует, безусловно, отнести большое быстродействие, надежность и помехозащищенность (особенно для RS-485), а также высокую секретность (невозможность поддачи сигналов управления или получения данных без подключения к сети, например из соседней квартиры, как это возможно при построении X-10 сетей). Наличие в сети ПК открывает перед такими системами уникальные возможности, например, управление сетью (и, соответственно, всем домом) через Интернет или из другой сети, а также с помощью программно-аппаратного автоответчика, воспринимающего речевые или кодовые (частотные) команды с любого телефона. Очевидно, что управлять своим домом, оснащенным системой малой автоматизации, можно из любой точки мира (при наличии доступа в Интернет или просто телефона).

Недостатками систем малой автоматизации, построенных с помощью CILAN, следует считать необходимость прокладки в доме сетевой среды (магистрали). Обычно магистраль состоит из небольшого числа тонких проводов (до 6), и должна подходить ко всем станциям, расположенным по всему дому. К другим недостаткам следует отнести более сложные установку, настройку, обслуживание, большой объем оборудования, необходимость в системе питания станций (автономной или централизованной), а также, безусловно, более высокую стоимость.

Еще одним недостатком, присущим системам домашней автоматизации, построенных на базе CILAN и ПК, является необходимость постоянной работы ПК. Этот недостаток стал причиной появления третьей группы систем малой автоматизации.

Командно-информационные сети с главным контроллером

В принципе, идея устранения недостатка предыдущей группы лежит на поверхности. Действительно, если заменить ДПК на достаточно мощный контроллер, то такой контроллер, называемый главным (ГК), может самостоятельно осуществлять управление системой малой автоматизации. Структурная схема CILAN с ГК показана на рис. 3.

Главный контроллер может иметь в своем составе клавиатуру КЛ для набора

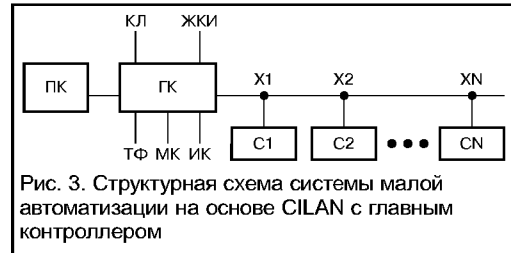


Рис. 3. Структурная схема системы малой автоматизации на основе CILAN с главным контроллером

ра заданий, жидкокристаллический индикатор ЖКИ для визуализации заданий и получаемых из сети данных, интерфейс RS-232C для подключения к ПК, модем для связи с телефонной линией и достаточно развитое программное обеспечение. Кроме того, он может получать команды управления от инфракрасного пульта ИК и микрофона МК, воспринимающего речевые команды.

Системы малой автоматизации на основе сетей с главным контроллером также выпускаются многими фирмами [16, 17].

В заключение хотелось бы сказать несколько слов о терминологии. Многообразие используемых терминов (Home Automation, Smart House, Comfort Home и другие) носят более рекламный характер. На самом деле все приведенные сетевые системы автоматизации правильнее называть системами малой автоматизации, поскольку это более соответствует классификации локальных сетей по количеству станций и области применения. Ведь описанные сети с ус-

пехом применяются не только для автоматизации домашнего хозяйства, но и для создания различных технологических сетей в малых производственных фирмах и научных центрах.

Олег Николаичук,
onic@ch.moldpac.md

Литература

1. <http://www.pagu.ru>
2. <http://www.geocities.com/SiliconValley/Lab/6311/it/x10sp.zip>
3. http://www.artcomp.com/index_html.htm
4. <http://www.homeautomationtimes.com/index.html>
5. <http://www.hometech.com/home/index.html>
6. <http://macworld.zdnet.com/2001/03/14/reviews/xtension.html>
7. <http://www.x10.com/homepage.htm>
8. <http://www.x10.ru>
9. <http://www.smarthome.ru/auto-n.htm>
10. http://www.comfort.org.uk/X10_Scheme.pdf
11. Николаичук О. Командно-информационные сети — что это такое? / Схемотехника, №6, 2001, стр.26—30.
12. Николаичук О. Командно-информационные сети — что это такое? / Схемотехника, №7, 2001, стр.37—41.
13. Nicolaiciuc O. A PC and Local Microcontroller Network Interface // Instruments And Experimental Technique, Consultants Bureau, New York, Vol.43, №3, 2000, — p.318-320.
14. Nicolaiciuc O., Gutuleac E., Cheibas V. A Small Local Computer Network for Automation of Manufacture and Scientific Researches // Computer Sciences Journal of Moldova, 1999, vol.7, №2 (20), p.228-236.
15. Nicolaiciuc O., Gutuleac E., Cheibas V. The LAN "MISNET" // The International Symposium On System Theory "SINTES-10", Xth Edition, 25-26 May, 2000, Craiova, ROMANIA, p.17-20.
16. <http://www.jkmicro.com/>
17. <http://zorinco.com/>

Анализ тепловых режимов работы оптоэлектронных коммутаторов серии K294КП

Микросхемы серии K294КП — новый класс оптоэлектронных коммутаторов. Они предназначены для управления с помощью цифровых интегральных схем различными устройствами автоматики, например, такими как электродвигатели малой мощности и сигнальные лампы, электромагнитные клапаны и пускатели [1]. Тщательный расчет теплового режима работы оптоэлектронных коммутаторов позволяет использовать их в широком диапазоне коммутируемых токов.

Конструктивно оптоэлектронный коммутатор серии K294КП представляет собой гибридную интегральную схему (рис. 1), в которой на диэлектрической подложке размещены полупроводниковые кристаллы светодиода и фотоприемника, оптически связанные между собой локально сформированными прозрачными перемычками, а также другие пленочные и дискретные компоненты, электрически связанные между собой и с внешними выводами [2]. Функциональная схема и принцип работы такого прибора достаточно подробно описаны в [3].

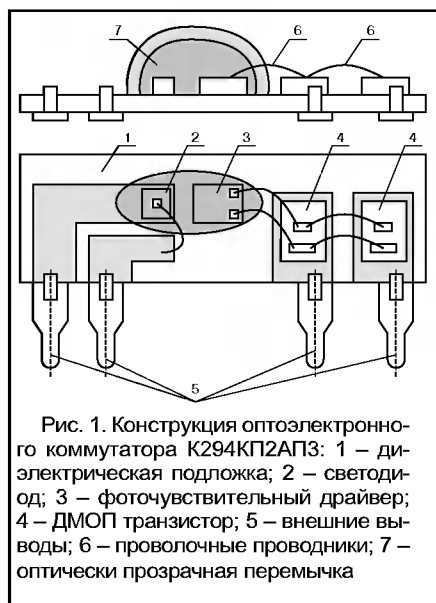


Рис. 1. Конструкция оптоэлектронного коммутатора K294КП2АПЗ: 1 — диэлектрическая подложка; 2 — светодиод; 3 — фоточувствительный драйвер; 4 — ДМОП транзистор; 5 — внешние выводы; 6 — проволочные проводники; 7 — оптически прозрачная перемычка

Процесс передачи тепла от тепловыделяющих элементов в окружающую среду поясняет тепловая модель, представленная на рис. 2. Тепловая мощность P , выделяемая светодиодом, фоточувствительным драйвером и ДМОП транзисторами рассматривается как «генератор теплового тока», который создает разность температур на различных тепловых сопротивлениях в системе. Мощность, выделяемая на светодиоде, составляет всего несколько десятков милливатт, а на фоточув-

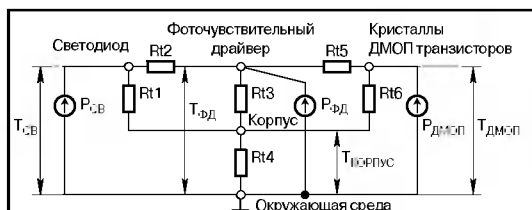


Рис. 2. Тепловая модель оптоэлектронного коммутатора K294КП2АПЗ, K294КП2ВПЗ: $R_{t1} = 385^\circ\text{C}/\text{Вт}$; $R_{t2} = 421^\circ\text{C}/\text{Вт}$; $R_{t3} = 121^\circ\text{C}/\text{Вт}$; $R_{t4} = 32^\circ\text{C}/\text{Вт}$; $R_{t5} = 175^\circ\text{C}/\text{Вт}$; $R_{t6} = 44^\circ\text{C}/\text{Вт}$.

ствительном драйвере, работающем в режиме микротока, — менее 10 мВт. Кристаллы ДМОП транзисторов в зависимости от проходящего через них тока могут выделять до 1,4 Вт тепловой мощности. Таким образом, более 99% мощности, отдаваемой оптоэлектронным коммутатором в окружающую среду, выделяется на кристаллах ДМОП транзисторов. Поэтому с высокой степенью точности можно использовать значение эквивалентного теплового сопротивления, которое приводится в справочных данных как $R_{\text{т.кр.-ср.}}$ — тепловое сопротивление кристалл-окружающая среда [4]. Полученная таким образом простая тепловая модель оптоэлектронного коммутатора (рис. 3), дает хорошие результаты при проведении инженерных тепловых расчетов.

Известно, что высокая надежность микросхем гарантируется лишь при строгом соблюдении оптимального теплового режима их работы, при котором температура p-n перехода полупроводниковых компонентов прибора не превышает максимально допустимую $T_{\text{п.мах}} = 125^\circ\text{C}$. Поэтому в зависимости от температуры окружающей среды $T_{\text{окр. ср.}}$ и эффективности теплоотвода, характеризующейся тепловым сопротивлением $R_{\text{т.кр.-ср.}}$, величина рассеиваемой кристаллом допустимой мощности $P_{\text{рас. доп.}}$ при протекании коммутируемого тока должна быть не более:

$$P_{\text{рас. доп.}} = \frac{T_{\text{п.мах}} - T_{\text{окр. ср.}}}{R_{\text{т.кр.-ср.}}} \quad (1)$$

Выражение (1) используется при расчете области безопасной работы оптоэлектронного коммутатора при температуре окружающей среды выше 25°C . Традиционные сферы применения этих приборов, как правило, не дают воз-



Рис. 3. Упрощенная тепловая модель оптоэлектронного коммутатора

можности использовать эффект охлаждения кристалла при низких температурах окружающей среды, так как разработчик вынужден ориентироваться на наихудший тепловой режим. Поэтому

при $T_{\text{окр. ср.}}$ менее 25°C область безопасной работы ограничивается прямой линией, соответствующей максимальной допустимой рассеиваемой мощности, значение которой приводится в справочных данных (рис. 4). Такой подход исключает неоправданное завышение технологических запасов по электрическим параметрам и элементам конструкции прибора.

На рис. 4 представлена область безопасной работы для четырех оптоэлектронных коммутаторов из серии K294КП, их основные электрические характеристики достаточно подробно описаны в [3], а таблица основных параметров представлена в [4].

Определившись с помощью выражения (1) или рис. 4 с допустимой постоянной мощностью, которую способен рассеять оптоэлектронный коммутатор при заданной температуре окружающей среды, можно рассчитать допустимый постоянный выходной ток, используя следующее соотношение:

$$I_{\text{ком.}} = \sqrt{\frac{P_{\text{рас. доп.}}}{R_{\text{ss}}}} \quad (2)$$

где R_{ss} — выходное сопротивление оптоэлектронного коммутатора в режиме рассеяния максимально допустимой постоянной мощности, при которой тем-

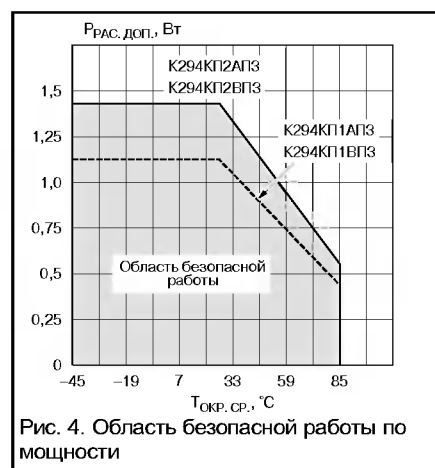


Рис. 4. Область безопасной работы по мощности

пература p-n перехода полупроводниковых компонентов прибора равна максимально допустимой, то есть, 125°C .

Значение R_{ss} при $T_{\text{окр. ср.}} = 25^\circ\text{C}$ легко рассчитать, используя приводимые в справочных данных значения максимальной постоянной рассеиваемой мощности и максимального постоянного тока коммутации:

$$R_{\text{ss}} = \frac{P_{\text{рас. макс.}}}{I_{\text{ком.}}^2} \quad (3)$$

R_{ss} следует отличать от выходного сопротивления во включенном состоянии $R_{вых}$, измеряемого в режиме малого или импульсного сигнала. Такой режим измерения не приводит к перегреву кристалла, что весьма удобно при сравнении оптоэлектронных коммутаторов различных производителей, но может ввести в заблуждение при расчете допустимых электрических нагрузок. Действительно, при отсутствии разогрева компонентов за счет протекания тока, все р-п переходы оптоэлектронного коммутатора находятся при одной и той же температуре, равной температуре окружающей среды. В случае саморазогрева протекающим током температура внутри корпуса распределяется крайне неравномерно из-за различий в режиме работы компонентов оптоэлектронного коммутатора, каждый из которых вносит свой вклад в величину выходного сопротивления. R_{ss} позволяет учесть не только температурную зависимость выходного сопротивления ДМОП транзистора, но и довольно сильные температурные зависимости мощности излучения светодиода и выходного напряжения фоточувствительного драйвера [5].

Зная температурные зависимости электрических параметров компонентов оптоэлектронного коммутатора, по представленным на рис. 2 и 3 тепловым моделям можно рассчитать нагрузочные характеристики прибора. Однако на практике удобнее воспользоваться графиком, описывающим область безопасной работы по постоянному току (рис. 5).

В случае коммутации переменного или импульсного тока область безопасной работы оптоэлектронных коммутаторов серии K294КП может быть расширена за счет того, что элементы конструкции рассматриваемых приборов обладают определенной теплоемкостью, и их температура изменяется не мгновенно, а по закону, описываемому следующим дифференциальным уравнением:

$$dT_{кр.}(t) = \frac{dt}{C} \cdot (Q_H - Q_0), \quad (4)$$

где $T_{кр.}(t)$ — значение температуры кристалла в момент времени t ; C — теплоемкость конструкции микросхемы; Q_H — количество теплоты выделяемой под действием протекающего тока, вы-

зывающего нагрев внутренних компонентов прибора, главным образом, кристаллов ДМОП транзистора; Q_0 — количество отводимой теплоты в окружающую среду.

Таким образом, после включения микросхемы возникают два конкурирующих тепловых процесса, которые количественно можно описать с помощью следующих выражений:

$$Q_H = \int_0^t I^2 \cdot R(T_{кр.}) \cdot dt, \quad (5)$$

$$Q_0 = \int_0^t \frac{T_{кр.}(t) - T_{окр.ср.}}{R_{т.кр.-ср.}} dt, \quad (6)$$

где $R(T_{кр.})$ — выходное сопротивление, зависящее от температуры кристалла; I — выходной коммутируемый ток.

Анализ тепловых характеристик оптоэлектронных коммутаторов серии K294КП в различных динамических режимах работы с помощью формул (4-6) позволяет сделать следующие практические выводы. Во-первых, при коммутации переменного тока частотой более 1 Гц или повторяющихся импульсов тока скважностью $Q < 5$ температура кристалла за период импульса меняется незначительно. В этом случае, для определения области безопасной работы по току можно использовать формулу (2) или графики, приведенные на рис. 5, которые будут справедливы для действующего значения коммутируемого тока, рассчитанного по следующей формуле:

$$I = \sqrt{\frac{1}{t_i} \int_0^{t_i} I^2(t) dt}, \quad (7)$$

где t_i — длительность импульса. Во вто-

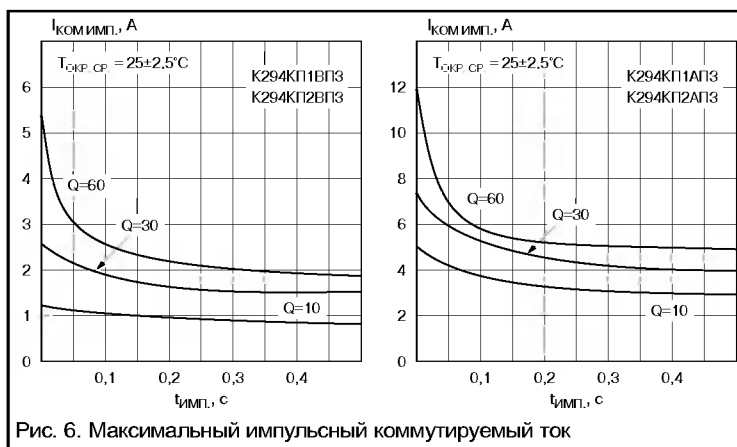


Рис. 6. Максимальный импульсный коммутируемый ток

рых, при коммутации повторяющихся импульсов тока со скважностью Q более 5 их амплитудное значение может существенно превышать норму для максимального постоянного тока. На рис. 6 представлена зависимость допустимого тока повторяющихся импульсов от их длительности $t_{имп}$ и скважности Q . Причем в случае прямоугольных импульсов имеется ввиду амплитуда, а для импульсов иной формы — действующее значение тока за время импульса, рассчитываемое по формуле (7).

Следует отметить, что максимальное амплитудное значение коммутируемого тока, которое для K294КП1АПЗ, K294КП2АПЗ составляет 12 А, а для K294КП1ВПЗ, K294КП2ВПЗ — 5,3 А, определяется ограничениями, связанными не столько с теплоемкостью и тепловым сопротивлением микросхемы, сколько с предельными возможностями выходного ДМОП транзистора коммутировать токи большой амплитуды без вхождения в линейный режим работы, характеризующийся резким ростом выходного сопротивления прибора.

Анализ работы оптоэлектронного коммутатора с индуктивной нагрузкой, а также рекомендуемые схемы подключения оптоэлектронных коммутаторов к цифровым интегральным схемам, будут рассмотрены в ближайшем номере журнала.

Дмитрий Барановский,
Роман Ветохин,
Евгений Корнеев,
syntec@orel.ru

Литература:

1. Д. Барановский. Оптоэлектронные коммутаторы серии K294КП. — Схемотехника №3, 2001.
2. Заявка №2000133021 на полезную модель "Оптоэлектронная гибридная интегральная схема".
3. Д. Барановский, Р. Ветохин, Е. Корнеев. Основные электрические характеристики оптоэлектронных коммутаторов серии K294КП. — Схемотехника, №5, 2001.
4. Д. Барановский, Р. Ветохин, Е. Корнеев. Таблица основных параметров оптоэлектронных коммутаторов K294КП1АПЗ, K294КП1ВПЗ, K294КП2АПЗ и K294КП2ВПЗ. — Схемотехника №7, 2001, стр. 41.
5. Д. Барановский, Е. Корнеев, Р. Ветохин. Фотовольтаический оптрон K294ПП1АП. — Схемотехника №1, 2001.

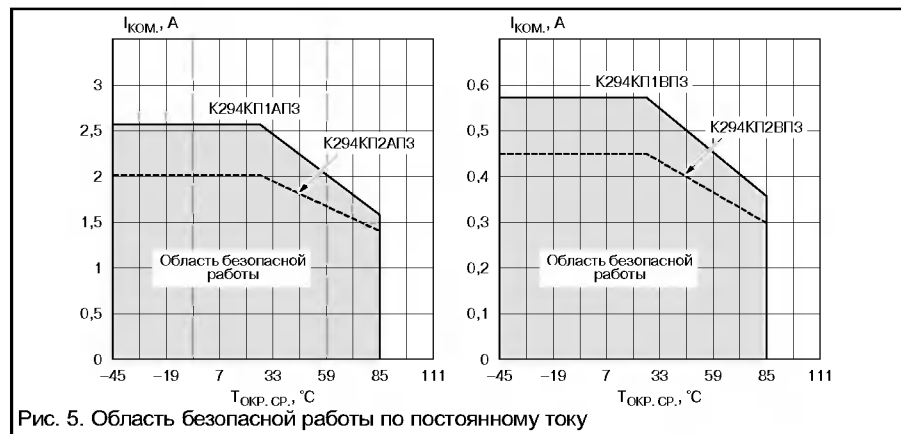


Рис. 5. Область безопасной работы по постоянному току

Автомобильный тахометр на К1003ПП1

Большинство современных автомобилей укомплектовано тахометрами, облегчающими правильный выбор передачи, что продлевает ресурс двигателя. Если на вашем автомобиле такого устройства нет, то его можно изготовить по предлагаемому описанию.

Схема тахометра приведена на рис. 1. Его основной особенностью является использование микросхемы К1003ПП1, предназначенной для управления линейной шкалой из 12 светодиодов. В стандартном варианте исполнения, описанном в [1], микросхема обеспечивает формирование столбика из светящихся светодиодов, длина которого пропорциональна входному напряжению.

Сигнал, частота которого пропорциональна частоте вращения коленчатого вала двигателя, снимается с контактов прерывателя или с усилителя-формирователя датчика Холла и через делитель напряжения R1R2 подается на вход триггера Шмитта DD1.1. Назначение триггера и конденсатора C3 — подавить импульсы дребезга на выходе прерывателя, высоковольтные выбросы на обмотке катушки зажигания и привести сигнал к стандартным уровням КМОП логики с нормальной крутизной фронтов.

Выходной сигнал триггера Шмитта запускает ждущий мультивibrator на микросхеме DD2. В основном положении переключателя SA1 «6000» длительность импульсов, формируемых ждущим мультивibratorом, составляет 2,5 мс. При скорости вращения 6000 об/мин частота импульсов для четырехцилиндрового двигателя составляет 200 Гц, период следования — 5 мс, скважность — 2. Интегрирующая цепочка R12C6 усредняет эти импульсы, и среднее напряжение на конденсаторе C6 составляет около 3 В. Это напряжение и подается на выв. 17

(U_{ВХ}) микросхемы DD2. При напряжении 3 В, поданном на выв. 3 (U_В) этой микросхемы и определяющем масштаб индикации, включены все 12 светодиодов HL1...HL12, формируя светящийся столбик.

При меньших оборотах двигателя скважность импульсов на выходе DD1 увеличивается, среднее напряжение на конденсаторе C6 уменьшается пропорционально оборотам, и высота столбика становится меньше. При остановленном двигателе ни один светодиод не светится. «Цена деления» светодиодной шкалы — 500 об/мин.

Светодиоды целесообразно установить разного цвета свечения. Например, если оптимальной работе двигателя соответствуют 2000...4000 об/мин, светодиоды HL1...HL3 можно использовать желтые или оранжевые («перейти на более низкую передачу»), HL4...HL8 — зеленые («норма»), HL9...HL12 — красные («перейти на более высокую передачу»).

Для регулировки оборотов холостого хода переключатель следует установить в положение «1200». В этом случае длительность формируемых импульсов увеличится в 5 раз и составит 12,5 мс, а «цена деления» шкалы — 100 об/мин.

Микросхемы DD1 и DD2 тахометра питаются через интегральный стабилизатор напряжения DA1. Конденсаторы C1 и C2 обеспечивают устойчивость стабилизатора.

Ток через светодиоды, подключенные к микросхеме DA2 определяется напряжением на ее выв. 2. В дневное время,

когда лампы подсветки панели приборов выключены, на входе элемента DD1.2 присутствует лог. 0, на выходе — напряжение 6 В, на выв. 2 DA2 — около 0,85 В, что задает ток в 25 мА через каждый светодиод. Вечером, при включении подсветки напряжение на выв. 2 уменьшается до 0,4 В, что уменьшает ток через светодиоды до 8 мА и, соответственно, их яркость свечения.

Чертеж печатной платы тахометра приведен на рис. 2. В конструкции использованы постоянные резисторы МЛТ, подстроечные СПЗ-19а. Конденсатор C5 типа К73-17 на напряжение 250 В, C6 — К50-16, остальные — КМ-5 и КМ-6. Микросхема DA1 — любой стабилизатор напряжения на 6 В, например, КР1157ЕН6 с любым буквенным индексом, КР142ЕН5Б(Г), КР1180ЕН6, 78L06, 7806 [2]. Микросхему К561ТЛ1 можно заменить на КР1561ТЛ1, CD4093, CD4093В, а К1003ПП1 — на UAA180 или A277.

Светодиоды оранжевого свечения — АЛ307ММ (желтые обычно светятся слабее других), зеленые с повышенной яркостью — АЛ307НМ6, красные — АЛ307БМ. Выводы светодиодов согнуты под углом 90°, а их оси направлены параллельно печатной плате. Размер светодиодов уменьшен до 5 мм при помощи напильника.

Переключатель SA1 — любой малогабаритный тумблер, его следует установить в непосредственной близости к печатной плате.

Неиспользуемые входы микросхем DD1 и DD2 подключены или к общему проводу или к цепи +6 В.

Наладка тахометра довольно проста. Вначале переключатель SA1 устанавливают в положение «6000», на вход тахометра для имитации подключения к прерывателю подают импульсы положительной полярности амплитудой 12 В с частотой 200 Гц и скважностью, близкой к 2. Подстроечным резистором R9 добиваются свечения всего светодиодного столбика. При необходимости подбирают сопротивление резистора R8. Затем ту же операцию повторяют для положения SA1 «1200» при частоте входных импульсов 40 Гц.

Далее проверяют, уменьшается ли при подаче напряжения 12 В на левый вывод резистора R3 яркость свечения светодиодов. При желании ее можно установить подбором резисторов R5-R7.

Светодиоды можно расположить по дуге окружности. При этом может оказаться эффективнее свечение одного светодиода из цепочки. Для обеспечения такого режима включения светодиодов их аноды следует отключить от выводов микросхемы DA2 и подключить к выводу питания (выв. 18).

Сергей Христофоров,
editor@dian.ru

Литература

1. И. В. Новаченко, В. М. Петухов, И. П. Блудов, А. В. Юровский. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры. Справочник. — М.: Радио и связь, 1989.
2. Интегральные микросхемы. Микросхемы для линейных источников питания и их применение. — ДОДЭКА, 1996.

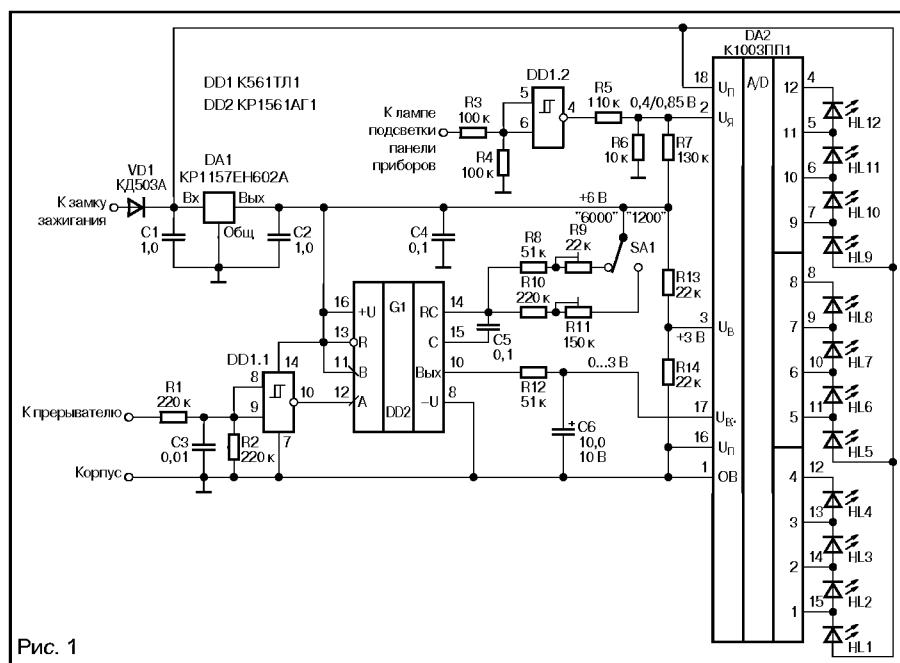


Рис. 1

Повышающе–понижающий импульсный стабилизатор напряжения

Теория построения и схемотехника импульсных стабилизаторов напряжения достаточно хорошо изучена и описана. Однако на практике встречаются сложные случаи, когда, например, выходное напряжение должно находиться внутри диапазона входных напряжений. Другими словами, при входном напряжении ниже выходного стабилизатор должен повышать напряжение и наоборот, при входном напряжении выше входного — понижать. Описанию такого стабилизатора посвящена настоящая статья.

Основные типы импульсных стабилизаторов

Теории построения основных типов импульсных стабилизаторов посвящено достаточно много работ [1–3]. В них, как правило, описываются три основных типа импульсных стабилизаторов, схематичное изображение которых приведено на рис. 1 (верхний ряд — схемы с общим минусом, нижний ряд — с общим плюсом). Напомним, что регулирование выходного напряжения в импульсных стабилизаторах осуществляется скважностью переключения регулирующего элемента (биполярного или полевого транзистора), работающего в ключевом режиме (на рис. 1 он изображен схематически и обозначен буквой "К"). Модулированное входное напряжение поступает на индуктивно-емкостной (LC) накопитель энергии. Для обеспечения требуемых путей заряда-разряда в нем используются диоды (VD).

На рис. 1, а схематично показаны импульсные стабилизаторы напряжения понижающего типа (в зарубежной литературе их принято называть BUCK или STEP-DOWN), то есть такие стабилизаторы, у которых выходное напряжение меньше входного. Выходное напряжение в них определяется отношением длительности включения ключевого элемента τ к периоду следования импульсов T :

$$U_{out} = U_{inp} \cdot \tau/T,$$

где τ — длительность импульса включения ключевого элемента; T — период следования импульсов; U_{inp} — вход-

ное напряжение; U_{out} — выходное напряжение.

Принцип работы такого стабилизатора заключается в том, что когда регулирующей (ключевой) элемент К открыт, через него, индуктивность L и нагрузку течет ток. При этом ток (благодаря свойствам индуктивности) нарастает линейно и достигает своего так называемого пикового значения. При этом также заряжается конденсатор C . Диод VD в это время закрыт. При закрывании ключевого элемента К, открывается диод VD и линейно уменьшающийся ток течет через нагрузку, конденсатор C , индуктивность L и диод VD . Очевидно, что индуктивность L должна иметь достаточную величину (иными словами — запасать достаточно энергии) для обеспечения тока нагрузки на время выключения регулирующего элемента (время паузы t).

На рис. 1, б схематично показаны импульсные стабилизаторы напряжения повышающего типа (BOOST или STEP-UP), то есть такие стабилизаторы, у которых выходное напряжение больше входного. Выходное напряжение в таких стабилизаторах определяется отношением периода следования импульсов T к длительности выключения ключевого элемента (паузы) t :

$$U_{out} = U_{inp} \cdot T/t,$$

где t — длительность выключения ключевого элемента; T — период следования импульсов; U_{inp} — входное напряжение; U_{out} — выходное напряжение.

Принцип работы такого стабилизатора состоит в том, что когда регулирующей элемент К открыт, через него и индуктивность L

течет ток. В это время диод VD закрыт, и нагрузка питается от заряженного конденсатора C , заряжая последний.

На рис. 1, в изображены импульсные стабилизаторы напряжения инвертирующего типа (BUCK-BOOST или STEP-UP-or-DOWN). У таких импульсных стабилизаторов выходное напряжение может быть меньше или больше входного, но имеет противоположный знак. Выходное напряжение в таких стабилизаторах определяется отношением длительности включения ключевого элемента τ к длительности его выключения t :

$$U_{out} = U_{inp} \cdot \tau/t,$$

где τ — длительность импульса включения ключевого элемента; t — длительность выключения ключевого элемента; U_{inp} — входное напряжение; U_{out} — выходное напряжение.

Принцип работы такого стабилизатора аналогичен предыдущему.

Соотношения, необходимые для расчетов параметров и сопоставления импульсных стабилизаторов приведены в [1, 3]. Из всех трех приведенных типов импульсных стабилизаторов лучшими энергетическими и массогабаритными характеристиками обладают понижающие стабилизаторы (рис. 1, а), наиболее часто применяющиеся на практике. Применение других типов импульсных стабилизаторов отмечается значительно реже из-за значительно более высоких требований к параметрам индуктивности L и конденсатора C .

Однако иногда приходится решать задачи, когда входное напряжение может быть и выше, и ниже выходного. Обычно при незначительных мощностях в нагрузке применяются различные преобразователи с использованием импульсных трансформаторов, имеющих, как минимум, две обмотки. При высоких мощностях трансформаторы должны обеспечивать передачу токов до нескольких десятков ампер на высокой частоте. Изготовление таких трансформаторов вызывает ряд трудностей, одна из которых — необходимость вести намотку жгутом проводов. Например, при импульсных токах порядка 30 А и плотности тока около 3 А/мм² необходимо вести намотку жгутом из 50 проводов диаметром 0,35 мм. При этом даже одна обмотка с достаточной индуктивностью с трудом сходится в самый большой ферритовый сердечник, например, Ш20х28 2000НМ1, не говоря уже о двух и более обмотках, необходимых для создания преобразователя. Поэтому, в таких случаях обычно используются составные импульсные стабилизаторы.

Очевидно, что для построения составного импульсного стабилизатора с выходным напряжением, лежащим в середине диапазона входных напряжений, можно использовать последовательное включение двух стабилизаторов понижающего и повышающего типа (рис. 1, а, б) в различных комбинациях,

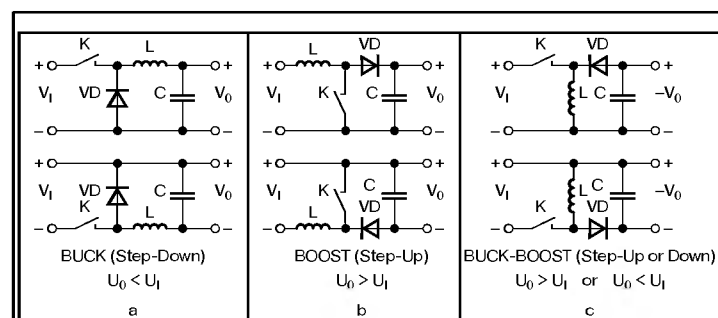


Рис. 1. Основные типы импульсных стабилизаторов

где t — длительность выключения ключевого элемента; T — период следования импульсов; U_{inp} — входное напряжение; U_{out} — выходное напряжение.

либо два последовательно включенных инвертирующих импульсных стабилизатора (рис. 1, с). При этом первый из стабилизаторов должен создавать свое выходное напряжение за пределами диапазона входных напряжений, а второй — формировать требуемое выходное напряжение.

Составные импульсные стабилизаторы, естественно, имеют определенные достоинства и недостатки. Несомненным и, пожалуй, единственным их достоинством является снижение уровня пульсаций на выходе. К недостаткам относятся сложность и громоздкость устройства (в первую очередь из-за необходимости использования двух дросселей) и низкий КПД. Кроме того, не следует забывать, что при последовательном соединении импульсных стабилизаторов необходимо принимать меры по исключению сквозных токов через два включенных ключевых элемента, то есть, необходимо определенным образом синхронизировать работу двух стабилизаторов.

Следует также отметить, что при создании составных стабилизаторов с общим плюсом возникают дополнительные проблемы, связанные с тем, что большинство микросхем управления предназначены для работы в схемах с общим минусом.

Анализ вышесказанного, а также рассмотрение схем для работы с общим плюсом натолкнуло автора на идею создания комбинированного импульсного стабилизатора, у которого выходное напряжение находится внутри диапазона входных напряжений.

Анализ вариантов создания комбинированного импульсного стабилизатора

С целью попытки реализации комбинированного импульсного стабилизатора, соединим последовательно схемы понижающего и повышающего стабилизаторов с общим плюсом, как показано на рис. 2, а.

При внимательном рассмотрении этой схемы можно обнаружить, что две индуктивности $L1$ и $L2$ фактически включены последовательно. Одну из них можно убрать. Конденсатор $C1$ также может быть удален. При этих изменениях исходная схема преобразуется

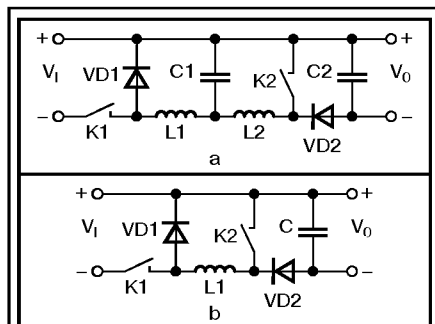


Рис. 2. Этапы формирования структуры комбинированного импульсного стабилизатора

в схему, изображенную на рис. 2, б. При этом, если предположить, что на этой схеме регулирующий элемент $K2$ постоянно выключен, схема представляет собой типичный понижающий импульсный стабилизатор, у которого имеется лишний диод $VD2$, не мешающий ее работе. Если же предположить, что регулирующий элемент $K1$ постоянно включен, то мы имеем типовую схему повышающего импульсного стабилизатора, у которого имеется лишний диод $VD1$, который также работе не мешает. Таким образом, если разработать схему управления, которая бы анализировала входное напряжение и включала либо режим понижения, либо повышения напряжения, мы получим экономичный в смысле аппаратных затрат и габаритов комбинированный импульсный стабилизатор. Структурная схема такого комбинированного стабилизатора показана на рис. 3.

Узел анализа входного напряжения 1 сравнивает опорное напряжение, выра-

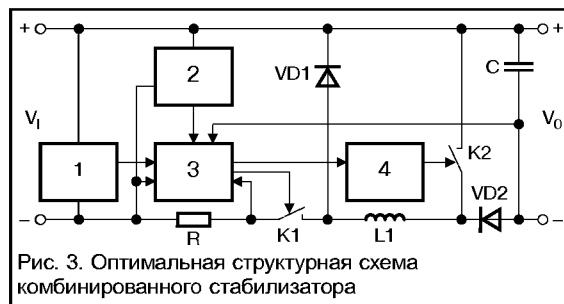


Рис. 3. Оптимальная структурная схема комбинированного стабилизатора

батываемое контроллером 3, с входным напряжением. Если входное напряжение ниже выходного, то импульсный стабилизатор должен работать в режиме повышения напряжения. При этом узел анализа 1 должен таким образом воздействовать на контроллер, чтобы регулирующий элемент $K1$ был полностью открыт, а регулирующий элемент $K2$ работал в составе повышающего стабилизатора. Если же входное напряжение выше выходного, узел анализа должен выключить из работы регулирующий элемент $K2$ и осуществлять регулирование в режиме понижающего импульсного стабилизатора с помощью регулирующего элемента $K1$.

Линейный маломощный стабилизатор или преобразователь напряжения 2 необходим для питания микросхем контроллера 3 и узла анализа 1.

ШИМ контроллер получает напряжение с выхода стабилизатора и с токоизмерительного резистора R . Контроллер непосредственно управляет регулирующим элементом $K1$ и должен управлять регулирующим элементом $K2$ через узел гальванической развязки 4.

К сожалению, реализация узла гальванической развязки, который бы удов-

летворял всем предъявляемым требованиям, связана с рядом технических проблем. Дело в том, что комбинированный импульсный стабилизатор должен работать на частотах 50...70 кГц, то есть при длительностях импульсов от 1 до 20 мкс. Оптоны на таких частотах не работают, поскольку время их включения/выключения составляет примерно 5...7 мкс. Использование трансформаторной связи также не в полной мере соответствует предъявляемым требованиям. При малых числах витков (и соответственно, индуктивности) трансформатор не поддерживает необходимую амплитуду импульсов напряжения во всем диапазоне длительностей. Это приводит к тому, что регулирующий элемент $K2$ (полевой транзистор с изолированным затвором) осуществляет регулирование не только за счет изменения длительности импульса (полезная ШИМ), но и за счет изменения амплитуды импульсов напряжения на затворе регулирующего элемента $K2$ (паразитная АМ). При этом увеличение числа витков и, соответственно, индуктивности приводит к затягиванию фронтов и искажению формы импульсов.

В связи с этим, приведенную на рис. 3 структуру комбинированного импульсного стабилизатора приходится модифицировать.

На окончательной структурной схеме (рис. 4) показаны следующие узлы:

- 1 — узел анализа входного напряжения;
- 2 — первый линейный маломощный стабилизатор;
- 3 — первый контроллер ШИМ, работающий в режиме понижающего импульсного стабилизатора;
- 4 — второй линейный маломощный стабилизатор;
- 5 — второй контроллер ШИМ, работающий в режиме повышающего импульсного стабилизатора.

Введение в схему двух линейных маломощных стабилизаторов связано с тем, что общие точки первого и второго контроллеров ШИМ разделены регулирующим элементом $K1$ и дросселем $L1$. Следовательно, разница напряжений на общих точках постоянно изменяется. Кроме того, использование двух контроллеров ШИМ, работающих в разные периоды времени, требует

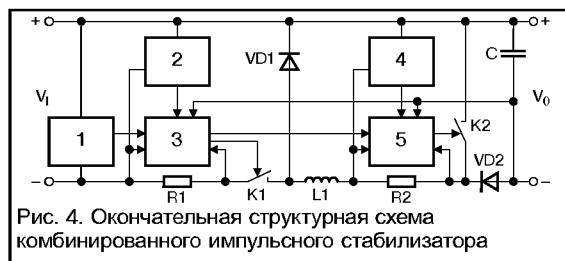


Рис. 4. Окончательная структурная схема комбинированного импульсного стабилизатора

наличия двух токоизмерительных резисторов R1 и R2, необходимых для работы защиты при токовых перегрузках. Связь между двумя контроллерами ШИМ осуществляется с помощью оптрона.

Принципиальная схема комбинированного импульсного стабилизатора

Принципиальная схема комбинированного импульсного стабилизатора представлена на рис. 5. Узел анализа входного напряжения реализован на втором компараторе микросхемы D2 (LM393). Входное напряжение поступает на резистивный делитель R34, R35. Напряжение на среднем выводе резистора R35 (СП5-22) должно быть примерно равно опорному напряжению первого контроллера ШИМ, реализованного на микросхеме D1 (TL494, KM1114EY4) при входном напряжении, равном выходному. При такой настройке в случае, если входное напряжение будет ниже заданного выходного напряжения, напряжение на выходе второго компаратора будет близким к нулю, что приведет к включению светодиодов VD8 и оптрона D4 (4N35). Светодиод VD8 индицирует режим повышающего импульсного стабилизатора. Стабилитрон VD9 необходим для исключения раннего срабатывания оптрона при равенстве входных напряжений компаратора. Если же входное напряжение стабилизатора будет выше, чем заданное выходное напряжение, напряжение на выходе второго компаратора будет

близким к напряжению питания первого контроллера ШИМ.

Контроллеры ШИМ выполнены на микросхемах D1, D3 (TL494, KM1114EY4). Описание микросхемы и работы контроллеров приведено в предыдущем номере журнала [4]. На транзисторах VT2 и VT5 (КТ827АМ) выполнены маломощные линейные стабилизаторы напряжения для их питания. На транзисторах VT1 и VT4 (КТ851А) выполнены цепи обратной связи. В отличие от схемы, описанной в [4], в контроллер введены цепи плавного запуска R7 и C3 для первого контроллера и R23, C7 для второго контроллера. Кроме того, введены цепи защиты по току, состоящие из делителей опорного напряжения R8, R9 для D1 и R24, R25 для D3 и токоизмерительных проволочных резисторов R15 и R33, соответственно. Токоизмерительные резисторы выполнены из двух проводов манганина диаметром 1,0 и длиной примерно 22 мм. Они имеют сопротивление около 0,01 Ом. Необходимо обратить внимание на то, что все силовые соединения в таких стабилизаторах следует выполнять толстыми проводами. В описываемой конструкции все силовые цепи выполнены в два провода МГШВ-2,5 (для токов около 25 А). Как видно из рис. 5, коллекторы обоих внутренних транзисторов микросхем D1, D3 соединены с питанием, а эмиттеры — объединены и нагружены на резисторы R14 и R30.

Выходные импульсы амплитудой около 14 В первого контроллера D1 с резистора R14 поступают на резистивный делитель R37, R38, на котором происходит

деление напряжения примерно на 2,5. Кроме того, нижний потенциал делителя приподнят примерно на 0,6 В за счет введения цепочки VD7, R36. Средняя точка делителя R37, R38 соединена с неинвертирующим входом первого компаратора D2. Инвертирующий вход этого компаратора соединен с резистивным делителем R39-R41, вход которого подключен к выходу второго компаратора, а напряжение на выходе этого делителя устанавливается примерно в середине размаха импульсов на неинвертирующем входом первого компаратора. Такое включение обеспечивает коммутацию выходных импульсов первого контроллера.

Если входное напряжение схемы меньше заданного выходного, на выходе первого компаратора присутствует нулевое напряжение, на инвертирующем входе первого компаратора также присутствует нулевое напряжение. На неинвертирующий вход первого компаратора поступают выходные импульсы первого контроллера, приподнятые примерно на 0,6 В. При этом, на выходе первого компаратора будет напряжение, близкое к напряжению питания (около 14 В).

Если входное напряжение схемы больше заданного выходного, на выходе первого компаратора присутствует напряжение питания. На инвертирующем входе первого компаратора напряжение примерно равно середине размаха импульсов напряжения на неинвертирующем входе. При этом, на выходе первого компаратора будут присутствовать неинвертированные выход-

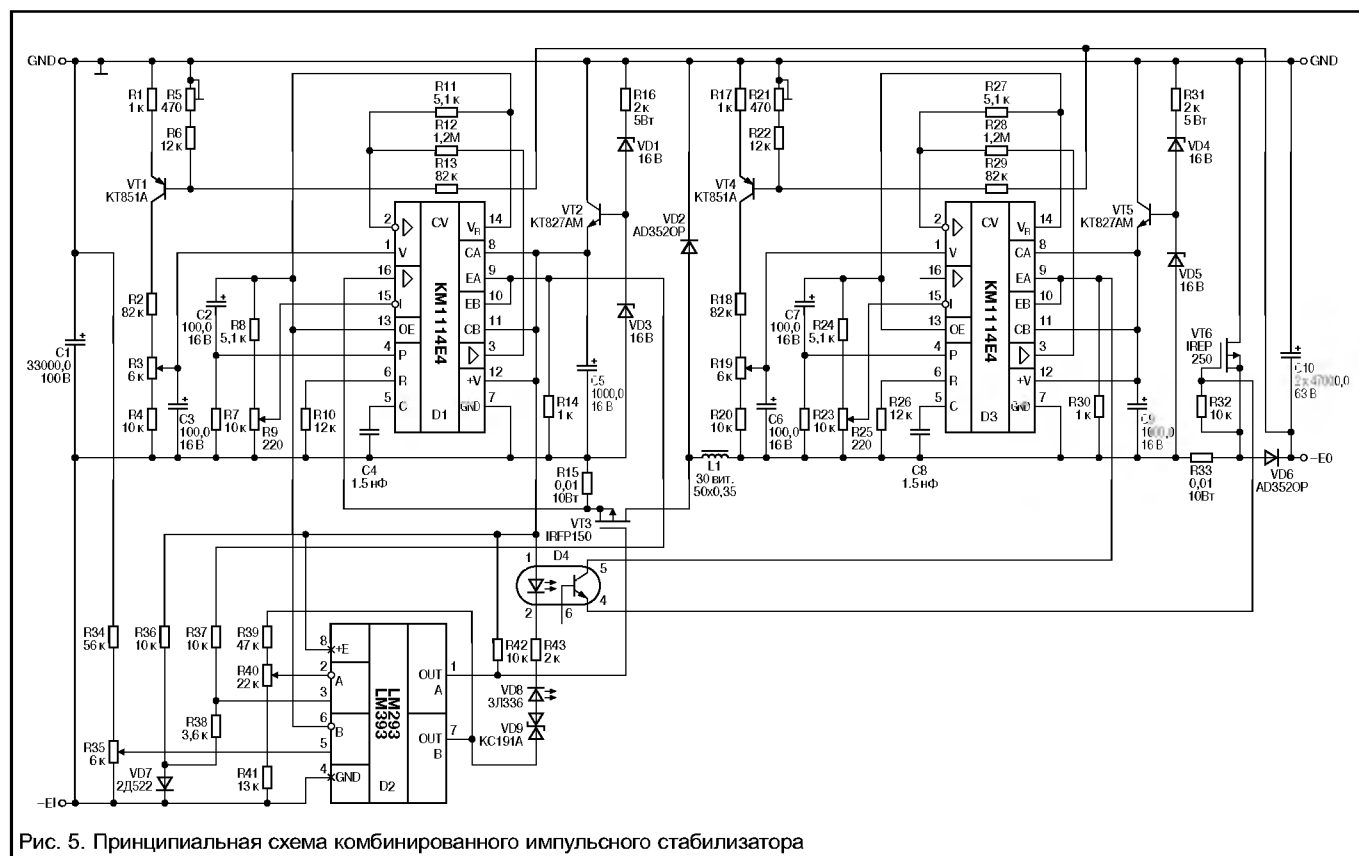


Рис. 5. Принципиальная схема комбинированного импульсного стабилизатора

ные импульсы контроллера D1 с амплитудой напряжения питания.

Таким образом, на выходе первого компаратора формируется управляющее напряжение для первого регулирующего элемента — полевого транзистора VT3 IRFP150 (150 В, 40 А). Когда входное напряжение схемы меньше заданного выходного, напряжение на затворе примерно равно 14 В, транзистор полностью открыт, комбинированный импульсный стабилизатор работает в режиме повышения напряжения. В противном случае (входное напряжение схемы больше заданного выходного), транзистор, а также и весь комбинированный импульсный стабилизатор работает в режиме понижения напряжения.

Транзистор оптрона D4 включен в качестве ключа второго регулирующего элемента VT6 IRFP250 (250 В, 33 А). Когда входное напряжение схемы меньше заданного выходного, напряжение на выходе второго компаратора близко к нулю, светодиод оптрона включен,

транзистор оптрона открыт, и выходные импульсы второго контроллера ШИМ с выводов 9, 10 микросхемы D3 поступают на затвор второго регулирующего элемента VT6, комбинированный импульсный стабилизатор работает в режиме повышения напряжения. В противном случае, оптрон закрыт, так как напряжение на выходе второго компаратора близко к напряжению питания, второй регулирующий элемент — транзистор VT6 закрыт через резистор R32, и весь комбинированный импульсный стабилизатор работает в режиме понижения напряжения.

В схеме комбинированного стабилизатора применены импульсные высокоточные GaAs диоды VD2, VD6 типа AD3520P (200 В, 30 А, 12 нс) производства АО "Информинструмент" (г. Кишинев), которые при некотором снижении КПД могут быть заменены на диоды КД2999.

Описанная схема обеспечивает стабилизацию выходного напряжения 62 В при токе до 25 А и пульсациях на выхо-

де не более 50 мВ (нормальный рабочий ток — 20 А). Диапазон изменения входного напряжения — от -50 до -90 В. КПД стабилизатора не хуже 70%. Транзисторы VT3 и VT6 должны быть установлены на радиаторах с внешним обдувом.

Олег Николайчук,
onic@ch.moldpac.md

Литература

1. Источники электропитания РЭА./ под ред. Г.С.Найфельта. — М., Радио и связь, 1986.
2. И. Гуцина. Стабилизаторы. <http://www.add.ru/r/konkyrs/st1.htm>
3. Импульсные стабилизаторы напряжения. <http://denborisov.agava.ru/shema/isn.htm>
4. О. Николайчук. Мощный импульсный стабилизатор напряжения понижающего типа с общим плюсом. — Схемотехника, № 9/2001.

Однокаскадный корректор коэффициента мощности

В статье предлагается описание однокаскадного корректора коэффициента мощности (ККМ), обладающего многочисленными достоинствами. К ним относятся возможность переключения при нулевом напряжении для всех ключей, меньшие потери мощности во входном выпрямителе, возможность работы при высокой частоте переключения, использование минимального числа компонентов, простая компенсация цепи обратной связи, возможность компенсации реактивного тока фильтра электромагнитных помех, обеспечение ограничения и возврата без потерь энергии индуктивности рассеяния трансформатора, низкий коэффициент гармоник потребляемого тока (КГПТ). Экспериментальный образец, разработанный и исследованный в группе компаний "Континент", показал высокий КПД, низкий КГПТ и хорошее регулирование по нагрузке.

Использование однокаскадного преобразователя напряжения в качестве ККМ позволяет снизить количество компонентов, уменьшить стоимость и габариты конечного устройства. Поэтому вполне естественно, что множество предложенных топологий однокаскадных ККМ используют в своей основе одну из известных схем преобразователей: прямоходовую, обратнотходовую, схему Чука, SEPIC, ZETA [1]. Однако многие из этих вариантов топологий имеют недостатки, связанные с жестким режимом переключения ключей, прерывистый выходной ток и чрезмерную сложность.

В данной статье описан плавающий полумостовой повышающий (ППП) одно-

каскадный преобразователь, функционирующий в транс-критическом режиме (ТК) работы. В ППП преобразователе, работающем в ТК-режиме, ток индуктивности может быть двунаправленным, его направление изменяется в каждый период частоты коммутации и каждый период сетевой частоты.

Интересна топология преобразователя постоянного напряжения в переменное, представленная на рис. 1 [2]. Одним из важных ее преимуществ является уменьшенная, по сравнению с традиционной схемой повышающего преобразователя, мощность потерь во входном выпрямителе за счет исключения из него двух диодов. Данная топология была принята за основу при про-



Рис. 1. Топология преобразователя с двумя ключами



Рис. 2. ППП преобразователь (применение в качестве ККМ)

ектировании преобразователя для ККМ.

Схема преобразователя для использования в качестве ККМ (рис. 2) не содержит выходного выпрямителя и обеспечивает "мягкое" переключение всех силовых ключей без увеличения сложности. Дополнительная разница между традиционной схемой повышающего преобразователя и предложенной состоит в замене выходного выпрямительного диода управляемым ключом Q2. При положительной полуволне сетевого напряжения Q1 работает как основной ключ, а Q2 — как выпрямитель и вспомогательный ограничивающий ключ.

При отрицательной полуволне сетевого напряжения функции Q1 и Q2 меняются местами: Q2 работает как основной ключ, а Q1 — как выпрямитель

и вспомогательный ограничивающий ключ. В результате этого ток подмагничивания индуктивности L изменяет свое направление при различных полупериодах сетевого напряжения. Емкость C_0 является энергозапасающей для сетевого напряжения.

Все это обеспечивает работу схемы в ТК-режиме при сохранении малых потерь мощности во входном выпрямителе. Временные диаграммы основных сигналов для положительной полуволны сетевого напряжения приведены на рис. 3.

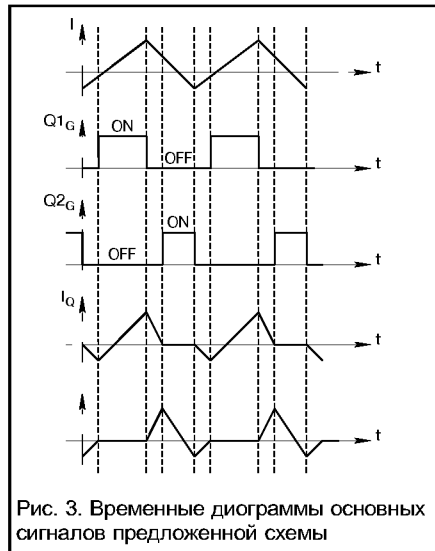


Рис. 3. Временные диаграммы основных сигналов предложенной схемы

Ключи $Q1$ и $Q2$ управляются в противофазе. Относительная длительность включенного состояния для них составляет “D” и “1-D” для положительной полуволны сетевого напряжения, “1-D” и “D” — для отрицательной полуволны. При таком алгоритме управления часть низкочастотного процесса входного выпрямления перекладывается на топологию преобразователя.

Для формирования входного тока в фазе с входным напряжением изменения напряжения должны приводить к соответствующим изменениям значения “D”.

После выключения одного из ключей и перед включением другого введена небольшая временная задержка. Она необходима для того, чтобы разрядить паразитные емкости обоих ключей и обеспечить время обратного восстановления внутреннего диода транзистора. Паразитные емкости и заряд обратного восстановления внутреннего диода разряжаются обратным током индуктивности в момент выключения комплементарного транзистора.

Таким образом, индуктивность L работает с двуполярным подмагничиванием на различных полуволнах сетевого напряжения, и выходное напряжение “плавает” относительно земляного потенциала сети, а не переключается ступенчато, как в традиционном повышающем преобразователе с входным

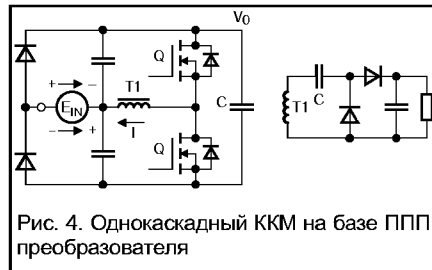


Рис. 4. Однокаскадный ККМ на базе ППП преобразователя

мостовым выпрямителем. Именно поэтому данная топология называется плавающим полумостовым повышающим (ППП) преобразователем.

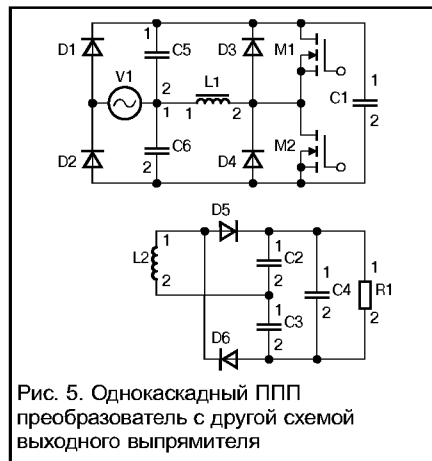


Рис. 5. Однокаскадный ППП преобразователь с другой схемой выходного выпрямителя

Итак, в схеме имеют место переключение при нулевом напряжении и малые потери мощности во входном выпрямителе. Анализ временных диаграмм (рис. 3) показывает отсутствие проблем, связанных с процессом обратного восстановления диода.

На рис. 4 приведена схема однокаскадного ККМ, содержащая трансформатор и выходной выпрямитель с ФНЧ. Другой вариант схемы выходного каскада преобразователя представлен на рис. 5. Такая схема может применяться и в DC/DC преобразователях. В этом случае величина C_0 может быть достаточно малой.

Двойная задача регулирования выходного напряжения и формирования входного тока решается за счет исполь-

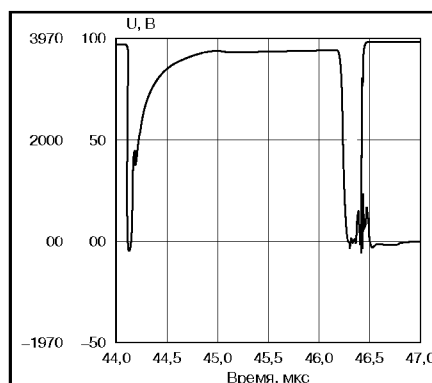


Рис. 6. Временная диаграмма переключения при нуле напряжения для M2

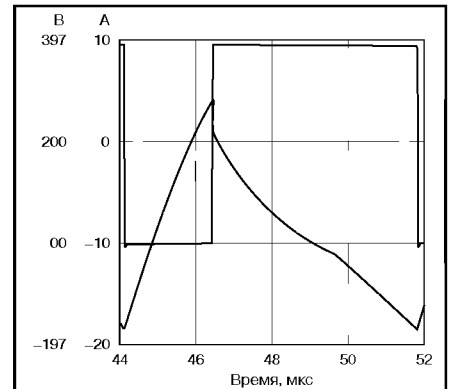


Рис. 7. Ток первичной обмотки $I(L1)$

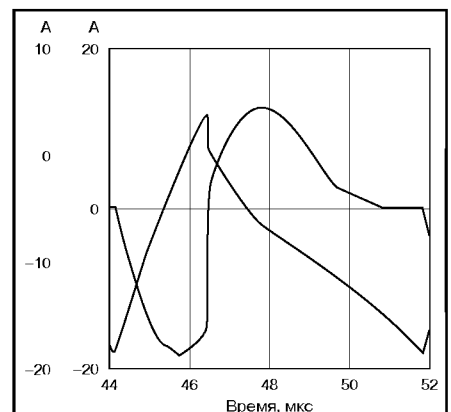


Рис. 8. Токи первичной $I(L1)$ и вторичной $I(L2)$ обмоток

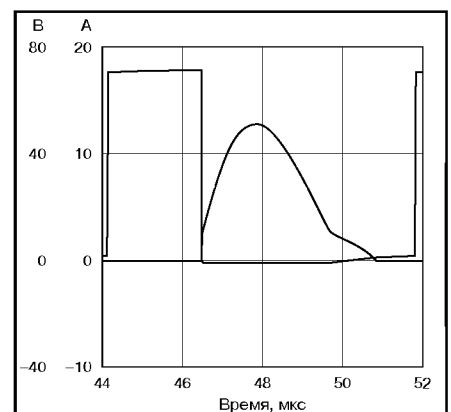


Рис. 9. Напряжение и ток выходного диода $D5$

зования ШИМ. Однако в данной топологии могут использоваться и другие методы регулирования.

Проанализируем основные результаты моделирования схемы, приведенной на рис. 5. Они представлены на рис. 6–9 для пикового сетевого напряжения 120 В, выходного напряжения 80 В и выходной мощности около 400 Вт.

Рассмотрим коммутационные процессы в исследуемой схеме. Для полярности сетевого напряжения схемы, представленной на рис. 5, $M1$ является основным ключом, а $M2$ — вспомогательным. На интервале коммутации “D”, когда $M1$ включен, происходят одновременно два процесса. Энергия накапливается в индуктивности намагни-

чивания (обмотка W1) и в то же самое время передается через вторичную обмотку и диод D5 в конденсаторы C2 и C4 на вторичной стороне. Входной ток преобразователя на интервале "D" является суммой тока намагничивания L1 и трансформированного тока диода D5. Конденсаторы C2 и C3 имеют достаточно малую емкость для частоты коммутации. Таким образом, ток, протекающий через конденсаторы, имеет квази-резонансную форму (рис. 8, 9).

Непосредственно после выключения M1 и перед включением M2 происходит перезаряд паразитных емкостей M1 и M2, а также выходного выпрямителя током намагничивания. По окончании этой относительно небольшой задержки происходит включение M2 и начинается интервал "1-D" периода коммутации.

В течение интервала "1-D", когда M2 включен, энергия накапливается в индуктивности намагничивания (W1) и передается через вторичную обмотку и диод D6 в конденсаторы C3 и C4 на вторичной стороне. Входной ток преобразователя на интервале "1-D" является разностью тока намагничивания L1 и трансформированного тока диода D6. Конденсаторы C3 и C4 имеют достаточно малую емкость для частоты коммутации. Таким образом, ток, протекающий через эти емкости, также имеет квази-синусоидальную форму (рис. 8).

При смене полярности сетевого напряжения функции ключей M1 и M2

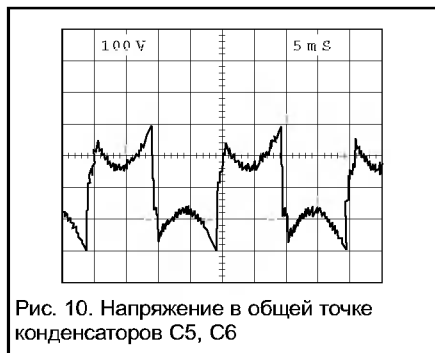


Рис. 10. Напряжение в общей точке конденсаторов C5, C6

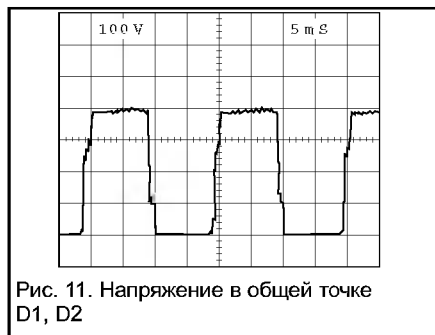


Рис. 11. Напряжение в общей точке D1, D2

также изменяются. M2 становится основным, а M1 — вспомогательным ключом, и описанные выше процессы повторяются.

Осциллограммы напряжений в средней точке C5, C6 и в общей точке D1, D2 представлены на рис. 10, 11. Напря-

жение на ключах M1, M2 ограничено на уровне, определяемом напряжением на конденсаторе C1. Конденсатор C1 обеспечивает функцию накопления энергии на частоте питающей сети. Конденсаторы C5 и C6 играют значительную роль для обеспечения двунаправленного тока первичной обмотки для обеих полярностей сетевого напряжения (на частоте коммутации преобразователя).

На основе рассмотренных топологий входной и выходной части был разработан макет однокаскадного ККМ со следующими параметрами:

- входное напряжение — 85...265 В;
- выходное напряжение — 50 В;

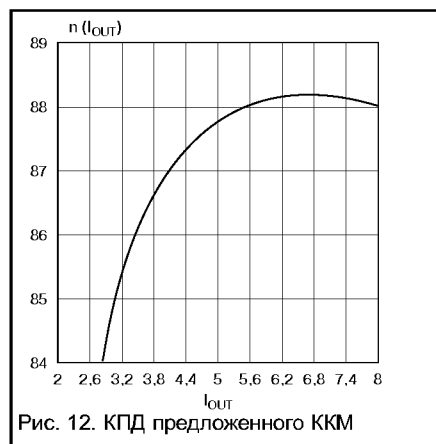


Рис. 12. КПД предложенного ККМ



Рис. 13. Коэффициент гармоник потребляемого тока (входное напряжение ~85 В)

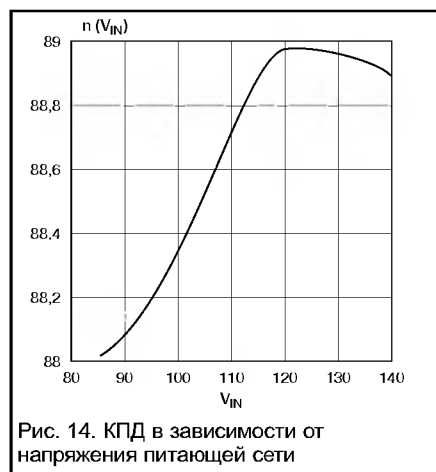


Рис. 14. КПД в зависимости от напряжения питающей сети

- выходная мощность — 400 Вт;
- размеры — 61x117x12,7 мм;
- частота коммутации — 130 кГц;
- коэффициент мощности, коэффициент гармоник удовлетворяют требованиям IEC61000-3-2.

Зависимость КПД ККМ от выходного тока при входном напряжении 85 В представлена на рис. 12, величина коэффициента гармоник потребляемого тока в зависимости от выходного тока при выходном напряжении 50 В — на рис. 13 и зависимость КПД от напряжения питающей сети — на рис. 14.

Предложенная топология однокаскадного ККМ обладает рядом преимуществ по сравнению с другими устройствами этого класса:

- пониженные потери во входном выпрямителе;
- высоковольтный накопитель находится на первичной стороне преобразователя;
- хорошее ограничение выбросов напряжения на ключах;
- возврат энергии индуктивности рассеяния;
- отсутствие выбросов напряжения на выходных диодах;
- использование единственного магнитного компонента;
- низкая стоимость.

Результаты экспериментальных исследований ККМ показали, что они имеют высокий КПД, "мягкую" коммутацию всех ключей, низкий коэффициент гармоник потребляемого тока и высокий коэффициент мощности, а также высокие удельно-объемные показатели.

Андрей Фролов,
Сергей Лузанов,
Алексей Рыбак,
Николай Снетков
info@continent-tm.ru

Литература:

1. R.P. Severns, G. Bloom, "Modern DC-to-DC Switchmode Power Converter Circuits", Van Nostrand Reinold Co., New York, 1985.
2. T. Kagotani, et al., "A novel UPS using high-frequency switch-mode rectifier and high-frequency PWM inverter", PESC'89 Record, pp.53-57.

Полевой транзистор — линейный и нелинейный резистор

Полевые транзисторы с управляющим p-n переходом были теоретически обоснованы в 1952 г. Тогда они назывались униполярными полевыми транзисторами. Им были свойственны лучшие качества электронных ламп: высокое входное сопротивление, подача отрицательного напряжения смещения на управляющий электрод (затвор), малый уровень шумов. Однако имелись и недостатки: низкие рабочие напряжения, большой разброс параметров.

В полевом транзисторе с p-n переходом затвором является слой полупроводника, тип проводимости которого (p-тип) противоположен типу проводимости канала (n-тип). Управляющий p-n переход, обратный смещенный относительно канала, осуществляет воздействие на размеры и, соответственно, проводимость канала полевого транзистора. Увеличение отрицательного потенциала вызывает сужение канала, уменьшающее его проводимость, и наоборот.

Нормальный режим работы полевого транзистора с каналом n-типа обеспечивается подачей отрицательного смещения на затвор и положительного напряжения на сток. Другой разновидностью полевого транзистора с p-n переходом является транзистор с каналом p-типа. Он отличается полярностью подаваемых напряжений (рис. 1). Наиболее распространенным в радиолюбительских схемах типом транзистора с p-n переходом и каналом p-типа является КП103, а с каналом n-типа — КП303.

Графики вольт-амперных характеристик полевого транзистора с управляющим p-n переходом показаны на рис. 1. На нем наглядно представлены графические значения его основных параметров. Рассмотрим их.

Ток насыщения в цепи стока транзистора (или начальный ток стока — $I_{C\text{нач}}$), включенного по схеме с общим истоком, при $U_{ЗИ} = 0$ характерен лишь для полевого транзистора с управляющим p-n переходом.

Ток стока в другой рабочей точке можно рассчитать по формуле:

$$I_C = I_{C\text{нач}} (1 - U_{ЗИ}/U_{ОТС})^2,$$

где $U_{ОТС}$ — напряжение отсечки.

Приведенное уравнение является приближенным для характеристики передачи любого полевого транзистора. Значение показателя степени у реальных полевых транзисторов имеет разброс от 1,5 до 2,5 и объясняется конструктивно-технологическими различиями.

Напряжение отсечки

$U_{ОТС}$ — один из основных классификационных параметров. При напряжении на затворе, численно равном напряжению отсечки, канал полевого транзистора практически полностью перекрывается, и ток стока при этом стремится к нулю.

Измерение истинного значения напряжения отсечки (при полном перекрытии канала) произвести довольно трудно, так как при этом приходится иметь дело с чрезвычайно малыми токами стока, зависящими к тому же от сопротивления изоляции. В справочных данных на полевые транзисторы всегда указывается, при каком значении тока стока произведены измерения напряжения отсечки. Например, для транзисторов КП102 напряжения $U_{ОТС}$ регламентируются при токе стока 20 мкА.

Входное сопротивление полевого транзистора с p-n переходом со стороны управляющего электрода составляет $10^7 \dots 10^9$ Ом. Так как входные токи весьма малы, то управление током нагрузки осуществляется входным напряжением. Поэтому усилительные свойства полевых транзисторов, как и электронных ламп, целесообразно характеризовать **крутизной характеристики (S)**.

Крутизна характеристики полевого транзистора при $U_{СИ} = \text{const}$:

$$S = \Delta I_C / \Delta U_{ЗИ}.$$

Максимальное значение крутизны характеристики $S_{\text{МАКС}}$ наблюдается при $U_{ЗИ} = 0$.

Крутизна характеристики у полевых транзисторов на 1–2 порядка меньше, чем у биполярных, поэтому при малых сопротивлениях нагрузки коэффициент усиления каскада на полевом транзисторе меньше коэффициента усиления аналогичного каскада на биполярном транзисторе.

Выражение для крутизны характеристики полевого транзистора в рабочей точке выглядит так:

$$S = S_{\text{МАКС}} (1 - U_{ЗИ}/U_{ОТС})^2,$$

где $U_{ЗИ}$ — напряжение между затвором и истоком, при котором определяется S.

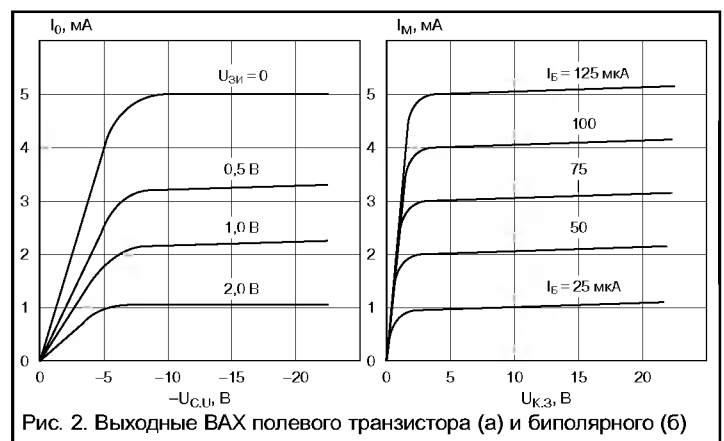


Рис. 2. Выходные ВАХ полевого транзистора (а) и биполярного (б)

Полезно помнить практическое соотношение $S_{\text{МАКС}} = 2I_{C\text{нач}}/U_{ОТС}$. Оно позволяет по двум известным параметрам определить третий.

Выходные ВАХ полевого (рис. 2, а) и биполярного транзисторов (рис. 2, б) отличаются. На начальном участке зависимости (при малых значениях $U_{СИ}$) крутые (рис. 3), и сопротивление канала полевого транзистора пропорционально зависит от $U_{СИ}$. В таком режиме полевой транзистор используется в схемах управляемых делителей (аттенюаторов), а также аналоговых ключей.

При больших значениях $U_{СИ}$ выходные характеристики полевого транзистора имеют более пологий наклон, что соответствует большому выходному сопротивлению. Полевой транзистор, как

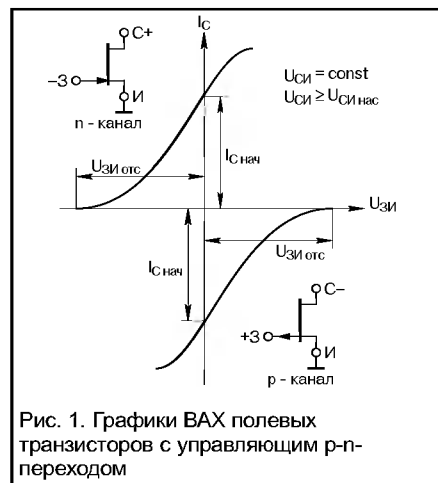


Рис. 1. Графики ВАХ полевых транзисторов с управляющим p-n переходом

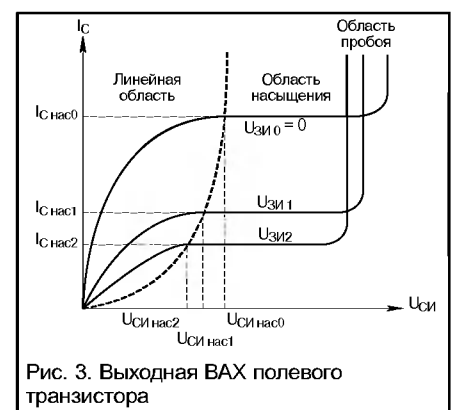


Рис. 3. Выходная ВАХ полевого транзистора

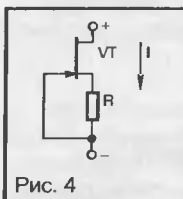


Рис. 4

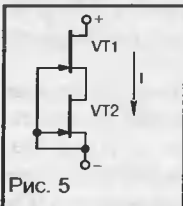


Рис. 5

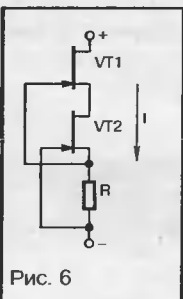


Рис. 6

и биполярный, при неизменном напряжении смещения на управляющем электроде обеспечивает в выходной цепи почти неизменный стабильный постоянный ток. Это свойство широко используется в схемах каскодных усилителей и схемах стабилизации тока. На них мы и остановимся подробнее.

Токостабилизирующие свойства полевого транзистора определяются выходными ВАХ. Практическая ценность полевых транзисторов заключается в том, что максимум два элемента, транзистор и резистор, образуют токостабилизирующий двухполюсник (рис. 4), который можно включать в любую цепь схемы. Выходное дифференциальное сопротивление такого двухполюсника может достигать десятков и сотен килоом. Недостаток схем стабилизации тока на полевых транзисторах — высокое значение минимального напряжения стабилизации — с лих-

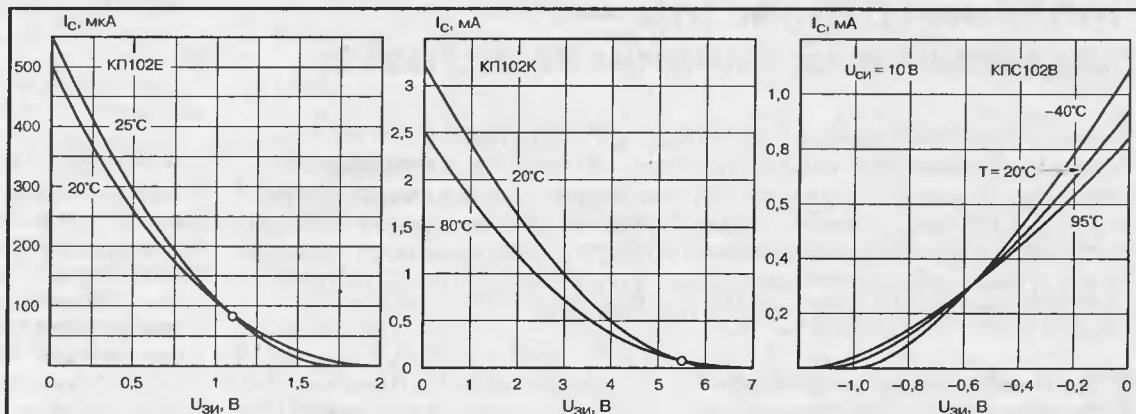


Рис. 7. Зависимость тока стока от температуры

вой компенсируется простотой схемотехники. Кроме того, можно существенно повысить параметры токостабилизирующих двухполюсников на полевых транзисторах, соединив два транзистора (рис. 5, 6). В таких схемах выходное дифференциальное сопротивление может достигать величины в несколько МОм.

Существенным недостатком полевого транзистора и схем на его основе является зависимость параметров от температуры (рис. 7). Как видно, ток стока уменьшается с ростом температуры, но определенным выбором рабочей точки его температурный уход можно снизить.

Однако такая термостабильная точка всего одна, да и величина рабочего тока стока мала — всего около 0,1...0,2 мА. Вторая термостабильная точка полевого транзистора реализуется в схеме на рис. 8. Вместо резистора смещения для увеличения значения термостабильного тока стока между затвором и истоком включен двухполюсник опорного элемента на транзисторах. Величина стабильного в диапазоне температуры тока составляет около 2...2,5 мА,

что существенно выше, чем в предыдущем случае и приемо во многих схемных решениях. Кроме того, в такой схеме имеется возможность устанавливать желаемую величину температурного ухода тока стока путем выбора соотношения резисторов R1 и R2.



Рис. 8. Токостабилизирующий двухполюсник с регулируемым температурным коэффициентом

Игорь Кольцов,
editor@dian.ru

Литература

1. В. М. Петухов и др., Транзисторы полевые. — М.: Сов. Радио, 1978.
2. А. Г. Милехин, Радиотехнические схемы на полевых транзисторах. — М.: "Энергия", 1976.
3. А. С. 783771 (СССР). Стабилизатор постоянного тока. Оpubл. в БИ, 1980, №44.

(Окончание. Начало № 9/2001)

Операционные усилители: архитектура и динамические характеристики

3. Архитектура

При всем разнообразии схем можно выделить три основных узла, присутствующие во всех ОУ — входной каскад, каскады усиления по напряжению, выходной каскад. Входной каскад в значительной степени определяет входные характеристики — сдвиг по напряжению, ток, сопротивление и емкость, шумовой ток, напряжение шума. В зависимости от конкретных требований он может быть выполнен на биполярных или полевых транзис-

торах с изоляцией затвора переходом или диэлектриком. Каскад или каскады усиления по напряжению в основном определяют усиление и динамические характеристики ОУ в целом. Выходной каскад определяет выходное напряжение, ток, выходное сопротивление. Для сохранения стабильности частотных характеристик при изменении нагрузки выходной каскад стараются выполнять с минимальным выходным сопротивлением, чаще всего как повторитель.

Динамические характеристики ОУ существенно зависят от типа внешней обратной связи (ОС). Поэтому и сконструированы ОУ с ОС по напряжению (VFB или Voltage Feedback) или с ОС по току (CFB или Current Feedback).

3.1. Динамические характеристики ОУ с обратной связью по напряжению

Более 90% ОУ, практически все прецизионные и общего назначения, имеют архитектуру с обратной связью по напряжению. На рис. 1 представлена упрощенная схема такого усилителя с одним каскадом усиления по напряжению и входным каскадом на биполярных транзисторах.

Первый каскад на Q1 и Q2 преобразует разность сигналов между входами в выходной ток каскада обратно пропорционально сумме сопротивлений их

эмиттеров. Сопротивление эмиттера транзистора

$$r_e = kT/qI_C,$$

где k — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура, q — заряд электрона, I_C — ток коллектора (токи коллектора и эмиттера принимаем равными). Величина $V_T = kT/q$, называемая тепловым потенциалом, при комнатной температуре составляет около 26 мВ. Каскад на Q3 с общей базой является усилителем напряжения. Усиление на постоянном токе A_0 определяется отношением величины резистора R_T к сумме сопротивлений эмиттеров Q1 и Q2.

Как известно, самовозбуждение возникает при коэффициенте передачи (усилении) по замкнутой цепи обратной связи ≥ 1 и/или фазовом сдвиге $\geq 180^\circ$. Минимальный фазовый сдвиг при данном наклоне амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) обеспечивают так называемые минимально-фазовые цепи. Одна из простейших цепей этого класса — фильтр нижних частот 1-го порядка, у которого наклон АЧХ асимптотически приближается к -6 дБ на октаву при фазовом сдвиге -90° .

Поскольку такая характеристика обеспечивает получение наибольшего запаса устойчивости по фазе и апериодическую (без колебаний) форму переходного процесса, частотные характеристики ОУ стремятся приблизить именно к ней. Для того чтобы можно было существенно снизить влияние других имеющихся в схеме частотно-зависимых цепей, одну постоянную времени — доминирующую — делают много больше других. Доминирующая постоянная времени, в основном определяющая частотные характеристики для схемы рис. 1, представляет собой произведение $R_T \cdot C_P$. Тогда напряжение на выходе ОУ:

$$V_{OUT} = V \frac{g_m}{1/R_T + j\omega C_P},$$

где g_m — проводимость, обратно пропорциональная сумме сопротивлений эмиттеров Q1 и Q2.

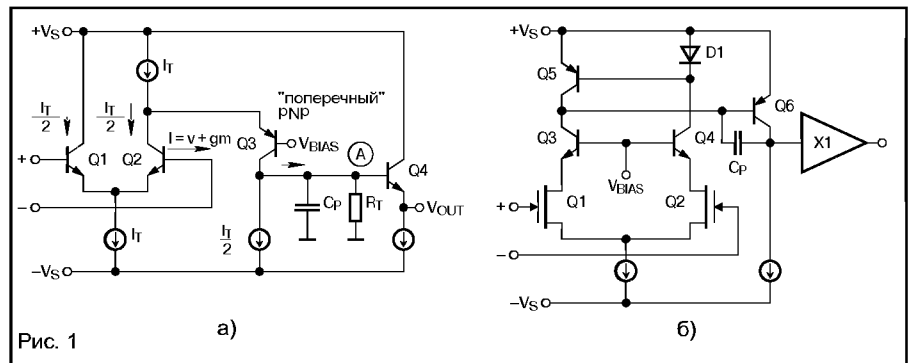
На высоких частотах, когда $1/R_T$ можно пренебречь:

$$V_{OUT} \approx V \frac{g_m}{j\omega C_P}.$$

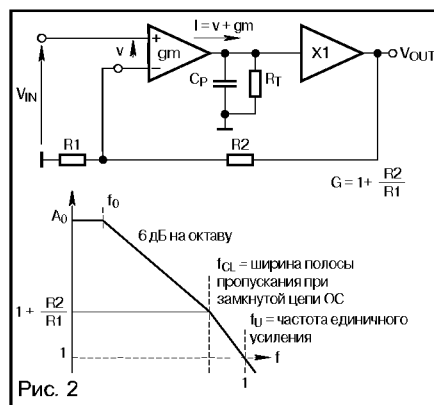
Из последней формулы следует, что частота единичного усиления ОУ

$$f_U = g_m / 2\pi C_P.$$

Вследствие зависимости g_m от тока и температуры, зависит от них и f_U . Для уменьшения этой зависимости ток первого каскада делают пропорциональным абсолютной температуре. Выходной повторитель необходим для получения низкого выходного импеданса. Зависимость усиления от частоты при охвате обратной связью представлена известной диаграммой Боде на рис. 2 (обе оси имеют логарифмический масштаб). До частоты



f_U усиление постоянно, и, начиная с этой частоты, оно падает с постоянной скоростью -6 дБ на октаву (т. е. уменьшается в два раза при удвоении частоты), как для фильтра нижних частот 1-го порядка. Такой наклон до частоты f_U является признаком хорошей формы переходной характеристики и запаса устойчивости при усилении ОУ от единицы до максимального значения. Усиление ОУ с замкнутой обратной связью:



$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1 + R_2/R_1}{1 + j\omega C_P (1 + R_2/R_1) g_m}.$$

Для частоты, где усиление снижается на 3 дБ относительно постоянного напряжения, активное и реактивное слагаемые равны, и усиление f_{cl} при замкнутой обратной связи (closed loop):

$$f_{cl} = \frac{f_U}{1 + R_2/R_1}, \text{ или } (1 + R_2/R_1) f_{cl} = f_U.$$

То есть произведение усиления на полосу ОУ этого типа есть постоянная величина, равная частоте единичного усиления. Однако это касается компенсированных ОУ, сохраняющих устойчивость при любом заданном внешней обратной связью усилении от максимального до единичного. Последние годы все чаще встречаются декомпенсированные ОУ, стабильные от максимального усиления до некоторого минимального. При попытке установить меньшее усиление они возбуждаются. Тогда сформулированное выше требование к наклону амплитудно-частотной характеристики ОУ на диаграмме Боде -6 дБ на октаву относится только к области устойчивого усиления, то есть к части кривой выше этого минимально-

го усиления. Постоянство произведения усиления на полосу соблюдается тоже только в этой области. Приведенные выше соотношения справедливы для малого сигнала (обычно измерения производятся на 100 мВ эффективно-го значения), когда можно пренебречь влиянием на динамические характеристики скорости перезарядки конденсатора C_P .

На большом сигнале полоса пропускания определяется скоростью нарастания сигнала SR (Slew Rate) на конденсаторе C_P . Она ограничивается максимально возможным током его заряда/разряда, для схемы на рис. 1 составляющим $I_T/2$. Тогда

$$SR = I_T/2C_P.$$

Максимальная частота, до которой ОУ обеспечит выходной сигнал с амплитудой A (FPBW — Full Power Bandwidth), определяется выражением

$$FPBW = SR/2\pi A.$$

Если требуется получить низкие искажения, это значение должно быть в несколько раз выше, чем реально необходимо. Используя связь между g_m и I_T , можно выразить зависимость SR от f_U . Для биполярных транзисторов, где $g_m = I_T/V_T$ это

$$SR = 2\pi V_T f_U,$$

то есть SR, а, следовательно, и FPBW пропорциональны f_U .

Для того чтобы снизить зависимость усиления и полосы пропускания от тока первого каскада в результате изменения g_m , например, при изменении температуры или на больших сигналах, последовательно с эмиттерами вводят небольшие линейаризующие резисторы.

Развитие комплементарной биполярной технологии (СВ), позволившей получать р-р-п транзисторы со столь же высокими усилением и частотными характеристиками, как у п-р-п транзисторов, привели к распространению двухкаскадных схем (рис. 3, а, — с биполярным входным каскадом, рис. 3, б, — с полевым), отличающихся значительно более высоким усилением по постоянному напряжению. В различных вариантах схемы внутренняя корректирующая емкость может подключаться на землю, как в схеме на рис. 1, или входить в цепь ОС второго каскада, как в схемах рис. 3, а, б. Динамические ха-

рактические характеристики определяются теми же уравнениями, что и для схемы на рис. 1.

При использовании в первом каскаде полевых транзисторов, величина g_m определяется выходной проводимостью каскада на полевом транзисторе с заземленным затвором, то есть имеет порядок $I_S / 1 \text{ В}$, где I_S — ток истока, другими словами, она в 38,4 раза меньше, чем для каскада с общей базой на биполярном транзисторе V_T . Этим обусловлены заметно более низкие динамические характеристики ОУ с входными

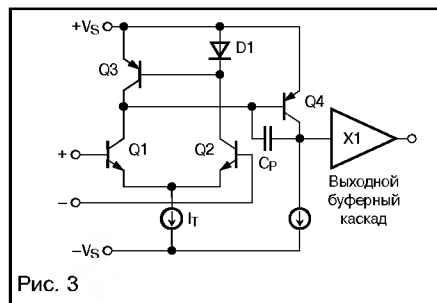


Рис. 3

каскадами на полевых транзисторах. Связь между g_m и I_T здесь определяется выражением $SR = 2\pi f_U$, то есть SR , а следовательно и $FPBW$, также пропорциональны f_U . Схема с полевыми транзисторами, как видно из рис. 4, на котором изображена упрощенная схема AD845, принципиально не отличается от схем ОУ на биполярных транзисторах.

Следует отметить, что все динамические характеристики зависят от тока дифференциального каскада и улучшаются с его увеличением. Двухкаскадная схема (рис. 5), которую запатентовал Roy Gosser, позволяет существенно снизить это ограничение. Первый каскад выполнен на транзисторах Q1–Q4 с линеаризующими эмиттерными резисторами. Токи Q1 и Q3 через токовые зеркала Q5 и Q6 складываются с токами Q1 и Q3, после чего поступают на второй каскад на Q7 и Q8. При этом токи заряда/разряда C_{P1} и C_{P2} могут значительно превышать ток покоя пары Q1–Q3. Следовательно, динамические характеристики ОУ, использующие такую схему (например, AD9631, AD9036), значительно лучше.

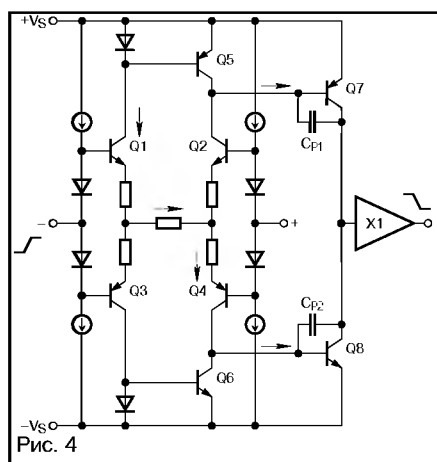


Рис. 4

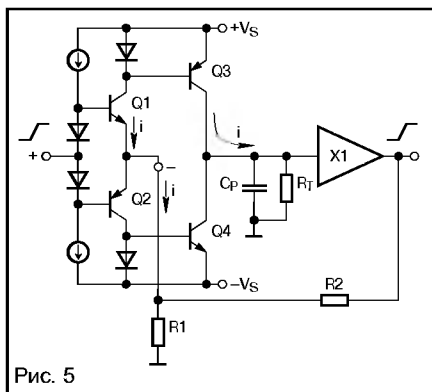


Рис. 5

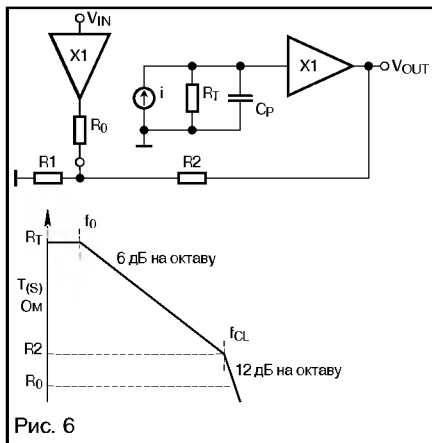


Рис. 6

3.2. Динамические характеристики ОУ с обратной связью по току

Хотя идея ОУ с токовой обратной связью известна давно, их широкое применение началось только с освоением комплементарной биполярной технологии (СВ), позволившей получать необходимые для реализации этих схем р-р-п транзисторы со столь же высокими усилением и частотными характеристиками, как у п-р-п транзисторов.

Упрощенная схема усилителя с токовой обратной связью (рис. 6), имеет неинвертирующий вход с высоким импедансом (базы комплементарного каскада на Q1 и Q2) и инвертирующий вход с низким импедансом (его эмиттеры). Выходные сигналы с коллекторов Q1 и Q2 через токовые зеркала на диодах в цепи их коллекторов попадают на транзисторы Q3 и Q4 и усиливаются ими по напряжению. Выходной повторитель обеспечивает низкое выходное сопротивление. Усиление на постоянном токе A_0 определяется отношением R_T к половине суммы сопротивлений эмиттеров Q1 и Q2. Постоянная времени, определяющая частотные характеристики равна произведению $R_T \cdot C_P$. Поскольку сопротивление по инвертирующим входам очень низко, а в идеальном случае равно нулю, обратная связь осуществляется по току, откуда и название этих ОУ. Для ОУ с обратной связью по напряжению передаточная функция по петле обратной связи — безразмерная величина. Для ОУ с обратной связью по току эта передаточная функция имеет размерность сопротивления, откуда еще

одно их название — трансимпедансные ОУ. На рис. 6 можно увидеть, что их главное преимущество то, что выходной ток Q3 и Q4 не ограничивается током дифференциального входного каскада. Диаграмма Бode представлена на рис. 6. Коэффициент усиления (пренебрегаем в числителе малым слагаемым $1/A_0$):

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1 + R_2/R_1}{1 + j\omega C_P R_2 (1 + R_0/R_2 + R_0/R_1)}$$

где R_0 — эквивалентное сопротивление инвертирующего входа. Для частоты, на которой усиление падает на 3 дБ, усиление с замкнутой петлей обратной связи:

$$f_{cl} = \frac{1}{2\pi C_P R_2 (1 + R_0/R_2 + R_0/R_1)}$$

а при $R_0 \ll 1$ и $R_0 \ll 2$

$$f_{cl} = \frac{1}{2\pi C_P R_2}$$

Из последнего уравнения следует, что ограничение полосы пропускания зависит от внутренней емкости C_P , определяющей доминирующую постоянную времени ОУ и внешнего резистора обратной связи R_2 . При этом полоса не зависит от сопротивления R_1 , которым устанавливается усиление. То есть полоса пропускания не зависит от усиления. Рис. 7 показывает, как этот вывод реально выполняется для ОУ AD8004.

Поскольку полоса пропускания обратно пропорциональна R_2 , усилители с токовой обратной связью всегда оптимизируются под определенное его значение. Увеличение ведет к сужению полосы, снижение — к увеличению горба на частотной характеристике и, в конечном счете, нестабильности.

Поскольку в ОУ с токовой обратной связью ток заряда/разряда C_P ограничен только током, который можно получить из источника питания, скорость нарастания выходного сигнала SR не имеет явного ограничения, и полоса пропускания для большого сигнала практически равна полосе для малого сигнала. Реальные характеристики ОУ с токовой обратной связью несколько отличаются от результатов этого упрощенного анализа.

Большинство ОУ с токовой обратной связью выполнены с одним каскадом усиления напряжения, как это показано на рис. 5. Для получения большего усиления и большей полосы при том же потреблении применяются и двухкаскадные схемы, например AD8001.

Валерий Авербух,
valavverb@mtu-net.ru

Литература

1. Д. Е. Полонников. Операционные усилители: принципы построения, теория, схемотехника. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
2. И. Достал. Операционные усилители. — М.: "Мир", 1982.
3. П. Хоровиц, У. Хилл. Искусство схемотехники. — М.: "Мир", 1983.
4. W. Kester. High Speed Operational Amplifier. High Speed Design Techniques, Analog Devices Inc., 1996.

(Продолжение. Начало — № 4–9/2001)

Микроконтроллеры? Это же просто!

Работа МК семейства X51 с внешней памятью данных

До сих пор мы упоминали о наличии внутри микроконтроллера 128 ячеек памяти данных. При этом мы подчеркивали, что она — внутренняя, то есть расположенная на том же кристалле, что и остальные элементы МК. Но x51 может работать и с внешней памятью данных. Последняя представляет собой одну или несколько самостоятельных микросхем памяти. Чаще всего используют статическую память с байтовой организацией объемом 2К×8 или 8К×8 бит (1К = 1024). Такие микросхемы имеют 8 выводов данных (D0–D7), по которым осуществляется одновременная запись в микросхему всех 8 бит в выбранную ячейку памяти или чтение 8 бит из этой ячейки. Далее, в таких микросхемах есть 11 или 13 адресных входов (A0–A10 или A0–A12), комбинация сигналов на которых задает адрес ячейки, к которой мы обращаемся. Вход WE определяет характер обращения: если на нем установлена 1, то осуществляется чтение из выбранной ячейки; при WE = 0 в ячейку будет записана информация. Вход CE активизирует микросхему памяти — когда на ее входе CE установлена 1, она выключена, при CE = 0 она допускает запись в нее информации и чтение из нее записанных данных. Нулевой сигнал на входе OE включает выходные буферы микросхемы памяти на пропускание информации по линиям данных D0–D7, единичный сигнал переводит эти линии в серое состояние, то есть отключает находящиеся внутри микросхемы ячейки памяти от ее ножек. Описываемые микросхемы изображены на рис. 12.

Кстати, обратите внимание на то, что некоторые выводы микросхем обозначены на схеме кружками, а над их названиями стоят черточки (CE, OE, WR). Так в микропроцессорной схемотехнике принято обозначать входы и выходы, активными сигналами для которых являются отрицательные импульсы. Правда, в тексте черточки инверсии над ними я не ставлю, правильные обозначения есть лишь на схемах.

Работа с подобными микросхемами должна осуществляться следующим образом. Положим, мы хотим записать число 145D = 10010001B в ячейку с адресом 84D = 54H = 1010100B. Для этого МК должен установить записываемое число на линиях данных D0–D7 микросхемы (D0=D4=D7=1, D1=D2=D3=D5=D6=0), а адрес ячейки — на адресных линиях (A2=A4=A6=1, A0=A1=A3=A5=0; A7, A8 и последующие старшие адреса вплоть до A10 для микросхем объемом 2К×8 или до A12 для микросхем 8К×8 также должны быть установлены в 0). Установив адресную информацию и данные, МК одновременно с этим или чуть позже должен установить 0 на входе WE микросхемы (будет запись) и 0 на CE (знак того, что мы обращаемся именно к этой микросхеме). Как только после этого на входе OE микросхемы памяти МК установит 0, осуществится запись числа 145 в ее 84-ю ячейку.

Соответственно, если мы хотим прочитать данные из все той же, к примеру, 84-й ячейки, мы должны, как и в предыдущем случае, установить адрес ячейки на адресных линиях, и одновременно с этим или чуть позже установить 1 на входе WE микросхемы (чтение) и 0 на CE (знак того, что мы обращаемся именно к этой микросхеме). Как только после этого на входе OE микросхемы памяти МК установит 0, осуществит-

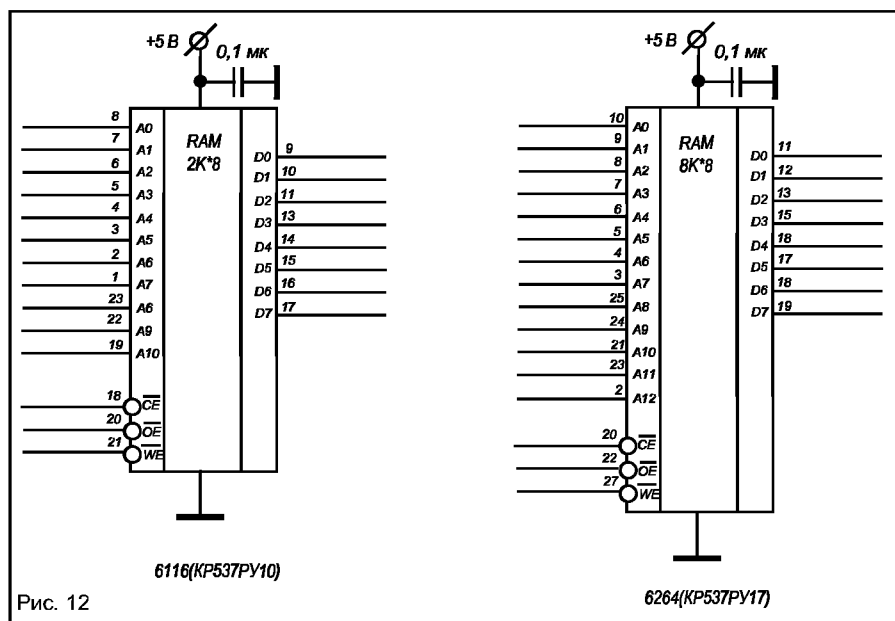


Рис. 12

ся чтение числа из выбранной ячейки, и оно появится на линиях данных D0–D7 микросхемы памяти. Сказанное поясняется временными диаграммами, приведенными на рис. 13.

Как аппаратно осуществляется в x51 реализация описанного алгоритма? Для того, чтобы понять это, нужно рассмотреть, как это было сделано в более простых с точки зрения шинной архитектуры микропроцессорах, например, в Z80.

У Z80 есть выводы трех так называемых шин — адреса, данных и управления. Под шинами обычно понимают некоторое количество линий (от 2–4 до 32–64), по которым передаются схожие сигналы и которые соединяются с соответствующими шинными выводами всех микросхем системы. 16 выводов Z80 (A0, A1, A2, ..., A14 и A15) называются адресными выходами, их соединяют с адресными входами микросхем памяти. Совокупность линий, осуществляющих эти соединения, и есть шина адреса. Соответственно, шина данных, состоящая из 8 проводников, соединяет выводы данных микросхем памяти и микропроцессора (у него, как и у микросхем памяти, их тоже 8, и обозначаются они также — D0, D1, ..., D7).

Из сигналов управления у Z80 нас интересуют только два — RD и WR. С их помощью, как показано на рис. 14, осуществляется управление памятью.

При обращении к памяти Z80 формирует на своих выводах A0–A15 адрес ячейки, к которой будет происходить об-

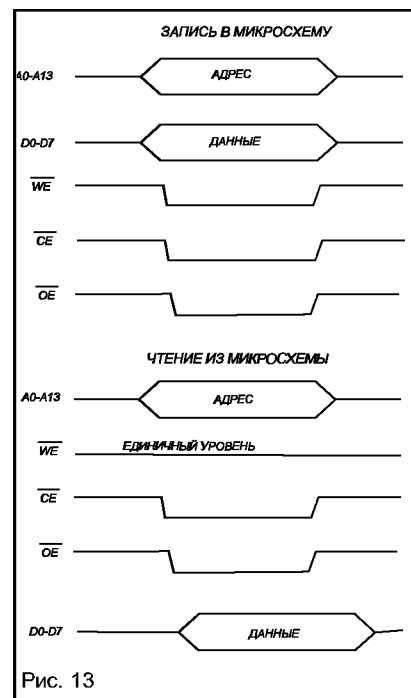


Рис. 13

ращение (запись или чтение). Как будет показано чуть ниже, соответствующая комбинация сигналов на A13–A15 сформирует при помощи дешифратора DD3 нулевой сигнал на входе CE той или иной микросхемы. При записи на выводах данных D0–D7 процессора появится байт, который предстоит записать в память, и чуть-чуть позже его появления — нулевой сигнал на выходе WR (RD при этом останется в 1). Как нетрудно догадаться, микросхема DD2 в любом цикле обращения (как чтения, когда RD=0, так и записи, когда WR=0), сформирует нуль на входах OE микросхем ОЗУ. Вот таким образом Z80 формирует на входах микросхем памяти требуемую для записи комбинацию сигналов.

Соответственно при чтении выводы данных превращаются во входы, и на них процессор ничего не выводит, а после установки адреса он переводит в 0 сигнал RD (WR при этом остается в 1).

На рис. 14 помимо процессора и микросхем 555-й серии изображены две микросхемы памяти. Нетрудно сообразить, что в каждой из них есть своя нулевая, первая, вторая и т. д. ячейки памяти, вплоть до 2048-й. Когда я сказал чуть выше, что мы будем записывать информацию, например, в 84-ю ячейку, то как определить, в 84-ю ячейку какой из них микропроцессор занесет информацию?

Ответ прост. Обратите внимание, что входы CE микросхем соединены с выходами дешифратора DD3, в частности CE DD4 — с DD3.15, а CE DD5 — с DD3.14. На выходе DD3.15 нулевой сигнал возникнет в том случае, когда на своих трех старших адресных выходах микропроцессор установит следующую комбинацию сигналов: A15=0, A14=0, A13=0. Соответственно, нуль на DD3.14 появится, если A15=0, A14=0, A13=1. Следовательно, чтобы вести обмен с 84-й ячейкой микросхемы DD4, микропроцессор должен установить на адресных выходах комбинацию A0=A1=0; A2=1; A3=0; A4=1; A5=0; A6=1; A7=A8=A9=A10=A13=A14=A15=0. Поскольку у DD4 отсутствуют входы A11 и A12, и эти адресные линии к ней не подводятся, то их состояние (нули или единицы) никак не сказывается на адресе выбираемой ячейки в этой микросхеме. Для определенности положим, что и они должны быть при обращении к DD4 нулевыми. Таким образом, в изображенной на рис. 14 системе к 84-й ячейке микросхемы DD4 микропроцессор обратится, установив на адресной шине 000000001010100B = 0054H = 84. Другими словами, 84-я ячейка памяти нашей системы находится именно в DD4.

А что же 84-я ячейка DD5? Для обращения к ней процессор должен установить на адресной шине

0010000001010100B = 2054H = 8276. Иначе, 84-я ячейка памяти микросхемы DD5 является 8276-й ячейкой системы.

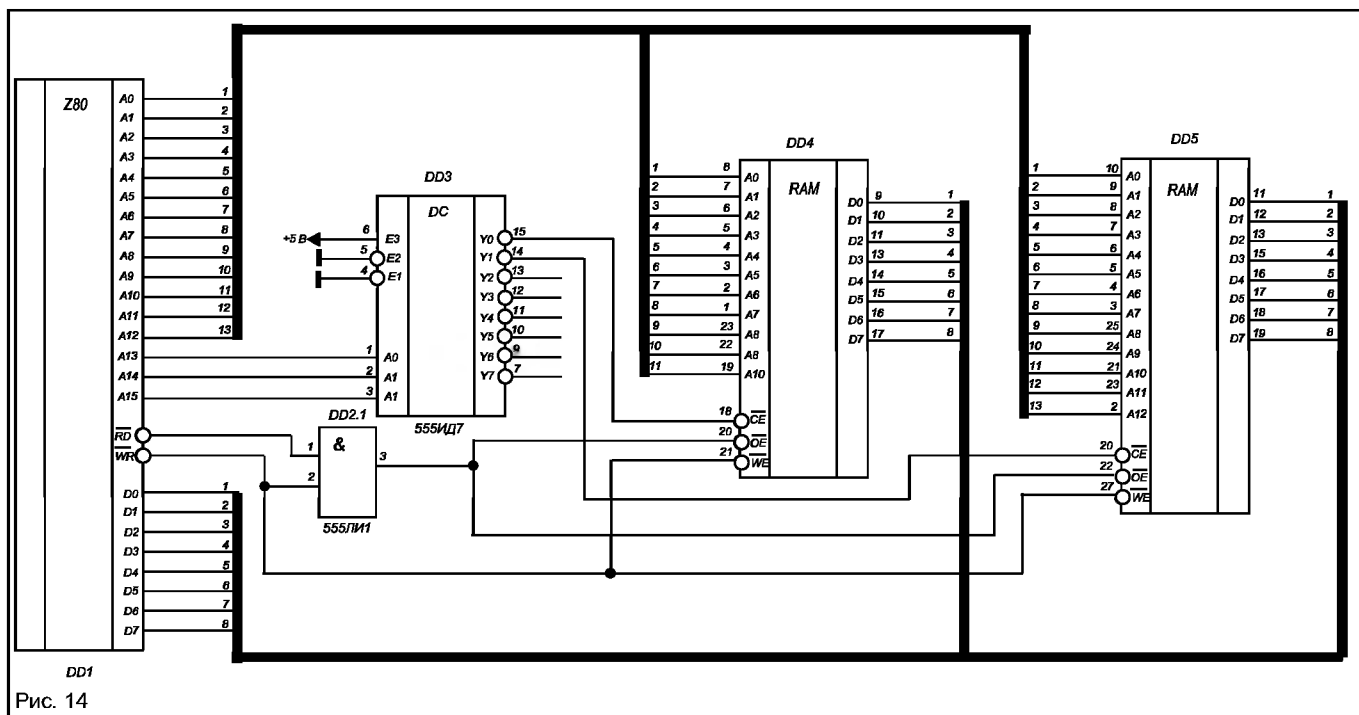
И последнее на рис. 14, на что стоит обратить внимание — на схеме шины адреса и данных обозначаются в виде линий, как бы расширившихся за счет вошедших в них линий адресов и данных. Благодаря этому схемы становятся более читаемыми, и линии шин перестают съедать львиную долю площади схемы.

После того, как мы завершили знакомство с тем, как работают с внешней памятью микропроцессоры второго поколения, вновь обратим свой взор на микроконтроллеры x51. И начнем с того, что задумаемся: могли ли его разработчики позволить себе такую роскошь, как использование, подобно Z80, шестнадцати выводов МК для линий адреса, восьми — для данных и двух — для управления? С учетом того, что еще два вывода нужны для питания и земли, два — для генератора, и один для сброса, на все остальные нужды остается ... девять выводов! Ясно, что столь нерационально использовать выводы микросхемы было нельзя. С другой стороны, было нежелательно увеличивать число выводов микросхемы свыше 40. Как же быть?

Первое, на что пошли создатели x51 — многофункциональное использование ножек микросхемы. Так, линии порта P2 при обращении к внешней памяти выводят адресные биты A8–A15. Далее, сигнал RD формируется на P3.7, а WR — на P3.6.

В принципе, можно было бы по аналогии использовать линии порта P1 для адресных битов A0–A7, а линии P0 — для D0–D7. Но этот способ имеет один недостаток: у вас в распоряжении остается всего шесть линий (P3.0–P3.5), на которых информация может сохраняться неизменной независимо от того, есть ли обращение к внешней памяти, или нет. На остальных же линиях она пропадает на время цикла обращения к внешней памяти.

Для решения проблемы (увеличения числа линий, информация на которых сохраняется независимо от того, работает ли МК с внешним ОЗУ, или нет) было сделано следующее. Линии порта P0 используются для ввода/вывода информации с шины данных. Но, кроме того, в первый момент обращения к памяти по этим же линиям выводятся адреса A0–A7, и одновременно с этим устанавливается в 1 сигнал на выходе ALE. Спустя два периода тактового генератора ALE сваливается в 0, и через несколько наносекунд после этого адресная информация пропадает с линий порта P0, давая возможность вести по ним обмен данными. А для того, чтобы использовать адреса A0–A7, применяют 8-



(Продолжение. Начало № 6—9/2001)

Раз шажок, два шажок...

Как отмечалось ранее, для управления биполярными двигателями требуются более сложные схемы, такие как H-мосты. Такие схемы тоже можно реализовать на дискретных элементах, хотя в последнее время все чаще они реализуются на интегральных схемах. Пример дискретной реализации показан на рис. 27. Такой H-мост управляется с помощью двух сигналов, поэтому он не позволяет обеспечить всех возможных комбинаций. Обмотка запитана, когда уровни на входах различны и закорочена, когда уровни одинаковы. Это позволяет получить медленный спад тока (динамическое торможение). Мостовые драйверы в интегральном исполнении выпускаются многими фирмами. Например, L293 (KP1128КТ3А) и L298 фирмы ST Microelectronics. Краткий перечень мостовых микросхем разной функциональной насыщенности приведен в табл. 2.

До недавнего времени большое количество микросхем для управления шаговыми двигателями выпускала фирма Ericsson. Однако 11 июня 1999 г. она передала производство своих микросхем промышленного назначения фирме New Japan Radio Company (NJR). При этом обозначение микросхем изменилось с

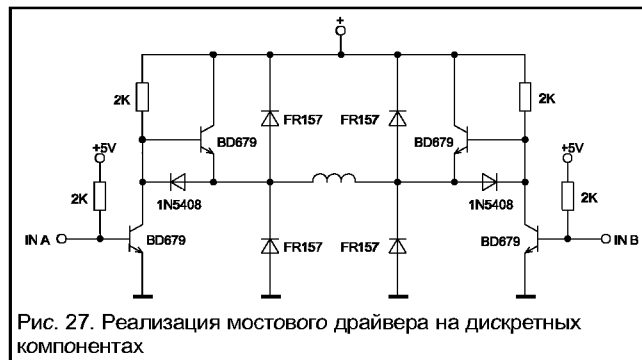


Рис. 27. Реализация мостового драйвера на дискретных компонентах

PBLxxxx на NJMxxxx. Под такими обозначениями они и внесены в таблицу.

Как простые ключи, так и H-мосты могут составлять часть ключевого стабилизатора тока. Схема управления ключами может быть выполнена на дискретных компонентах или в виде специализированной микросхемы. Довольно популярной микросхемой, реализующей ШИМ стабилизацию тока, является L297 фирмы ST Microelectronics. Совместно с микросхемой мостового драйвера L293 или L298 они образуют законченную систему управления для шагового двигателя

(рис. 28). Микросхема L297 сильно разгружает управляющий микроконтроллер, так как от него требуется только тактовая частота CLOCK (частота повторения шагов) и несколько статических сигналов: DIRECTION — направление (сигнал внутренне синхронизирован, переключать можно в любой мо-

Таблица 2

Тип	Кол-во каналов в корпусе	Максимальный ток, мА	Максимальное напряжение, В	Примечания
Allegro (www.allegromicro.com)				
A2916	2	750	45	
A2917	2	1500	45	
A2919	2	750	45	
A2998	2	2000	50	
A3948	1	1500	50	выпрямитель синхросигналов
A3951	1	2000	50	
A3952	1	2000	50	
A3953	1	1300	50	
A3955	1	1500	50	3-бит. NL ЦАП, управление затуханием
A3957	1	1500	50	4-бит. NL ЦАП, управление затуханием
A3958	1	2000	50	последовательное управление
A3959	1	3000	50	
A3964	2	800	33	
A3966	2	650	30	
A3968	2	650	50	
A3971	2	2500	50	
A3972	2	1500	50	6-бит. LIN ЦАП, последовательное управление
A3973	2	1000	35	6-бит. LIN ЦАП, последовательное управление
A3974	2	1500	50	
A3976	2	500	27	
A6219	2	750	45	
Toshiba (http://doc.semicon.toshiba.co.jp)				
TA8430	2	400	8	
TA7774	2	350	17	
TA84002	2	1000	35	ШИМ
TB62200	2	1500	30	ШИМ
TA8411	2+1	800+600	27	последовательное управление
TB6500	2+1	800+600	27	последовательное управление

Тип	Кол-во каналов в корпусе	Максимальный ток, мА	Максимальное напряжение, В	Примечания
National Semiconductor (www.national.com)				
TA7289F	2	300	30	4-бит. ЦАП
TA7289P	2	700	30	4-бит. ЦАП
TA8435	2	1500	40	синусоидальное управление
TB6512	2	120	10	V _{cc} =3 В, синусоидальное управление
TB6526	2	120	8	V _{cc} =3 В, синусоидальное управление
TB6504	2	150	10	V _{cc} =5 В, синусоидальное управление
JRC (www.njr.co.jp)				
NJM3717	1	1200	50	ШИМ, термозащита
NJM3770	1	1800	45	ШИМ, термозащита
NJM3771	2	650	45	микрошаговый с ЦАП NJU39610
NJM3772	2	1000	45	микрошаговый с ЦАП NJU39610
NJM3773	2	750	45	
NJM3774	2	1000	45	микрошаговый с ЦАП NJU39610
NJM3775	2	750	45	
NJM3777	2	900	45	
NJU39610	2	—	—	сдвоенный 8-бит ЦАП для микрошагового управления
NJU39612	2	—	—	сдвоенный 8-бит ЦАП для микрошагового управления
Motorola (www.mot-sps.com)				
MC3479	2	350	16.5 В	
MC33192	2	120	25	ML-bus
SAA1042	2	500	24	
SANYO (www.semic.sanyo.co.jp)				
LB11847	2	1500	50	4-бит. NL ЦАП, управление затуханием
LB1651D	2	1000	36	

Продолжение таблицы 2

Тип	Кол-во каналов в корпусе	Максимальный ток, мА	Максимальное напряжение, В	Примечания	Тип	Кол-во каналов в корпусе	Максимальный ток, мА	Максимальное напряжение, В	Примечания
LB1656M	2	330	12		NEC (www.ic.nec.co.jp)				
LB1657M	2	330	12		uPD16818	2	430	6	
LB1839M	1	250	10,5		uPD16833	4	300	6	
LB1840M	1	250	10,5		Matsushita (www.panasonic.co.jp)				
LB1845	2	1500	45	ШИМ, термозащита	AN6664S	2	150	16	
LB1846M	2	400	8		AN6668NS	2	300	4,5	
LB1848M	2	400	8		AN8208S	2	300	6	
LB1847	2	1500	50	4-бит NL ЦАП, управление затуханием	Rohm (www.rohm.com)				
LB1945H	2	800	30	ШИМ, термозащита	BA6846	2	500	18	
LB1947	1	2000	50	управление затуханием	BA6343	2	500	33	
SGS Thomson (http://us.st.com)					Samsung (www.intl.samsungsemi.com)				
L297	—	—	—	полушаговый/полношаговый контроллер	KA2820	2	500	15	
L293	2	600	44	термозащита	KA6202	2	330	12	термозащита
L298	2	2000	50	термозащита	Fairchild (www.fairchildsemi.com)				
L6201	2	1000	48		KA2820	2	500	15	
L6202	2	1500	48		KA3100	2	400	9	
L6203	2	4000	48		Infenion				
L6204	2	500	48		TLE4726	2	750	50	2-бит NL ЦАП
L6210	—	—	—	сдвоенный мост на диодах Шоттки	TLE4727	2	700	45	флаг ошибки, термозащита
L6219	2	750	46	полно- и полумикрошаговые режимы	Hitachi (www.hitachi.co.jp)				
L6506	—	—	—	полушаговый/полношаговый контроллер	HA13421	2	330	12	термозащита
TEA3717	2	1000	45		HA13475	2	330	12	термозащита
TEA3718	2	1500	50		Mitsubishi (www.mitsubishichips.com)				
L6258	2	1500	40	прецизионное ШИМ управление	M54640P	1	1000	40	2-бит NL ЦАП, термозащита
L6207	2	2800	52	ШИМ, термозащита	M54670P	2	1000	35	2-бит NL ЦАП, термозащита
L6208	2	2800	52	ШИМ, термозащита	M54679FP	2	800	35	2-бит NL ЦАП, термозащита
L6205	2	2800	52	ШИМ, термозащита	Fujitsu (www.fmi.fujitsu.com)				
L6206	2	2800	52	ШИМ, термозащита	MB86521	2	140	7	4-бит NL ЦАП
Unitrode (http://focus.ti.com)					Cherry Semiconductor				
UC3717	1	1000	46	2-бит NL ЦАП	CS279	2	275	13,2	
UC3770	1	2000	50	2-бит NL ЦАП	CS4161	2	100	24	
					CS8441	2	275	24	

мент), HALF/FULL — полушаговый/полношаговый режим, RESET — установление фазы в исходное состояние (ABCD = 0101), ENABLE — разрешение работы микросхемы, V_{ref} — опорное напряжение, которое задает пиковую величину тока при ШИМ регулировании. Кроме того, имеется несколько дополнительных сигналов. Сигнал CONTROL задает ре-

жим работы ШИМ регулятора. При его низком уровне ШИМ регулирование происходит по выходам INH1, INH2, а при высоком — по выходам ABCD. SYNC — выход внутреннего тактового генератора ШИМ. Он служит для синхронизации работы нескольких микросхем, а также может быть использован как вход при тактировании от внешнего генератора.

HOME — сигнал начального положения (ABCD = 0101). Он используется для синхронизации переключения режимов HALF/FULL. В зависимости от момента перехода в полношаговый режим, микросхема может работать в режиме с одной или с двумя включенными фазами.

Ключевое регулирование реализуют и многие другие микросхемы. Некоторые

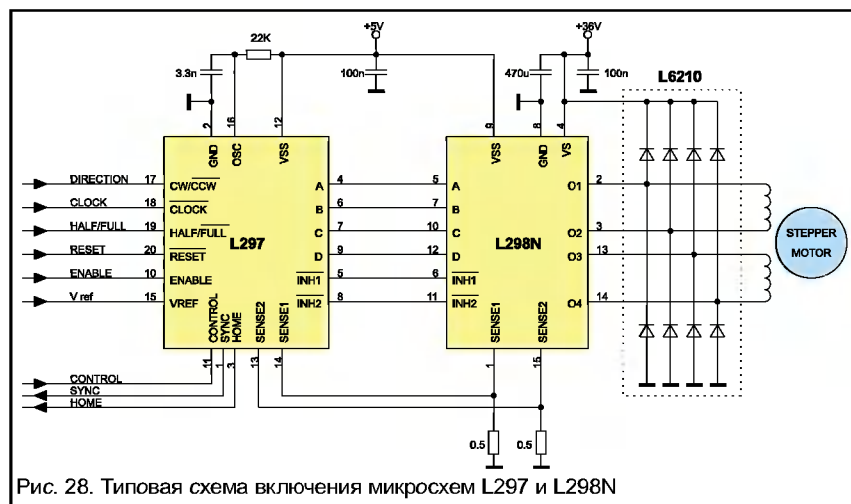


Рис. 28. Типовая схема включения микросхем L297 и L298N

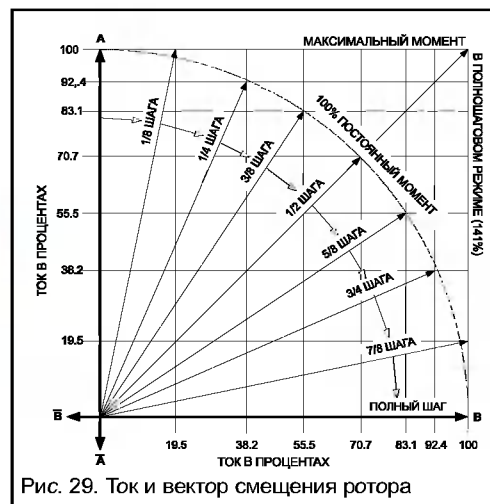


Рис. 29. Ток и вектор смещения ротора

Таблица 3

Характеристики	Недостатки	Применение
Униполярный L/R-привод		
низкая стоимость	низкая выходная мощность двигателя	низкоскоростные и маломощные применения
низкий уровень помех.	максимальная мощность рассеяния при неподвижном двигателе	обычно используется только с двигателями малых размеров
	повышенный размер и стоимость двигателя для получения той же мощности по сравнению с другими драйверами	
	обмотки двигателя должны быть рассчитаны на имеющееся напряжение питания	
	обычно требуется стабилизированный источник питания	
	момент удержания зависит от напряжения источника питания и от температуры двигателя	
	большие колебания момента при работе в полшаговом режиме	
Униполярный L/NR-привод		
низкая стоимость	очень низкий КПД (особенно при большом N)	низко- и среднескоростные применения малой мощности
низкий уровень помех	проблема с отводом тепла от включенных последовательно резисторов	
	максимальная мощность рассеяния при неподвижном двигателе	
	момент удержания зависит от напряжения источника питания и от температуры двигателя	
	большие колебания момента при работе в полшаговом режиме	
Униполярный двухуровневый привод		
средняя стоимость;	дополнительная схема формирования временного интервала или дополнительная загрузка микроконтроллера	низко- и среднескоростные применения малой и средней мощности
- средний уровень помех.	требуется 6 мощных транзисторов по сравнению с 4 в L/NR-приводе	
	если используется большое отношение напряжений, то может уменьшиться точность работы привода из-за скачков тока в обмотках	
	момент удержания зависит от напряжения источника питания и от температуры двигателя	
Униполярный привод со стабилизацией тока		
высокий момент	только 70% момента удержания по сравнению с биполярным приводом со стабилизацией тока	высоко- и среднескоростные применения
- возможен полшаговый; режим без колебаний	- мощные транзисторы должны быть рассчитаны на удвоенное напряжение питания.	
Биполярный привод со стабилизацией тока		
максимально эффективное использование возможностей двигателя	требуется 8 мощных транзисторов	высокоскоростные применения высокой мощности
максимальный момент при любых скоростях	возможны проблемы с помехами	для маломощных применений доступны
возможны низкие потери при неподвижном двигателе	потери мощности на датчике тока	
не требуются демпферные цепочки, есть возможность управлять скоростью спада тока;		
доступны интегральные драйверы		
Биполярный микрошаговый привод со стабилизацией тока		
то D8 что и для биполярного привода со стабилизацией тока плюс	то же, что и для биполярного привода со стабилизацией тока, плюс	высокоскоростные применения высокой мощности
отсутствие резонанса	повышенная стоимость электроники	для маломощных применений доступны
увеличенная точность позиционирования.		применения, где требуется повышенная
		применения, которые требуют отсутствия резонанса на низких скоростях

из них обладают теми или иными особенностями. Например, драйвер LMD18T245 фирмы National Semiconductor не требует применения внешнего датчика тока, так как он реализован внутри на основе одной ячейки ключевого МОП транзистора.

Некоторые микросхемы предназначены специально для работы в микрошаговом режиме. Примером может служить микросхема A3955 фирмы Allegro. Она имеет встроенный 3-битный нелинейный ЦАП для задания изменяющегося по синусоидальному закону тока фазы. Смещение ротора в зависимости от токов фаз, которые сформированы этим трехбитным ЦАП, показано на рис. 29. Микросхема A3972 имеет встроенный 6-битный линейный ЦАП.

Выбор типа драйвера

Максимальный момент и мощность, которую может обеспечить на валу шаговый двигатель, зависит от размеров двигателя, условий охлаждения, режима работы (соотношения работа/пауза), параметров обмоток двигателя и типа применяемого драйвера. Тип применяемого драйвера сильно влияет на мощность на валу двигателя. При одной и той же рассеиваемой мощности, драйвер с импульсной стабилизацией тока обеспечивает выигрыш в моменте на некоторых скоростях до 5...6 раз по сравнению с питанием обмоток номинальным напряжением. При этом также расширяется диапазон допустимых скоростей.

Технология приводов на основе шаговых двигателей постоянно развивается. Развитие направлено на получение наибольшего момента на валу при минимальных габаритах двигателя, широких скоростных возможностей, высокого КПД и улучшенной точности. Важным звеном этой технологии является применение микрошагового режима.

Немаловажно и время разработки привода на основе шагового двигателя. Разработка специализированной конструкции для каждого конкретного случая требует значительных его затрат. С этой точки зрения предпочтительней применять универсальные схемы управления на основе ШИМ стабилизации тока, несмотря на их более высокую стоимость.

В табл. 3 приведены основные характеристики разных типов драйверов шаговых двигателей.

Леонид Ридико,
wubblick@yahoo.com

Продолжение следует

Устройство синхронизации астрономического телескопа от приемника GPS

В статье описывается конкретный пример реализации системы синхронизации астрономического телескопа от приемника GPS. Приводится структурная схема, описывается реализация такой системы и принцип работы, рассматриваются достоинства и недостатки полученной схемы. Статья может представлять интерес для широкого круга инженеров, специалистов по системам управления и астрономов.

В последние годы широкое распространение и популярность приобретают GPS устройства. Системы навигации и синхронизации на основе GPS очень эффективны и прекрасно зарекомендовали себя во многих областях науки и техники. Одной из наук, где востребованы приемники GPS, является астрономия. Проведение астрономических наблюдений с помощью больших оптических телескопов требует точной синхронизации работы систем управления и ведения телескопа, а также информации о его положении и текущем времени. Особая точность требуется при исследовании неярких объектов малых звездных величин на длительных экспозициях и в узком поле зрения телескопа.

Раньше для определения точного времени выполнялась сложная процедура сверки. Для этого применялись дорогостоящие и одновременно громоздкие системы на базе рубидиевого и цезиевого стандартов системы единого времени.

В настоящее время с появлением GPS и аналогичной отечественной системы GLONASS процедура определения точного времени значительно упростилась. Малогабаритный приемник GPS принимает сигналы от нескольких спутников и на основе принятых сигналов процессор приемника рассчитывает точное текущее время UTC (Universal Time Code) и координаты. После преобразования UTC в звездное время, полученные значения можно использовать для организации наблюдений и управления телескопом.

Одним из действующих российских телескопов является 1,5-метровый астрономический зеркальный телескоп АЗТ-22, установленный в Турции в 60 км от г. Анталия (фото 1). Великолепные климатические условия, отличные оптические характеристики делают телескоп пригодным для проведения качественных астрономических наблюдений и получения уникальных данных. В статье приведен пример разработки и реализации системы синхронизации данного телескопа от приемника GPS.

Структурная схема устройства синхронизации

Главная цель разработки — получение точного времени с точностью до единиц микросекунд, а также формирование набора синхронизованных с UTC высокостабильных частот 50,1393 Гц и

10 Гц для системы управления телескопом. Стабильная частота 50,1393 Гц затем используется в системе часового ведения. Импульсы частотой 10 Гц используются для генерации аппаратных прерываний в управляющем компьютере. Во время этих прерываний осуществляется опрос датчиков состояния (положения) и формируются необходимые управляющие воздействия на механизмы и привода телескопа.

Выбор приемника GPS

“Сердцем” устройства синхронизации являются часы точного времени с приемником GPS. Именно по этим часам, постоянно синхронизирующимся от GPS, управляются все системы телескопа и обеспечиваются заданные точности движения и измерений.

Авторами статьи был проведен анализ выпускаемых приемников GPS, удовлетворяющих ряду основных требований:

- 1) небольшая стоимость;
- 2) наличие выходов стабильной синхрочастоты, либо синхроимпульсов, привязанных к времени UTC;
- 3) работа совместно с компьютером и управление от него.

Кроме того, приемник должен быть легко встраиваемым внутрь системы.

Выбор был остановлен на приемниках фирмы Trimble Navigation Limited (<http://www.trimble.com>) — одной из известных фирм-изготовителей приемников GPS, предлагаемых московской фирмой “АГП НавГеоКом” (<http://www.agp.ru>).

В качестве приемника GPS была выбрана недорогая модель Lassen SK II GPS [1], которая максимально удовлетворяла поставленным требованиям.

Особенностями приемника Lassen SK II GPS являются:

- наличие выхода высокостабильного сигнала 1PPS (1 Pulse Per Second — 1 импульс в секунду) частотой 1 Гц, синхронизированного со временем UTC с точностью не хуже ± 100 нс;
- наличие двух независимых последовательных асинхронных интерфейсов, имеющих КМОП/ТТЛ уровни обменных сигналов и поддерживающих распространенные протоколы TSIP, TAIP или NMEA;
- питание от однополярного источника напряжением +5 В при потреблении всего 150 мА.

- приемник является встраиваемым и имеет небольшие габариты 81х31 мм.

Фирма-изготовитель предлагает несколько разных модификаций антенн как стационарных, так и мобильных. Размеры выбранной авторами стационарной антенны “Bullet II” невелики и составляют 78 мм в диаметре и 75 мм в высоту. Антенна является активной и подключается к приемнику при помощи специального коаксиального кабеля длиной до 23 м, входящего в комплект поставки.

Часы точного времени и интерфейс с приемником GPS

В качестве часов точного времени и одновременно интерфейса приемника GPS с компьютером системы управления телескопа использовалась готовая плата программируемого контроллера



Фото 1



Фото 2

TVG3, разработанная в Лаборатории электроники Института космических исследований РАН (<http://lex.iki.rssi.ru>). Задача состояла в том, чтобы одновременно с получением кода времени по последовательному интерфейсу принять сигнал 1PPS и сформировать от него набор частот синхронных со временем UTC и необходимых для управления телескопом. Используемая плата контроллера TVG3 (<http://lex.iki.rssi.ru/projects/tvg3>) построена на основе ПЛИС EP1K30AQC208-3 [2] фирмы Altera

(<http://www.altera.com>) и содержит необходимые интерфейсы с ISA-шиной и RS-232, а также несколько ТТЛ/КМОП входов/выходов. Интерфейс контроллера RS-232 использовался для подключения внешнего потребителя информации или терминала приемника GPS.

Приемник был установлен внутри корпуса персонального компьютера. Напряжение питания и все информационные сигналы поступали в него через гибкий шлейф от платы TVG3. Для хранения необходимых установок при отключенном питании компьютера к нему была также подключена внешняя литиевая батарейка.

Антенна приемника GPS была установлена на внешней стене здания обсерватории и подключена к приемнику через соединительный кабель (фото 2).

Синхронизация работы телескопа от сигналов приемника GPS

Для управления телескопом требовалось вырабатывать импульсы с периодом 100 мс для процедуры опроса датчиков положения, а также вырабатывать сигналы частотой 50,1393 Гц для управления приводом часового ведения телескопа. Стабильность и точность установки указанных частот должны быть не хуже $5 \cdot 10^{-6}$. Соответствующие характеристики внутреннего генератора платы TVG3 составляли всего $1 \cdot 10^{-4}$ и не удовлетворяли указанным требованиям.

Для получения с высокой точностью интервалов времени длительностью 100 мс было предложено с помощью высокостабильных импульсов частотой 1 Гц от приемника GPS измерять мгновенную частоту внутреннего генератора и использовать полученные измерения при формировании необходимых сигналов. Структурная схема формирования 100 мс интервалов приведена на рис. 1.

Импульсы частотой 1 МГц от внутреннего (нестабильного) генератора платы контроллера поступают сначала на предварительный делитель DIV (с коэффициентом деления $K_{div} = 10$), а затем на счетчик СТ. Один раз в секунду по сигналу 1PPS от GPS состояние счетчика СТ переписывается в регистр RG.

После перезаписи счетчик СТ сразу сбрасывается в "0", а содержимое регистра RG как раз и отражает мгновенное значение частоты внутреннего генератора, которое вычисляется по формуле

$$K_{RG} = F_{генер} / K_{div}$$

где $F_{генер}$ — текущая частота генератора, K_{div} — коэффициент деления предварительного делителя.

В идеальном случае при указанных параметрах регистр RG должен содержать значение, равное 100000. Однако при нестабильности частоты внутреннего генератора $1 \cdot 10^{-4}$ регистр будет содержать код в пределах от 99990 до 100010. Под влиянием различных дестабилизирующих факторов (температуры окружающей среды, напряжения питания генератора, старения кварца) частота генератора $F_{генер}$ изменяется, и, следовательно, код в регистре RG будет меняться даже в больших пределах.

Учитывая тот факт, что частота генератора хоть и нестабильна, но не может изменяться скачком, значение мгновенной частоты в регистре RG можно использовать для выработки 100 мс интервалов, по крайней мере, в течение следующей секунды. Значение кода в регистре RG сравнивается с содержимым счетчика CTF, на тактовый вход которого подается частота 1 МГц от внутреннего генератора. Сигнал с выхода компаратора (схемы сравнения) поступает на D-триггер. При равенстве содержимого счетчика CTF и регистра RG триггер формирует короткий импульс, указывающий, что закончился очередной интервал 100 мс. Одновременно импульс сбрасывает счетчик СТ в "0" и начинается отсчет следующего интервала 100 мс. Именно этот импульс и используется для выработки интервалов с периодом 100 мс. Под действием дестабилизирующих факторов значение в регистре RG будет изменяться. Поэтому счетчик CTF будет считать то до больших, то меньших значений, однако всегда с высокой точностью будет сформирован интервал 100 мс.

Применение описанной схемы имеет ряд достоинств. Например, в ней используется простой кварцевый генератор, те-

кущее значение частоты которого определяется с помощью высокостабильных импульсов от приемника GPS. Следовательно, не требуется применение дополнительного высокостабильного генератора, что удешевляет стоимость устройства. Кроме того, время готовности устройства сведено практически к нескольким секундам, и не требуется длительного прогрева, что характерно для термостатированных генераторов. Указанная схема не подвержена влиянию дестабилизирующих факторов (температуры, напряжения питания, старения кварца).

Работа устройства синхронизации при недостаточном числе спутников

В случае недостаточного числа наблюдаемых спутников (менее трех) приемник Lassen SK II GPS не может определить с высокой точностью время и, следовательно, не вырабатывает высокостабильные импульсы 1PPS. Поэтому интервалы времени 100 мс могут быть сформированы лишь с той точностью, которая обеспечивается внутренним генератором. Указанный недостаток достаточно просто можно скорректировать аппаратно, что и было реализовано в контроллере TVG3. В случае пропадания импульсов 1PPS, мгновенное значение частоты внутреннего генератора, хранимое в регистре RG, используется для формирования 100 мс интервалов вплоть до появления импульсов 1PPS.

Управление приводом часового ведения телескопа

Другой важной задачей устройства синхронизации является управление приводом часового ведения, позволяющим отслеживать вращение Земли и удерживать исследуемый объект в поле зрения телескопа. Подача на него импульсов нестабильной или неточной частоты приведет, соответственно, к "размазыванию" изображения или к "уходу" объекта из поля зрения телескопа.

Формирователь импульсов привода часового ведения, реализованный в описываемом устройстве, представляет собой программируемый делитель частоты. Его структурная схема приведена на рис. 2.

Частота 24 МГц от встроенного (нестабильного) генератора подается на вход программируемого делителя частоты. Полученная после деления частота 100,2786 Гц подается на T-триггер для формирования меандра частотой 50,1393 Гц, который в свою очередь поступает на усилитель сигналов привода часового ведения. В идеальном случае, когда частота точно равна 24 МГц, коэффициент деления составляет $24 \text{ МГц} / 100,2786 \text{ Гц} = 239333$. Это число определяет разрядность делителя, которая составляет 18 двоичных разрядов. Как было сказано ранее, под действием дестабилизирующих факторов частота внутреннего генератора меняется. По-

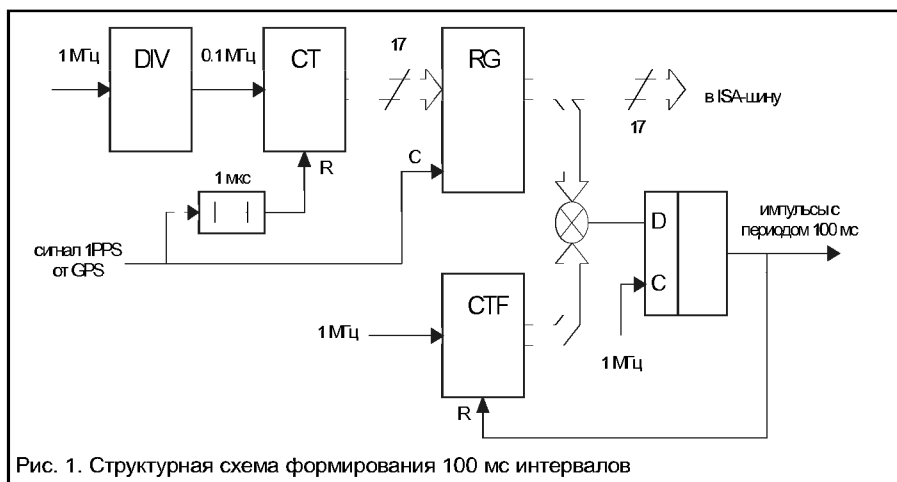


Рис. 1. Структурная схема формирования 100 мс интервалов

этому, используя мгновенное значение частоты, компьютер каждую секунду вычисляет новый коэффициент деления и записывает его в программируемый делитель. Наличие 18 разрядов в программируемом делителе позволяет корректировать частоту с точностью $1/239333 = 4,2 \cdot 10^{-6}$. Следует отметить, что компьютер может записывать (корректировать) только младшие 14 разрядов делителя из 18, то есть изменять частоту только в пределах примерно $\pm 2,5\%$. Это сделано для того, чтобы исключить запись ошибочных значений в делитель, которые могут привести к отказу цепей привода.

частоты кварца в течение первых 20–30 мин после включения, что объясняется прогревом электроники. Однако применение программируемого делителя частоты и синхронизации по GPS позволило скомпенсировать дрейф частоты задающего генератора и, таким образом, решить поставленную задачу по синхронизации работы телескопа.

Заключение

Описанная в статье система синхронизации телескопа реализована и испытана в обсерватории TUBITAK (Турция) на высоте около 2500 м над уровнем моря в рамках совместного российско-

громоздкого и дорогого оборудования. Некоторые снимки, полученные на этом телескопе можно найти в интернете на сайте: <http://hea.iki.rssi.ru/AZT22/RUS/index.html>. Угловое разрешение на лучших снимках достигает 0,7 угл. сек.

Реализация устройства синхронизации и интерфейса с GPS потребовала около 1300 логических элементов ПЛИС контроллера TVG3.

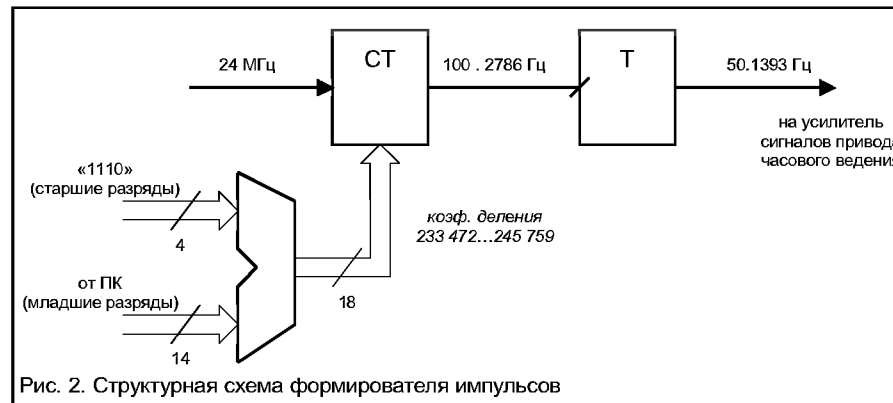
Пробная эксплуатация GPS приемника Lassen SK II с антенной Bullet II в составе системы управления телескопом подтвердила их высокие характеристики. Почти всегда антенна принимала сигналы нескольких (от 2 до 6) спутников, несмотря на то, что она была установлена на боковой внешней стене здания телескопа, и часть спутников затенялась самим зданием.

В заключение авторы выражают благодарность сотрудникам отдела Астрофизики высоких энергий ИКИ РАН и обсерватории Казанского Государственного Университета за помощь в создании данного устройства.

Илья Чулков,
ilya@hea.iki.rssi.ru
Михаил Бунтов,
orion@hea.iki.rssi.ru

Литература

1. Lassen SK II GPS. System Designer Reference Manual. Trimble Navigation Limited. November 1999.
2. "ACEX 1K Programmable Logic Family Data Sheet. Preliminary Information. ALTERA Corporation. 03/2001".



В процессе работы также было проведено измерение стабильности частоты внутреннего кварцевого генератора. Было отмечено плавное изменение

турецкого проекта. Она позволила существенно улучшить точность наведения на объект и стабильность часового ведения инструмента без использования

Технические требования к центральному микроконтроллерному модулю ТМКС

5. В состав ядра включить АЦП среднего быстродействия с разрядностью 14–16 двоичных разрядов и несколько ЦАП. Желательно, чтобы они были подключены через отдельный дополнительный интерфейс, например, последовательный приборный интерфейс SPI (в качестве основного считается интерфейс с магистралью, ОЗУ и RTC). При этом и основной, и дополнительный интерфейсы должны быть выведены на магистральный разъем. В качестве основного магистрального интерфейса ядра (с учетом выбранных типов микроконтроллеров) наиболее подходит усеченный модифицированный интерфейс I41 (MULTIBAS-I). Он должен иметь достаточное количество адресных линий

11. Вся ТМКС должна быть выполнена в соответствии с магистрально-модульными принципами, то есть все модули, включая ядро, должны иметь одинаковые размеры (100x220 мм² или

Обобщенная функциональная схема центрального микроконтроллерного модуля

ми с оптической развязкой одного или

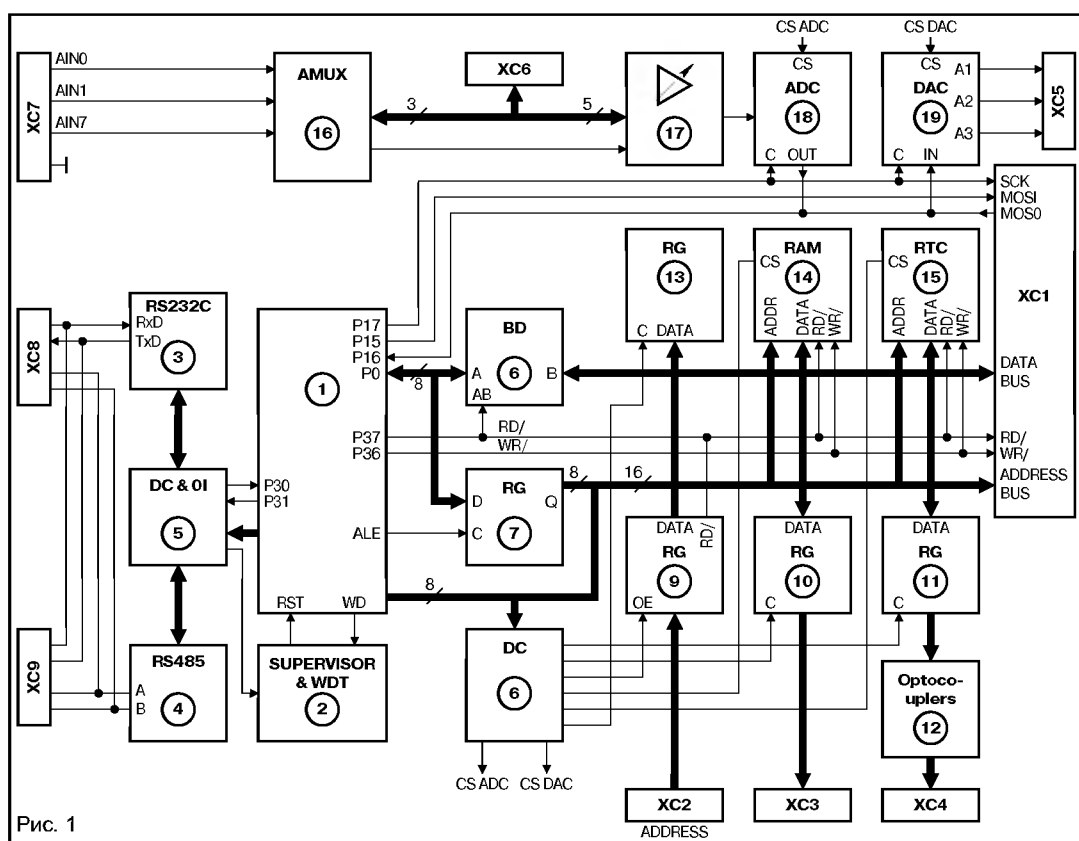


Рис. 1

обоих из них. Связана с интерфейсами 3 и 4 и микроконтроллером 1. Количество связей с микроконтроллером должно быть минимальным, при этом функциональные возможности управления интерфейсами желательно иметь максимальными;

6 — шинный формирователь данных магистрали;

7 — регистр защелки младшего байта адреса;

8 — дешифратор адреса;

9 — регистр ввода значений модификатора XC2. Модификатор XC2 (и все остальные разъемы, кроме XC1) должен быть выполнен в виде штыревого разъема типа PLD. Это позволяет устанавливать на него перемычки для установки адреса, а если модификатор адреса не используется или используется не полностью, на разъем можно установить плоский кабель и неиспользованные входы разъема задействовать для других целей;

10 — регистр вывода гальванически связанных данных через штыревой разъем XC3;

11 — регистр вывода гальванически связанных данных через штыревой разъем XC4 или оптически изолированных данных через узел оптронов 12 и штыревой разъем XC4. На четные контакты штыревого разъема XC4 данные поступают непосредственно с выходов регистра 11, на нечетные — через узел оптронов 12. Такое решение позволяет при необходимости выбирать произвольную комбинацию изолированных и неизолированных сигналов;

12 — узел оптронов;

13 — регистр управления функциями входного аналогового коммутатора 16 и конфигурируемого операционного усилителя 17;

14 — быстродействующая оперативная память с параллельным доступом;

15 — таймер реального времени с параллельным доступом и встроенной энергонезависимой оперативной памятью;

16 — входной аналоговый мультиплексор для коммутации входных сигналов АЦП (ADC18);

17 — конфигурируемый операционный усилитель с возможностью выбора полярности сигнала и коэффициента усиления;

18 — среднескоростной АЦП (ADC) с разрядностью 14-16 двоичных разрядов и связью по последовательному каналу SPI;

19 — двоиный или строенный ЦАП (DAC) с разрядностью 10-8 двоичных разрядов и связью по последовательному каналу SPI;

Кроме перечисленных функциональных узлов на функциональной схеме показаны разъемы:

XC1 — разъем магистрали, может быть в метрическом (СНП-59/96) или дюймовом (С-96) исполнении;

XC2 — штыревой разъем PLD-16, используемый как модификатор адреса,

или для подачи внешних входных сигналов;

XC3 — штыревой разъем PLD-16, используемый для выдачи выходных оптически не развязанных сигналов;

XC4 — штыревой разъем PLD-20, используемый для выдачи выходных оптически не развязанных или развязанных сигналов;

XC5 — штыревой разъем PLD-6, используемый для выдачи выходных аналоговых сигналов с DAC 19;

XC6 — штыревой разъем PLD-16, используемый для выдачи выходных сигналов регистра 13 в случае, если мультиплексоры 16 и конфигурируемый операционный усилитель 17 не используются;

XC7 — штыревой разъем PLD-16, используемый для подачи входных аналоговых сигналов на ADC 18 через мультиплексор 16 и конфигурируемый операционный усилитель 17;

XC8 и XC9 — два параллельно соединенных штыревых разъема PLD-10, используемые для подключения к интерфейсам RS-232C и RS-485.

Следует отметить, что ряд сигналов управления на обобщенной схеме не указан, поскольку их окончательное назначение и источник их выдачи будут определены после выбора типов и схем включения всех узлов функциональной схемы (например, не указаны оптически развязанные входы, входы прерываний, сигналы управления интерфейсами и т. д.). Таким образом, обобщенная функциональная схема, в некотором смысле, является информацией к размышлению.

В следующих статьях этого цикла мы остановимся на схемотехнике каждого из узлов, приведем принципиальные схемы и в заключении цикла получим полную принципиальную схему центрального микроконтроллерного узла.

Олег Николаичук,
onic@ch.moldpac.md

Продолжение следует

Литература

1. *International symposium on computer architecture (21st; 1994; Chicago (II)). Proceedings the 21st annual international symposium on computer architecture, Apr. 18—21, 1994, Chicago (II).* — Washington (DC) et al.: IEEE computer soc. press, 1994, XII, — 394 p.: ill.
2. *High-performance computing and networking: Intern. conf. and exhibition, Brussels, Apr. 15—19, 1996; Proc./HPCN Europe 1996; Ed. H.Liddell.* — Berlin et al.: Springer, 1996, XXV, — 1040 p.
3. Nicolaiciuc O., Gutuleac E., Cheibas V.

The main principles of small systems development for manufactarin and research automation // Computer Science Journal of Moldova, 1999, vol. 7, № 2(20), p. 237—246.

4. В. И. Виноградов. Информационно-вычислительные системы: Распределенные модульные системы автоматизации. — М., Энергоатомиздат, 1986, с. 336: ил.

5. Вопросы кибернетики. Архитектура магистрально-модульных компьютеров специального назначения: Сб. ст./Рос. АН. Науч. совет по комплекс. проблеме "Кибернетика", НИИ систем. исслед./Под ред. В. Б. Бетелина. — М., 1997, с. 141: ил.

6. Р. Трехцинский. Актуальное состояние разработок системы И42 (MMC MULTIBUS-II) в ГНР в рамках проблемы 2.2.2 // Международный семинар по проблеме реализации комплексной программы научно-технического прогресса стран-членов СЭВ до 2000 года. Международный семинар — показ КАМАК — оборудования "КАМАК-87" (Кишинев, 13—17 апреля 1987) : докл. — Варшава, 1987, с. 9.

7. С. Г. Басиладзе. Анализ предложений новых стандартов для систем автоматизации эксперимента (обзор). Приборы и техника эксперимента. 1986, №3, с. 7—32.

8. А. Фрунзе. Рабы своих семейств, или почему разработчики микроконтроллерной техники не очень охотно меняют базу для своих разработок. Компоненты и Технологии № 3/2000.

9. <http://www.atmel.ru>, <http://www.atmel.com>

10. О. Николаичук Командно-информационные сети — что это такое? // Схемотехника, № 6—№7, 2001.

11. Nicolaiciuc O., Gutuleac E., Cheibas V. The Small LAN "SISNET" // The International Symposium On System Theory "SINTES-10", Xth-Edition, 25-26 May, 2000, Craiova, ROMANIA, p. 14—16.

12. Nicolaiciuc O., The Station of Command Information LAN "MISNET" // Proceeding of the 5th International Conference on "Development and Application Systems", DAS2000, 18-20 May, 2000 Suceava, ROMANIA, p. 298—300.

13. А. А. Мячев и др. Интерфейсы сетей обработки данных: Справочник / Под ред. А. А. Мячева. — М.: Радио и связь, 1989.

Комплект микросхем для охранной сигнализации, персонального радиовызова и телеуправления

В настоящее время рынок наполнен всевозможными охранными системами. Но их внедрение сдерживается сравнительно высокими ценами, и часто пользователи отдают предпочтение охранным системам собственного производства. Для использования в таких системах очень хорошо подходит базовый комплект микросхем, описываемый в этой статье и обеспечивающий управление и сигнализацию по инфракрасному (ИК) каналу, радиоканалу в диапазоне 27 или 300 МГц, а также использование в качестве шлейфа связи электросети 220 В. Но применением этого комплекта только в системах сигнализации дело не ограничивается.

Краткое описание

Микросхемы (ИМС) УР5701ХК07 (передатчик) и УР5701ХК06 (приемник) представляют собой комплект для построения проводных и беспроводных систем охраны помещений, транспортных средств, систем персонального радиовызова и телеуправления. Также подходит она и для использования в детских игрушках.

При построении систем охранной сигнализации передатчик устанавливается на охраняемом объекте и сопрягается с датчиком или группой датчиков, срабатывание которых обеспечивает

датчиков и о выборе одного из трех тонов звукового сигнализатора.

Возможно также использование этой пары микросхем в качестве электронного ключа и замка. При этом для связи может быть использован как радиоканал, так и ИК канал.

Использование ИМС УР5701ХК06 и УР5701ХК07 целесообразно для построения простых персональных линий связи: для вызова сотрудника на телефонную связь, предупреждения о возникшей опасности на

- чувствительность — 1...10 мкВ (по радиоканалу и ИК каналу);
- ток потребления — 3 мА при напряжении питания 3 В;
- частота несущей с внутренним гетеродином — до 27 МГц;
- возможность работы с внешним гетеродином;
- вид сигнала — частотная манипуляция сигнала несущей в диапазоне 27 МГц;
- полоса пропускания в режиме "Радио" — 3 кГц;
- количество выходов дешифратора — 6;
- исполнение — планарный корпус типа QPF-64 с шагом выводов 1 мм.

Технические данные ИМС передатчика согласованы с конструкцией ИМС приемника. Она обеспечивает формирование 1...3 кодовых посылок (код выбирается соответствующей распайкой выводов. Напряжение питания —

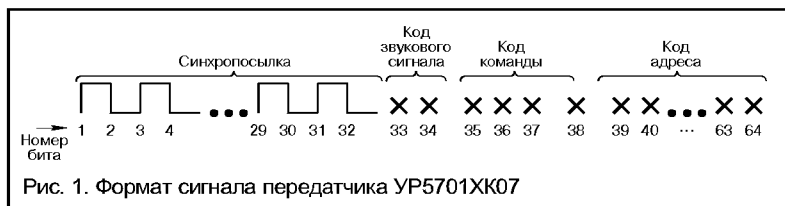


Рис. 1. Формат сигнала передатчика УР5701ХК07

запуск передатчика. При этом, в случае срабатывания датчика, ИМС передатчика вырабатывает кодовые посылки по 64 бита, (рис. 1).

Первые 32 бита представляют собой синхросигнал — меандр из чередующихся нулей и единиц. Она не программируется, является фиксированной преамбулой и синхронизирует приемник при расшифровке информационного сегмента, который составляют биты 33...64. В информационном сегменте биты 33, 34 кодируют типы звучания сигнализатора приемника. Биты 35-38 отражают состояние служебного слова и декодируются на стороне приемника. Значение каждого бита информационного сегмента со стороны передатчика кодируется установкой переключателей, либо программатором с удержанием кода на момент передачи.

Схема включения передатчика и приемника при 25-26 битах адреса позволяет использовать свыше 25 млн. номеров охраняемых объектов по каждому проводному или радиоканалу связи. Кроме кода адреса, в пакете сигнала возможна передача шести сообщений о состоянии

производства и т. п.

Использование микросхем в детских играх и тренажерах даст наибольшую экономическую отдачу, так как при этом требуется минимальное количество внешних элементов. Дешифратор на шесть выходов постоянного тока и три команды для изменения звуковой частоты позволяют создавать и замысловатые детские игры, и сложные системы телеуправления.

Технические данные ИМС приемника:

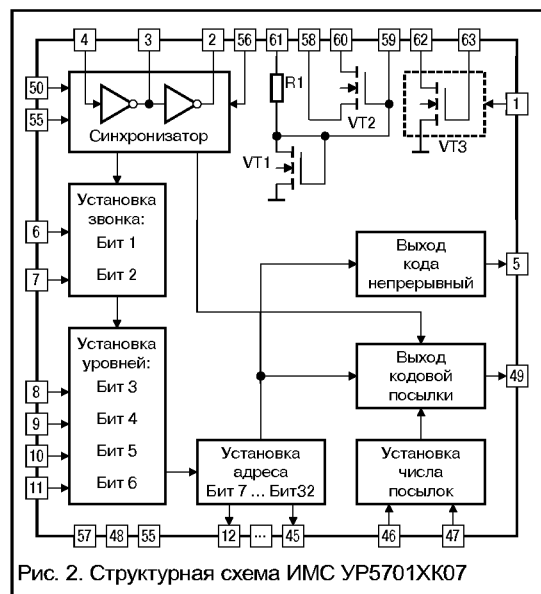


Рис. 2. Структурная схема ИМС УР5701ХК07

Таблица 1. Назначение выводов микросхемы УР5701ХК07

1	Защита коммутатора	46	Установка числа посылок, 2
2	Выход 2-го инвертора	47	Установка числа посылок, 1
3	Выход 1-го/Вход 2-го инвертора	48	Напряжение питания 3...9 В
4	Вход 1-го инвертора	49	Выход кода импульсный
5	Выход кода непрерывный	50	Пуск кода по установке
6	Установка звонка, бит 1	55	Частота "Радио – Видео"
7	Установка звонка, бит 2	56	Вход синхронизатора
8	Установка 1/0, бит 3	57	Общий
9	Установка 1/0, бит 4	58	Исток (27 МГц)
10	Установка 1/0, бит 5	59	Затвор (27 МГц)
11	Установка 1/0, бит 6	60	Сток (27 МГц)
12...16	Адрес, бит 7...бит 11	61	Смещение (27 МГц)
17...20 31...34 51...54 64	Свободные	62	Сток (коммутатор)
21...30	Адрес, бит 12...бит 21	63	Затвор (коммутатор)
35...45	Адрес, бит 22...бит 32		

3...9 В, в зависимости от варианта включения. Выходная мощность передатчика — 10 мВт при связи в диапазоне 27 МГц.

Структурная схема

Структурная схема ИМС УР5701ХК07 представлена на рис. 2, а назначение ее выводов — в табл. 1.

Микросхему УР5701ХК07 можно рассматривать как базовый матричный кристалл: в зависимости от области применения видоизменяется и схема включения, в том числе могут подключаться или оставаться свободными некоторые элементы, показанные на структурной схеме. Например, первый вывод "Защита коммутатора" в случае использования мощного транзистора VT3 подключается чаще всего кисточнику питания. Цифровые инверторы, подключенные к выв. 2-4, предназначены, в основном, для построения задающего генератора синхронизации на основе кварцевого резонатора с частотой 32768 Гц. На выв. 5 кодовая последовательность поступает непрерывным потоком — посылка за посылкой. Выв. 6, 7 используются для кодирования звучания автономного сигнализатора приемника. Кодированием выв. 46-47 устанавливается число посылок, выдаваемых на выв. 49. Потенциал на выв. 55 определяет частоту формирования посылок. В режиме "Радио", когда выв. 55 подключен к шине питания, частота ниже и соответствует частоте синхропосылки 256 Гц. В режиме "Видео", когда выв. 55 заземлен, она выше и соответствует частоте синхропосылки 2048 Гц. К выв. 58-63 подключены n-канальные транзисторы VT1, VT2 и VT3, предназначенные, в первую очередь, для создания задающего частотно-манипулированного генератора диапазона 27 МГц. В то же время транзистор VT3 можно использовать как коммутатор светодиода в случае оптической связи между приемником и передатчиком.

Структурная схема микросхемы приемника УР5701ХК06 приведена на рис. 3, а назначение выводов — в табл. 2.

Номера битов в адресах приемника и передатчика соответствуют нумерации в синхропосылке. Но для работы в полудуплексном режиме, когда на стороне запроса и на стороне ответа есть и приемник и передатчик, предусмотрено следующее решение: при одинаковых адресах, установленных на приемнике и на передатчике работа передатчика не вызывает срабатывания приемника на передающей стороне.

Транзисторные пары VT1, VT2 и VT3, VT4 предназначены для построения смесителя при использовании для радиосвязи диапазона 27 МГц. Транзистор VT5 используется для построения гетеродина с частотой $F_r = F_c/2$, где F_c — центральная частота, относительно которой осуществляется манипуляция частоты передатчика. Резисторы R1 и транзистор VT6 в диодном включении представляют собой схему смещения

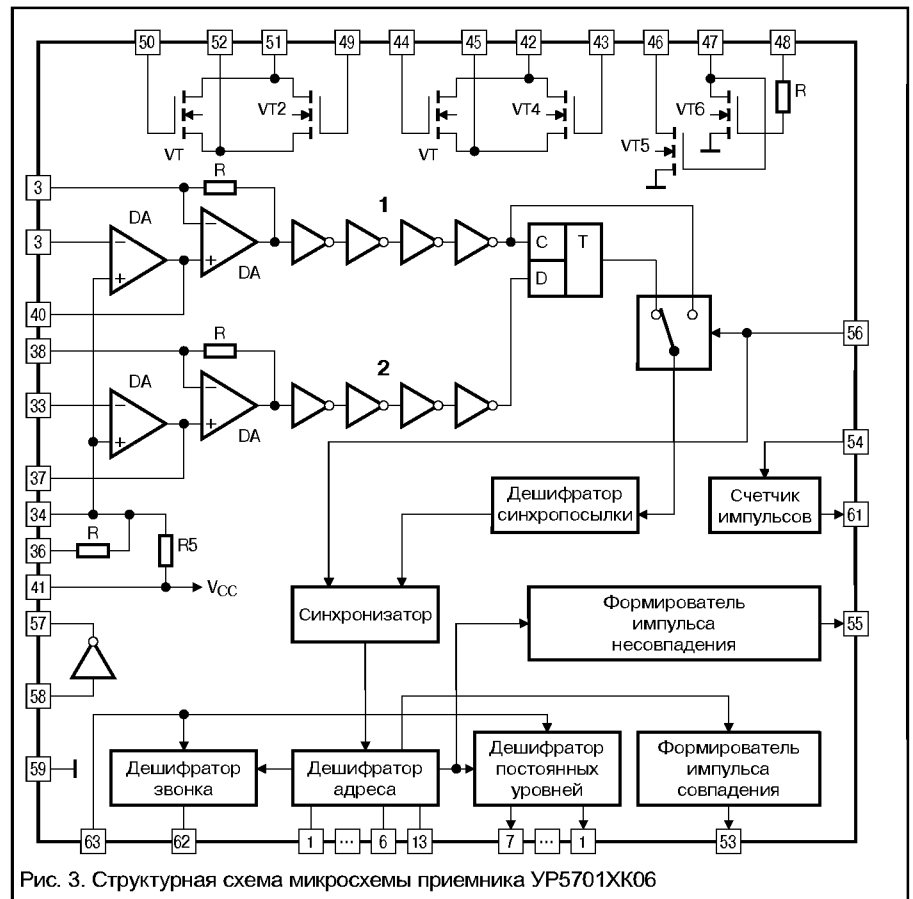


Рис. 3. Структурная схема микросхемы приемника УР5701ХК06

Таблица 2. Назначение выводов микросхемы УР5701ХК06

1...6	Адреса, биты 7...12	48	Усс ВЧ части
7...12	Выходы, мнемкокоды U1...U4, U7, U8	49	Упр. "-" 1-го канала
13...32	Адреса, биты 13...32	50	Упр. "+" 1-го канала
33	Вход 2-го канала	51	Выход смесителя 1-го канала
34	Смещение усилителя	52	Вход смесителя 1-го канала
35	Вход 1-го канала	53	Выход "Совпадение адреса"
36	Общий аналоговый вывод	54	Вход счетчика импульсов
37	Выход 2-го канала	55	Выход "Несовпадение адреса"
38	Вход ОУ2 2-го канала	56	Вход "Частота выборки"
39	Вход ОУ2 1-го канала	57	Выход генератора 32 кГц
40	Выход 1-го канала	58	Вход генератора 32 кГц
41	Усс ОУ	59	Блокировка звонка
42	Выход смесителя 2-го канала	60	Общий цифровой вывод
43	Упр. "+" 2-го канала	61	Выход "Тревога"
44	Упр. "-" 2-го канала	62	Звонок 0
45	Вход сигнала 2-го канала	63	Кнопка "Сброс"
46	Выход гетеродина	64	Усс цифровой части
47	Вход резонатора 13,5 МГц		

по затвору транзистора VT5.

При построении проводной системы связи (в том числе и по сети 220 В) транзисторы VT1, VT2 и VT3, VT4 используются для построения входного дифференциального усилителя. В качестве генератора тока этого усилителя используется транзистор VT5.

Инвертор в синхронизаторе используется для построения генератора с частотой колебаний 32768 Гц. Опера-

онные усилители (ОУ) DA1-DA4

— однокаскадные с большим

запасом устойчивости и коэф-

фициентом усиления на

постоянном токе около 2000. Для

работы с униполярным питани-

ем уровень смещения создается

делителем R4, R5. Как правило,

он корректируется внешним ре-

зистором 200...750 кОм,

подключаемым между выв. 34 и

Усс. Заземление выв. 63 обеспе-

чивает сброс триггеров-защелок дешифрато-

ра постоянных уровней (выв. 7-12).

Синхронизатор в зависимости от ре-

жима работы формирует служеб-

ные тактовые сигналы. Режим работы зада-

ется потенциалом на выв. 56: 0 В —

включается режим "Видео", Усс —

включается режим "Радио". В режиме "Видео"

частота выборки входного сигнала со-

ставляет 8 кГц, в режиме "Радио" —

1 кГц. Приемник и передатчик должны

работать в одном и том же режиме.

Особенности программирования микросхем

Работа микросхем программируется пайкой выводов либо к шине земли, либо к питанию, либо подачей этих потенциалов на время приема/передачи. Программированию в передатчике подлежат выв. 6-11 (биты 1-6) и 12-45 (биты адреса в передатчике) и выв. 1-6, 13-32 (биты адреса) в приемнике. При программировании следует учитывать следующие правила:

- на выв. 5 (выход последовательности) информационный сегмент послылки воспроизводит потенциалы на выходах установки кода. Если вывод подключен к земле, то соответствующий бит будет нулевым, если к питанию - то единичным;
- синхропосылка на выв. 5 передатчика выходит с первым битом, установленным в "1" и заканчивается соответственно "0";
- в дешифраторы приемника сигнал вводится таким, каким он наблюдается на выходе операционного усилителя DA1 первого канала, так как далее сигнал усиливается четным (четыре) числом инвертирующих усилителей;
- мнемкоды постоянных уровней с выхода дешифратора следуют справа налево и устанавливаются относительно нулевых уровней. Например, ноль в шестом бите послылки даст постоянный уровень "1" на выв. 7 приемника. Правила кодирования сведены в табл. 3;
- для правильной идентификации адреса, постоянных уровней и вида звучания необходимо бит 32 устанавливать в "1", либо два последних бита 32, 31 — в "0". Это исключает преждевременную идентификацию синхропосылки и в итоге — неправильную расшифровку информационного сегмента кода (биты 1-6);
- адрес, входящий в дешифратор приемника, наблюдаемый на выходе операционного усилителя DA1 первого канала, должен быть инверсным по отношению к потенциалам на адресных выходах приемника. В этом случае он воспринимается как совпадающий с заданным адресом. Например, если 7-й бит в последовательности, входящей в дешифратор адреса, наблюдаемый на выходе операционного усилителя DA1 первого канала, установлен в "1", то выв. 1 приемника должен быть заземлен;

Таблица 3

Бит последовательности				Вывод	Мнемоника
3	4	5	6	УР5701ХК6	команды
1	1	1	0	7	U1
1	1	0	1	8	U2
1	1	0	0	9	U3
1	0	1	1	10	U4
1	0	0	0	11	U7
0	1	1	1	12	U8

- команды звонка, входящие в дешифратор команд декодируются, как показано в табл. 4;
- при обработке видеосигнала (ИК сигнала) в режиме "Радио" информационный сигнал необходимо подавать на второй канал выв. 33. Контроль вводимого сигнала осуществляют по выв. 37. На первый канал необходимо подавать местный стробирующий сигнал, например, с выв. 57. Его сигнал целесо-

Таблица 4

Бит	Значение	Бит	Значение	Звук
1	0	2	0	Нет
1	0	2	1	Прерывистый высокий
1	1	2	0	Прерывистый низкий
1	1	2	1	Непрерывный высокий

образно ослабить в 100 раз и подавать через разделительный конденсатор емкостью 10 нФ.

Оптимальный выбор адресов

Опорным обычно принимается адрес, состоящий из последовательно чередующихся групп "0" и "1", составленных таким образом, чтобы число нулей и единиц было одинаковым. Это уравнивает сигнал по постоянной составляющей и при обработке позволяет обходиться минимальными значениями емкости переходных конденсаторов. Пример такого опорного, то есть начального адреса с указанием номера бита приведен в табл. 5.

Фактические адреса получают модификацией опорного адреса. Например, в 7-м бите в группе нулей 0 изменяют на 1, а в группе единиц, например, в 14-м бите 1 изменяют на 0. Таким образом, количество 0 и 1 в новом адресе также уравнивается.

Схемы включения

Схема включения ИМС УР5701ХК07 при измерении параметров показана

Таблица 5

0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1
7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32

на рис. 4. Ниже приведено назначение элементов.

1. Транзистор VT1 типа КТ315В, резисторы R1...R4 и конденсаторы C1, C4 и C5 образуют каскад развязки для индикации выходного сигнала генератора. В состав генератора входят конденсаторы C2, C3, C6, C7, резистор R5, индуктивности L1, L2, кварцевый резонатор ZQ1 и элементы микросхемы, подключенные к выв. 57-63.

2. Конденсаторы C8, C9, резистор R7, кварцевый резонатор ZQ2 и инвертор микросхемы, включенный между выв. 4, 5, образуют генератор тактовой частоты 32768 Гц.

3. Резисторы R8...R12 установлены в цепи переключения потенциалов с

лог. 1 на лог. 0.

4. Переключатель S1 инициализирует выдачу трех периодов импульсной кодовой послылки по выв. 49. Переключатель S3, к которому подключают осциллограф, должен находиться при этом в пол. "2". Соответственно, в пол. "1" этого переключателя наблюдается непрерывная последовательность кодовых посылок (поток), а в пол. 3 — сигнал генератора с частотой, заданной кварцевым резонатором ZQ1.

5. Переключатель S2 в пол. 1 замыкает на "землю" выв. 55. При этом микросхема находится в режиме "Видео", частота сигнала в синхропосылке составляет 2048 Гц. Биты 1-32 информационного сегмента установлены в "1", так как на выв. 6-16,

21-30, 35-45 поступает напряжение питания. При переводе S2 в пол. "2" микросхема переходит в режим "Радио" с частотой сигнала в синхропосылке 256 Гц. Биты 1 и 2 информационного сегмента кодовой послылки в этом случае сброшены в "0". В пол. 3 эти биты переходят в "1", а биты 3...6 в "0". В пол. 4 биты 1...6 установлены в "1", а все адресные биты обнулены. Пол. "5" запрещает выдачу импульсной кодовой послылки по выв. 49, все биты в информационном сегменте установлены в "1". В пол. "6" повышается частота сигнала, контролируемого в пол. "3" переключателя S3. В этом случае на затвор коммутирующего транзистора поступает нулевой потенциал, емкостное сопротивление в цепи кварцевого резонатора увеличивается. При этом уменьшается влияние индуктивности L2 (5,4 мкГц), и частота последовательного резонанса резонатора ZQ1 увеличивается.

В пол. "7" переключателя S2 можно проверить работу микросхемы в режиме "Радио" при нижней частоте резонанса ZQ1 и кодовой послылке, в которой все биты установлены в "1".

Частоту кварцевого резонатора следует выбирать выше номинальной средней частоты (26945 кГц или 26960 кГц) на 3 кГц с тем, чтобы верхняя частота при частотной манипуляции укладывалась в полосу 3 кГц. Практически, для связи передатчика и приемника в этом диапазоне девиации частоты при манипуляции ± 2 кГц вполне достаточно.

Упрощенная схема включения ИМС УР5701ХК06 при измерении параметров приведена на рис. 5. Проверка декодирующей части осуществляется кодовыми последовательностями, которые вводятся в дешифраторы через операционные усилители, минуя этап модуляции-демодуляции. В качестве

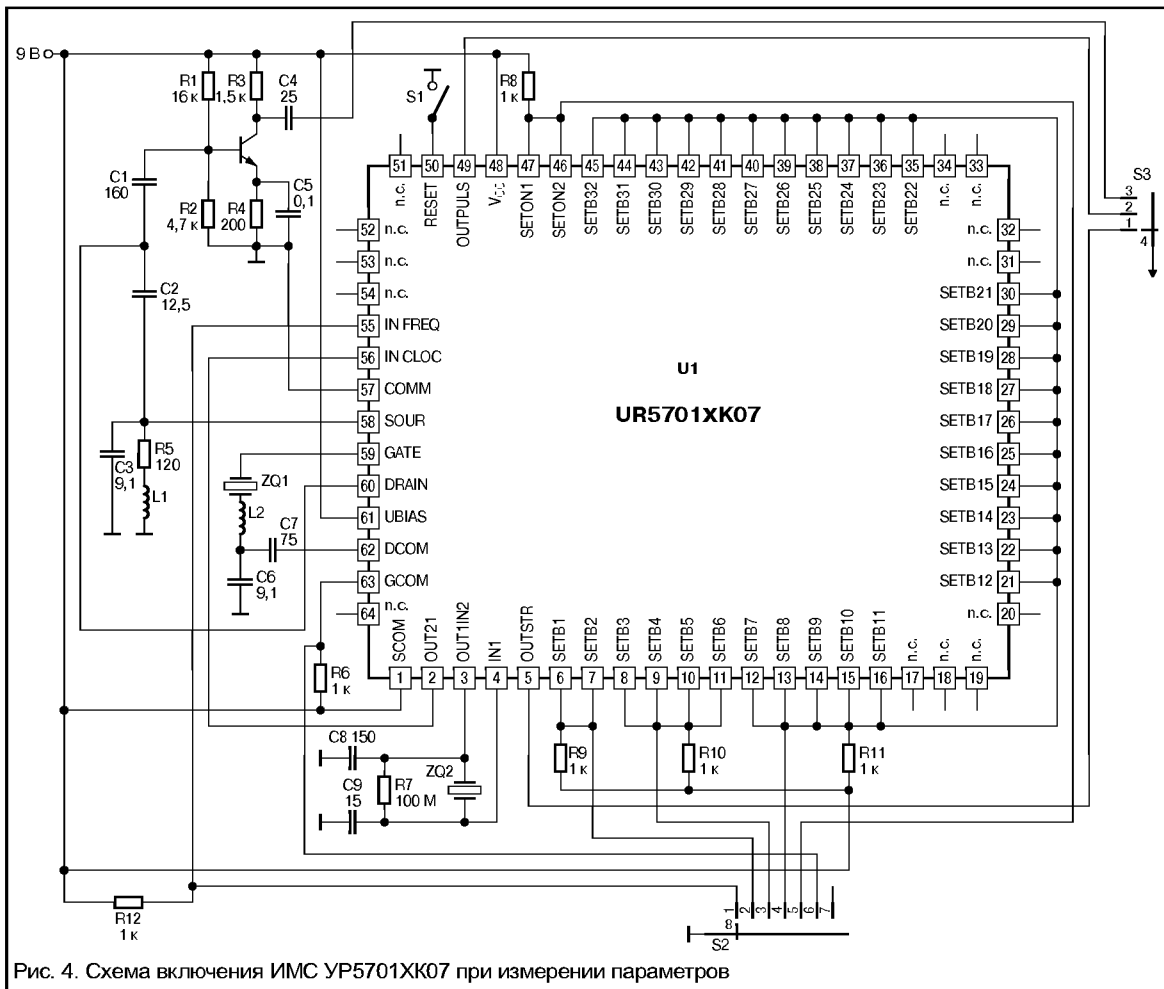


Рис. 4. Схема включения ИМС УР5701ХК07 при измерении параметров

В пол. "1" переключателя S2 наблюдается положительный импульс, период следования которого совпадает с периодом следования кодовой последовательности. Его длительность не превышает длительности одного бита последовательности. В практических приложениях, когда приемник и передатчик синхронизируются разными генераторами, длительность этого импульса может во время приема колебаться от половины бита до бита. Сам импульс формируется при условии, что синхропосылка принята и дешифрована,

источника тестовых сигналов используется микросхема передатчика UP5701XK07. Переключатели S2-1 и S2-2 переключаются синхронно. Задающий генератор на 27960 кГц, стабилизированный резонатором ZQ1, выполнен по схеме с параллельным резонансом. Катушка L1 имеет индуктивность 7,4 мкГм. В трансформаторе T L1 = L2 = L3 = 3 мкГм. Резистор R11 ограничивает ток гетеродина. Конденсаторы C9, C10, резистор R10 и резонатор ZQ2 с частотой резонанса 32768 Гц вместе с инвертором микросхемы UP5701XK06 (выв. 57, 58) образуют генератор, синхронизирующий работу микросхем. Кварцевый резонатор ZQ3 включен по схеме, обеспечивающей работу в области параллельного резонанса. Частота резонанса составляет 13485 кГц. При этом эффективная частота гетеродина $F_r = 2F = 26970$ кГц. Разностная частота на выходах смесителя первого (выв. 51) и второго (выв. 42) каналов составляет 10 кГц. Выходные сигналы смесителей после фильтрации простыми фильтрами L2, C17 и L3, C19 поступают на третьи выводы переключателя S4. Четвертые выводы этого переключателя подключены ко входам операционных усилителей (выв. 33, 35) с резисторами R12 и R13 в цепи обратной связи. В итоге на гнездах XV1 и XV2 наблюдаются уси-

ленные сигналы разностной частоты.

Смещение операционных усилителей по входу задает резистор R16. На гнездах XV1 и XV2 также можно контролировать входное смещение ОУ при установке переключателя S3 в пол. "2".

В пол. "1" переключателя S4 на первый канал (выв. 35) поступают синхросигналы с частотой 32768 Гц. Они обеспечивают тактирование D-триггера, благодаря чему кодовая последовательность по второму каналу через ключ проходит далее на дешифрацию. Делители R3, R4 и R14, R15 уменьшают амплитуду входных сигналов для контроля чувствительности микросхем. Конденсаторы C15, C16 заземляют инвертирующие входы вторых ОУ по переменному току. Так как по первому каналу проходит сигнал более высокой частоты, то и номинал конденсатора указан меньший, по сравнению со вторым каналом. В пол. "1" переключателя S4 на гнездах XV1, XV2 наблюдаются усиленные и проинвертированные относительно входов сигналы синхронизации и входной последовательности соответственно.

При замыкании переключателя S1 микросхемы из режима "Видео" переходят в режим "Радио". Соответственно, в 8 раз увеличивается частота следования кодовых посылок.

Для контроля цифровой части микросхем к выв. 12 переключателя S2-2 подключают осциллограф.

также принят и дешифрованный адрес, совпадающий с тем, который установлен на выводах приемника. В данном случае импульс совпадения формируется независимо от положения переключателя S3, так как все адресные выводы передатчика находятся под потенциалом питания, а все адресные выводы приемника — под потенциалом земли.

В пол. "2" переключателя S2 импульс совпадения будет наблюдаться, если переключатель S3 тоже находится в пол. "2". В пол. "1" переключателя S3 в этом случае можно наблюдать импульс несовпадения непосредственно на выв. 55.

В пол. "3" переключателя S2 наблюдается меандр частотой 1 кГц — команда звонка с высокой тональностью звучания. После перемещения этого переключателя в пол. "4" меандр должен отсутствовать. В пол. "5-10" должен наблюдаться постоянный потенциал с уровнем напряжения питания, который сбрасывается в ноль кнопкой S6 при заземлении выв. 63, и этот потенциал должен восстанавливаться до напряжения питания после отпускания кнопки.

Потенциалы возникают как результаты дешифрации команд, устанавливаемых переключателем S2-1 на выводах передатчика. Диоды D1...D3 имитируют одновременное срабатывание трех датчиков, а диоды D4,D5 и D6,D7 — двух. В пол. "11" наблюда-

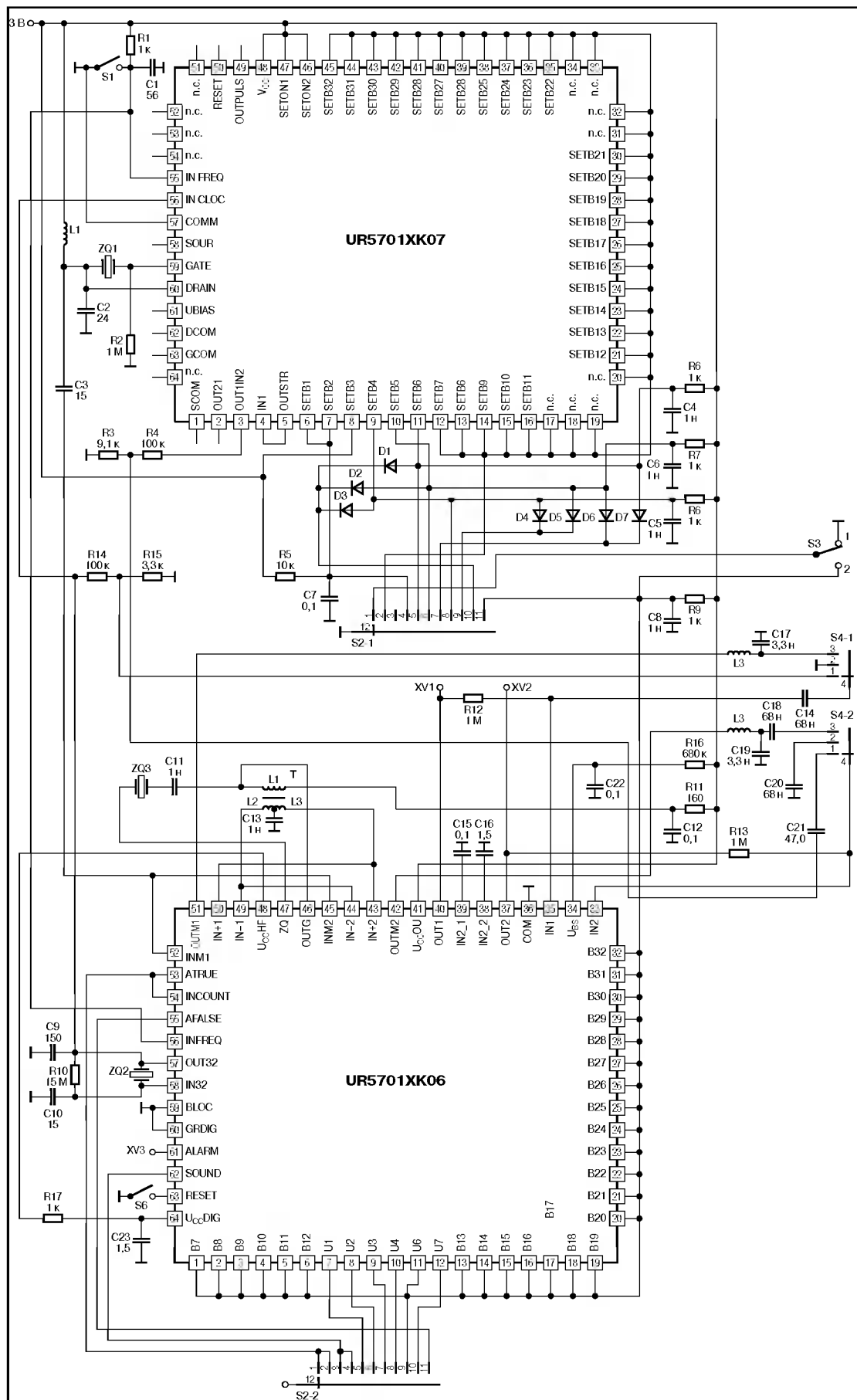


Рис. 5. Упрощенная схема включения ИМС УР5701ХК06 при измерении параметров

ется импульс несовпадения. В этом случае все адресные выводы и приемника и передатчика находятся под одним и тем же потенциалом в зависимости от положения переключателя S3 — напряжения питания или земли. Таким образом, можно сделать вывод, что при построении полудуплексной связи одноименные адресные выводы приемника и передатчика можно объединять. При этом работа "своего" передатчика не будет вызывать срабатывание "своего" приемника. В этом случае и на передающей, и на приемной стороне можно использовать один и тот же адрес (в прямом и инверсном виде), что в ряде случаев существенно упрощает систему связи. Например, если с центрального пульта осуществляется опрос охраняемых зон, то для этого достаточно выставить на передатчике и приемнике адрес зоны, опросить состояние ее датчиков, затем по этому же адресу получить ответ, после чего перейти к следующей зоне охраны. Понятно, что адреса на центральном пульте и в охраняемой зоне должны быть побитно инверсными. В этом случае приемники дешифруют полученные адреса запроса как совпадающие и выдадут импульсы несовпадения на выдачу собственных передатчиков.

(Продолжение. Начало — №2—9/2001)

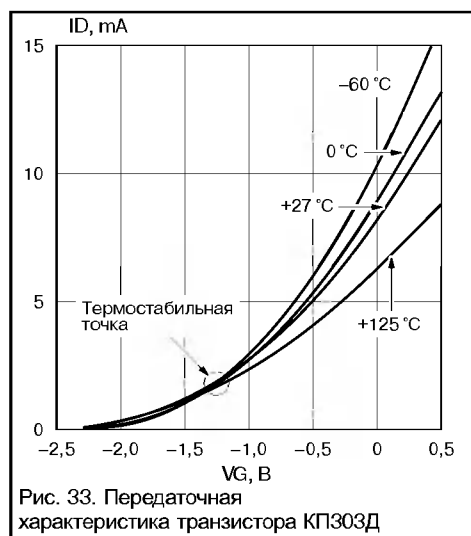
Создание аналоговых PSPICE-моделей радиоэлементов

Тестирование полевого транзистора

Передаточные характеристики полевого транзистора

Передаточная характеристика полевого транзистора очень информативна. Построим семейство передаточных характеристик модели полевого транзистора КП303Д, включенного по схеме с общим истоком (рис. 32, Программа-7). Воспользуемся для этого совместными возможностями директив .DC и .TEMP (вариация температуры).

Передаточная характеристика полевого транзистора — это зависимость тока стока от напряжения между затвором и истоком. При вариациях температуры $-60, 0, +25, +125^\circ\text{C}$ мы получим семейство характеристик, изображенных на рис. 33, так как встроенная модель учитывает температурную зависимость параметров транзистора. Характерным в семействе



передаточных характеристик полевого транзистора является наличие термостабильной точки. Это явление отображает и модель и хорошо согласуется и с теорией [7], и с практикой.

Программа - 7

```
KP303D cir - Передачная характеристика КП303Д
PROBE ID(J1) ; Вывести график тока стока транзистора J1
VD 1 0 DC 10V ; Питание стока
VG 2 0 DC 0V ; Питание затвора
.TEMP -60 0 27 125 ; директива инициализирует расчет ВАХ для четырех,
* указанных списком, температур
*
DC VG -2.5V 0.5V 0.1V ; директива производит расчет по постоянному току,
* при этом входное напряжение изменяется от -2,5 В до 0,5 В с шагом 0,1 В
*
* Stok Zatvor Istok
* D G S
J1 1 2 0 KP303D ; Подключение полевого транзистора в схему
.model KP303D NJF (Beta=1.5m Betatce=-.5 Rd=1 Rs=1 Lambda=4.2m
Vto=-2.3
+ Vt0c=-2.5m Is=33.57f Isr=322.4f N=1 Nr=2 Xti=3 Alpha=311.7u
+ Vb=243.6 Cgd=2.132p M=3622 Pb=1 Fc=5 Cgs=2.104p
Kf=23.06E-18 Af=1)
END
```



Рис. 34. Схема измерения выходных характеристик транзистора КП303Д

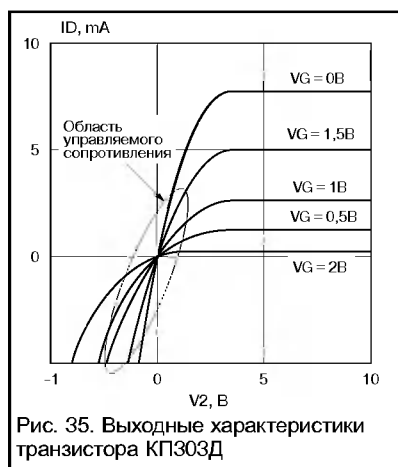


Рис. 35. Выходные характеристики транзистора КП303Д

себя практически как линейные резисторы, сопротивление которых зависит от напряжения затвора. При смене полярности стокового напряжения линейность резистора не нарушается, поэтому полевой транзистор можно использовать как переменный электрически управляемый резистор для постоянного и переменного токов. Эта интересная особенность часто используется в различных системах автоматического регулирования. Однако следует иметь в виду, что для полевых транзисторов с управляющим р-п переходом необходимо, чтобы $|U_{зи}| \leq |U_{зи}| + 0,5 \text{ В}$. Иначе при воздействии обратного стокового напряжения участок управляющего р-п перехода возле стока окажется настолько открытым, что в стоковой цепи потечет значительный прямой ток затвора, нарушающий линейность резистора. Прямое напряжение на кремниевом р-п переходе, не превышающее 0,5 В, не создает значительного прямого тока.

Программа - 8

```
KP303D_out cir Выходные характеристики полевого транзистора
KP303D
DC V2 -1 10 1 V1 0 2 0.5 ; Директива вариации источников питания
Probe VD(J1) ID(J1) ; Вывод графиков
V1 0 1
V2 2 0
* D G S
J1 2 1 0 KP303D
.model KP303D NJF (Beta=1.5m Betatce=-.5 Rd=1 Rs=1 Lambda=4.2m
Vto=-2.3
```

Выходные характеристики модели полевого транзистора

Выходные характеристики полевого и биполярного транзистора несколько отличаются. Рассмотрим семейство выходных вольтамперных характеристик модели полевого транзистора КП303Д, включенного по схеме измерения с общим истоком (рис. 34).

Выходная характеристика полевого транзистора — это зависимость тока стока транзистора от напряжения на стоке при фиксированном напряжении на затворе. Составим задание на моделирование (Программа - 8) и запустим его. При вариациях напряжения на затворе кривая будет характерным образом изменяться (рис. 35), образуя семейство выходных

характеристик. Полевые транзисторы, благодаря своим уникальным характеристикам, имеют очень разнообразное и не всегда очевидное применение. Из выходных ВАХ видно, что они, помимо области усиления, имеют область управляемого сопротивления, достаточно симметричную относительно нуля при сравнительно малых стоковых напряжениях $|U_{зи}| \leq |U_{зинас}|/2$. При этом открытые каналы полевых транзисторов ведут

+ Vt0c=-2.5m Is=33.57f Isr=322.4f N=1 Nr=2 Xti=3 Alpha=311.7u
+ Vb=243.6 Cgd=2.132p M=3622 Pb=1 Fc=5 Cgs=2.104p Kf=23.06E-18 Af=1)
END

Зависимость сопротивления канала модели ПТ от напряжения на затворе

Поскольку полевой транзистор часто используют в качестве сопротивления, управляемого напряжением, представляет интерес построить семейство зависимостей сопротивления канала ПТ от напряжения на затворе.

Особенность этого эксперимента состоит в том, что на прямую график зависимости сопротивления канала полевого транзистора вывести на экран графического постпроцессора PSPICE нельзя, но можно получить его электрический эквивалент. Для того чтобы получить сопротивление, надо, в соответствии с законом Ома, поделить напряжение на стоке на ток стока. Этот метод является универсальным и его можно использовать для измерения сопротивления в других моделях, в том числе и макромоделях. Таким образом, нам понадобится делитель напряжения с функцией A/B и преобразователь тока в напряжение.

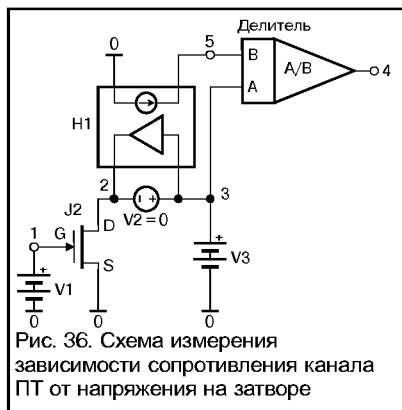


Рис. 36. Схема измерения зависимости сопротивления канала ПТ от напряжения на затворе

$$RDS = \frac{UD(J2)}{ID(J2)}$$

Теперь составим схему измерения (рис. 36). Преобразователь ток — напряжение, выполненный на основе источника напряжения управляемого током H1, подключим измерительным входом параллельно источнику нулевого напряжения, включенного в цепь коллектора полевого транзистора. Это требование PSPICE при измерении тока. Линейно изменяя напряжение на затворе (источник напряжения V1) и задавая различные напряжения на стоке (источник напряжения V3), получим на выходе A/B делителя соответствующее семейство характеристик сопротивления канала полевого транзистора КП303Д.

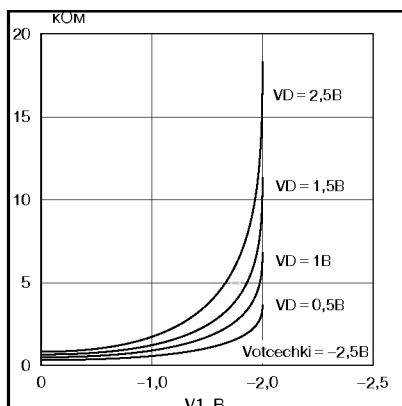


Рис. 37. Зависимостей сопротивления канала ПТ от тока стока и напряжения на затворе

делитель в различных измерительных экспериментах (эквивалентная схема делителя представлена на рис. 38). Измерение сопротивления будем проводить в режиме анализа переходных процессов по директиве .TRAN. При этом пропорционально времени будет увеличиваться напряжение источника напряжения V1, и соответственно, ток стока ПТ. Напряжение на стоке по директиве

будет изменяться согласно указанному в ней списку в области управляемого сопротивления (см. рис. 35).

Напряжение стока подадим на вход А делителя, а напряжение с выхода источника напряжения, управляемого напряжением (ИНУН), пропорциональное току стока, подадим на его вход В. На выходе делителя мы получим напряжение, пропорциональное сопротивлению канала полевого транзистора, в полном соответствии с законом Ома. Таким образом, мы аппаратно-программно реализовали закон Ома. При этом напряжение в вольтах будет соответствовать сопротивлению в омах, напряжение в киловольтах будет соответствовать сопротивлению в килоомах.

Запустив задание на моделирование, получим семейство характеристик (рис. 37). Это и есть наш искомый результат. Из графиков видно, что сопротивление канала стремительно растет по мере того как напряжение на затворе приближается к напряжению отсечки, которое для этой модели составляет 2,3 В. И это понятно, ведь транзистор запирается. В диапазоне 0...1,5 В можно выделить относительно линейный участок изменения сопротивления. Напряжение на стоке также влияет на сопротивление канала — с увеличением стокового напряжения оно растет. Это хорошо согласуется с теоретическими и практическими характеристиками полевых транзисторов [6, 7].

Программа - 9

KP303D VGS cir – сопротивление канала от напряжения затвора
TRAN 0 1

STEP V3 LIST 0.5V 1V 1.5V 2V

Probe I(V2) V(4) V(3) V(1)

J1 2 1 0 KP303D ; подключение транзистора

X1 3 5 4 DIVIDE ; подключение делителя

H1 5 0 V2 1 ; преобразователь ток — напряжение

V1 1 0 PULSE -2 0 0 1 ; питание затвора

V2 3 2 ; измерительный источник нулевого напряжения

V3 3 0 ; питание стока

* Подсхема делителя напряжений

SUBCKT DIVIDE (A B A/B)

* V(4) = V(1) / V(2), Vout=VA/VB

R1 A 0 1MEG

R2 B 0 1MEG

R4 A/B 0 1MEG

G1 0 3 A 0 1 ; источник тока, управляемый напряжением (ИТУН)

G2 3 0 POLY(2) B 0 3 0 0 0 0 1 ; полиномиальный источник тока, (ИТУН)

R3 3 0 100MEG

E1 A/B 0 3 0 1 ; источ-

ник напряжения, управляемый током (ИНУТ).

ENDS

model KP303D

N J F (Beta = 1.5 m

Betatce = -5 Rd=1 Rs=1

Lambda=4.2m

+ Vt0=-2.3 Vt0c=-

2.5m Is=33.57f Isr=322.4f

N=1 Nr=2 Xti=3

+ Alpha=311.7u

Vb=243.6 Cgd=2.132p

M=3622 Pb=1 Fc=5

+ Cgs=2.104p

Kf=23.06E-18 Af=1)

END

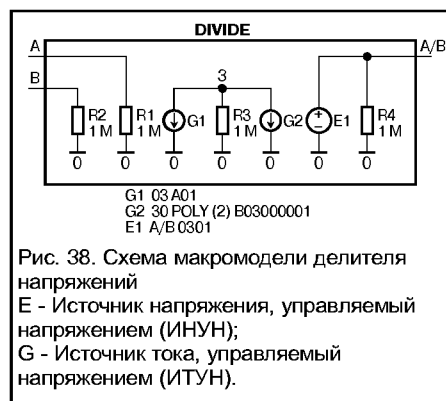


Рис. 38. Схема макромодели делителя напряжений
E - Источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН);
G - Источник тока, управляемый напряжением (ИТУН).

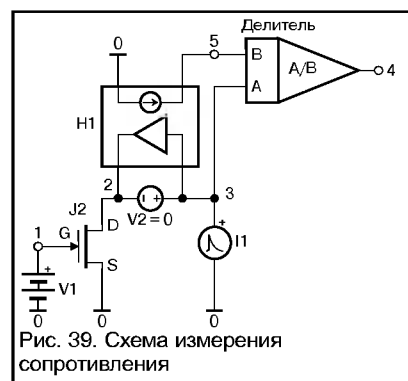


Рис. 39. Схема измерения сопротивления

.STEP V3 LIST 0.5 1 1.5 2

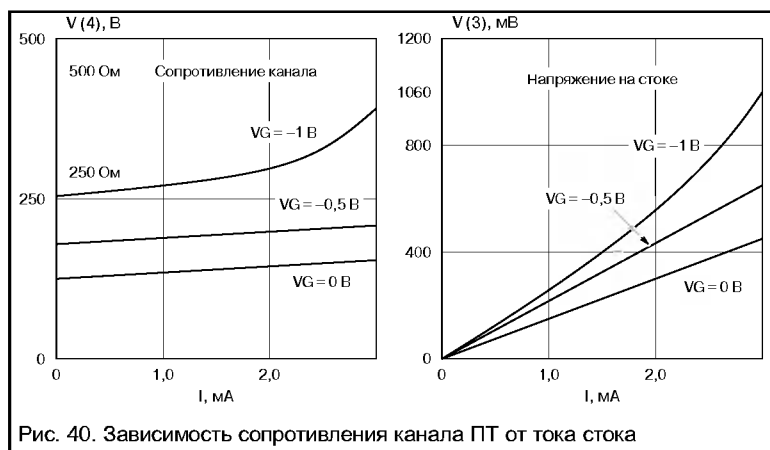


Рис. 40. Зависимость сопротивления канала ПТ от тока стока

Зависимость сопротивления канала на модели ПТ от тока стока

Пользуясь опытом предыдущего эксперимента, составим соответствующим образом схему измерения (рис. 39), но в цепь стока включим источник линейно нарастающего тока I_1 . Именно его вариации будут образовывать семейство характеристик.

Измерение сопротивления проводится в режиме анализа переходных процессов по директиве .TRAN. При этом пропорционально времени будут увеличиваться ток источника I_1 и, соответственно, ток стока ПТ. Разумеется, будет изменяться и напряжение на стоке.

Напряжение стока подадим на вход А делителя, а напряжение с выхода ИНУТ, пропорциональное току стока, подадим на его вход В. На выходе делителя мы получим напряжение, пропорциональное сопротивлению канала полевого транзистора. При этом напряжение в вольтах будет соответствовать сопротивлению в омах, а напряжение в киловольтах будет соответствовать сопротивлению в килоомах.

Запустив задание на моделирование (Программа-10), получим семейство характеристик (рис. 40). Это и есть наш искомый результат. Из графиков видно, что с ростом запирающего напряжения на затворе полевого транзистора сопротивление канала растет. При этом в диапазоне напряжений на затворе 0...-0,5 В оно практически не зависит от напряжения на стоке. Таким образом, канал этого полевого транзистора при этих условиях ведет себя как линейный резистор.

Программа - 10

```

KP303D R.cir - измерение сопротивления канала ПТ.
TRAN 0 01 0.03
STEP V1 LIST -1 75 -1 65 -1 55 -1 4 -1 3 -1 ; вариация напряжения
на затворе ПТ
Probe I(V2) V(4) V(3) V(1)
V2 3 2 ; измерительный источник нулевого напряжения
J1 2 1 0 KP303D
H1 5 0 V2 1 ; источник напряжения, управляемый током, ИНУТ
X1 3 5 4 DIVIDE ; подключение макромодели делителя напряжений
I1 0 3 PULSE 0M 300M 0 1 ; задатчик тока стока транзистора
V1 1 0 ; источник напряжения в цепи затвора
*
.model KP303D NJF(Beta=1.5m Betatce=-.5 Rd=1 Rs=1 Lambda=4.2m
+ Vto=-2.3 Vt0c=-2.5m Is=33.57f Isr=322.4f N=1 Nr=2 Xti=3
+ Alpha=311.7u Vb=243.6 Cgd=2.132p M=3622 Pb=1 Fc=.5
+ Cgs=2.104p Kf=23.06E-18 Af=1)
*****
* Подсхема делителя напряжений
SUBCKT DIVIDE (A B A/B)
* V(4) = V(1) / V(2), Vout=VA/VB
R1 A 0 IMEG
R2 B 0 IMEG
R4 A/B 0 IMEG
G1 0 3 A 0 1 ; источник тока, управляемый напряжением (ИТУН)
G2 3 0 POLY(2) B 0 3 0 0 0 0 1 ; полиномиальный источник тока,
(ИТУН)
R3 3 0 100MEG

```

E1 A/B 0 3 0 1 ; источник напряжения, управляемый током (ИНУТ).

ENDS

END

Шумовые характеристики ПТ

При проектировании усилительных устройств важное значение имеют шумовые свойства компонентов. К шумам полевого транзистора относятся тепловые, избыточные и дробовые шумы.

Тепловой шум вызывается хаотическим движением носителей заряда в проводящей среде, создающим флуктуации тока и напряжения. На средних рабочих частотах полевого транзистора этот источник шума является основным.

Избыточный шум (или 1/f-шум) доминирует в области низких частот. Его интенсивность возрастает примерно обратно пропорционально рабочей частоте.

Источником этого шума являются произвольные локальные изменения электрических свойств материалов и их поверхностных состояний. Он в сильной степени зависит от совершенства технологии и качества исходных материалов, но полностью принципиально не устраним. У современных полевых транзисторов с управляющим р-п переходом избыточный шум превышает тепловой только на частотах ниже 0,1 кГц, у МДП-транзисторов он более интенсивен и начинает заметно проявляться с частот, меньших 1...5 МГц.

Дробовый шум создается током утечки затвора. У полевых транзисторов он относительно мал, поэтому его обычно не учитывают. Однако на высоких частотах, когда емкость затвора начинает играть существенную роль, он может быть замечен.

Приведем пример сравнения шумовых свойств полевых транзисторов с управляющим р-п переходом

J2N3820 (Япония) и КР303Д (Россия).

Схема измерения представлена на рис. 41, а задание на моделирование в Программе-11. Используя директивы .AC и .NOISE рассчитаем спектральную плотность выходного шумового напряжения $S_{U_{вых}}(f)$, В²/Гц. Из графиков (рис. 42) видно, что транзисторы близки по шумовым свойствам, следовательно, с этой точки зрения, транзистор КР303Д является полноценной заменой J2N3820.

При расчете уровня внутреннего шума имена выходных переменных имеют стандартный вид:

INOISE — эквивалентный уровень шумового напряжения или тока на входе равный $\sqrt{S_{ВХ_ЭКВ}}(f)$;

ONoise — уровень напряжения шума на выходе, равный $\sqrt{S_{(U_{ВЫХ})}}(f)$;

DB(INOISE) — эквивалентный уровень шумового напряжения или тока на входе децибелах;

DB(ONoise) — уровень напряжения шума на выходе в децибелах.

В программе Probe корень квадратный из спектральной плотности напряжения и тока внутреннего шума выводится в виде V(INOISE), I(INOISE), V(ONoise).

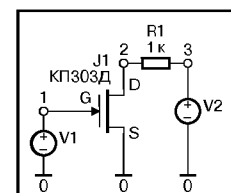


Рис. 41. Схема измерения спектральной плотности выходного шумового напряжения

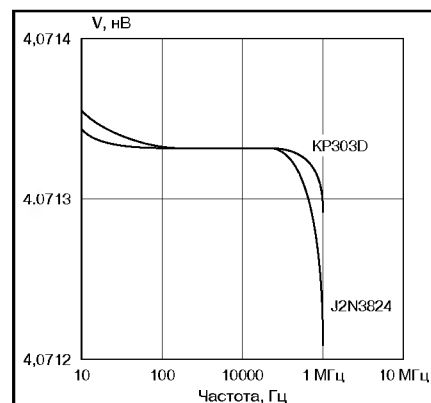


Рис. 42. Спектральная плотность выходного шумового напряжения

Для того чтобы обе кривые построить на одном графике, проще всего в задание на моделирование поставить два задания друг за другом простым копированием через буфер обмена, и подставить в каждую часть задания имя интересующей вас модели.

Программа - 11

```
JFETNOIZ cir — Noise Test Circuit
PRINT NOISE INOISE ONOISE
AC DEC 10 10 IMEG ; анализировать шумы в полосе 10 МГц
NOISE V(2) V1
PROBE
V1 1 0 AC 1 DC -5.9
V2 3 0 15
R1 2 3 1K
J1 2 1 0 KP303D
*J1 2 1 0 J2N3824
*J1 2 1 0 J2N3967
* Российский транзистор
model KP303D NJF(Beta=1.5m Betatce=-5 Rd=1 Rs=1 Lambda=4.2m
+ Vto=-2.3 Vtce=-2.5m Is=33.57f Isr=322.4f N=1 Nr=2 Xti=3
+ Alpha=311.7u Vb=243.6 Cgd=2.132p M=3622 Pb=1 Fc=5
+ Cgs=2.104p Kf=23.06E-18 Af=1 Kf=916.6E-18)
END
-----
PRINT NOISE INOISE ONOISE
AC DEC 10 10 IMEG
NOISE V(2) V1
PROBE
V1 1 0 AC 1 DC -5.9
V2 3 0 15
R1 2 3 1K
*J1 2 1 0 KP303D
J1 2 1 0 J2N3824
*J1 2 1 0 J2N3967
* Японские транзисторы
model J2N3824 NJF(Beta=436.4u Betatce=-5 Rd=1 Rs=1
Lambda=5.333m Vto=-2.139 + Vtce=-2.5m Is=181.3f
Isr=1.747p N=1 Nr=2 Xti=3 Alpha=2.543u
+ Vb=152.2 Cgd=4p M=3114 Pb=5 Fc=5 Cgs=4.627p
Kf=378.3E-18
+ Af=1)
model J2N3820 PJF(Beta=1.271m Betatce=-5 Rd=1 Rs=1
Lambda=40m Vto=-2.5
+ Vtce=-2.5m Is=222.4f Isr=2.177p N=1 Nr=2 Xti=3
Alpha=29.8u
+ Vb=400.1 Cgd=13.27p M=4822 Pb=1 Fc=5 Cgs=16.58p
Kf=916.6E-18
+ Af=1)
END
```

Тестирование биполярного статически индуцированного транзистора (БСИТ)

Выходные вольтамперные характеристики БСИТ

Полевые МОП-транзисторы, появившиеся в 80-х годах, имели характеристики, близкие к характеристикам идеального ключа, и нашли широкое применение в этом качестве. Однако в современных устройствах преобразования энергии требования к ключам очень высоки. Они должны работать на высоких частотах, при больших токах, быть экономичными. Главный недостаток МОП-транзисторов — малое напряжение стока. Кроме того, сопротивление открытого МОП-ключа растет пропорционально квадрату пробивного напряжения. У лучших экземпляров мощных высоковольтных ПТ напряжение насыщения при рабочих токах достигает 7 В. Соответственно, они рассеивают большую мощность, производя тепло. В этом отношении биполярные транзисторы значительно превосходят полевые.

Конечно, возникла идея объединить свойства этих приборов в одном корпусе. В результате был создан биполярный транзистор с МОП управлением, названный IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Русское название — БСИТ (биполярный статически ин-

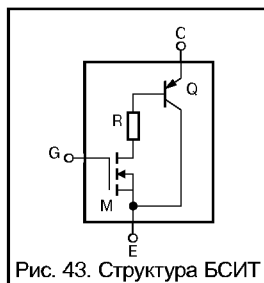


Рис. 43. Структура БСИТ



Рис. 44. Схема измерения выходных характеристик биполярного статически индуцированного транзистора

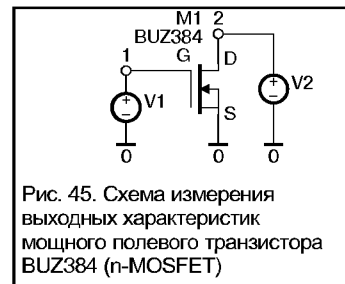


Рис. 45. Схема измерения выходных характеристик мощного полевого транзистора BUZ384 (n-MOSFET)

дуцированный транзистор). Он сочетает достоинства полевых и биполярных транзисторов.

Структурно БСИТ представляет собой биполярный транзистор, управляемый от низковольтного МОП-транзистора (рис. 43). У этого транзистора практически отсутствуют входные токи, БСИТ имеют отличные динамические характеристики на частотах до 20...50 кГц. Потери в них растут пропорционально току, а не квадрату тока, как у полевых транзисторов. Максимальное напряжение на коллекторе БСИТ ограничено только технологическим пробоем. В настоящее время выпускают БСИТ с рабочим напряжением 2000 В и более. При этом напряжение насыщения у них не превышает 2...3 В при рабочих токах.

Построим семейство выходных характеристик модели биполярного статически индуцированного транзистора IXSH24N60 и, для сравнения, семейство выходных характеристик модели мощного полевого транзистора BUZ384 (n-MOSFET).

Составим схемы измерения (рис. 44, 45) и тексты заданий на моделирование (Программа-12, Программа-13). Параметром, образующим семейство ВАХ, является напряжение на затворе транзисторов, изменяющееся в диапазоне от 4,5 до 6 В с шагом 0,5 В, а напряжение на коллекторе и, соответственно, стоке будем линейно изменять от 0 до 50 В. После запуска программ получим соответствующие семейства выход-

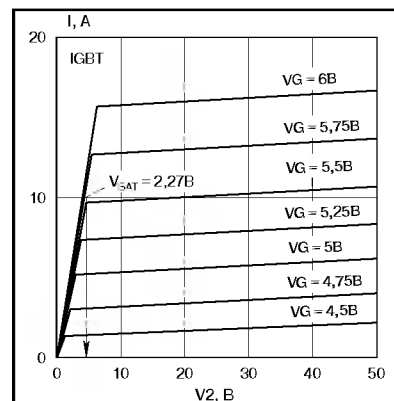


Рис. 46. Выходные характеристики биполярного статически индуцированного транзистора IXSH24N60 (IGBT)

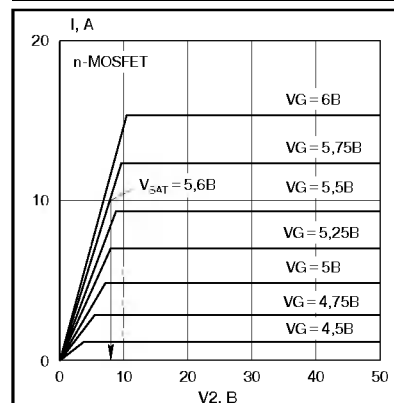


Рис. 47. Выходные характеристики мощного полевого транзистора BUZ384 (n-MOSFET)

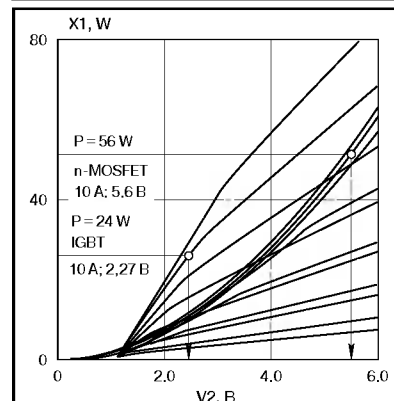


Рис. 48. Графики рассеиваемой мощности биполярного статически индуцированного транзистора IXSH24N60 (IGBT) и мощного полевого транзистора BUZ384 (n-MOSFET)

ных характеристик модели БСИТ IXSH24N60 (рис. 46) и модели мощного полевого n-MOSFET транзистора BUZ384 (рис. 47).

Из полученных характеристик видно, что модели действительно отражают свойства реальных приборов и демонстрируют превосходство IGBT-транзисторов над полевыми при работе в ключевых устройствах. Так, напряжение насыщения для IGBT-транзистора IXSH24N60 $U_{sat} = 2,27$ В при токе 10 А, а у полевого MOSFET транзистора BUZ384 $U_{sat} = 5,6$ В при токе 10 А. Разница более чем в 2 раза. Соответственно, в открытом состоянии, при токе ключа 10 А, транзистор IXSH24N60 будет рассеивать меньшую более чем в 2 раза мощность (рис. 48). Значит, аппаратуру можно сделать меньшей по габаритам и легче, а это опять экономия.

Программа - 12

```
IXSH24N60 IGBT Выходные характеристики
DC V2 0 50 0 1 V1 4 5 6 0 25
* DC V2 5 20 0 2
* OPTIONS ITL1=300 ITL2=200
  OPTIONS RELTOL 0 0001
  Probe V(2) I(V2) W(X1)
V2 2 0
V1 1 0
X1 2 1 0 IXSH24N60
*****
* Текст макромоделли БСИТ транзистора
*****
SUBCKT IXSH24N60 71 72 74
* TERMINALS: C G E
* Ic=600 Volt 40 Amp 75NS N-Channel IGBT
Q1 83 81 85 QOUT
M1 81 82 83 83 MFIN L=1U W=1U
DSD 83 81 DO
DBE 85 81 DE
RC 85 71 35 5M
RE 83 73 3 55M
RG 72 82 3 75
CGE 82 83 1 46N
CGC 82 71 1P
EGD 91 0 82 81 1
VFB 93 0 0
FFB 82 81 VFB 1
CGD 92 93 9 12N
R1 92 0 1
D1 91 92 DLIM
DHV 94 93 DR
R2 91 94 1
D2 94 0 DLIM
LE 73 74 12 5N
DLV 94 95 DR 13
RLV 95 0 1
ESD 96 93 POLY(1) 83 81 2 1
MLV 95 96 93 93 SW
MODEL SW NMOS (LEVEL=3 VTO=0 KP=5)
MODEL QOUT PNP (IS=87 5F NF=1 2 BF=5 1 CJE=10 8N TF=75N
XTB=1 3)
MODEL MFIN NMOS (LEVEL=3 VMAX=200K THETA=60M ETA=2M
VTO=4 KP=2)
MODEL DR D (IS=8 75F CJO=651P VJ=1 M= 82)
MODEL DO D (IS=8 75F BV=600 CJO=1 77N VJ=1 M= 7)
MODEL DE D (IS=8 75F BV=14 3 N=2)
MODEL DLIM D (IS=100N)
ENDS
END
```

Программа - 13

```
BUZ384 n-MOSFET Выходные характеристики
DC V2 0 50 0 1 V1 4 5 6 0 25
* DC V2 5 20 0 2
* OPTIONS ITL1=300 ITL2=200
  OPTIONS RELTOL 0 0001
  Probe V(2) I(V2) W(X1)
V2 2 0
V1 1 0
X1 1 0 2 BUZ334
*****
*n-MOSFET*600V 12A 0 5 Ohm*Add_in_Line
SUBCKT BUZ334 1 2 3
```

```
LS 5 2 7N
LD 95 3 5N
RG 4 11 5 5M
RS 5 76 3M
D334 76 95 DREV
MODEL DREV D CJO=1 2N RS=20M TT=500N IS=300P BV=600
M334 86 11 76 96 MBUZ
MODEL MBUZ NMOS VTO=3 748 KP=6 535
M2 11 86 8 8 MSW
MODEL MSW NMOS VTO=0 001 KP=5
M3 86 11 8 8 MSW
COX 11 8 5N
DGD 8 86 DCGD
MODEL DCGD D CJO=0 826N M=0 604 VJ=1 014
CGS 76 11 3 02N
MRDR 86 86 95 86 MVRD
MODEL MVRD NMOS VTO=-23 94 KP= 098
LG 4 1 7N
ENDS
*****
* Текст макромоделли n-MOSFET транзистора
*****
*n-MOSFET*200V 22A 0 12 Ohm*Add_in_Line
SUBCKT BUZ350 1 2 3
LS 5 2 7N
LD 95 3 5N
RG 4 11 5 5M
RS 5 76 23M
D350 76 95 DREV
MODEL DREV D CJO= 8N RS=20M TT=270N IS=300P BV=200
M350 86 11 76 76 MBUZ
MODEL MBUZ NMOS VTO=3 366 KP=23 29
M2 11 86 8 8 MSW
MODEL MSW NMOS VTO=0 001 KP=5
M3 86 11 8 8 MSW
COX 11 8 2N
DGD 8 86 DCGD
MODEL DCGD D CJO=1 103N M=0 53 VJ=0 984
CGS 76 11 1 6N
MRDR 86 86 95 86 MVRD
MODEL MVRD NMOS VTO=-10 24 KP=1 65
LG 4 1 7N
ENDS
END
```

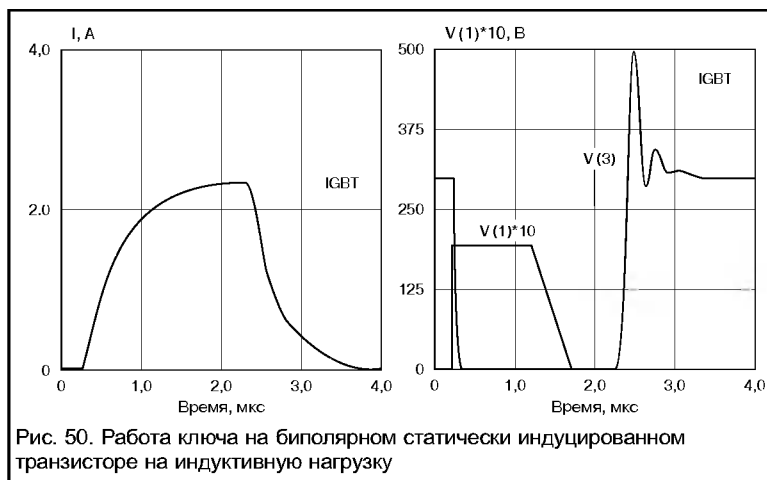
Ключевые характеристики БСИТ

Биполярный статически индуцированный транзистор используется как силовой ключевой элемент. С помощью испытательной схемы (рис. 49) можно посмотреть, как он работает с индуктивной нагрузкой (нагрузку можно задать произвольно). На вход схемы подан трапециидальный импульс с крутым фронтом и пологим спадом. Задание на моделирование — в Программе-14, результаты — на рис. 50.

Программа - 14

```
IXSH24N60 Switching Test
OPTIONS RELTOL= 0001
TRAN 1N 4000N
Probe V(3) I(V2) V(1)
R1 1 2 100
R2 2 0 100
R3 4 5 100
L1 3 4 50UH
V2 5 0 300
V1 1 0 PULSE 0 20 200n 10n 500N 1U
X1 3 2 0 IXSH24N60
*****
* Текст макромоделли БСИТ тран-
зистора
SUBCKT IXSH24N60 71 72 74
* TERMINALS: C G E
* Ic=600 Volt 40 Amp 75NS N-
Channel IGBT
Q1 83 81 85 QOUT
M1 81 82 83 83 MFIN L=1U W=1U
DSD 83 81 DO
DBE 85 81 DE
RC 85 71 35 5M
RE 83 73 3 55M
RG 72 82 3 75
CGE 82 83 1 46N
CGC 82 71 1P
EGD 91 0 82 81 1
VFB 93 0 0
```





```

FFB 82 81 VFB 1
CGD 92 93 9.12N
R1 92 0 1
D1 91 92 DLIM
DHV 94 93 DR
R2 91 94 1
D2 94 0 DLIM
LE 73 74 12.5N
DLV 94 95 DR 13
RLV 95 0 1
ESD 96 93 POLY(1) 83 81 2 1
MLV 95 96 93 93 SW
MODEL SW NMOS (LEVEL=3 VTO=0 KP=5)
MODEL QOUT PNP (IS=87.5F NF=1.2 BF=5.1 CJE=10.8N
TF=75N XTB=1.3)
MODEL MFIN NMOS (LEVEL=3 VMAX=200K
THETA=60M ETA=2M VTO=4 KP=2)
MODEL DR D (IS=8.75F CJO=651P VJ=1 M=82)
MODEL DO D (IS=8.75F BV=600 CJO=1.77N VJ=1 M=7)
MODEL DE D (IS=8.75F BV=14.3 N=2)
MODEL DLIM D (IS=100N)
ENDS

```

Продолжение следует

Олег Петраков,
petrakov@mtu-net.ru

Примеры проектирования цифровых устройств с использованием языков описания аппаратуры

Элементы ввода/вывода

Без элементов ввода/вывода невозможна организация полноценного обмена данными, организация шин и т. п. Рассмотрим особенности описания элементов ввода/вывода на языках описания аппаратуры.

Тристабильные элементы ввода/вывода

Элемент с тремя состояниями позволяет организовать подключение нескольких устройств к общей шине. Обозначение такого элемента на схеме приведено на рис. 17.

Пример описания на VHDL:

```

library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;
entity tristate is
port (e,a :in std_logic;
y :out std_logic);
end tristate;
architecture tri of tristate is
begin
process (e, a)
begin
if e = '1' then
y <= a;
else
y <= 'Z';
end if;
end process;
end tri;

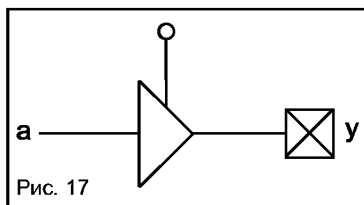
```

Другой вариант описания элемента с тремя состояниями на VHDL:

```

library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;
entity tristate is
port (e,a :in std_logic;
y :out std_logic);
end tristate;
architecture tri of tristate is
begin
Y <= a when (e = '1') else 'Z';

```



end tri;

На Verilog элемент с тремя состояниями описывается следующим образом:

```

module TRISTATE (e, a, y);
input a, e;
output y;
reg y;
always @(e or a) begin
if (e)
y = a;
else
y = 1'bZ;
end
endmodule

```

Также возможно следующее описание:

```

module TRISTATE (e, a, y);
input a, e;
output y;
assign y = e ? a : 1'bZ;
endmodule

```

Приведенные выше примеры иллюстрируют логику функционирования элемента с тремя состояниями. Примеры создания экземпляра компонента приведены ниже.

Экземпляр компонента на VHDL:

```

library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;
entity tristate is
port (e,a :in std_logic;
y :out std_logic);
end tristate;
architecture tri of tristate is
component TRIBUFF
port (D, E :in std_logic;
PAD :out std_logic);
end component;
begin
U1: TRIBUFF port map (D => a,
E => e,

```

```
PAD => y);
end tri;
Экземпляр компонента на Verilog:
module TRISTATE (e, a, y);
input a, e;
output y;
TRIBUF U1 ( D(a), E(e), PAD(y));
endmodule
```

Двунаправленные элементы ввода/вывода

Двунаправленный элемент ввода/вывода используется либо как элемент ввода, либо как выходной буфер с возможностью перехода в третье состояние. Ниже приводятся примеры создания описания двунаправленного буфера (рис. 18).

Пример логики двунаправленного буфера на VHDL:

```
library IEEE;
use IEEE std_logic_1164 all;
entity bidir is
port (y : inout std_logic;
e, a: in std_logic;
b :out std_logic);
end bidir;
architecture bi of bidir is
begin
process (e, a)
begin
case e is
when '1' => y <= a;
when '0' => y <= 'Z';
when others => y <= 'X';
end case;
end process;
b <= y;
end bi;
```

Описание двунаправленного буфера на Verilog:

```
module bidir (e, y, a, b);
input a, e;
inout y;
output b;
reg y_int;
wire y, b;
always @(a or e)
begin
if (e == 1'b1)
y_int <= a;
else
y_int <= 1'bz;
end
assign y = y_int;
assign b = y;
endmodule
```

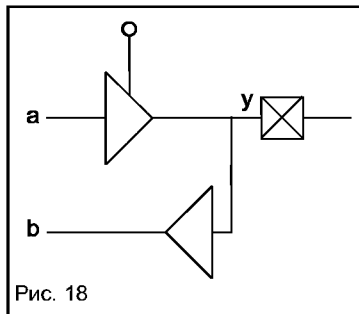


Рис. 18

Примеры создания экземпляров компонента на VHDL:

```
library IEEE;
use IEEE std_logic_1164 all;
entity bidir is
port (y : inout std_logic;
e, a: in std_logic;
b :out std_logic);
end bidir;
architecture bi of bidir is
component BIBUF
port (D, E: in std_logic;
Y :out std_logic;
PAD: inout std_logic);
end component;
begin
U1: BIBUF port map (D => a,
E => e,
Y => b,
PAD => y);
end bi;
```

Описание экземпляра буфера на Verilog:

```
module bidir (e, y, a, b);
```

```
input a, e;
inout y;
output b;
BIBUF U1 ( PAD(y), D(a), E(e), Y(b) );
Endmodule
```

Создание параметризованных модулей

В последние годы наметилась тенденция к разработке и использованию параметризованных модулей (ядер, макросов, мегафункций) при проектировании устройств на ПЛИС с применением языков описания аппаратуры. В языках описания аппаратуры существуют специальные конструкции, позволяющие обеспечить полную параметризацию проекта. Это так называемые родовые (параметризованные, настраиваемые) типы данных и параметры. Мы будем использовать термин “настраиваемый тип”. Настраиваемые типы данных и параметры используются обычно для определения размерности компонента (например, разрядность шин, коэффициентов и т. п.) Конкретное значение параметров определяется при создании экземпляра компонента. Рассмотрим вариант использования параметризации на примере сумматора.

Описание параметризуемого сумматора на VHDL:

```
library IEEE;
use IEEE std_logic_1164 all;
use IEEE std_logic_arith all;
use IEEE std_logic_unsigned all;
entity adder is
generic (WIDTH : integer := 8);
port (A, B: in UNSIGNED(WIDTH-1 downto 0);
CIN: in std_logic;
COUT: out std_logic;
Y: out UNSIGNED(WIDTH-1 downto 0));
end adder;
architecture rtl of adder is
begin
process (A,B,CIN)
variable TEMP_A,TEMP_B,TEMP_Y:UNSIGNED(A'length downto 0);
begin
TEMP_A := '0' & A;
TEMP_B := '0' & B;
TEMP_Y := TEMP_A + TEMP_B + CIN;
Y <= TEMP_Y (A'length-1 downto 0);
COUT <= TEMP_Y (A'length);
end process;
end rtl;
```

Параметр Width определяет разрядность данных. Пример конкретного экземпляра компонента с 16-разрядными данными приведен ниже:

```
U1: adder generic map(16) port map (A_A, B_A, CIN_A, COUT_A, Y_A);
```

Описание сумматора на Verilog:

```
module adder (cout, sum, a, b, cin);
parameter Size = 8;
output cout;
output [Size-1:0] sum;
input cin;
input [Size-1:0] a, b;
assign {cout, sum} = a + b + cin;
endmodule
```

Параметр Size определяет ширину сумматора. Реализация компонента 16-битного сумматора приведена ниже:

```
adder #(16) adder16(cout_A, sum_A, a_A, b_A, cin_A)
```

Владимир Стешенко
steshenk@sm.bmstu.ru

Окончание следует

Критерии выбора алгоритма получения циклического избыточного кода

В статье рассматриваются основные принципы выбора алгоритма получения циклического избыточного кода как самого используемого метода контроля целостности данных. В качестве примера приводится реализация алгоритма для бортовых процессорных модулей служебного комплекса орбитального телескопа СОДАРТ. Данная статья написана автором в рамках дипломного проекта и может быть полезна, в первую очередь, для программистов встраиваемых систем.

Для любой информации самым важным критерием является ее достоверность. Ошибки могут возникать как при ее передаче, так и при хранении. Вероятность возникновения ошибки при передаче информации является линейной функцией надежности физического канала передачи данных, а при хранении — функцией времени, и в подавляющем большинстве случаев экспоненциально зависит от показателя надежности среды хранения.

Часто встречаются ситуации, когда достаточно знать, что ошибка случилась. Этот факт вызовет соответствующую реакцию системы, например, заставит заново передать пакет информации или сменить носитель. В таких ситуациях для определения надежности информации лучше использовать вероятность необнаружения ошибки, которая представляется следующей формулой:

$$P_{н.о.} = P_{о.} \cdot P_{н.в.о.}$$

где $P_{н.о.}$ — вероятность необнаружения ошибки; $P_{о.}$ — вероятность возникновения ошибки, определяемая надежностью среды передачи данных (хранения данных); $P_{н.в.о.}$ — вероятность необнаружения возникшей ошибки, определяемая надежностью алгоритма контроля целостности информации.

Выбор метода контроля целостности информации особенно критичен для встраиваемых систем с ограниченной производительностью, для которых очень важным являются размер кода программ и скорость работы алгоритма.

Для обнаружения ошибки в информации наиболее часто используют циклический избыточный код (Cyclic Redundancy Code — CRC). Его достоинства — простота алгоритмов получения и проверки кода, высокая вероятность обнаружения ошибок в информации. Кроме того, многие алгоритмы восстановления информации (например, алгоритм Хэмминга) используют CRC.

Согласно теории, CRC — это остаток от деления битового потока информации на битовый полином.

$$CRC[L] = \text{Inf}[N+L] / \text{Pol}[L+1],$$

где $CRC[L]$ — циклический избыточный код длиной L ; $\text{Inf}[N+L]$ — битовый поток информации длины N , дополненный L числом нулей; $\text{Pol}[L+1]$ — делящий полином степени $L+1$.

Примечательно, что бит четности, согласно формуле, может также рассматриваться, как CRC длиной 1 бит.

Практические алгоритмы получения CRC несколько отличаются от приведенного способа. Они просты, «совместимы» между собой, так как CRC зависит только от делящего полинома.

Надежность CRC определяется только его длиной и коэффициентами при степенях делящего полинома. Существует небольшое число рекомендуемых полиномов, которые позволяют обнаруживать все одиночные и двойные ошибки, а также большинство тройных и других групповых ошибок. К таким полиномам относятся, например, CRC16 DOS, CRC16 CCITT.

При использовании сред передачи данных, надежность которых мала, длина CRC принципиально важна. Для ин-

формации, хранимой на носителях с высокой надежностью, выбор длины CRC определяется, в основном, разрядностью операционной системы или процессора.

Анализ алгоритмов получения CRC

Ниже приведены три основных алгоритма получения CRC. Общая черта алгоритмов — итерационность, то есть последовательное накопление CRC для каждого байта информационного поля.

Алгоритмы с использованием таблиц ("Table")

CRC частично просчитывается «заранее». Результаты помещаются в таблицу. Байты информационного сообщения являются индексами таблицы. Размер таблицы равен 256 умножить на длину CRC. Например, для CRC32 размер таблицы будет 2 кБ. Каждому полиному соответствует своя таблица. Алгоритм с использованием таблиц — самый быстрый из алгоритмов. Обычно он используется при совпадении длины CRC с разрядностью процессора и достаточном количестве памяти на хранение таблицы. Так, например, эти алгоритмы используются в архиваторе Winzip32, протоколах Ethernet.

«Простой» итерационный алгоритм ("Simple")

Этот алгоритм работает с информацией как с битовым потоком, требует меньше памяти из-за отсутствия таблиц, но выполняется приблизительно в 8 раз дольше табличного алгоритма. Обычно он используется только при необходимости получения CRC несколькими делящими полиномами, так как тогда сильно сокращается размер программы. Алгоритм прост и для аппаратной реализации, потому что требуется всего один сдвиговый регистр. Типичным примером может служить аппаратная реализация в модеме.

Ускоренный алгоритм

с использованием особенностей полинома ("Fast")

Такой алгоритм составляется с учетом коэффициентов делящего полинома. При этом каждому делящему полиному соответствует свой алгоритм. Памяти требуется столько же, сколько и в «простом» алгоритме, однако время получения CRC в 2–3 раза меньше времени «простого» алгоритма. Удобен для использования во встраиваемых системах ограниченной производительности, например, в однокристальных микроконтроллерах.

На основании вышеприведенной информации автор составил таблицу, призванную помочь разработчикам существенно облегчить выбор алгоритма получения CRC (табл. 1).

Более подробно с теорией и алгоритмами получения можно ознакомиться в [1].

Пример выбора алгоритма

В качестве иллюстрации использования табл. 1 можно привести следующий пример выбора и реализации алгоритма получения CRC для блока интерфейсов магистрального радиоканала служебного комплекса телескопа «СОДАРТ» (<http://hea.iki.rssi.ru/SXG/SXG-home.html>).

Исходные данные:

- размер информационного поля памяти, подлежащего контролю по CRC, — до 32 кБ;

Таблица 1

	Table	Simple	Fast
Скорость вычисления	+	—	+
Требуемая память	—	+	+
Независимость алгоритма от делящего полинома	—	+	—

Символы “+” и “—” в таблице обозначают, соответственно, преимущество и недостаток какой-либо характеристики алгоритма в сравнении с остальными алгоритмами.

CRC16) или даже 2 кБ (для CRC32) под таблицу неразумно. Алгоритм подсчета и проверки CRC использует один и тот же полином (это можно определить в документации), поэтому в независимости алгоритма от делящего полинома смысла тоже нет. Таким образом, в данном случае оптимальным является алгоритм CRC16Fast. Кроме перечисленных преимуществ, он оптимизирован для работы с 8-разрядным процессором, так как вычисление старшего и младшего байтов CRC происходит “раздельно”.

Осталось определить соответствие остальным требованиям. Экспериментально определенное время вычисления CRC для полного информационного поля (32 кБ) составило 1,03 с, что меньше заданного. При этом размер кода подпрограммы вычисления CRC занимает всего лишь 65 байт. Для оценки надежности используем тот факт, что вероятность появления невыявленной ошибки определяется как произведение вероятности возникновения ошибки и вероятности необнаружения произошедшей ошибки ($P_{н.о.} = P_{о.} \cdot P_{н.в.о.}$). Отсюда получается отношение $P_{н.о.}/P_{о.} = P_{н.в.о.}$, которое, согласно условию, должно быть много меньше единицы. Для CRC16 с полиномом CCITT вероятность необнаружения возникшей одиночной и двойной ошибки равна 0, вероятность необнаружения более длинного кортежа ошибки 0,000016, что на 5 порядков меньше 1. Таким образом, алгоритм CRC16 Fast полностью удовлетворяет поставленным условиям. Приведенные характеристики получены при помощи симулятора ProView32 (Franklin Software).

Один из вариантов реализации этого алгоритма на языке ассемблер A51 представлен ниже. Алгоритм оформлен в виде процедуры с сохранением всех используемых регистров. Начальный адрес задается в регистре DPTR, длина информационного блока в регистрах R2, R3. Для проверки адресного поля в 64 кБ в R2 и R3 необходимо записать 00h. CRC возвращается через регистры R2, R3.

Подпрограмма вычисления CRC16 (CCITT V.41) ускоренным алгоритмом

```

;-----
; This module contain routine CRC_GEN,
; which calculate CRC16(CCITT) for block of data
; in xmemory by FastCRC method (1 byte per 35mks)
; Input: DPTR — start address of data
;       R2    — hi byte quantity of data
;       R3    — low byte quantity of data
;       (if quantity=10000h then R2=R3=0)
; Output: R2  — hi byte CRC16
;       R3    — low byte CRC16
; for input and output uses bank0 registers (by default)
;-----

```

PUBLIC CRC_GEN

```

CRC_GENERATOR SEGMENT CODE
RSEG CRC_GENERATOR

```

- объем памяти программ — 8 кБ;
- процессор Atmel AT89C51 с частотой машинного цикла 1 МГц;
- время подсчета CRC для полного информационного поля — не более 5 с.

Вероятность необнаружения ошибки должна быть много меньше вероятности появления ошибки ($P_{н.о.} \ll P_{о.}$).

Так как объем программной памяти всего 8 кБ, то тратить 1 кБ (при использовании

CRC_GEN:

```

PUSH ACC
PUSH AR7;R7
PUSH AR6;R6
PUSH AR5;R5
PUSH AR4;R4

```

```

MOV A,R3
JZ WHILE
INC R2

```

WHILE:

```

; carry=crchi xor char
; char=next char
;
MOVX A,@DPTR
INC DPTR
XRL A,R5
MOV R7,A
SWAP A
ANL A,#00FH
XRL A,R7
MOV R7,A

```

```

; carry=carry xor (carry shr 4)
;
SWAP A
ANL A,#0F0H
XRL A,R6
MOV R4,A

```

```

; crchi=crclow xor (carry shl 4) xor (carry shr 3)

```

```

MOV A,R7
RR A
RR A
RR A
ANL A,#01FH
XRL A,R4
MOV R5,A

```

```

; crclow=carry xor (carry shl 5)
;
MOV A,R7
SWAP A
RLC A
ANL A,#0E0H
XRL A,R7
MOV R6,A

```

```

DJNZ R3,WHILE
DJNZ R2,WHILE

```

```

POP AR4;R4
MOV R2,AR5;R5
POP AR5;R5
MOV R3,AR6;R6
POP AR6;R6
POP AR7;R7
POP ACC
RET

```

END

Как видно из примера, таблица вполне успешно использована при выборе алгоритма в конкретном случае. Вышеописанная процедура используется в бортовом ПО процессорных модулей СК “СОДАРТ”.

Приведенную программу можно найти по адресу <http://lex.iki.rssi.ru/projects/crc/>

Константин Ануфрейчик,
kos@hea.iki.rssi.ru

Литература

1. Ross N.Williams “A Painless guide to CRC error detection algorithms” (www.rusdoc.ru/material/raznoe/crc.zip).

Интерфейсы с клавиатурой

Клавишные или кнопочные устройства ввода информации в настоящее время являются самыми распространенными устройствами в компьютерных и микроконтроллерных приборах. Клавиатуры компьютеров, PDA и мобильных телефонов, кнопочные поля телефонов, калькуляторов, пультов ДУ, панели управления в измерительных и бытовых приборах — далеко неполный перечень примеров использования клавиатурных интерфейсов. В данной статье приводится обзор схемотехнических решений для реализации интерфейсов с клавиатурами.

Различают два типа клавиатур: кодирующие и не кодирующие. В клавиатурах первого типа при нажатии на клавишу схемой контроллера клавиатуры формируется соответствующий этой клавише код. К данному типу принадлежат компьютерные клавиатуры, в частности клавиатура IBM PC AT. В управляющих микроконтроллерных системах используются простые и дешевые не кодирующие клавиатуры, которые представляют собой сканируемую матрицу кнопок. Вырожденный вариант матрицы — одна строка или столбец образует позиционный код, где каждой кнопке соответствует свой разряд.

Сканирование клавиатуры

Рассмотрим организацию не кодирующей клавиатуры размерностью 5x3. Горизонтальные линии X0...X4 (ряды или строки) являются выходными, а вертикальные Y0...Y2 (колонки) являются входными (рис. 1). В неактивном состоянии на выходах X0...X4 присутствует уровень лог. 1, а входы Y0...Y2 обычно подтянуты к питанию резисторами. Для этой цели, как правило, используются встроенные резисторы pullup, которые имеются у некоторых портов микроконтроллеров (например, для микроконтроллеров Microchip это PORTB). При сканировании на горизонтальных линиях матрицы формируется сигнал "бегущего" нуля. На остальных выходах сохраняется уровень лог. 1. Для каждой фазы "бегущего" нуля производится считывание и анализ кода Y0...Y2. При замыкании какой-либо из клавиш матрицы, программно устанавливается код данной клавиши.

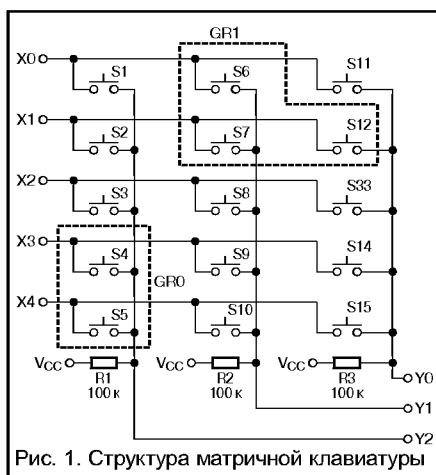


Рис. 1. Структура матричной клавиатуры

Кроме распознавания положения нажатой клавиши следует программно защититься от "дребезга" контактов, то есть от влияния переходных процессов, а также ситуаций, связанных с одновременным нажатием нескольких клавиш.

Для того чтобы предотвратить протекание опасных токов при одновременном замыкании нескольких клавиш в одной колонке, в цепях X0...X4 обычно последовательно устанавливают развязывающие резисторы или диоды. С этой же целью можно использовать и другой метод сканирования, при котором все неактивные горизонтальные шины, кроме шины "бегущего" нуля, программно назначаются входами. Влияние переходных процессов можно исключить, если ввести интегрирование посредством повторного считывания состояния входов матрицы сканирования через определенную временную задержку.

Обычно в небольших клавиатурных матрицах комбинации нескольких нажатых клавиш не используются. Но если это все-таки потребуются, то для ска-

нирования лучше использовать метод с назначением входами неактивных строк. В этом случае можно уверенно определять две одновременно нажатые клавиши как в одном ряду, так и в одной строке и даже определять позиции трех одновременно нажатых клавиш. Но это справедливо только если топология трех нажатых кнопок не образует прямого угла, как показано на рис. 2.

В этом случае, кроме позиций трех действительно нажатых кнопок будет считана как нажатая и "фантомная" кнопка, лежащая в углу прямоугольника. В топологиях клавиатур с большими размерами, таких как, например, клавиатура IBM PC AT, выполняется разнесение клавиш, создающих одновременные двойные и тройные нажатия на разные горизонтальные и вертикальные шины. Таким образом, удается избежать появления "фантомной" клавиши для популярных клавишных комбинаций. Остальные комбинации, приводящие к появлению "фантомных" клавиш, программно блокируются.

Для рационального расходования ресурса ножек портов их выводы, кото-

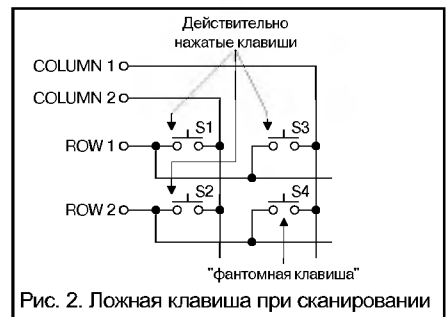


Рис. 2. Ложная клавиша при сканировании

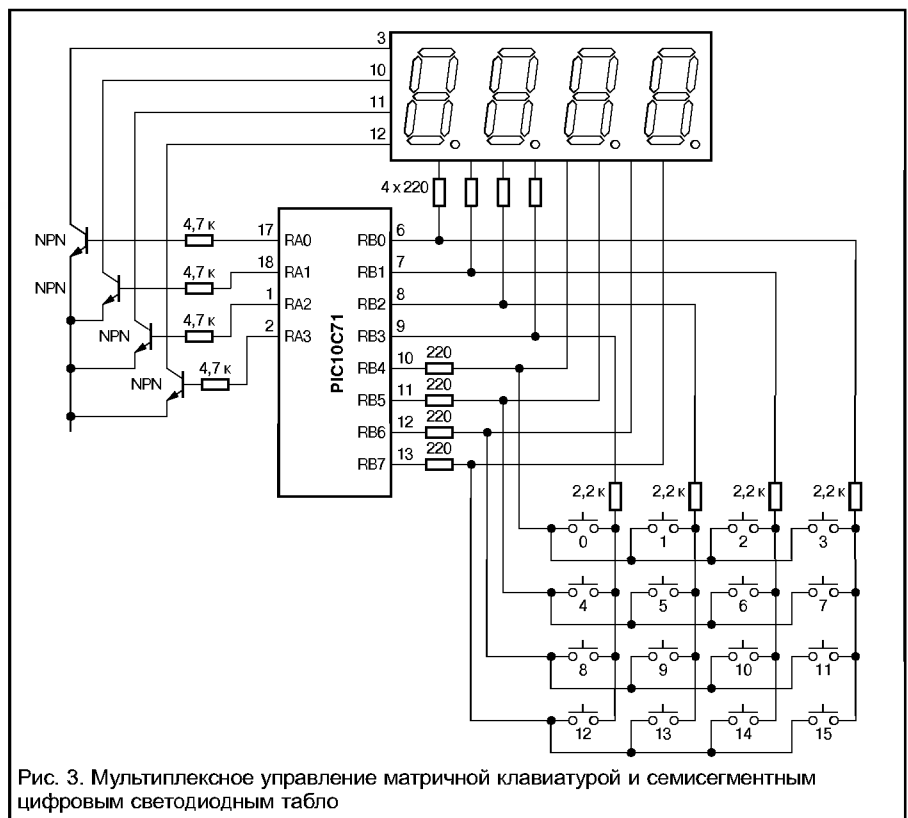


Рис. 3. Мультиплексное управление матричной клавиатурой и семисегментным цифровым светодиодным табло

рые используются для сканирования клавиатуры, можно использовать и для других функций, например, для поддержки динамической светодиодной индикации. На рис. 3 показан пример такого мультиплексирования портов микроконтроллера.

Существуют и другие способы уменьшения числа выводов микроконтроллера, предназначенных для сканирования клавиатуры. Реализация одного из таких способов показана на рис. 4. В обыч-

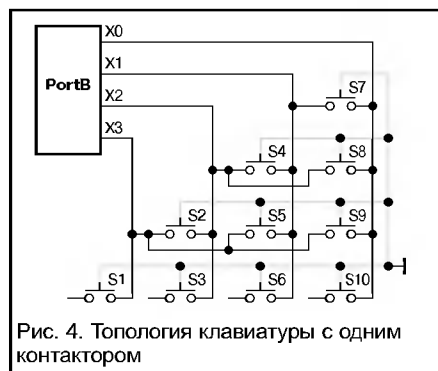


Рис. 4. Топология клавиатуры с одним контактором

ных матричных клавиатурах при замыкании каждого контакта образуется электрическое соединение между выходной и входной цепями схемы сканирования. Но если изменить топологию расположения клавиш таким образом, чтобы при замыкании контакта обеспечивалось изменение потенциалов группы шин, то число кодируемых клавиш можно значительно увеличить. Суть рассматриваемого ниже метода заключается в использовании именно такой топологии клавиш, а также проводящих контактов, например эластомера из проводящей резины. Такая конструкция клавиатуры обеспечивает кодирование большего числа клавиш, чем обычная матричная, при одинаковом числе используемых кодирующих шин. Увеличение достигнуто за счет того, что дополнительные кодовые комбинации образуются парами кодирующих шин.

Для подобного варианта топологии сканирование не требуется. Все шины являются входами с подтяжкой к напряжению питания резисторами. Контакттор соединен с общей шиной. При замыкании контакта потенциал контактора передается на одну или две кодовые шины, на пересечении которых он находится. Это событие может вызывать прерывание, по которому программа просто считывает состояние X0...X3 и по таблице определяет позицию нажатой клавиши. Контактные площадки S0...S10 выполняются печатными проводниками на печатной плате, а в качестве контактора вместо проводящего эластомера может быть использована лавсановая пленка с нанесенным проводящим слоем.

Вышеописанный вариант схемы сканирования использовался в программируемых калькуляторах Casio, а также в

отечественном калькуляторе "Электроника МК-85". Следует отметить, что данный вариант топологии клавиатуры обеспечивает определение позиции только одной или двух одновременно нажатых клавиш, причем лишь в определенных комбинациях.

Если ввести второй замыкающий контактор с потенциалом питания, то можно вдвое увеличить число сканируемых клавиш. Для этого варианта необходимо проводить сканирование, например, с периодом 20-30 мс. При сканировании используется эффект памяти на паразитной емкости кодирующих шин. В первой фазе сканирования все шины определяются выходами, и на них подается потенциал лог. 0. Затем выводы порта переопределяются входами, и производится считывание их состояния. Факт замыкания фиксируется по изменению потенциала, после чего производится вторая фаза сканирования. На этот раз на шины подается потенциал питания. После этого проводится анализ считанных состояний шин и определяются позиции замкнутых контактов.

При использовании предложенного метода справедлива следующая формула, связывающая число кодирующих шин с числом клавиш, состояние которых можно однозначно определить:

$$M = N \cdot (N+1).$$

где M — максимальное число клавиш, кодируемое N шинами.

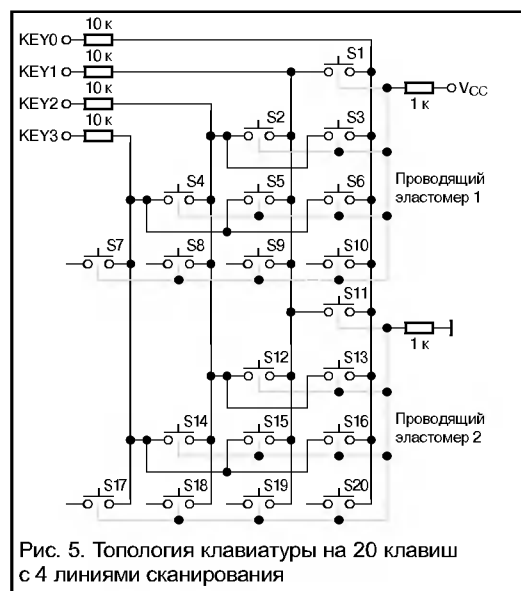


Рис. 5. Топология клавиатуры на 20 клавиш с 4 линиями сканирования

Можно заметить, что это значение всегда будет больше значения максимального числа кодируемых клавиш для обычной матричной клавиатуры. Например, при использовании четырех кодирующих шин с обычной матричной топологией можно сканировать всего 4 кнопки, а при использовании вышеописанного метода уже 20!

Аналоговая клавиатура

Еще один способ, который с успехом можно применять для уменьшения числа выводов, используемых при сканировании — аналоговое кодирование. Ниже приведен пример использования такого метода в контроллере видеосамеры. Идея проста: используется простой АЦП, а при нажатии клавиш подключаются различные ветки в резистивном

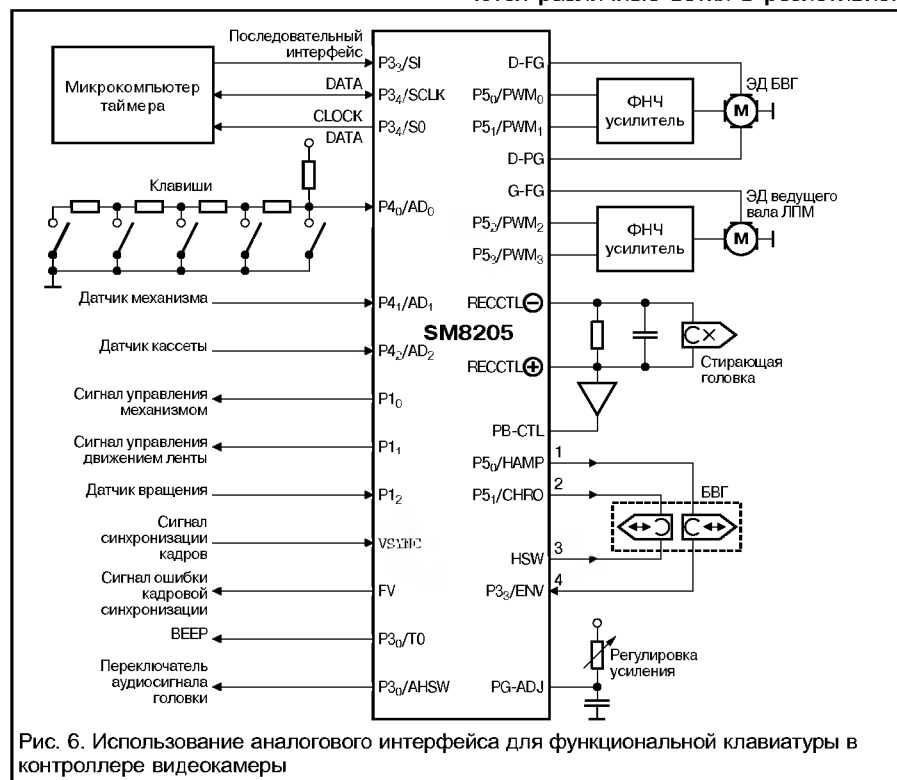


Рис. 6. Использование аналогового интерфейса для функциональной клавиатуры в контроллере видекамеры

делителе. Напряжение делителя преобразуется АЦП в код, по которому идентифицируется нажатая кнопка. Такой метод интерфейса с функциональной клавиатурой является актуальным при реализации батарейных приборов на основе, например, микроконтроллера Microchip PIC12C672, имеющего всего 6 ножек входов/выходов, но среди которых зато есть 4 канала АЦП.

Кодирующие клавиатуры

К кодирующим клавиатурам относятся отдельные или встроенные клавиатуры компьютеров или терминалов. Характер взаимодействия процессора или микроконтроллера с таким типом клавиатуры определяется типом связного интерфейса, протоколом обмена, типом таблицы скан-кодов и системой команд. В качестве интерфейса могут использоваться как асинхронные, так и синхронные последовательные шины, такие как PS/2, RS-232, I²C, ADBTM(Apple Desktop Bus), а также шина USB. Эти шины могут использовать

ся и для интерфейса с другими периферийными устройствами ввода/вывода, такими как мышь, кодирующий планшет или джойстик. Шины PS/2, RS-232 предназначены для соединения типа точка-точка, то есть только одно устройство (клавиатура, мышь или кодирующий планшет) могут подключаться к одному разъему интерфейса. Интерфейсы I²C и RS-232 достаточно часто используются в специализированных или заказных клавиатурах. RS-232, например, использовался ранее в клавиатурах ПК типа DBK.

Шины I²C, ADBTM(Apple Desktop Bus) и USB могут поддерживать несколько устройств. Шина ADBTM, как можно догадаться, используется в основном с компьютерами Macintosh. Протокол этой последовательной асинхронной шины напоминает однопроводной протокол фирмы Dallas Semiconductor и является достаточно медленным. Новейшие модели ноутбуков фирмы Apple — PowerBook (начиная с выпущенного в 1999 г. Bronze G3) преподнесли сво-

им обладателям определенные сюрпризы. У них, например уже отсутствовал порт Apple Desktop Bus (ADB). Apple заменила эту устаревшую медленную шину портом Universal Serial Bus (USB).

Пока еще редко можно встретить и клавиатуры с интерфейсом USB по причине их большей стоимости по сравнению с АТ клавиатурой с обычным PS/2 интерфейсом. Итак, можно сделать вывод, что самым известным и распространенным типом клавиатуры кодирующего типа является клавиатура IBM AT с интерфейсом PS/2.

Интерфейс с АТ-клавиатурой

Стандартная АТ клавиатура в первом варианте содержала 101 клавишу. Клавиатура WIN 95 содержит три дополнительных функциональных клавиши. Японская клавиатура содержит 106 клавиш. Массив клавиш образует матрицу сканирования форматом 8х16. Конструктивное расположение клавиш на клавиатуре не соответствует топологии шин

Таблица 1. Скан-коды АТ-клавиатуры

Key Num	Key Name	AT
1	`	0E
2	1	16
3	2	1E
4	3	26
5	4	25
6	5	2E
7	6	36
8	7	3D
9	8	3E
10	9	46
11	0	45
12	-	4E
13	=	55
15	BackSpace	66
16	TAB	0D
17	Q	15
18	W	1D
19	E	24
20	R	2D
21	T	2C
22	Y	35
23	U	3C
24	I	43
25	O	44
26	P	4D
27	{	54
28	}	5B
* 29	\	5D
30	CAPS	58
31	A	1C
32	S	1B
33	D	23
34	F	2B
35	G	34

Key Num	Key Name	AT
36	H	33
37	J	3B
38	K	42
39	L	4B
40	;	4C
41	'	52
** 42	No key	5D
43	ENTER	5A
44	LEFT Shift	12
** 45	No Key	61
46	Z	1A
47	X	22
48	C	21
49	V	2A
50	B	32
51	N	31
52	M	3A
53	,	41
54	.	49
55	/	4A
57	Right Shift	59
58	Left CTRL	14
60	LEFT ALT	11
61	SPACE BAR	29
62	Right ALT	E011
64	Right CTRL	E014
75	INSERT	E070
76	DELETE	E071
79	LEFT	E06B
80	HOME	E06C
81	END	E069
83	UP	E075
84	DOWN	E072
85	PageUP	E07D

Key Num	Key Name	AT
86	PageDown	E07A
89	Right	E074
90	NumLock	77
91	7+	6C
92	4+	6B
93	1+	69
95	/+	E04A
96	8+	75
97	5+	73
98	2+	72
99	0+	70
100	* +	7C
101	9+	7D
102	6+	74
103	3+	7A
104	. +	71
105	- +	7B
106	+ +	79
108	ENTER+	E05A
110	ESC	76
112	F1	05
113	F2	06
114	F3	04
115	F4	0C
116	F5	03
117	F6	0B
118	F7	83
119	F8	0A
120	F9	01
121	F10	09
122	F11	78
123	F12	07
124	PrintScreen	E012E07C
125	ScrollLock	7E
126	PauseBreak	E11477F014F077

сканирования. Каждая клавиша имеет свой порядковый номер, по которому из таблицы можно определить ее скан-код. Например, клавиша ESC имеет номер 110. По таблице для номера 110 определяем скан-код — 76h.

Клавиатура компьютеров IBM XT имела несколько иное расположение клавиш. Скан-коды клавиатуры XT отличаются от скан-кодов клавиатуры AT.

Последние модификации клавиатуры AT (WINDOWS AT) дополнены тремя клавишами. Для них определены дополнительные скан-коды. Для клавиатуры AT существует три кодовых альтернативных таблицы! "Наш" тип таблицы имеет номер "2", именно ее скан-коды и приведены в табл.1. Другие типы кодировки используются в других странах.

Для ноутбуков используется встроенная клавиатура, которая имеет свое характерное размещение клавиш. Расположение клавиш клавиатуры ноутбука — не единственное отличие от обычной клавиатуры AT. На клавиатуре ноутбука имеются регулируемые клавиши для управления контрастом ЖК-дисплея, а также яркостью его задней подсветки. Кроме того, отдельные типы клавиатур ноутбуков имеют специальные "двухмерные" кнопки, с помощью которых можно двигать курсор подобно мыши или джойстику.

Таблица скан-кодов клавиатуры AT

Значком "+" отмечены клавиши из массива дополнительного поля. При нажатии некоторых клавиш передаются скан-коды, состоящие из нескольких байтов. Наибольшую длину скан-кода имеет клавиша Pause/Break — E11477F014F077. Клавиши с одинаковым названием, например, правые и левые клавиши Shift, Alt, Ctrl, но расположенные в разных местах клавиатуры, имеют различные скан-коды!

В табл. 2 представлены коды дополнительных трех клавиш на Windows клавиатуре.

Таблица 2. Коды дополнительных клавиш

Название	Код нажатой клавиши	Код отжатой клавиши
Левая «Flying Window»	E0 1F	E0 F0 1F
Правая «Flying Window»	E0 27	E0 F0 27
Pop Up Menu	E0 2F	E0 F0 2F

Типы разъемов интерфейса PS/2

В качестве соединителя интерфейса PS/2 могут использоваться три типа разъемов:

5-выводной DIN (отечественный аналог — CHL-5), 6-выводной Mini-DIN и, наконец, SDL (Shielded Data Link) — разъем, разработанный известной фирмой AMP, которая специализируется на производстве соединителей. Первый тип соединителя широко использовался в большинстве материнских плат до

конца 90-х годов. В настоящее время в компьютерах используются два альтернативных разъема: Mini-DIN и SDL. Цоколевка разъемов приведена в табл. 3. Клавиатуры с 5-выводным DIN-соединителем выпускаются и в настоящее время. Однако в современных компьютерах для их подключения необходим адаптер DIN/PS/2.

Принцип работы интерфейса

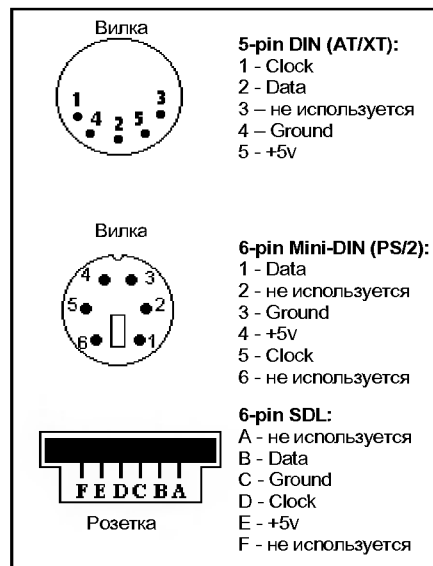
При первом знакомстве со спецификацией интерфейса PS/2 у большинства может возникнуть законный вопрос: а стоило ли городить огород? Ведь был уже RS-232, применяя дуплексный режим, и никаких проблем! В конце концов, при таких малых расстояниях можно было обойтись просто ТТЛ уровнями! Опять-таки, выбор I²C был бы не худшим. Тем не менее, стандарт PS/2 при всей его корявости и несуразности выжил и продолжает жить. Несложно самостоятельно описать все "достоинства" этого интерфейса.

Чтобы избежать путаницы при употреблении термина "контроллер клавиатуры" будем использовать термин "хост" по отношению к контроллеру интерфейса PS/2, установленного на материнской плате и термином "устройство" по отношению к контроллеру, установленному в клавиатуре или мыши.

Интерфейс PS/2 представлен сигналами: Ground, +5V, Data, и Clock. Шина +5V обеспечивает питание схемы клавиатуры или мыши от источника, расположенного на материнской плате. Источники сигналов Data и Clock выполнены по схеме с открытым коллектором, в неактивном состоянии имеют уровень лог. 1. Устройства, подключаемые к данным шинам должны иметь в входах резисторы, подключенные к шине питания. Рекомендуемый номинал — около 10 кОм.

Шина PS/2 представляет собой последовательный двунаправленный синхронный интерфейс. Каждый бит передаваемых данных Data должен тактироваться одним импульсом сигнала Clock. Как хост, так и устройство могут посылать данные друг другу по шинам Data и Clock. Хост при этом имеет более высокий приоритет. Тем самым исключаются коллизии, которые могли бы возникнуть на двунаправленной шине при попытках одновременной передачи данных со стороны хоста и устройства. В процессе пере-

Таблица 3. Цоколевка разъемов PS/2



дачи данных устройство должно производить контроль шины по состоянию сигнала Clock. Для этого после передачи каждого бита линии сигналов Data и Clock в устройстве переводятся из состояния выход в состояние вход и затем проверяются. Если линия Clock имеет потенциал лог. 0, это значит, что со стороны хоста выставлено требование на передачу. Устройство должно прекратить передачу, уступить шину хосту и ожидать завершения сеанса передачи. В реальной жизни все обстоит гораздо проще, и конфликтов не происходит никогда. Данные, посылаемые от клавиатуры хосту, фиксируются по заднему фронту тактового сигнала, а данные, посылаемые от хоста клавиатуре, фиксируются по переднему фронту.

Обратите внимание — независимо от направления передачи данных — хост ⇒ клавиатура или клавиатура ⇒ хост, источником тактовых сигналов всегда является клавиатура! Поэтому, если хост желает передать данные, то он должен сказать об этом устройству.

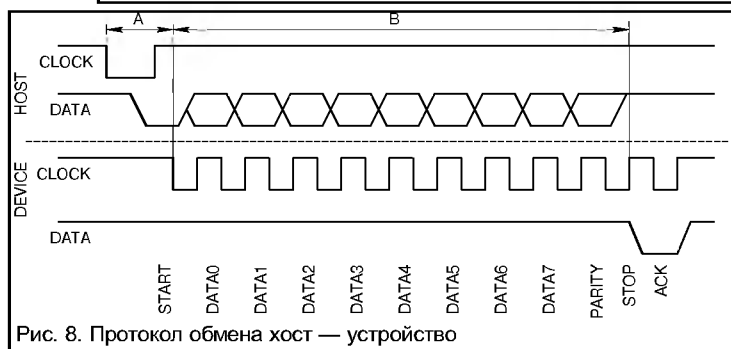
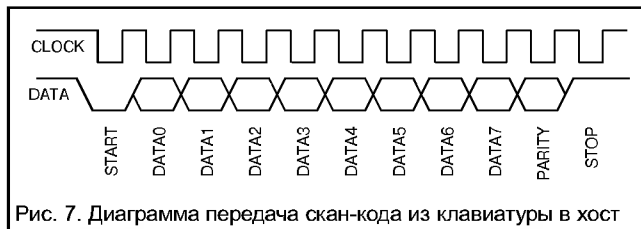


Таблица 4. Команды Хост $\Rightarrow$ Клавиатура

Код	Описание команды
ED	Команда включения/выключения светодиодов Num Lock, Caps Lock, Scroll Lock. После приема данной команды контроллер клавиатуры должен ответить ACK(FA) и ждать передачи следующего байта, который содержит код состояния для светодиодов — биты 0...2, соответствующий включению светодиодов: бит 0 — Scroll lock (1 — вкл.), бит 1 — Num lock, бит 2 — Caps lock. Биты 3...7 всегда передаются нулями. Команда используется для тестирования при начальной загрузке компьютера. Светодиоды должны зажечься и после небольшой паузы погаснуть.
EE	Команда «Эхо». Получив ее, клавиатура должна повторить эту команду в сторону хоста (EE). Используется исключительно для тестирования.
F0	Выбор таблицы скан-кодов. Со стороны клавиатуры должен последовать подтверждение ACK, затем клавиатура ждет получения кода (01, 02 или 03), определяющего тип используемой кодовой таблицы. Если передан код 00, клавиатура отвечает ACK.
F2	Передать код идентификатора ID (A3, AB). Со стороны клавиатуры необходим ответ ACK (FA). Эта команда также дает разрешение на сканирование.
F3	Установить скорость автоповтора (режим печатающей машинки). После приема данной команды клавиатура должна ответить кодом подтверждения приема ACK (FA). Следующий байт содержит параметры скорости автоповтора и задержку перед автоповтором: • биты 0...4 определяют скорость автоповтора посылки кода нажатой и удерживаемой клавиши (00000 — 30 раз/с, 11111 — 2 раза/с); • биты 5...6 определяют время задержки автоповтора — время между моментом нажатия и моментом начала работы автоповтора при удержании клавиши более времени задержки (00 — 250 мс, 11 — 1000 мс); • бит 7 — не используется. Автоповтор выполняется для всех клавиш (в том числе ALT, Ctrl, Shift), за исключением клавиши Pause/Break. Клавиша Pause/Break — особенная, в отличие от всех остальных клавиш она имеет код только «make». Для нее не существует режима автоповтора и кода отпускания (Break). Если было нажато более одной клавиши, а затем одна из клавиш отпущена, то передача скан-кодов оставшейся нажатой клавиши в режиме автоповтора уже не производится. При ее отпускании передается код отжатого состояния.
F4	Команда разрешения работы клавиатуры. По ней производится сброс буфера данных и запускается сканирование. Со стороны клавиатуры необходим ответ ACK (FA).
F5	Команда запрета сканирования и передачи скан-кодов. Со стороны клавиатуры необходим ответ ACK (FA). Состояние светодиодов клавиатуры сохраняется.
F6	Восстановить первоначальные значения параметров клавиатуры по умолчанию. Состояние светодиодов клавиатуры сохраняется.
F7	Установка режима печатающей машинки «typematic» для всех клавиш клавиатуры — все нажимаемые клавиши отображаются на экране. Со стороны клавиатуры необходим ответ ACK (FA).
F8	Установить для всех клавиш режим «make/break». Со стороны клавиатуры необходим ответ ACK (FA).
F9	Установить для всех клавиш режим «make». Со стороны клавиатуры необходим ответ ACK (FA).
FA	Установить для всех клавиш режим «typematic/make/break». Со стороны клавиатуры необходим ответ ACK (FA).
FB	Установить для данной клавиши режим «typematic». Код клавиши передается после данной команды.
FC	Установить для данной клавиши режим «make/break». Код клавиши передается после данной команды.
FD	Установить для данной клавиши режим «make». Код клавиши передается после данной команды.
FE	Повторить передачу последнего кода команды.
FF	Команда начальной установки клавиатуры.

Максимальная частота тактового сигнала — не более 33 кГц, однако, в реальных устройствах частота лежит в пределах 10...20 кГц.

Передача данных между устройством и хостом производится байтами. Посылка содержит 11 бит:

- 1 стартовый бит (всегда 0);
- 8 бит данных, младший бит передается первым;
- 1 бит четности;
- 1 стоп-бит (всегда 1).

Бит четности устанавливается в «1», если число единиц в передаваемой посылке нечетно, или в «0», если четно. Он используется для обнаружения ошибок при передаче. Когда хост передает

данные клавиатуре, после приема посылки устройство должно передать бит подтверждения того, что данные приняты. Когда клавиатура посылает данные, то бит подтверждения хостом не передается.

С битом четности разработчик явно перестарался — не такие уж и большие расстояния от клавиатуры до хоста, да и скорость низкая. Если при работе ошибки с клавиатурой и могут происходить, то скорее от невнимательности оператора, но это не страшно. Есть же обратная связь через дисплей, заметил ошибку — исправь! А уж если с клавиатурой что-то серьезное и случилось, так тут и бит четности не спасет!

Протокол обмена «Устройство — Хост»

Как было сказано ранее, сигналы линий Data и Clock являются выходами открытого коллектора и в нормальном состоянии являются лог. 1. Когда клавиатура желает передать информацию, то первым делом она проверяет состояние линии Clock, чтобы убедиться в том, что линия имеет уровень лог. 1. Если же это не так, то шиной владеет хост, и передача данных от клавиатуры должна быть блокирована. Если линия имеет уровень лог. 1, то устройство начинает передачу данных в хост.

Время от переднего фронта тактового сигнала до момента изменения шины

Таблица 3. Команды Клавиатура → Хост

Код	Описание команды
00	Обнаружена ошибка сканирования/переполнение буфера клавиатуры, если был установлен режим сканирования с разрешением одновременного нажатия двух или трех клавиш.
83AB	Идентификатор клавиатуры — ID.
AA	Самотестирование завершилось успешно.
EE	Echo. Команда повтора «эхо». Посылается хосту в ответ на прием команды «эхо» от хоста.
FA	Код подтверждения приема команды (ACK).
FC	Ошибка при самотестировании клавиатуры.
FE	Повторить предыдущую команду.
FF	Обнаружена ошибка сканирования/переполнение буфера клавиатуры, если был установлен режим сканирования с запретом нажатия более одной клавиши.

данных должно быть не менее 5 мкс. Время от изменения данных до заднего фронта тактового сигнала должно быть не менее 5 и не более 25 мкс.

Протокол обмена «Хост-Устройство»

По сравнению с протоколом «устройство-хост», этот протокол имеет некоторые отличия. Следует помнить, что источником тактового сигнала всегда является устройство (клавиатура или мышь). Чтобы передать данные, хост должен предупредить об этом устройство для того, чтобы оно начало формировать тактовые сигналы. Поэтому хост должен перевести и удерживать шину Clock в состоянии лог. 0 в течение не менее 60 мкс. Затем линия Data переводится им в состояние лог. 0 (сигнал «старт»), и хост должен освободить линию Clock, для того чтобы устройство могло формировать на ней сигнал для тактирования передаваемых им данных. Устройство формирует 10 импульсов сигнала Clock для тактирования 8 бит данных, сигнала паритета и стоп-бита. Смену данных хост производит при низком уровне сигнала Clock. Фиксация данных в хосте производится по переднему фронту тактового сигнала. После тактирования сигнала стоп устройство должно сформировать сигнал квитирования. Для этого линия данных переводится в состояние лог. 1, и формируется дополнительный тактовый

Clock импульс. Ну, а если случилось так, что хост продолжает удерживать линию Data в состоянии лог. 0, то устройство должно продолжать формировать тактовые сигналы до тех пор, пока хост не отпустит линию данных в состояние лог. 1. В этой ситуации устройство формирует и передает в хост команду «Ошибка приема».

В протоколе «хост-клавиатура» предусмотрено два тайм-аута для фиксации ошибок передачи. Первый тайм-аут — временной интервал «а» от момента, когда хост выставил требование на передачу (сигнал Clock с нулевым уровнем)

мс. Если хотя бы одна из этих временных характеристик будет нарушена, хост зафиксирует ошибку передачи. Если команда, переданная хостом, требует передачи подтверждения приема, то команда-квитанция от устройства должна быть передана не позднее 20 мс после приема посылки от хоста. Если хост не получает квитанцию, то также фиксируется ошибка передачи.

Команды интерфейса с клавиатурой

Контроллер клавиатуры посылает хосту скан-коды нажатых и отжатых кла-

и в начале передачи тактового сигнала устройством. Этот период времени должен быть не более 15 мс. Время передачи пакета «b» не должно быть более 2

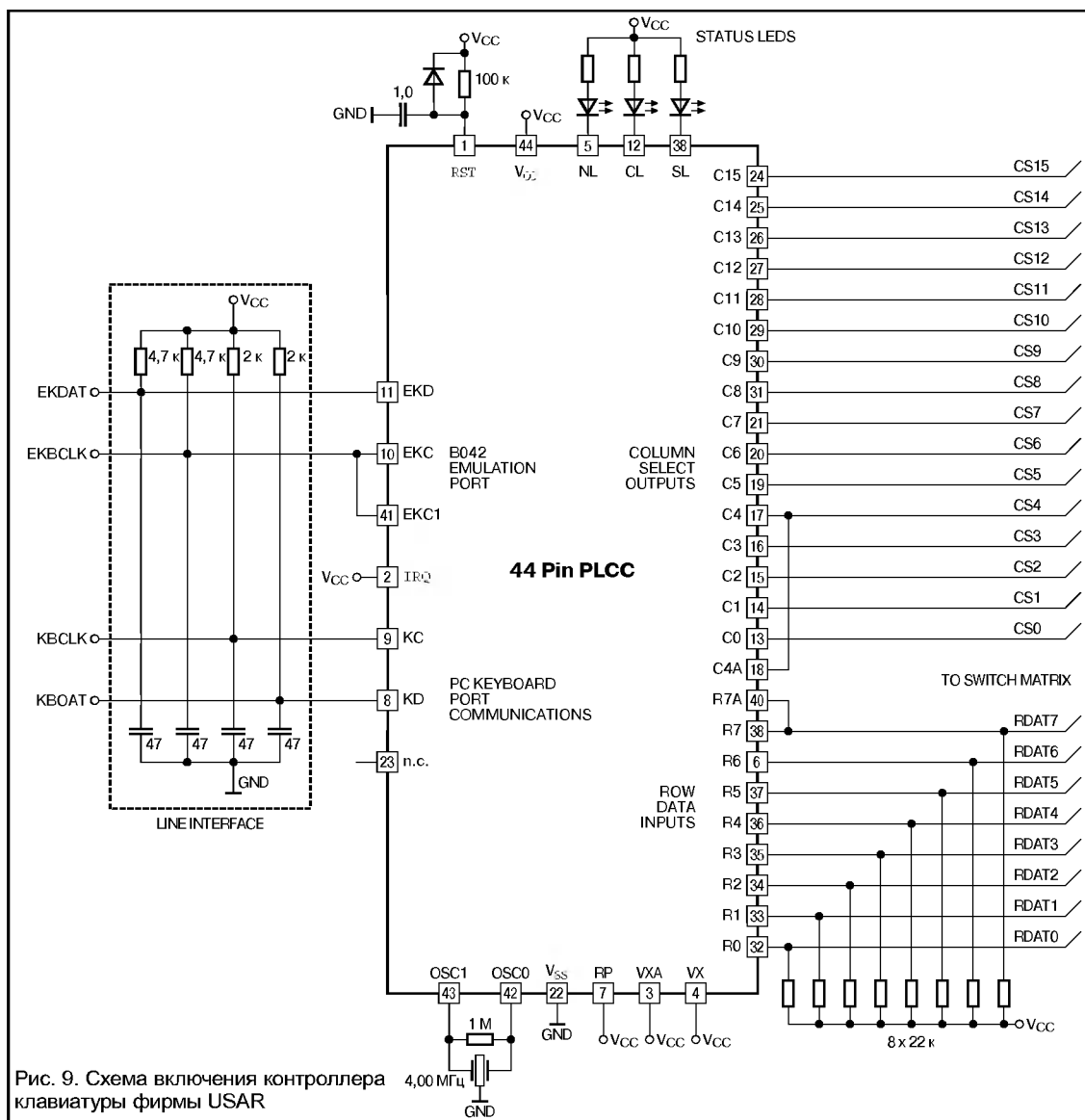


Рис. 9. Схема включения контроллера клавиатуры фирмы USAR

цифровая техника

виш, а также определенные коды команд, в частности код подтверждения приема команды от хоста. Хост посылает клавиатуре команды, которые изменяют состояние клавиатуры. По командам хоста включаются и выключаются светодиоды на клавиатуре, изменяется скорость автоповтора нажатой и удерживаемой клавиши, производится запрет и разрешение сканирования и т.д.

Все клавиши клавиатуры, использующие кодовую таблицу №2, кроме Pause/Break работают в режиме Турематик/Break/Make. Это означает, что при нажатии любой клавиши обязательно передается код нажатия, а при отжатии, соответственно, код отжатого состояния. При нажатии и долгом удержании осуществляется режим Турематик – автоповтор кода нажатой клавиши с периодом, заданным передачей специальной команды из хоста. По умолчанию пауза перед автоповтором устанавливается 500 мс, а

Таблица 5. Стартовый протокол обмена Хост ⇒ Клавиатура при включении питания ПК

Источник команды	Код команды	Комментарии
Клавиатура	AA	Самотестирование завершилось успешно
Хост	FF	Команда — “СБРОС”
Клавиатура	FA	ACK — подтверждение приема команды
Клавиатура	AA	Самотестирование клавиатуры завершилось успешно
Хост	F2	Запрос ID устройства (первый раз от BIOS)
Клавиатура	AB	Первый байт ID клавиатуры
Клавиатура	83	Второй байт ID клавиатуры
Хост	ED	Управление светодиодами (зажигаем)
Клавиатура	FA	ACK — подтверждение приема команды
Хост	00	Код команды управления состоянием светодиодов (включить все три)
Клавиатура	FA	ACK — подтверждение приема команды
Хост	ED	Управление светодиодами (гасим)
Клавиатура	FA	ACK — подтверждение приема команды
Хост	02	Код команды управления состоянием светодиодов (горит Num Lock , остальные погашены)
Клавиатура	FA	ACK — подтверждение приема команды
Хост	F2	Запрос ID устройства (второй раз — это от Windows)
Клавиатура	AB	Первый байт ID клавиатуры
Клавиатура	83	Второй байт ID клавиатуры
Хост	F2	Запрос ID устройства (третий раз — опять от Windows)
Клавиатура	AB	Первый байт ID клавиатуры
Клавиатура	83	Второй байт ID клавиатуры
Хост	F3	Команда установки периода автоповтора клавиш
Клавиатура	FA	ACK — подтверждение приема команды
Хост	00	Код автоповтора
Клавиатура	FA	ACK — подтверждение приема команды

период автоповтора – 10 симв./с. Не все коды команд реально используются. Как правило, в процессе работы никогда не изменяется назначение режима клавиш. Выбор таблицы скан-ко-

дов используется в клавиатурах некоторых стран.

Александр Самарин,
samar@zelax. Ru

(Продолжение следует)

Микросхема фазового регулятора КР1182ПМ1

Микросхема фазового регулятора КР1182ПМ1 предназначена для управления мощностью в цепях переменного тока напряжением 220 В. Мощность подключаемой нагрузки — до 150 Вт. Для реализации схемы регулятора необходимо минимальное число внешних компонентов.

Основное назначение микросхемы КР1182ПМ1 — плавное включение и выключение электрических ламп накаливания и регулирование яркости их свечения. Кроме того, она может успешно применяться для регулирования скорости вращения коллекторных электродвигателей переменного тока мощностью до 150 Вт.

Микросхема выпускается в корпусе DIP16 (КР1182ПМ1А) или POWER DIP (КР1182ПМ1Б), при этом нумерация выводов совпадает. Расположение и назначение выводов микросхемы КР1182ПМ1 приведено на рис. 1, а ее структурная схема — на рис. 2.

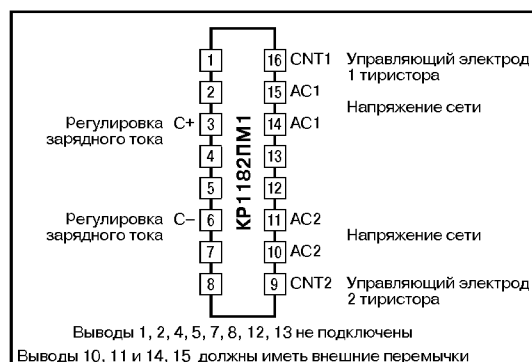


Рис. 1. Расположение и назначение выводов микросхемы

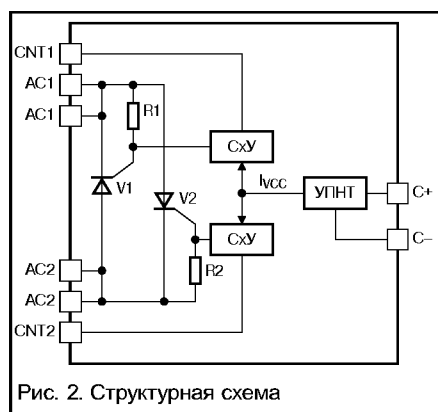


Рис. 2. Структурная схема

Два силовых тиристора V1 и V2 осуществляют коммутацию нагрузки. Сигнал управления тиристорами вырабатывается двумя схемами управления (для каждого тиристора своя). Управляемый преобразователь напряжения в ток (УПНТ) формирует выходной управляющий ток I_{VCC} для схем управления, зависящий от напряжения между выводами C+ и C-, которое устанавли-



Рис. 3. Характеристики потребления микросхемы КР1182ПМ1

вается внешними элементами управления (например, с помощью резисторов).

Основные электрические параметры приведены в табл. 1.

Микросхема выдерживает напряжения амплитудой до 400 В — это соответствует среднему значению 284 В сетевого напряжения, что на 25 % превышает его номинальное значение. Собственный ток потребления микросхемы не превышает 3,5 мА при любых условиях эксплуатации (рис. 3).

Рассмотрим работу элементов схемы (рис. 4). При подаче сетевого напряжения и закрытых тиристорах V1 и V2 УПНТ формирует управляющий ток I_{VCC} . Его величина задается внешними

и элементами управления, например, резисторами. Если в данный момент времени к выв. 14, 15 приложено напряжение более высокой положительной величины, чем к выв. 10, 11, то выходной ток УПНТ будет заряжать конденсатор

C2, который подключен к управляющему электроду тиристора V1 (выв. 9). На рис. 5 показана часть электрической схемы, которая работает при положительной полуволне сетевого напряжения. Питание УПНТ осуществляется по цепи транзистора VT2, через резистор R2 и диоды VD2, VD3. Этот ток поддерживает транзистор VT2 в открытом состоянии, поэтому конденсатор C1 раз-

ряжен. Когда напряжение на конденсаторе C2 достигает порога открывания тиристора V1, он открывается и начинает пропускать ток в нагрузку. Одновременно происходит шунтирование УПНТ, которое продолжается до конца положительного полупериода

сетевого напряжения. Таким образом, УПНТ совместно с C2 формирует время задержки включения тиристора V1. Порог открывания тиристора составляет 0,7 В, поэтому задержка включения тиристора V1 определяется как

$$t = (V_{THR} \times C2) / I_{VCC}$$

где t — время задержки включения тиристора (мс); V_{THR} — порог открывания тиристора (В); I_{VCC} — выходной ток УПНТ (мкА); C2 — емкость времязадающего конденсатора (мкФ).

После того как напряжение сети изменит свою полярность (отрицательная полуволна), тиристор V1 окажется включенным в обратном направлении и не будет пропускать ток. УПНТ вновь заработает в нормальном режиме, но уже по цепи VT1, R1 и VD1, VD4, и начнет заряжать конденсатор C1. Дальнейшие процессы

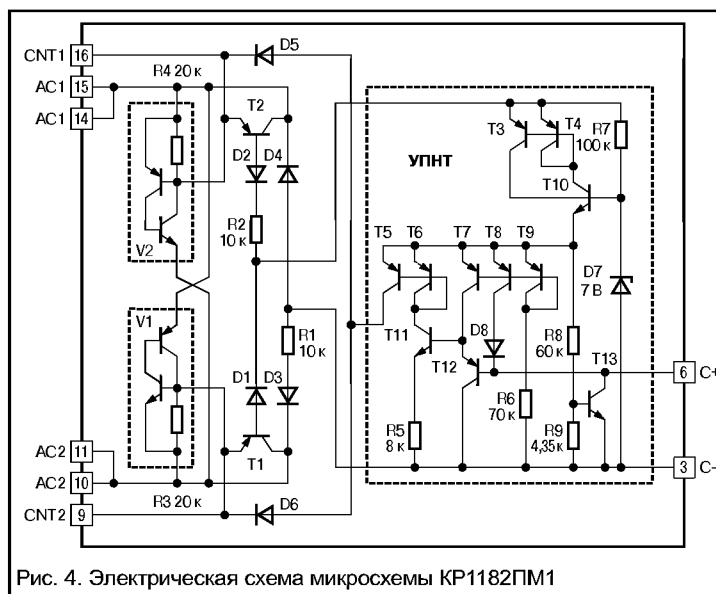


Рис. 4. Электрическая схема микросхемы КР1182ПМ1

Таблица 1. Электрические параметры микросхемы КР1182ПМ1

Параметр	Обозначение	Значение параметра		Ед. изм.	Условия измерения
		мин.	макс.		
Напряжение сети	V_{CC}	80	276	В	
Ток нагрузки	I_{OUT}	—	1,2	А	
Напряжение насыщения открытого тиристора	V_{SAT}	—	2	В	$I_{OUT} = 0,5 \text{ А}$
Ток потребления	I_{CC}	—	2	мА	$V_{CNT}=0, V_{CC}=400 \text{ В}$
		—	5	мА	$V_{CNT}=6 \text{ В}, V_{CC}=400 \text{ В}$
Входной ток управления	I_{CNT}	40	150	мкА	$V_{CNT}=0, V_{CC}=100 \text{ В}$
Выходной ток УПНТ	I_{VCC}	—	0,2	мА	$V_{CNT}=0, V_{CC}=100 \text{ В}$
		0,15	0,9	мА	$V_{CNT}=3 \text{ В}, V_{CC}=100 \text{ В}$
		0,4	1,2	мА	$V_{CNT}=6 \text{ В}, V_{CC}=100 \text{ В}$
		—	30	мкА	$V_{CNT}=6 \text{ В}, V_{CC}=0$
Ток утечки управляющего входа	I_{CNT}	—	30	мкА	
Частота сети	f	40	70	Гц	
Рассеиваемая мощность		—	4	Вт	$T_{PN}=90^{\circ}\text{C}$
		—	1	Вт	$T_A=70^{\circ}\text{C}$
Температура окружающей среды	T_A	-40	70	$^{\circ}\text{C}$	

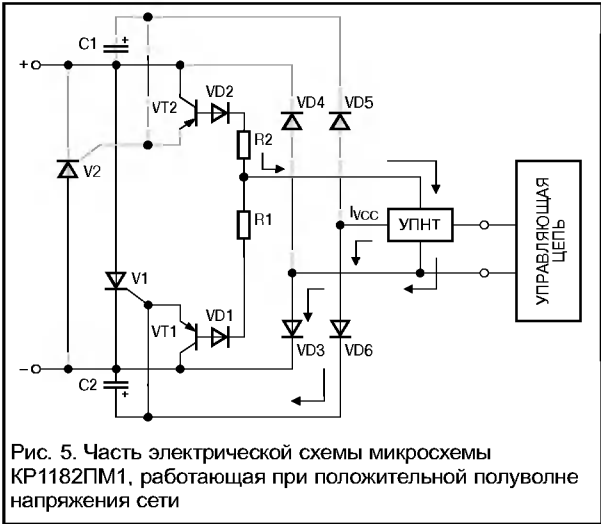


Рис. 5. Часть электрической схемы микросхемы КР1182ПМ1, работающая при положительной полуволне напряжения сети

в схеме будут протекать аналогично рассмотренным выше. Временные диаграммы работы фазового регулятора приведены на рис. 6.

Таблица 2. Максимальные значения параметров и режимов микросхемы КР1182ПМ1

Параметр	Обозначение	Значение параметра	Ед. изм.
Амплитудное значение напряжения питания	V_{CC}	400	В
Коммутируемый ток	I_{OUT}	1,2	А
Мощность нагрузки	P_L	150	Вт
Диапазон рабочих температур		-40 70	$^{\circ}\text{C}$

Основная схема включения фазового регулятора приведена на рис. 7. Он содержит всего два внешних конденсатора (C1 и C3) и управляющую цепь (R1, C2). Плавное включение цепи регулятора осуществляется посредством конденсатора, а с помощью резистора изменяется задержка включения тиристора и обеспечивается фазовое управление. Следует обратить внимание на то, что тиристорные схемы с фазовым управлением являются источником помех в сети переменного тока. Поэтому для их подавления на входе таких устройств следует включить помехоподавляющий фильтр.

Применение микросхемы КР1182ПМ1 для плавного включения лампы накаливания (рис. 8) обеспечивает медленный разогрев ее нити накала, снижает величину пускового тока и в конечном итоге увеличивает срок ее службы. Процесс включения лампы при использовании микросхемы КР1182ПМ1 происходит следующим образом. Размыкание выключателя S приведет к плавно-

му заряду конденсатора C3 от некоторого минимального напряжения до максимального, которое определяется входным током УПНТ и величиной резистора R2. При этом плавно увеличивается выходной ток УПНТ и, соответственно, с каждым периодом сетевого напряжения уменьшается задержка включения тиристора. Это обеспечивает постепенное нарастание мощности в лампе. Время такого включения зависит от величины конденсатора C3. Оно может составлять от десятых долей секунды (защита лампы от перегорания) до нескольких секунд (для визуального восприятия плавного изменения яркости лампы). При замыкании ключа S в процессе плавного выключения C3 будет разряжаться через резистор R2, и этот период длится несколько секунд.

Другой вариант управляющей цепи (рис. 8, в) не содержит конденсатор. Управление регулятором обеспечивает переменный резистор с выключателем (рис. 9, а). Размыкание выключателя S необходимо обеспечить при минимальном сопротивлении резистора R1, т.е. при его увеличении будет и изменяться яркость свечения лампы. Коммутирующая способность выключателя S может быть невысокой, поскольку ток управления мал. При этом полного отключения устройства от сети не происходит, и его постоянное включение в сеть таит скрытую опасность. Об этом следует помнить.

Повысить безопасность осветительного прибора, оснащенного микросхе-

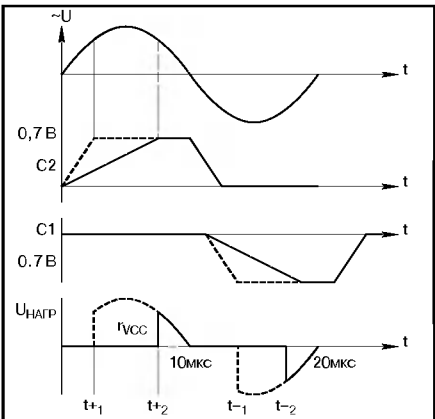


Рис. 6. Диаграммы работы микросхемы КР1182ПМ1

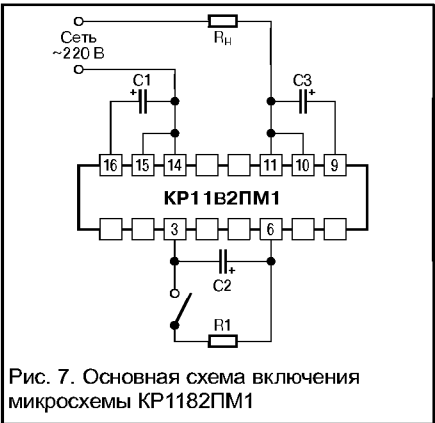


Рис. 7. Основная схема включения микросхемы КР1182ПМ1

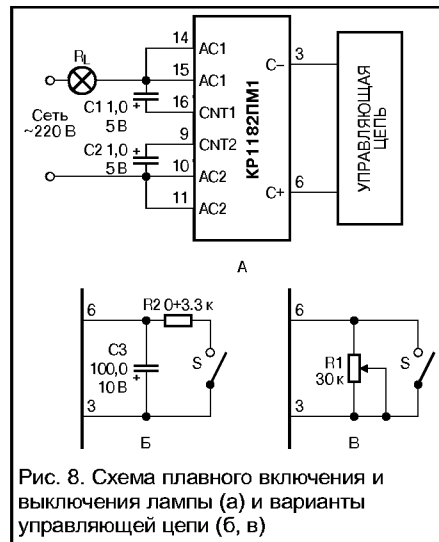


Рис. 8. Схема плавного включения и выключения лампы (а) и варианты управляющей цепи (б, в)

мой KP1182PM1, можно изменив место размыкания цепи (рис. 9, б). В этом случае выключатель переменного сопротивления сначала замыкает общую цепь, а затем происходит регулирование яркости освещения поворотом его оси.

Две и более микросхем KP1182PM1 можно соединять параллельно для работы с более мощной нагрузкой. При

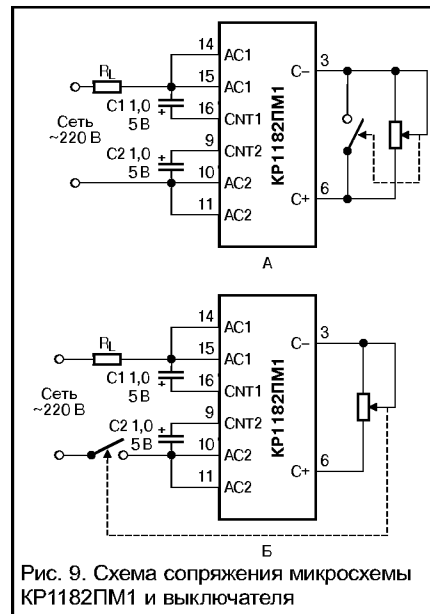


Рис. 9. Схема сопряжения микросхемы KP1182PM1 и выключателя

этом допустимая мощность нагрузки может быть увеличена пропорционально числу микросхем. Элементы управления подключаются к одной микросхеме, а остальные соединяются между собой (рис. 10).

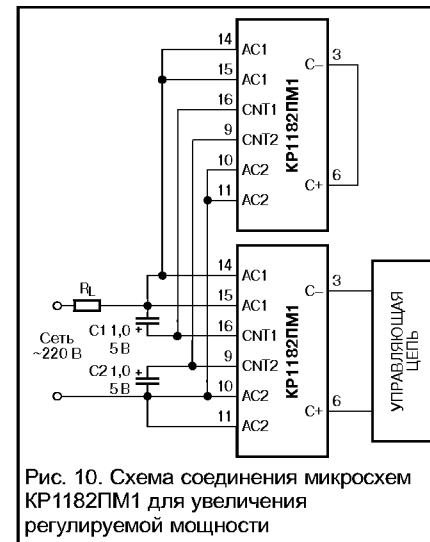


Рис. 10. Схема соединения микросхем KP1182PM1 для увеличения регулируемой мощности

Игорь Кольцов,
editor@dian.ru

Литература

1. Интегральные микросхемы: Перспективные изделия. Выпуск 1. — М.: "ДОДЭКА", 1996.

Издательство “Додэка” выпустило два полезных справочника из серии “Энциклопедия ремонта” (вып. 16, 17) — “Микросхемы для современных импортных телевизоров - 3” (авторы А. Коннов, А. Пескин) и “Микросхемы для аудио- и радиоаппаратуры — 2” (автор А. Рабодзей), а также две книги по цифровой технике — “ПЛИС фирмы Xilinx: описание структуры основных семейств” и “Микроконтроллеры для видео- и радиотехники”.

В справочнике “Микросхемы для современных импортных телевизоров - 3” приведена информация по микросхемам фирм Analog Devices, Holtek, Intersil, ITT, Mitsubishi, Motorola, NEC, NJR, Panasonic, Philips, Rohm, Samsung, Sanyo, SGS-Thomson, Siemens, Sony, Toshiba. даны их структурные схемы, цоколевки и назначение выводов. Данные систематизированы по производителям и типам микросхем.



По вопросу приобретения книги обращайтесь: e-mail: sales@dian.ru, тел. (095) 737-9279.

Справочник “Микросхемы для аудио- и радиоаппаратуры - 2” содержит большой объем справочной информации по микросхемам производства фирм Analog Devices, Hitachi, Holtek, JRC, Mitsubishi, Motorola, Mullard, National

Semiconductors, NEC, Sharp, Sony, Toshiba. Книга содержит девять разделов в соответствии с функциональным назначением микросхем, и в каждом из них приводятся данные по структурным схемам, цоколевке и назначению выводов в алфавитном порядке по возрастанию.



По вопросу приобретения книги обращайтесь: e-mail: sales@dian.ru, тел. (095) 737-9279.

Обе книги будут полезны специалистам сервисных центров, радиолюбителям, занимающимся ремонтом радиоэлектронной аппаратуры, студентам профильных учебных заведений.

В книге “ПЛИС фирмы Xilinx: описание структуры основных семейств” достаточно подробно рассмотрены основные принципы функционирования и программирования микросхем программируемой логики фирмы Xilinx, приведен обзор всех основных семейств, а также подробно рассмотрены вопросы, связанные с разработкой систем на базе ПЛИС семейств Virtex, Spartan II, XC9500 и XC9500XL. Несмотря на то, что данная книга не претендует на полноту изложения всех технических аспектов и не может полностью заменить фирменную документацию, она охватывает подавляющее большинство вопросов, встающих перед разработчиком систем на базе программируемой логики, а во многом и дополняет документацию, проясняя не слишком детально освещаемые в ней вопросы. Книга может быть рекомендована для прочтения как начинающим разработчикам, так и в качестве справочного пособия для имеющих достаточный опыт профессионалов.



По вопросу приобретения книги обращайтесь: e-mail: sales@dian.ru, тел. (095) 737-9279.

Очередная книга “Микроконтроллеры для бытовой аппаратуры” из серии “Энциклопедия ремонта” посвящена микроконтроллерам, применяющимся в бытовой технике. Выполненная в виде краткого справочного пособия, она содержит объем сведений, достаточный для диагностирования неисправностей в различных узлах видео- и радиотехники, выполненных с использованием современных 4- и 8-разрядных микроконтроллеров. Книга также содержит множество типовых схем включения контроллеров и примеров построения законченных блоков на их основе, что значительно

**Малому предприятию
НПП “Радиотехнические системы”
(вблизи м. Проспект Вернадского) требуются
на постоянную работу квалифицированные специалисты:**

1. Разработчики аналоговой аппаратуры

Моделирование (CircuitMaker, Microwave Office), макетирование, настройка, испытание радиотехнических (диапазон НЧ-2 ГГц) и волоконно-оптических устройств для ТВ и связи.

2. Разработчики цифровой аппаратуры

Программирование, моделирование, макетирование, испытание узлов управления на PIC-контроллерах для радиотехнической и волоконно-оптической аппаратуры ТВ и связи, а также узлов аппаратуры цифрового вещания и связи на ПЛИС Altera.

Мы ценим следующие качества: профессионализм, ответственность, исполнительность, инициативность, самостоятельность, интерес и желание работать по специальности, желание продолжать образование и повышать квалификацию.

Резюме с указанием профессионального опыта разработок, мест работы и выполненных работ просим направлять:

**E-mail: belkin@deol.ru, факс 932-7011
Сурову Андрею Владимировичу**

но облегчает понимание логики функционирования рассматриваемых устройств. Книга может быть полезна для специалистов, занимающихся ремонтом современной бытовой аппаратуры, а также для всех интересующихся разработкой законченных устройств на базе микроконтроллеров.



По вопросу приобретения книги обращайтесь: e-mail: sales@dian.ru, тел. (095) 737-9279.

В издательстве “Горячая линия — Телеком” (radios@cityline.ru) вышла книга В. Соловьева “**Проектирование цифровых систем на основе программируемых логических интегральных схем**”. В ней рассматриваются методы и алгоритмы логического проектирования цифровых устройств и сложных систем на основе ПЛИС (PLD). Приведены классификация ПЛИС, их основные структуры, анализируются архитектурные и функциональные свойства, дано их сравнение с FPGA, перспективные архитектуры стандартных PLD (SPLD), описаны методы синтеза комбинационных схем и конечных автоматов, рассмотрены методы синтеза и многие другие вопросы.

Книга предназначена для преподавателей, студентов и аспирантов соответствующих специальностей вузов в качестве материала для лекций и практических занятий. Приводимые задания могут служить темами курсовых и дипломных проектов, некоторые из них могут быть интересны аспирантам. Для понимания излагаемого материала не требуется дополнительных знаний, поэтому книга может также служить широкому кругу специалистов в области вычислительной техники, автоматики и электроники в качестве пособия для самостоятельного изучения вопросов проектирования цифровых систем на основе ПЛИС. Описываемые методы и алгоритмы достаточно просты и могут применяться при ручном проектировании инженерами-практиками, а некоторые из них могут использоваться в пакетах автоматизированного проектирования.



По вопросу приобретения книги и другим вопросам обращайтесь: e-mail: radios@cityline.ru, тел. (095) 287-4956.

**ПРОМЕЛЕКТРОНИКА**

ПОСТАВКИ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

Мы стали к вам ближе

ОТКРЫВАЕТСЯ НОВЫЙ МАГАЗИН В МОСКВЕ

Удобное расположение (метро "Курская", сразу напротив Курского вокзала), большая торговая площадь, прекрасный офис для оптовых покупателей, потрясающий ассортимент и низкие оптовые цены – все это оставит только доброе впечатление от сделанных у нас покупок. Приглашаем Вас: Земляной вал, дом 34, тел. (095) 916-23-21.

ОТКРЫТ ИНТЕРНЕТ-МАГАЗИН

Мы действительно стали к вам ближе – теперь покупку можно совершить непосредственно с Вашего рабочего места. Полноценная система электронных платежей и удобный интерфейс позволят мгновенно получить счет к оплате, оплатить его, затем проконтролировать поступление денег, подборку и отправку груза. Посетите наш сайт www.promelec.ru.

ОТКРЫТЫ НОВЫЕ ФИЛИАЛЫ

Сеть филиалов и представительств продолжает развиваться. Теперь Вам будет намного проще, быстрее и дешевле делать покупки в нашей фирме. Если в Вашем городе еще нет наших представительств, но Вы готовы к серьезному бизнесу и имеете опыт торговли радиокомпонентами, то предлагаем позвонить нам: (3432) 45-45-07.

ЕКАТЕРИНБУРГ ГОЛОВНОЙ ОФИС

620107, Екатеринбург, ул. Колмогорова, 70
E-mail: pr@promelec.ru

Справочная служба: (3432) 45-44-88
Факс круглосуточно: (3432) 45-33-28
Отдел опт. торговли: (3432) 45-68-20
(3432) 45-45-07
(3432) 45-40-11
(3432) 45-32-02

Отдел снабжения:
Взаимозачеты по налогам,
бартерные операции: (3432) 45-82-41
Заказ каталогов: (3432) 45-40-11

www.promelec.ru**МОСКВА**

С-ПЕТЕРБУРГ
ЕКАТЕРИНБУРГ
ВОРОНЕЖ
НОВОСИБИРСК
ОМСК
ОМСК
ПЕНЗА
ПЕРМЬ
ТОМСК
ТЮМЕНЬ
УФА
ЧЕЛЯБИНСК
ЧЕЛЯБИНСК

(095) 241-66-01, 2-й Волконский пер., д.1, м. «Цветной Бульвар», promtech@dol.ru
Летом 2001 г. открывается магазин: Земляной вал, д.34, м. «Курская», 916-23-21
(812) 230-08-63, 233-27-02, ул. Гатчинская, д.12, promel@peterlink.ru
Филиал (3432) 55-30-89, ул. Красноармейская, дом 34-6, alexej@nest.sky.ru
(0732) 77-73-72, 77-73-74, admin@promelec.vrn.ru
(3432) 66-46-89, ул. Восход, д. 9, planar@planar.nsk.ru
(3432) 22-76-20, 22-81-29, ул. Ленина, д.12, оф. 1207, olga@sc-chi-tru.ru
(3812) 69-35-07, 69-33-23, пр. Мира, д.30, оф.310, 316, elezom@msknet.ru
(3812) 24-10-90, 24-68-65, ул. Карла Либкнехта, дом 26, dani@omskecom.ru
(8412) 52-32-66, ул. Бакунина, дом 54/94, per@sura.com.ru
(3422) 34-94-49, 33-47-25, ул. Данишина, д.19, оф.68, esc@mpm.ru
(3822) 41-55-70, пр. Ленина, д. 30-а, tcot@mail2000.ru
(3452) 22-81-95, 22-96-00, ул. Республики, дом 143, radio@cm@sbx.tmn.ru
(3472) 51-14-56, ул. Чернышевского, д. 88, shop@ufacom.ru
(3512) 34-77-23, Свердловский пр., дом 23-а, treck@chel.snet.ru
(3512) 69-74-47, пр. Победы, дом. 169, pallada@chel.ru



Симметрон

электронные компоненты

Минимальные сроки

Отлаженная схема доставки в любой регион

Каталог предлагаемых изделий по заявке предприятий

С-Петербург: (812) 278-8484, 278-8421

Москва: (095) 748-5001, 214-2555

Екатеринбург: (3432) 703-384

Новосибирск: (3832) 119-081

Ростов-на-Дону: (8632) 923-273

Ставрополь: (8652) 357-775

Киев: (044) 239-2065

Харьков: (0572) 303-577

Минск: (017) 222-5859

Розничная продажа в магазинах

Микроника
радиодетали и инструменты

Санкт-Петербург, пр. Новочеркасский, 51 (012) 444-0400

Новосибирск, ул. Геодезическая, 2 (3032) 119-045

Киев, ул. М. Расковой, 13

(книги по электронике, инструмент) (044) 517-7377



Огромный ассортимент отечественных и импортных

электронных компонентов

- Силовые приборы
- Трансиверы, ВЧ- и СВЧ-компоненты
- Микроконтроллеры и микросхемы памяти
- Транзисторы, тиристоры и диоды
- лазерные приборы, светодиоды и индикаторы, ЖН-модули
- Широчайший выбор пассивных компонентов
- Реле и переключатели, разъёмы и панели, ZIF-панели
- Монтажный инструмент
- Паяльное и антистатическое оборудование