

И. О. Главного редактора
Павел Асташкевич

Редакционная коллегия:
Алексей Сигаев
Александр Фрунзе
Виктор Йовчик
Павел Правосудов
Андрей Асташкевич

Отдел распространения:
Юрий Рубичев
Алексей Бабурин
тел.: (902) 112-9838

Адрес редакции:
121351 Москва, ул. Ивана
Франко, д. 40, к. 1, стр. 2
тел./факс: (095) 737-9279,
768-9456
e-mail: shem@compitech.mtu-net.ru
www.compitech.ru

Издатель, учредитель:
ООО "ИД Скимен"

Отпечатано в ЗАО "Фабрика
Офсетной Печати"
Москва, ул. Красного Маяка,
13-4-1 (комн. Правления)
тел: (095) 968-7496
Заказ № 276

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

Редакция не несет
ответственности за
информацию, приведенную в
рекламных материалах

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

Содержание

Автоэлектроника

Автосигнализация с управлением на ИК-лучах 2

Автоматика

Практика создания Пи-регуляторов 4
Алгоритм Брезенхема в тиристорных регуляторах мощности 6

Аудиотехника

Еще раз об усилителях мощности 7
Предварительный усилитель с микроконтроллерной системой управления 9

Основы схемотехники

Логические микросхемы с напряжением питания 3,3 В 14
Стабилитроны и устранение их недостатков 15
Электрический расчет шинных соединений 18
Особенности применения электролитических конденсаторов 20
Программируемые логические интегральные схемы: обзор архитектур и особенности применения 22
Генераторы прямоугольных импульсов на микросхемах КМОП 25
Инструментальные усилители 26
Датчики температуры 29

Питающие устройства

Трансформаторы и дроссели для импульсных источников питания 32

Просто и доступно

Дверной звонок из старого телефона 35
Блокиратор нелегального подключения к телефонной линии 36
Встраиваемый тестер источника питания на логической микросхеме 38
Схема мягкого включения ламп накаливания 39

Софт

Симулятор для семейства x51 41
Verilog — инструмент разработки цифровых электронных схем 43

Технологии

Новая жизнь старых радиоламп 46

Цифровая техника

Применение кода RC-5 48

Справочный листок

Фотовольтаический оптрон К294ПП1АП 51
Линейные стабилизаторы напряжения широкого применения 54

Дорогие читатели!

У вас в руках долгожданный третий по счету номер журнала СХЕМОТЕХНИКА. В журналистских кругах говорят, что журнал считается состоявшимся после выхода третьего номера. Вот он, этот третий номер, перед вами, и, следовательно, мы можем поздравить друг друга с тем, что журнал СХЕМОТЕХНИКА перешел в разряд состоявшихся.

Выпуская первый номер, мы провозгласили, что мы постараемся сделать журнал, который бы занял нишу между радиолюбительскими изданиями и рекламно-информационными журналами для профессионалов. Мы хотели сделать его интересным как для радиолюбителей среднего и высокого уровня, так и для профессиональных разработчиков. Сейчас, после выхода первых трех номеров, можно сделать некоторые выводы, что получилось, а что — не очень.

Нас безусловно радует то, что все, кто дал хоть какую-то оценку журналу, приветствовали его выход и положительно оценили его. Замечательно и то, что, наряду с продвинутыми радиолюбителями, СХЕМОТЕХНИКУ приобретают профессиональные разработчики, переставшие покупать РАДИО, РАДИОЛЮБИТЕЛЬ и аналогичные им издания. Отрадно видеть большой интерес к изданию в среде студентов ВТУЗов. Вселяет радость непрекращающийся поток звонков от читателей, желающих стать нашими подписчиками. Прекрасно, что некоторые из них становятся нашими авторами, предоставляя оригинальные материалы. Радует и то, что нам удается выплачивать авторам обещанные гонорары, отнюдь не лишние для многих из них.

Теперь о том, что не радует. Во-первых, большое количество ошибок в схемах, да и качество многих графических материалов. Мы прилагаем все усилия для минимизации этих огрехов, но совсем побороть их нам пока не удается. Далее, мы не смогли оформить подписку тем, кто пытался это сделать в ноябре-начале декабря (просто оказались неготовыми к такому количеству звонков). Сейчас этот вопрос решен, на первое полугодие можно подписаться в редакции, а со второго — по каталогу РОСПЕЧАТИ.

Несколько слов о наших проблемах. Основная — редакционный портфель. По-настоящему интересных материалов у нас меньше, чем хотелось бы иметь. В некоторых рубриках явно не хватает статей, или же они на наш взгляд нуждаются в серьезной доработке. К сожалению, все еще маловато авторов, хотя число их растет с выходом каждого нового номера журнала. Пользуясь случаем, хочу еще раз объявить следующее:

Господа читатели, не бойтесь становиться авторами! Авторами не рождаются, ими становятся. Если у вас есть материалы, заслуживающие внимания ваших коллег (не скромничайте, они есть практически у каждого), сделайте над собой усилие и постарайтесь подготовить их к публикации. Не беда, что у вас нет навыков в написании статей — подготовьте схему (схемы) и те слова, которые их поясняют, мы постараемся помочь вам облечь это в приемлемую форму. Помимо морального удовлетворения публикации принесут вам и нечто материальное в виде гонораров. Попробуйте — не пожалеете!

Господа, уже ставшие авторами одной или нескольких статей в том или ином журнале! Что вы ждете? Помогите нам сделать СХЕМОТЕХНИКУ еще более интересной. Вам ведь проще, чем тому, кто еще только читатель.

И последнее. В предыдущем номере мы анонсировали конкурс идей. Мы предложили тем, кто имеет интересные идеи по тому, как можно было бы реализовать то или иное устройство, но по каким-либо причинам не может "дoveсти его до ума", опубликовать эти идеи, приняв, таким образом, участие в упомянутом конкурсе. Победитель конкурса будет награжден ценным подарком, все участники — такими же гонорарами, как и авторы публикации, описывающих реализованные устройства. Господа профессионалы! Ведь это конкурс для вас! Кто, кроме вас, имеет идей больше, чем возможностей реализовать их? Мы ждем ваших материалов.

Редакционный совет
shem@compitech.mtu-net.ru

Автосигнализация с управлением на ИК-лучах

В последнее время стал возрастать интерес автолюбителей к электронным системам открытия и закрытия дверей (центральный замок). Это связано с участвовавшими кражами из салонов автомашин магнитол и других ценных вещей. Как правило, установка только простой тревожной сигнализации не дает желаемого эффекта, так как вор успевает за несколько минут вынуть магнитолу и покинуть машину. Поэтому владельцы автомашин стали устанавливать сигнализации с приводами центрального замка.

Эта статья посвящена самодельной системе привода центрального замка, которая основана на микроконтроллере AT90S2313 фирмы Atmel.

Для системы передач команд на расстоянии используется инфракрасное (ИК) излучение. Этот выбор основан на том, что большинство радиолюбителей не имеют аппаратуры для настройки высокочастотных приемно-передающих устройств, а также опыта их сборки. Использование ИК-лучей облегчается тем, что в продаже имеются готовые приемники ИК для бытовой аппаратуры, содержащие в себе весь необходимый набор усилителей и детекторов и имеющие выход с логическими уровнями, пригодными для непосредственного подключения к микроконтроллеру.

Рассмотрим теперь схему и логику работы устройства.

Для передачи используется устройство, основанное на микроконтроллере AT90S2313. В данной схеме имеется две кнопки, в зависимости от состояния которых передается та или иная команда. Прошивка передатчика представляет собой программный код информации в стандарте RC-5. Данный стандарт широко распространен в бытовой аппаратуре, поэтому описание кодировки здесь не приводится (см. например, статью "Применение кода RC-5" в этом номере журнала — прим. ред.). Для того чтобы передаваемая информация не могла быть перехвачена сканером (в роли которого может выступать микрокомпьютер с IrDA портом), было решено использовать динамическую систему аутентификации. При этом используется счетчик нажатий кнопок с индексным выбором значений из трех таблиц по 256 байт. Такой способ был выбран в связи с тем, что в каждом конкретном случае легче модифицировать таблицы (которые должны быть одинаковы в приемнике и передатчике), чем заново переписывать математическую функцию. Еще одним аргументом было то, что функцию можно подобрать по нескольким значениям счетчика и результата, а 768 байт таблицы подобрать на порядок сложнее. Для создания таблицы можно использовать программу генерации случайных чисел.

Таким образом, информационная посылка передатчика состоит из следующих частей (см. табл. 1).

На схеме представлено два варианта исполнения передающего блока. Первый вариант (рис. 1) имеет постоянное питание 3 В, микроконтроллер в этом случае работает в режиме Sleep и

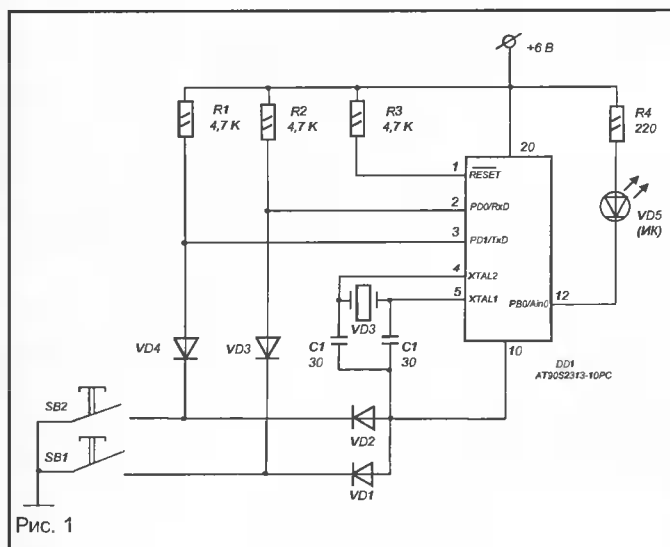
Таблица 1

1	2	3	4
Идентификационный байт	Байт команды (00, 01, 02)	Значение счетчика (4 байта)	Значение функции

выходит из него только по прерыванию, вызванному нажатием кнопки. Энергопотребление передатчика в дежурном режиме в этом случае составляет около 40 мкА.

Второй вариант (рис. 2) при ненажатых кнопках не потребляет энергии, но содержит на два диода и резистора больше.

При сборке передатчика целесообразно использовать компоненты в SMD-исполнении, а микроконтроллер — в корпусе типа



Lock(1). По приходу команды "закрыть дверь" срабатывает реле RL3 и потенциалы на выходах меняются местами.

При подключении реле необходимо учитывать, что нормально замкнутый контакт должен быть подсоединен к земле, а нормально разомкнутый — к +12 В.

Процесс открытия и закрытия дверей сопровождается включением фар, для чего служит реле RL1.

Остальные выходы (на сирену, светодиод) зарезервированы и в данной версии программы не обслуживаются.

В данной конструкции необходимо использовать реле с напряжением срабатывания 3–5 В, транзисторы при этом подбираются для обеспечения требуемого тока через реле. Однако необходимо учитывать, что ток, потребляемый приводами замков, в импульсе достигает 10 А, что требует применения реле соответствующего типа. Частота кварцевого резонатора для приведенной программы составляет 8 МГц. Диоды могут использоваться любые.

В заключение можно сказать, что описанная система легко может быть расширена до полноценной автосигнализации путем добавления программных блоков постановки и снятия с охраны, а также обнаружения удара и открытия дверей, тем более что уже предусмотрен выход на сирену, а также светодиод индикации режимов работы.

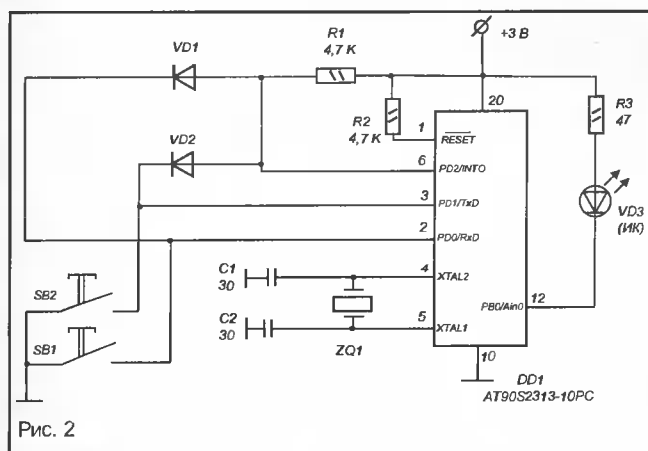
Останется лишь добавить входную цепь для датчиков и подсоединить ее например ко входу PD3/Int1. При этом будет производиться вызов прерывания в случае срабатывания соответствующего датчика.

Программное обеспечение, необходимое для работы устройства доступно по адресу: www.platan.ru/shem/

Владимир Зимин
vlzimin@mail.ru

SOIC. Светодиод применим любой для инфракрасного диапазона. Временные задержки в программе даны для кварцевого резонатора 4,19 МГц. При использовании SMD-компонентов передатчик помещается в брелок от стандартной автосигнализации.

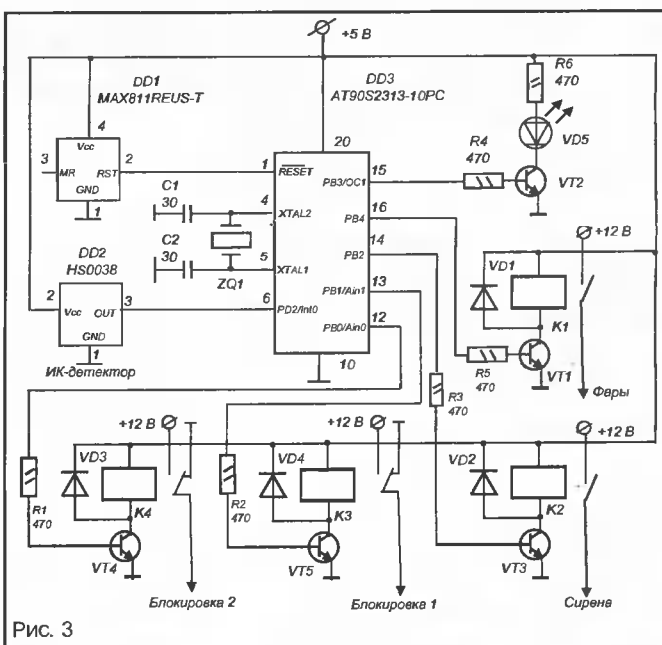
Сердцем стационарного блока (рис. 3) является также микроконтроллер AT90S2313. Программа микроконтроллера представляет собой декодер RC-5, систему аутентификации, а также содержит блоки управления приводами замков.



Для приема управляющего сигнала используется готовый приемник RC-5 типа HS0038 или ему подобный. Однако необходимо учитывать то, что приемники рассчитаны на разную несущую частоту (от 32 до 40 кГц) и, возможно, потребуются подкорректировать временные задержки в программе приемника и передатчика. Необходимо также обеспечить установку приемника в месте, защищенном от попадания солнечных лучей.

Одной неприятной особенностью AT90S2313 является возможное разрушение информации в EEPROM при сбоях питания. Для обхода этой особенности необходимо использовать внешнюю схему сброса (например, MAX709, MAX809, MAX811 или аналогичные), а при питании от бортовой сети использовать добротный стабилизированный блок питания на 5 В, так как бортовая сеть является источником большого количества помех и высоковольтных выбросов, что при использовании некачественного стабилизатора может привести к нестабильной работе и даже повреждению устройства.

Рассмотрим далее работу устройства. Система рассчитана на работу с двухпроводными приводами замков, у которых сменной полярности управляется внутренний двигатель. По приходу команды "открыть дверь" микроконтроллер выдает логическую "1" на вывод PBO, при этом срабатывает реле RL4 и на выводе Lock(2) появляется потенциал +12 В относительно вывода



Редакция журнала "Схемотехника"

приглашает авторов
к сотрудничеству.

Все публикуемые материалы
оплачиваются.

тел.: (095) 737-9279, 768-9456
e-mail: shem@compitech.mtu-net.ru

Практика создания ПИ-регуляторов

Регулирование температуры – одна из задач, наиболее часто решаемых радиоэлектронщиками. Такой вывод следует из количества публикаций, посвященных этой тематике в радиолюбительской литературе и в учебниках по радиоэлектронике. Однако при всем разнообразии предлагаемых в них схемотехнических решений их объединяет то, что почти все они являются пропорциональными или П-регуляторами. А эти регуляторы обладают далеко не самыми лучшими параметрами, и во многих случаях, особенно в измерительной технике, точность поддержания ими регулируемой величины оказывается неудовлетворительной.

Недостаток П-регулятора вытекает непосредственно из принципа его функционирования. Этот регулятор представляет собой усилитель с большим коэффициентом усиления, на вход которого поступает сигнал рассогласования – разница между текущим значением регулируемой величины и заданным ее значением, – а выходной сигнал управляет объектом регулирования, например, нагревает соответствующую обмотку из нихрома. Зададимся вопросом: каков будет сигнал на выходе такого регулятора в тот момент, когда регулируемая величина точно равна заданному значению? Ответ очевиден: если сигнал рассогласования будет равен нулю, то выходной сигнал также будет нулевым. Другими словами, как только регулируемая величина достигнет заданного значения, нагрев обмотки прекратится, объект начнет остывать, и это продолжится до тех пор, пока отклонение температуры от заданной величины не достигнет такого значения, которого окажется достаточным для включения нагревательной обмотки на требуемую мощность. Далее последует нагрев, температура начнет расти и достигнет заданного значения. В этот момент нагрев прекратится, но энергия, запасенная в обмотке, перегреет объект на некоторую величину – и снова температура не будет равна заданной. И так все время: регулируемый параметр принципиально не будет равным тому значению, которое выставлено задающим устройством, а будет то чуть больше заданного, то чуть меньше. При этом отклонение от заданного значения для таких пропорциональных терморегуляторов составляет примерно от 3–4 десятых до нескольких градусов в зависимости от мощности нагревателя, инерционности регулируемого объекта, а также от типа и расположения примененного термодатчика.

Во многих случаях такой точности оказывается достаточно, но бывают ситуации, особенно в измерительной технике, где требуется точность до десятых долей градуса, а порой даже и меньше. Вот здесь-то и приходится прибегнуть к помощи пропорционально-

интегрирующих или ПИ-регуляторов.

Типичная схема такого регулятора приведена на рис. 1.

Он выполнен на основе одного операционного усилителя (ОУ). Нетрудно понять, что коэффициент его усиления и

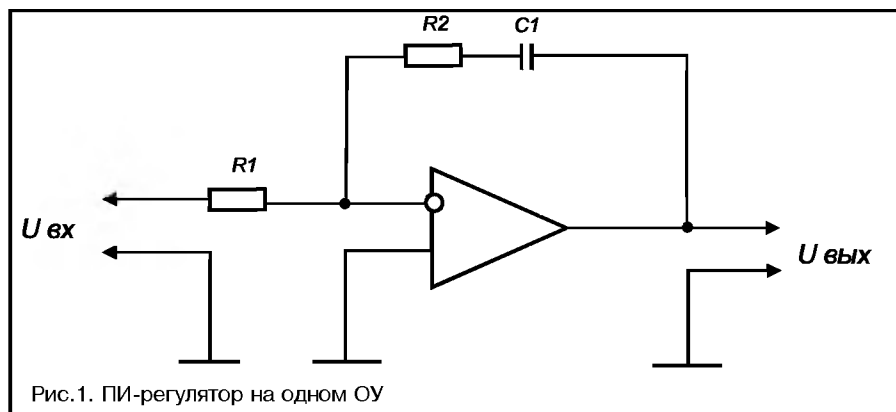


Рис. 1. ПИ-регулятор на одном ОУ

частота среза интегратора определяют соотношениями:

$$A_p = -R_2/R_1, f_{\text{инт}} = 1/(2\pi R_2 C_1) \quad (1)$$

Выходной сигнал представляет собой усиленную в определенное количество раз сумму сигнала рассогласования и интеграла от него. В итоге, даже при очень небольшом отклонении регулируемой величины от заданного значения, когда это рассогласование еще очень мало для того, чтобы заметно воздействовать на нагревательную обмотку, оно, тем не менее, накапливается на конденсаторе интегратора до такой величины, которой хватит для ликвидации этого отклонения. Таким образом, благодаря интегрирующему звену в ПИ-регуляторе регулируемый параметр принципиально должен быть равным значению, выставленному на задающем устройстве, и малейшие его отклонения вверх или вниз, накапливаясь в интегрирующем звене, снова возвращают его к заданному значению. В итоге, точность поддержания регулируемой величины на заданном уровне в правильно настроенном ПИ-регуляторе оказывается, как минимум, на порядок лучше, чем в обычных П-регулято-

рах.

Недостатком же ПИ-регулятора является необходимость настраивать не один, а два параметра – постоянную времени интегратора и коэффициент усиления контура регулирования. К сожалению, ни в одном из учебников, которые авторам настоящих строк приходилось держать в руках, не описано, как на практике настраивать ПИ-регуляторы. Некоторые соображения по этому поводу есть в [1], но для типичных объектов терморегулирования, постоянные времени которых составляют единицы и десятки минут, они малоприменимы. В итоге, в подавляющем большинстве случаев ПИ-регуляторы настраиваются интуитивно, “на глаз”, и регулируют заданный параметр при этом ненамного лучше (а порой даже и хуже), чем П-регуляторы. Поэтому настоящая статья задумывалась не только для того, чтобы рассказать, как схемотехнически можно выполнить ПИ-регулятор, но и для того, чтобы на конкретном примере показать, как нужно его настроить.

Перейдем теперь к описанию конкретной задачи. Объектом терморегулирования является металлическая подложка, на которой установлен полупроводниковый приемник сигнала. Температуру подложки (точнее, приемника) нужно поддерживать постоянной с точностью не хуже 0,1°C. Нагревает или охлаждает эту подложку 5-вольтовый элемент Пельтье, потребляющий при номинальном напряжении ток до 2 А. Датчиком температуры является миниатюрный термистор с номинальным сопротивлением порядка 15 кОм, размещенный на подложке в непосредственной близости от приемника и “холодного” спая элемента Пельтье. Благодаря использованию теплопроводящей пасты термистор имеет с подложкой хороший тепловой контакт.

Схема регулятора приведена на рис. 2.

Схема содержит три каскада, выполненные на ОУ: DA1, DA2 и DA3 соответственно (в качестве ОУ используются К140УД17Б). Датчиком температуры является термистор R2, включенный в одно из плеч моста, возбуждаемого стабилизированным при помощи прецизионного стабилитрона VD1 опорным напря-

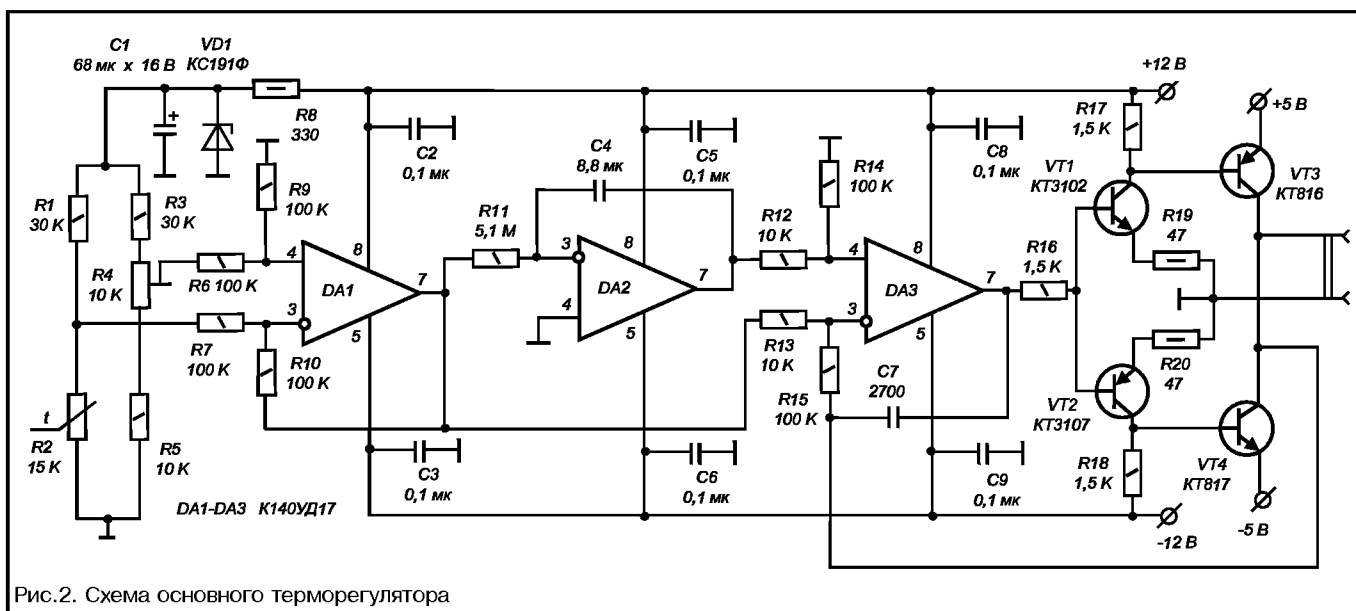


Рис.2. Схема основного терморегулятора

жением, равным примерно 9,1 В. Температура стабилизации устанавливается вращением движка подстроечного резистора R4. Цепи формирования питающих напряжений, выполненные на ИМС типа 7805, 7905, 7812, 7912, особенностей не имеют и на рис. 2 не показаны.

Первый каскад выполнен по схеме дифференциального усилителя с единичным коэффициентом усиления. Его назначение — преобразовывать напряжение с диагонали измерительного моста в сигнал относительно общего провода. Его коэффициент усиления выбран равным единице. С выхода первого каскада сигнал рассогласования подается на интегратор и на окончательный каскад.

Интегратор выполнен на основе ОУ DA2. Его постоянная времени равна

$$t_{\text{инт}} = R11 \cdot C4 \quad (2)$$

Выбор величины этой постоянной времени подробно описан во второй части статьи.

На третий каскад, выполненный, как и первый, по схеме дифференциального усилителя, подаются сигналы как с первого, так и со второго каскадов, причем, поскольку интегратор инвертирует сигнал, его выход подключен к неинвертирующему входу третьего каскада, а выход первого — к инвертирующему, так что сигналы рассогласования и интегратора оказываются в фазе. Поскольку нагрузка каскада низкоомная, на выходе его установлены транзисторы VT1–VT4. Конденсатор C7 служит для предотвращения самовозбуждения DA3. Коэффициент усиления каскада определяется соотношением резисторов R14/R12 (или равным ему R15/R13):

$$K_{\text{yc}} = R14/R12 = R15/R13 \quad (3)$$

Регулировка его осуществляется согласованным изменением номиналов R14 и R15. Выбор коэффициента усиления

также подробно описан во второй части статьи.

Коэффициент усиления первого каскада выбирается из компромиссных соображений. С одной стороны, его увеличение снижает чувствительность регулятора к смещениям и сдвигам во втором и в третьем каскадах, и с этой точки зрения оно полезно. Но с другой стороны, его увеличение в определенное количество раз приводит к уменьшению во столько же раз постоянной времени интегратора $t_{\text{инт}}$. В самом деле, усиленный сигнал зарядит емкость интегратора до выбранного значения быстрее, чем неусиленный, что эквивалентно уменьшению номинала резистора R11. А поскольку нередко оказывается, что $t_{\text{инт}}$ должно быть равно десяткам и сотням секунд, что требует применения резисторов номиналом в несколько МОм и неполярных конденсаторов емкостью 10 мкФ и более, подобное уменьшение часто нежелательно. Выходом может служить применение делителя на входе интегратора (рис. 3), который ослабит подаваемый на интегратор сигнал во столько раз, во сколько он усилен первым каскадом.

Резисторы R1, R3, R5–R7, R9, R10, R12–R15 — прецизионные типа С2–14, С2–29, R2 — типа СП5–2; остальные (за исключением термистора) — С2–23, МЛТ. Конденсатор C1 — К50–35, C4 — типа МБМ, C7 — КМ–6, остальные — с минимальной индуктивностью выводов, например используемые для поверхностного монтажа, типоразмера от 0805 до 1206, номиналом от 0,047 до 1 мкФ. Транзисторы VT3, VT4 необходимо разместить на радиаторе площадью не менее 100 см².

Александр Фрунзе,
alex.fru@mtu-net.ru

Продолжение следует

Литература:

1. У.Титце, К.Шенк. Полупроводниковая схемотехника. М., МИП, 1982.

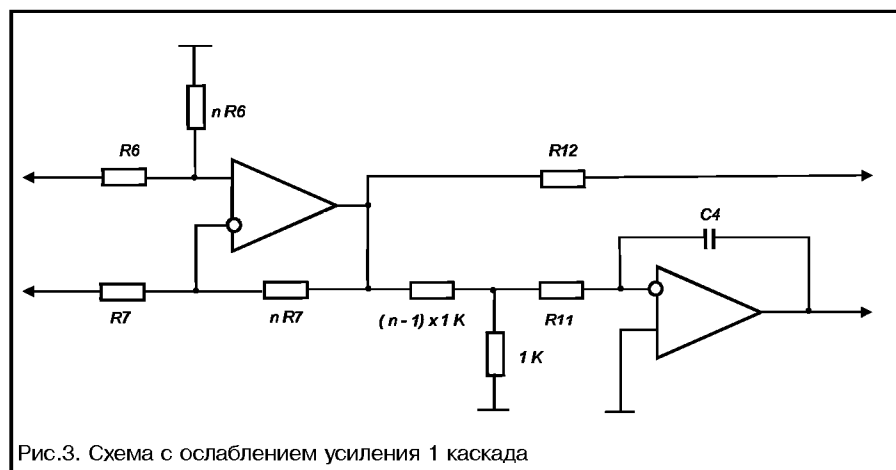


Рис.3. Схема с ослаблением усиления 1 каскада

(Продолжение, начало № 2/2000)

Алгоритм Брезенхема в тиристорных регуляторах мощности

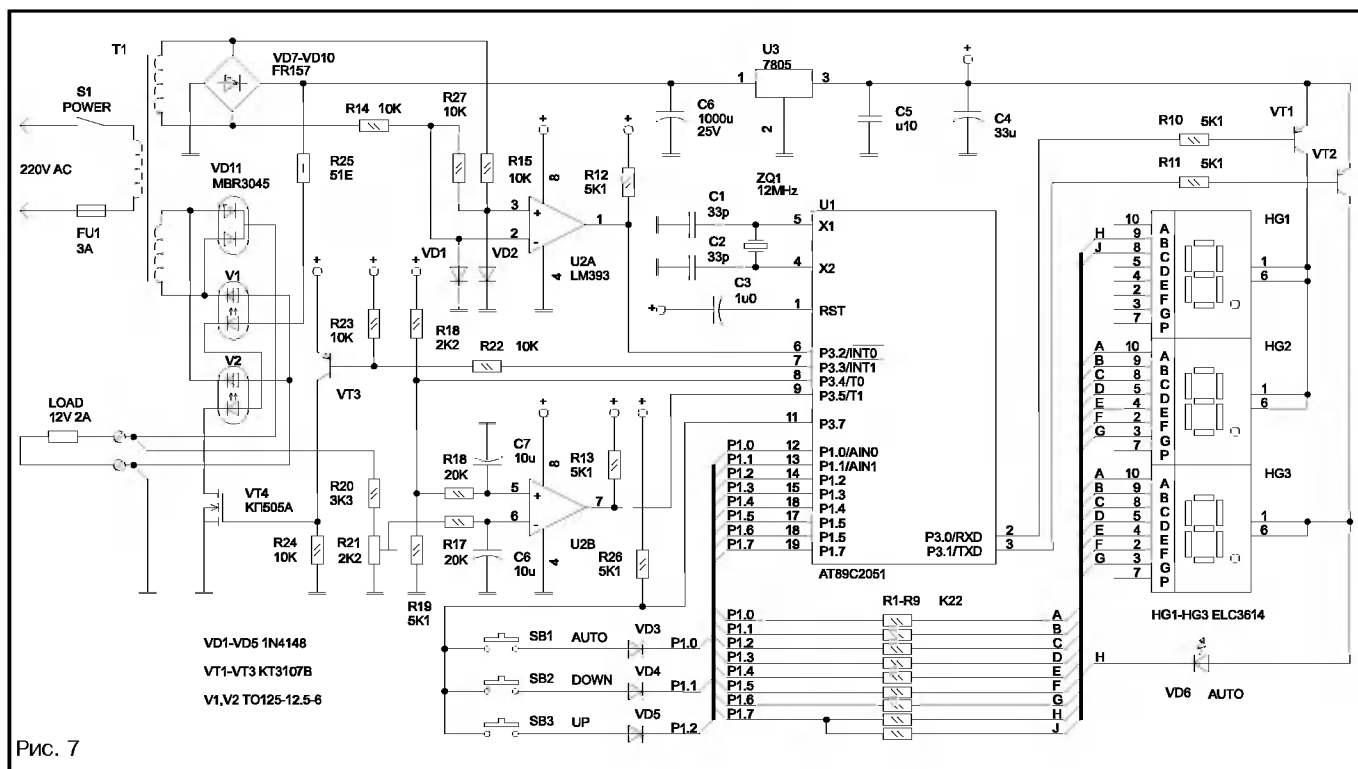
Второй регулятор (рис. 7) схемотехнически очень похож на описанный выше, поэтому имеет смысл остановиться только на его отличиях. Поскольку имеющихся портов ввода/вывода микроконтроллера оказалось недостаточно, пришлось отказаться от использования встроенного компаратора. В регуляторе применен сдвоенный компаратор U2 типа LM393. Первая половина компаратора используется для привязки к сетевому напряжению. Из-за особенностей LM393 в схему при-

чтобы при номинальном напряжении сети и мощности в нагрузке 100% напряжение на выходе ФНЧ составляло 3,5 В. Сигнал с выхода микроконтроллера INT1 через транзисторный ключ поступает на управление тиристорами. Оптотиристоры V1 и V2 вместе с диодной сборкой VD11 образуют управляемый выпрямитель, который и питает нагрузку.

Кнопки управления для экономии портов микроконтроллера включены по-другому. В цикле работы регулятора есть

временным нажатием кнопок "Auto" и "Down".

При токе нагрузки более 2 А оптотиристоры необходимо установить на теплоотвод. Основания оптотиристоры соединены с анодами, поэтому в данной схеме приборы можно монтировать на общем радиаторе, который соединен с общим проводом устройства. В качестве VD11 желательно применить сборку диодов Шоттки (или два отдельных диода Шоттки, например КД2998). В крайнем случае, можно применить обычные диоды, допускающие необходимый ток нагрузки. Хорошие результаты можно получить с КД2997, КД2999, КД213. Компаратор LM393 выпускает ПО "Интеграл" под обозначением IL393. Можно применить и два отдельных компаратора, например LM311 (он же КР554СА3). Вместо транзистора КР1505А (производства Минского завода "Транзи-



вязки пришлось добавить резистор R27, который совместно с R14, R15 образует делитель напряжения, уменьшающий отрицательное напряжение на входах компаратора. Меандр сетевой частоты с выхода компаратора INT0. Вторая половина компаратора используется в петле обратной связи. Однобитный сигнал ошибки поступает на вход микроконтроллера INT0. На входах компаратора установлены ФНЧ, образованные элементами R16, C7 и R17, C8. Сигнал с выхода модулятора (вывод Т0 микроконтроллера) поступает на вход ФНЧ через делитель R18, R19. Делитель необходим по той причине, что компаратор не может работать с входными напряжениями, близкими к напряжению питания. После делителя импульсы имеют амплитуду около 3,5 В. Стабильность амплитуды определяется стабильностью напряжения питания +5 В, которое использовано в качестве опорного. Напряжение, снимаемое с нагрузки, поступает на вход другого ФНЧ также через делитель, образованный резисторами R20, R21. Этот делитель выбирается таким образом,

чтобы при номинальном напряжении сети и мощности в нагрузке 100% напряжение на выходе ФНЧ составляло 3,5 В. Сигнал с выхода микроконтроллера INT1 через транзисторный ключ поступает на управление тиристорами. Оптотиристоры V1 и V2 вместе с диодной сборкой VD11 образуют управляемый выпрямитель, который и питает нагрузку. Кнопки управления для экономии портов микроконтроллера включены по-другому. В цикле работы регулятора есть промежуток, когда индикаторы погашены. В это время оказалось возможным провести сканирование кнопок, используя линии данных индикаторов. Таким образом, три кнопки используют дополнительно только одну линию: это линия возврата R3. 7. Третья кнопка понадобилась для управления режимом "Auto". Сразу после включения регулятор находится в ручном режиме, т. е. функционально соответствует регулятору, описанному в начале статьи. Для включения режима автоматического регулирования необходимо нажать одновременно кнопки "Auto" и "Up". При этом загорается светодиод "Auto". В таком режиме регулятор автоматически поддерживает установленную мощность. Если теперь нажать и удерживать кнопку "Auto", то на индикаторах можно посмотреть текущее состояние регулятора (проценты выходной мощности, которые изменяются при колебаниях сетевого напряжения так, чтобы мощность оставалась неизменной). Если сетевое напряжение упало настолько, что поддерживать мощность нет возможности, то начинает мигать светодиод "Auto". Выключить режим автоматического регулирования можно одно-

сторон) можно применить биполярный транзистор КТ815, КТ817, добавив резистор 1 кОм последовательно в цепь коллектора VT3. К остальным деталям требования такие же, что и для первого регулятора.

Для настройки регулятора необходимо подключить нагрузку и подать номинальное сетевое напряжение (например, с помощью ЛАТРа). Затем нужно установить максимальную мощность (100%). Подстроечным резистором R21 необходимо добиться разницы напряжений на входах 5 и 6 компаратора U2В, близкой к нулю. После этого нужно уменьшить мощность до 90% и включить режим "Auto". Подстройкой R21 необходимо добиться совпадения (с точностью ± 1 единица) установленной мощности и показаний индикаторов в режиме контроля состояния регулятора (при нажатой кнопке "Auto").

Программа прошивки микроконтроллера доступна по адресу: www.platan.ru/shem/

Леонид Ридико,
wubclick@yahoo.com

Еще раз об усилителях мощности

В прежние годы, когда хорошая звуковоспроизводящая аппаратура являлась большой редкостью, изготовление усилителей мощности звуковой частоты (УМЗЧ) на дому было повальным увлечением радиолюбителей.

Если просмотреть журналы “Радио” за последние 20 лет, то в каждом из них найдется статья, посвященная УМЗЧ. Почти во всех этих статьях есть фраза о том, что в предыдущем номере опубликована схема, имеющая массу недостатков, а предлагаемая схема от этих недостатков свободна. Однако в следующем номере выяснялось, что и эта схема имеет свои дефекты, и так до бесконечности. Опытный специалист сразу видел, что большинство конструкций не выдерживает никакой критики. Например, у многих усилителей было по 5–10 конденсаторов, корректирующих частотную характеристику. Ясно, что такая схема не обладает ни достаточной повторяемостью, ни надежностью.

Сейчас ситуация изменилась, однако многие радиолюбители продолжают поиск новых технических решений, позволяющих при минимальных габаритах и затратах получить максимум качества. К счастью, в последние годы появилась масса интегральных УМЗЧ, качество работы которых способно удовлетворить требования основной массы искушенных слушателей. Мы не говорим, конечно, о 10-ваттных микросхемах для переносной аппаратуры с коэффициентом гармоник 10%, которые могут только испортить слух. Не будем говорить и о ламповых усилителях, стоимостью в несколько тысяч долларов, предназначенных для определенного круга слушателей, для которых астэральный эффект, создаваемый золочеными ручками, установленными снаружи лампы и собственно стоимостью усилителя, обеспечивает неповторимую звуковую картину.

В данной статье рассматриваются особенности применения двух популярных и недорогих интегральных УМЗЧ производства ST-Microelectronics (SGS-Thomson) – TDA7294 и TDA7250. Для творческих личностей предлагается также схема на дискретных компонентах, позволяющая получить несколько более высокие показатели, чем у интегральных УМЗЧ.

Усилитель на микросхеме TDA7294

Основные технические характеристики:

- напряжение питания – ± 40 В;
- максимальная выходная мощность (музыкальная) – 100 Вт;
- максимальная рассеиваемая мощность – 50 Вт;
- максимальный выходной ток – 10 А;
- скорость нарастания выходного сигнала – 10 В/мкс;
- DMOS выходной каскад;
- наличие функций Mute/Standby;
- уровень шума, приведенный ко входу – менее 2 мкВ;

- коэффициент гармоник – 0,005% (1 кГц, 5 Вт);
- диапазон частот – от 20 Гц до 20 кГц;
- защита от перегрузки по току;
- защита от перегрева (145°C).

Задача создания высококачественной линейной микросхемы с использованием обычной биполярной технологии затруднена двумя основными проблемами, связанными с вторичным пробоем. Это ограничение по области безопасной работы (ОБР) оконечного каскада и, как следствие, ограничение по максимальной достижимой мощности, особенно при наличии высокой реактивной нагрузки. Кроме того, попытка использования предельных режимов безопасной работы требует создания сложной схемы защиты, которая должна следить за соблюде-

нием всех граничных условий ОБР. Лучшим способом решения указанных проблем является использование в выходном каскаде MOSFET транзисторов, которые гораздо более устойчивы к вторичному пробое и способны работать в режимах практически прямоугольной ОБР. Усилитель TDA7294 разработан на основе смешанной высоковольтной технологии, названной BCD 100 – Bipolar-CMOS Device.

Силовой каскад, выполненный по DMOS технологии, отмечен на структурной схеме (рис. 2) как MOS выходной каскад. Основная задача выходного каскада – обеспечение минимального коэффициента гармоник во всем диапазоне частот при максимальной выходной мощности и минимальном потреблении. Приведенная схема, включающая линейаризующий дифференциальный усилитель, успешно справляется с поставленными требованиями. Значительное снижение уровня нелинейных искажений типа “ступенька” достигается за счет компенсационной схемы, использующей прямую связь через емкость Миллера оконечного каскада, которая играет роль местной обрат-

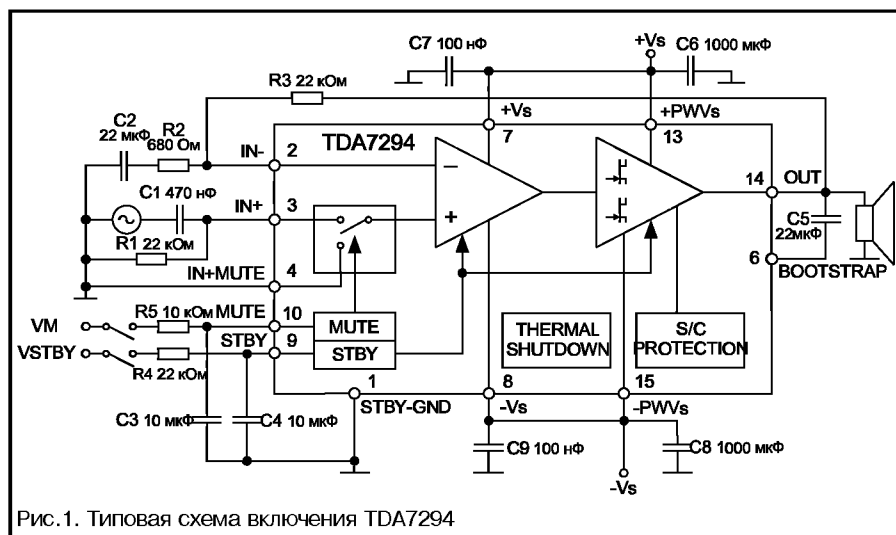


Рис. 1. Типовая схема включения TDA7294

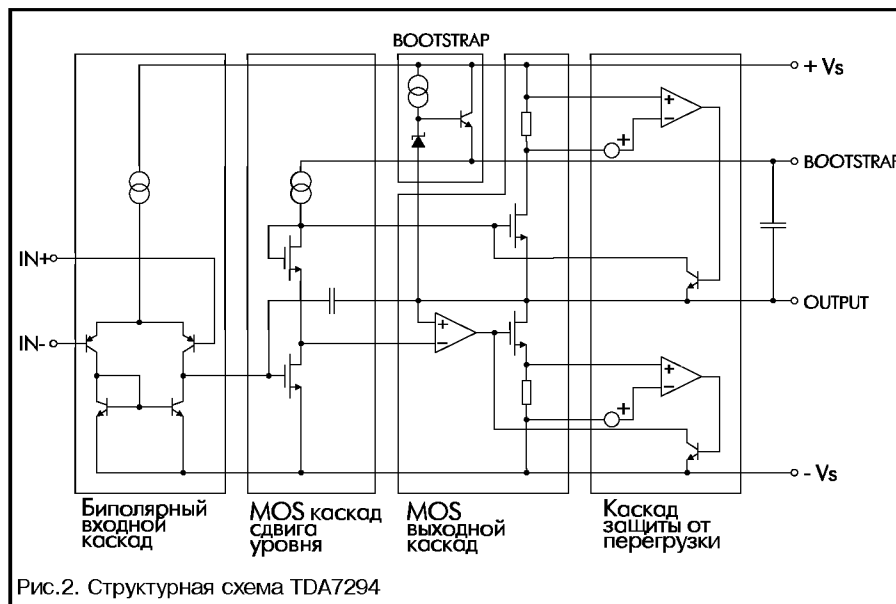


Рис. 2. Структурная схема TDA7294

ной связи по переменному току.

Благодаря отсутствию эффекта вторичного пробоя, ОБР для силового DMOS каскада ограничена только величиной

максимальной рассеиваемой мощности. Это значительно упрощает построение схемы защиты. Схема защиты, примененная в TDA7294, объединяет традицион-

ную схему ограничения тока с устройством тепловой защиты, настроенной на 145°C в рабочем режиме и на 150°C в дежурном режиме. В микросхеме предусмотрена также защита от воздействия статического электричества по каждому выводу.

Схема имеет режимы Mute (уменьшение громкости на 80 дБ) и Standby (дежурный режим, ток потребления 1 мА), включаемые логическими сигналами. Специальное устройство управления режимами исключает любые акустические шумы и щелчки при переключении и включении.

Типовая схема применения микросхемы TDA7294 изображена на рис. 1, а структурная схема – на рис. 2. Зависимость коэффициента гармоник от выходной мощности для этой схемы приведена на рис. 4. Микросхема выпускается в корпусе MultiWatt15, позволяющем легко установить усилитель на теплоотвод. Площадь теплоотвода должна быть не менее 20 см² на 1 Вт рассеиваемой мощности, которую можно определить из графика, приведенного на рис. 3. В любом случае, темпе-

ратура кристалла не должна превышать 150°C. Зная максимальную температуру окружающей среды и тепловое сопротивление самой микросхемы (1°C/W), можно рассчитать необходимую эффективную площадь поверхности радиатора.

В случае, если усилитель работает на достаточно высокоомную нагрузку (например, 8 или 16 Ом), целесообразно использовать мостовое включение, как показано на рис. 5. При использовании мостовой схемы с усилителя, образованного двумя микросхемами TDA7294, можно снять 150 Вт на нагрузку 8 Ом при питании от источника ±25 В или 170 Вт на нагрузку 16 Ом при питании от источника ±35 В. Зависимость коэффициента гармоник от выходной мощности для данной схемы при сопротивлении нагрузки 16 Ом приведена на рис. 6.

Как было сказано выше, особенностью данного усилителя является выходной каскад на MOSFET транзисторах, что позволяет получить малые потери по напряжению насыщения по сравнению с выходными каскадами на биполярных транзисторах. Поскольку MOSFET является полупроводниковым прибором, управляемым напряжением, в схеме присутствует т. н. "бутстрепная" емкость C5, обеспечивающая управление верхним транзистором выходного каскада выше напряжения питания усилителя. Заряжается она во время отрицательной полуволны выходного сигнала.

Андрей Колпаков,
Владимир Лебедев
kai@megachip.ru

Продолжение следует

Рассеиваемая мощность, Вт

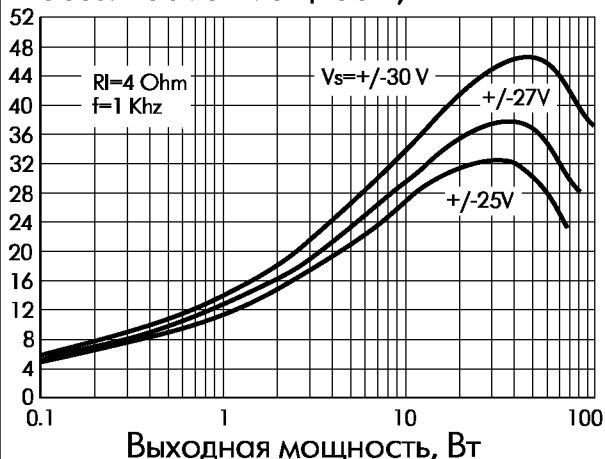


Рис.3. Зависимость рассеиваемой мощности от выходной мощности

Коэффициент гармоник(THD),%

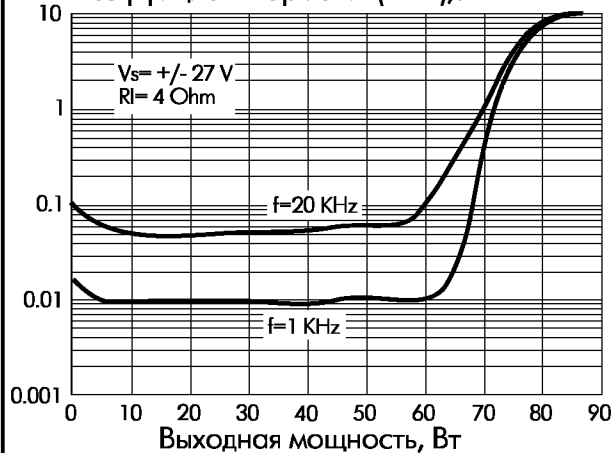


Рис.4. Зависимость коэффициента гармоник от выходной мощности

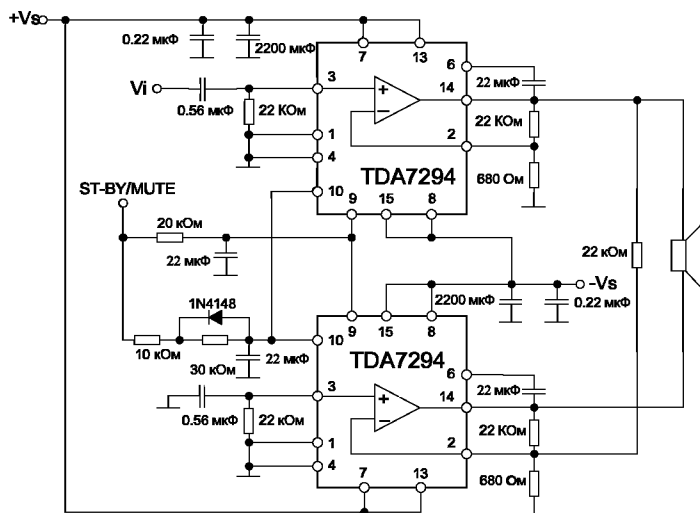


Рис.5. Мостовое включение усилителя

Коэффициент гармоник(THD),%

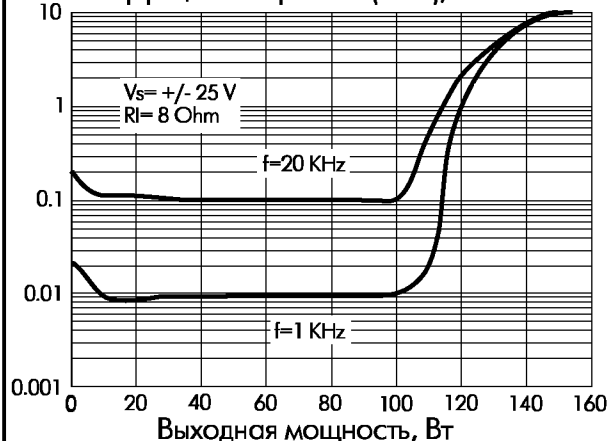


Рис.6. Зависимость коэффициента гармоник от выходной мощности для мостовой схемы

(Продолжение, начало № 1–2/2000)

Предварительный усилитель с микроконтроллерной системой управления

Основная часть процессора (рис. 13) содержит дешифратор адреса U1 и регистры U2–U6, являющиеся расширением портов вывода микроконтроллера. Выводы разрешения выходов регистров ОС объединены и управляются специальным сигналом микроконтроллера, что необходимо для выключения всех исполнительных устройств на время действия сигнала “сброс” микроконтроллера и при инициализации.

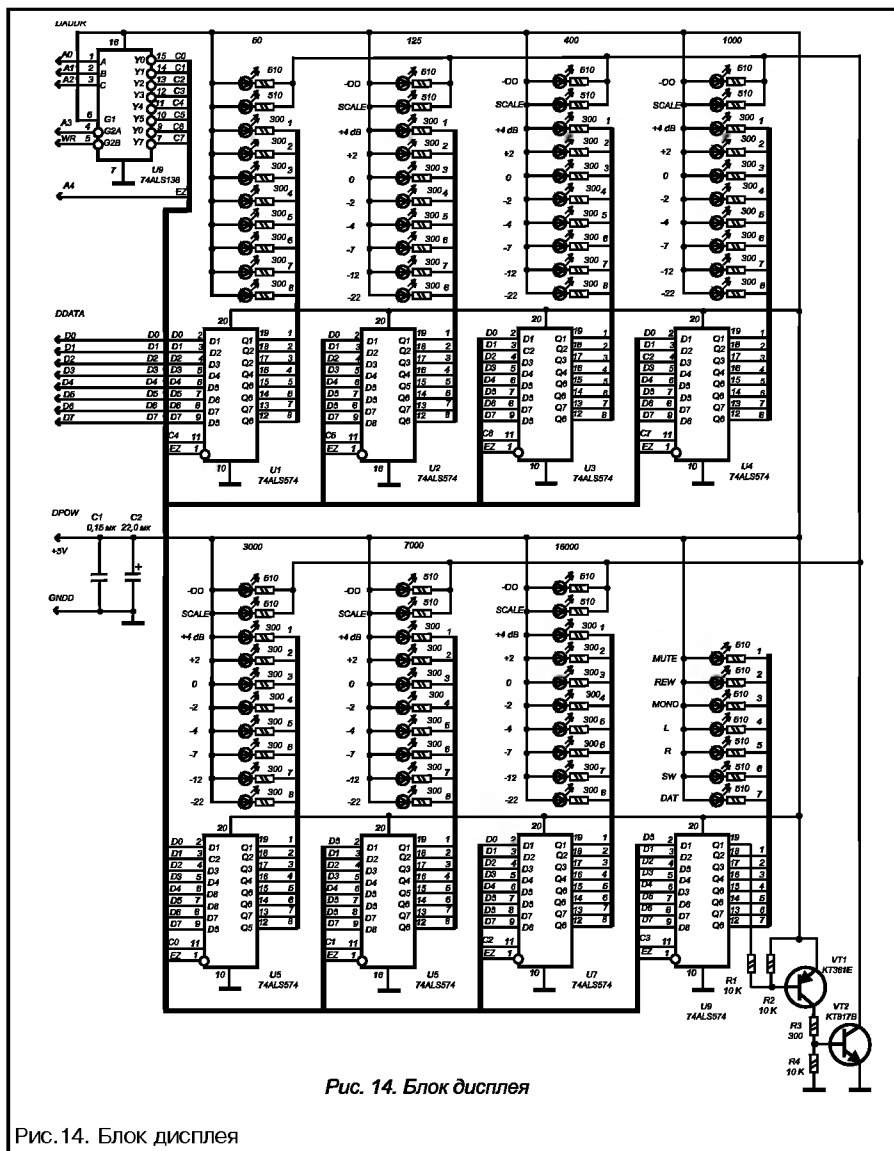
Регистр U2 служит для управления линиями сканирования кнопок управления S0, S1 и линиями сканирования состояния галетных переключателей L0–L2, R0–R2. Линии сканирования состояния галетных переключателей поступают на дешифраторы (КФ153ЗИД7 в корпусах SOIC), которые смонтированы на небольших платах, размещенных вблизи переключателей и включенных в разрыв проводов (рис. 15). Сделано это для минимизации количества контактов разъемов и проводов, соединяющих основную часть процессора и переключатели.

Регистр U3 служит для управления аналоговым коммутатором платы фильтров спектроанализатора и драйверами двигателей. Дополнительно нулевой разряд этого регистра используется для управления реле “-20dB”.

Регистр U4 служит для управления ЦАП, на котором построен АЦП последовательного приближения. АЦП используется для измерения уровня сигнала в полосах спектроанализатора. В качестве ЦАП применена микросхема КР572ПА1А в 8-разрядном включении. Стабилизатор VD1 является опорным источником ЦАП. Алгоритм последовательного приближения реализован программно. Выходное напряжение ЦАП сравнивается с входным напряжением АЦП с помощью компаратора U11. Резисторы R3 и R2 вводят небольшой гистерезис. C1 уменьшает дрейф компаратора на фронтах. Из тех же соображений номинал нагрузочного резистора R4 выбран относительно большим. Получаемый с АЦП 8-разрядный код затем перекодируется по логарифмической таблице и отображается в виде столбиков на светодиодном дисплее. Инвертирующий вход компаратора является входом АЦП, на него подается напряжение с блока фильтров спектроанализатора.

Регистр U5 служит для управления реле платы буферного усилителя и светодиодами EqBypass. Кроме того, этот регистр формирует сигналы LE (Listen Enable) и RE (Record Enable), которые разрешают включение реле селектора входов. Эти сигналы нужны для реализации коммутации по принципу “break before make”. Для непосредственного управления реле служат мощные элементы с открытым коллектором U12 типа К155ЛП9.

говым коммутатором фильтров; LL – светодиоды, смонтированные в ручке переключателя Listen; RL – светодиоды, смонтированные в ручке переключателя Record; AIn – вход АЦП, сигнал на который поступает с выхода аналогового коммутатора фильтров; Cmp – выход компаратора, сигнал с которого поступает на порт P1.0 процессора; EL – светодиоды EqBypass; VL – светодиоды, смонтиро-



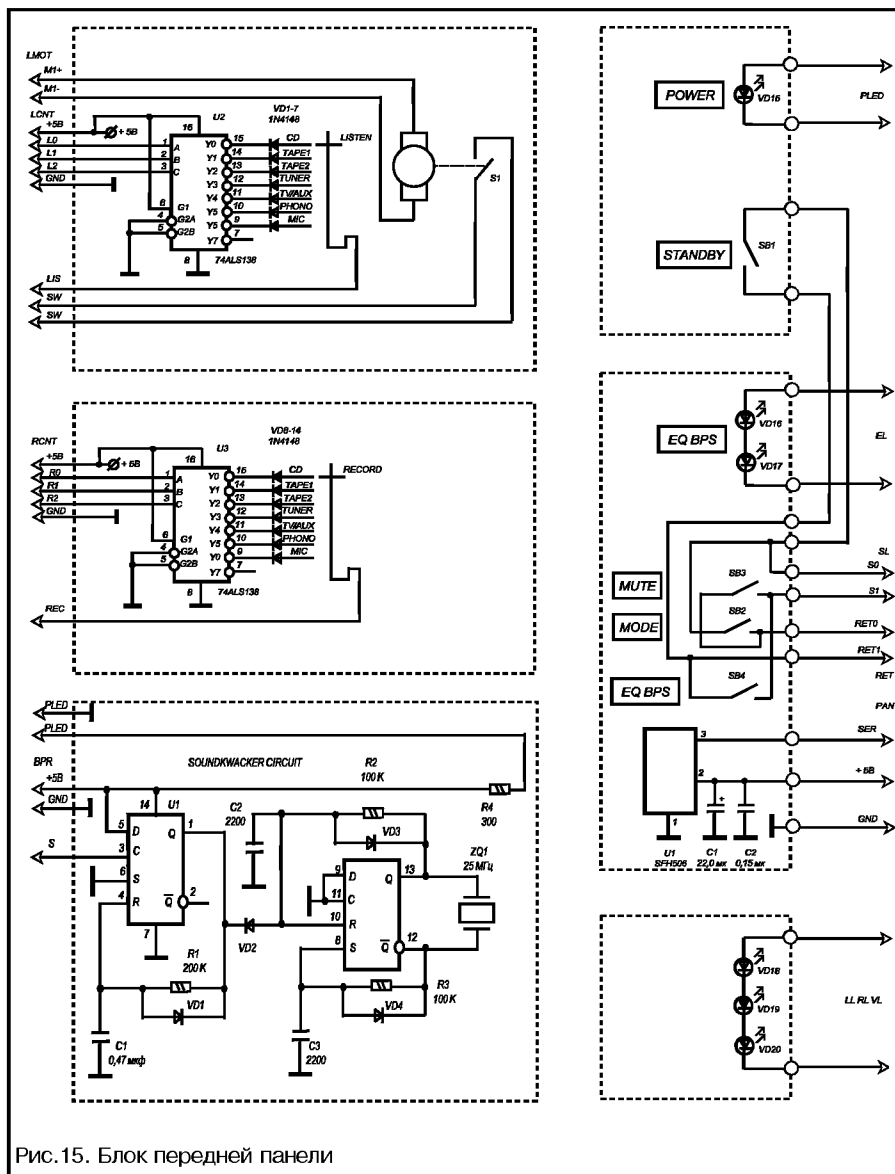


Рис. 15. Блок передней панели

троанализатора. Трафареты напечатаны на струйном принтере на специальной прозрачной пленке. Для равномерной засветки под трафареты помещен слой

матовой пленки, которая используется для печати на лазерных принтерах. Кроме того, конструкция дисплея такова, что под каждым трафаретом образована

полость, стенки которой хорошо рассеивают свет (белый полистирол). Вспомогательные светодиоды питаются через транзисторный ключ VT1-VT2, что позволяет их отключать в режиме Display Off. Еще семь светодиодов используются для подсветки трафаретов со специальными надписями: Mute, Rev, Mono, L, R, Sw, Dat.

Для каждого светодиода используется отдельный выход регистра, динамическая индикация не используется. Это исключает наличие помех, вызванных большими импульсными токами. Светодиоды питаются непосредственно втекающим выходным током регистров. Резисторы установлены значение рабочего тока светодиодов, равное 10 мА. Всего используется 8 регистров U1-U8. Для управления регистрами применен дешифратор U9. Нагрузочной способности регистров 74ALS574 вполне достаточно, хотя для уменьшения количества выделяемого на корпусах регистров тепла желательно применить регистры с большей нагрузочной способностью, например, 74AC574.

Конструктивно светодиодный дисплей выполнен на двух платах. Платы закреплены параллельно передней панели напротив окна, которое закрыто дымчатым оргстеклом. Сразу за стеклом расположена на пластмассовая маска дисплея, в которой для каждого светодиода и для каждого трафарета сделан вырез. В столбиках использованы прямоугольные светодиоды фирмы Hewlett-Packard, для подсветки трафаретов (как и во всех других местах усилителя) применены светодиоды диаметром 3 мм фирмы Kingbright. На одной плате дисплея размещены светодиоды и ограничительные резисторы. Для повышения плотности монтажа применены SMD резисторы типоразмера 1206. На другой плате размещены микросхемы регистров и дешифратора. Между собой платы соединены гибкими проводниками.

Назначение внешних разъемов плат следующее: DData – шина данных; DAddr – шина адреса; DPow – питание +5 В.

Кроме дисплея, на передней панели установлена плата (рис. 15), на которой расположены кнопки управления Mode (SB2), Mute (SB3), EqBypass (SB4), два

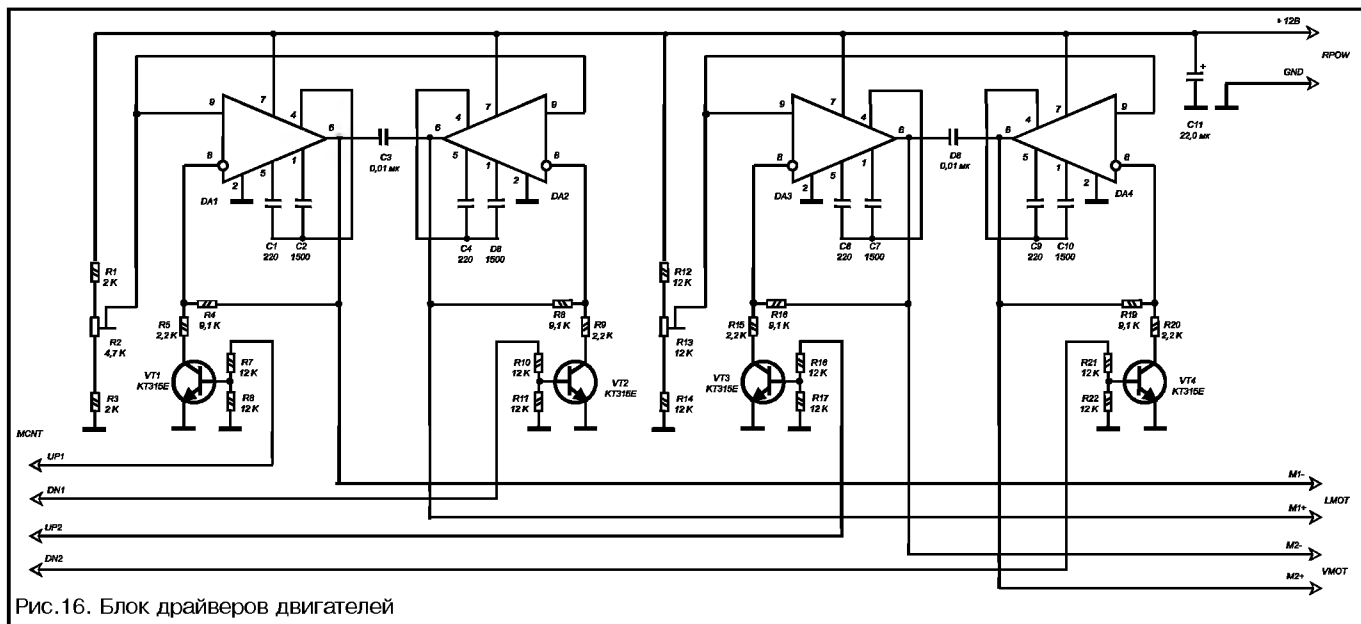
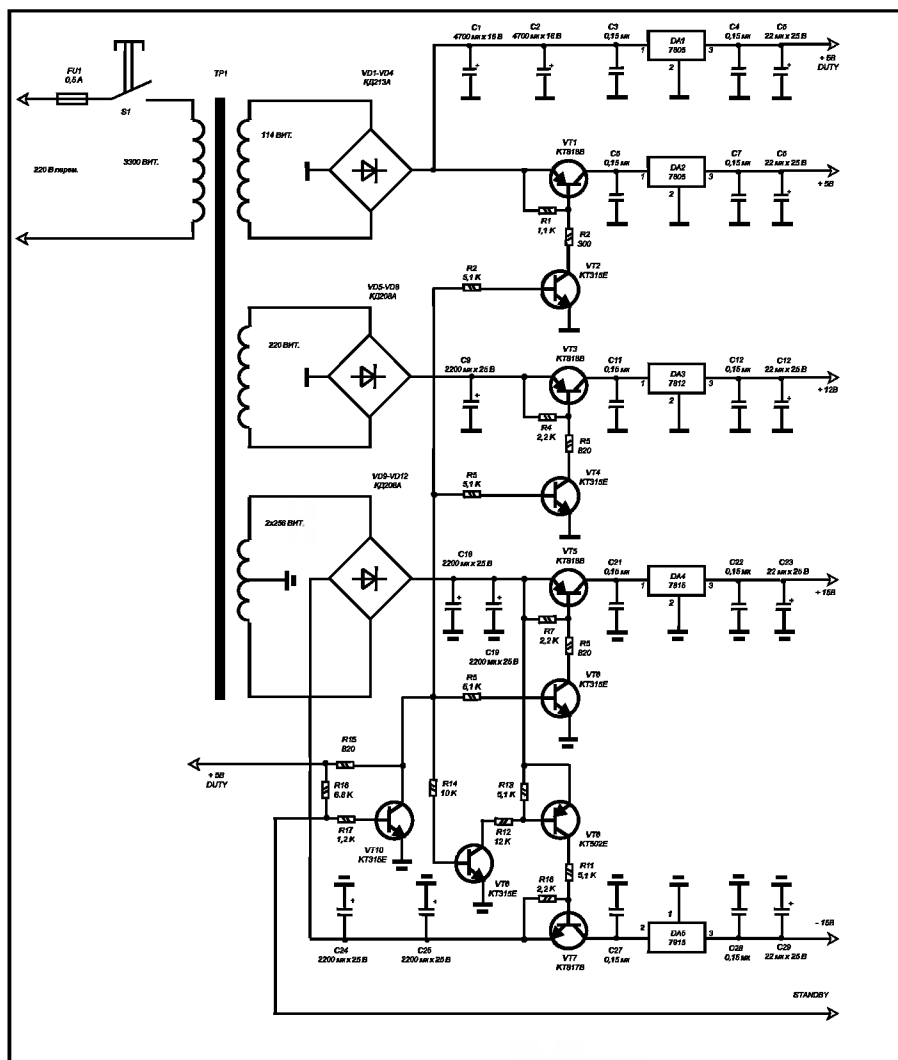


Рис. 16. Блок драйверов двигателей



светодиода EqBypass (VD2VD3) и фотоприемник дистанционного управления U1. К этой же плате подключена и кнопка Standby (SB1), расположенная вместе со светодиодом Power (VD1) на небольшой плате в левой части панели. Светодиоды EqBypass приходятся точно на середину шкал регуляторов тембра. Включение этих светодиодов символизирует среднее положение регуляторов. Напротив светодиодов в передней панели находятся отверстия диаметром 2 мм, в которых установлены рассеиватели – цилиндрики из молочного оргстекла. Передний торец рассеивателя находится на одном уровне с поверхностью панели. Светодиоды подсвечивают противоположный торец рассеивателя. Благодаря рассеивателям, угол обзора таких индикаторов приближается к 180°, обеспечивая высокую равномерность свечения. Фотоприемник дистанционного управления находится напротив окна, которое закрыто дымчатым оргстеклом. В качестве фотоприемника используется микросхема SFH506 фирмы Siemens.

В ручках переключателей и регулятора громкости установлено по три последовательно соединенных светодиода, которые подсвечивают рассеиватель в виде полосы из молочного оргстекла.

Галетные переключатели Listen и Record имеют семь положений и одно направление. На контактах переключателей смонтированы диоды VD1-VD14, от которых идет провода на дешифраторы U2 и U3. Переключатель Listen оборудован электроприводом. Электродвигатель через пассив, червячный редуктор и фрикционную муфту связан с валом переключателя. Дополнительно на валу переключателя установлен датчик положения, контакты которого замкнуты только

тогда, когда переключатель находится строго в положении фиксации. В качестве датчика положения применена еще одна галета, повернутая на половину шага переключателя. При этом учитывается тот факт, что точно посередине между двумя положениями соседние контакты галеты замыкаются. Поскольку концевой выключатель замыкается точно в момент прохода положения фиксации, а двигатель нельзя мгновенно остановить, программно производится торможение путем кратковременного реверсирования двигателя.

Драйверы двигателей переключателя и регулятора громкости (рис. 16) выполнены по

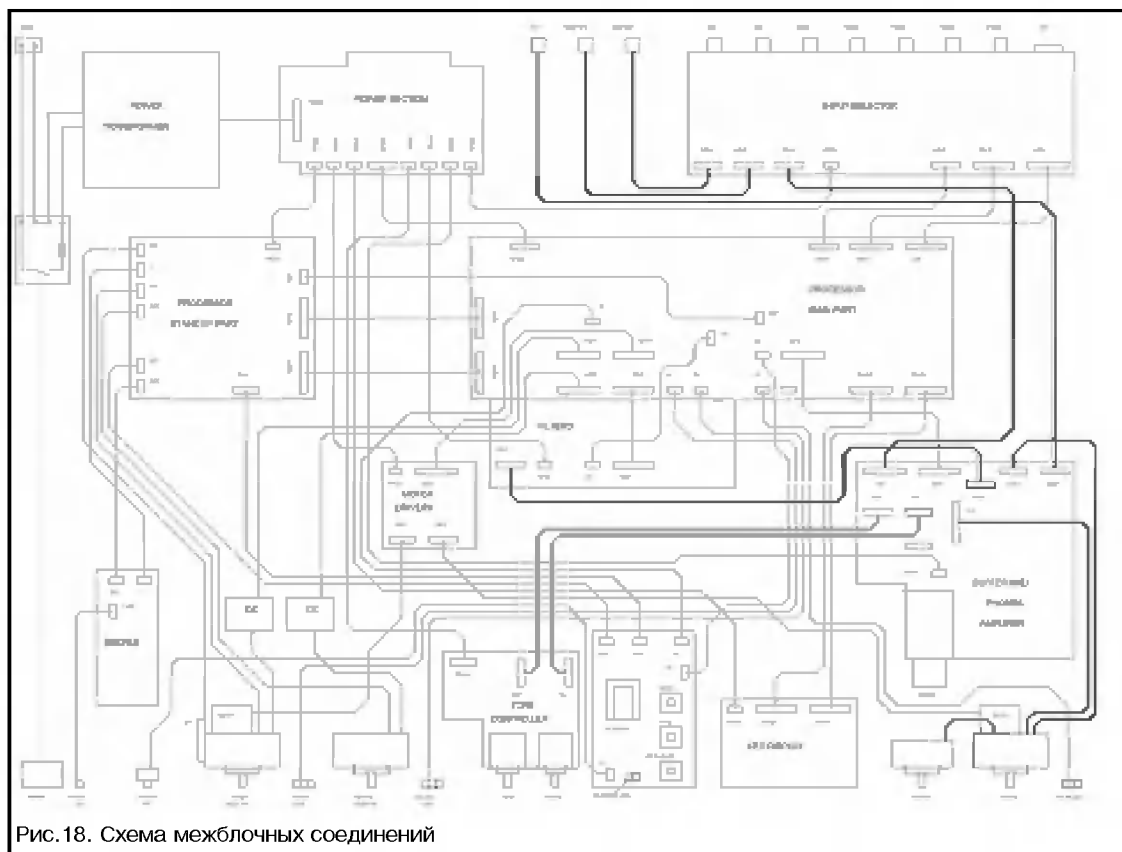


Рис. 18. Схема межблочных соединений

Рис. 17. Блок питания



Нажатие кнопки управления сопровождается звуковым сигналом. Для генерации звуковых сигналов используется специальная схема, собранная на небольшой плате (рис. 15). В качестве излучателя использован пьезокерамический звонок типа ЗП-25. Программное формирование звука не используется. Микроконтроллеру достаточно лишь сформировать одиночный импульс, который запускает одновибратор на U1A, который, в свою очередь, разрешает работу генератора на U1B. Для увеличения громкости излучатель подключен к парافазным выходам триггера. Назначение внешних разъемов платы следующее: BPr – +5 В питание биппера; S – сигнал управления биппером; PLED –

Все источники, кроме Duty +5 В, могут быть отключены сигналом Standby, который поступает с порта P1.1 микроконтроллера. Схема отключения стабилизаторов собрана на транзисторах VT1-VT10. Включение источников производится низким логическим уровнем, так как во время действия сигнала Reset порты микроконтроллера находятся в состоянии логической единицы. Микросхемы стабилизаторов размещены на ребристом радиаторе с площадью поверхности около 300 см². Первичная обмотка трансформатора Т1 подключена к сетевому разъему через небольшую плату, на которой размещен предохранитель FU1 и сетевой выключатель S1. Плата расположена вблизи трансформатора, а выключатель связан с кнопкой Power пластмассовым толкателем. Плата для безопасности закрыта сверху крышкой из оргстекла. Сетевой трансформатор помещен в экран из стали толщиной 1,5 мм. Обмоточные

Настройка усилителя заключается в установке тока покоя телефонного усилителя (рис. 7) на уровне 10 мА с помощью резисторов R5, R6 (R17, R18). Ток покоя контролируют по падению напряжения на резисторах R10, R11 (R22, R23). Затем необходимо установить желаемую скорость вращения приводов регулятора громкости и переключателя входов с помощью подстроечных резисторов R2, R13 (рис. 16).

2. Н. Сухов. Регулятор громкости и тембра. – Радио, №10, 1990 г., стр. 58–61.

Логические микросхемы с напряжением питания 3,3 В

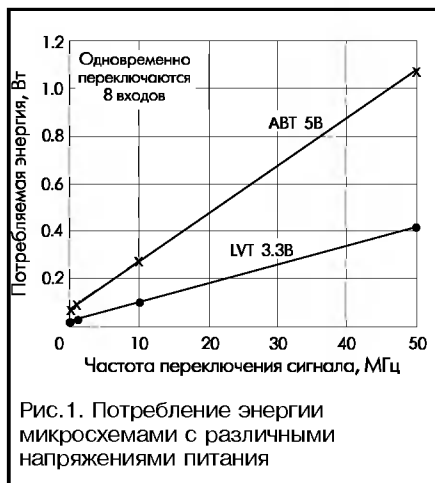
К появлению микросхем с напряжением питания 3,3 В привели следующие причины:

1) Потребность сократить потребляемую энергию, не теряя при этом производительности. Этому способствовало появление карманных электронных устройств.

2) Желание увеличить плотность компоновки кристалла за счет уменьшения размеров транзисторов. Особенно сильно плотность компоновки влияла на микросхемы памяти. Сегодня микросхемы ОЗУ большого объема выпускаются преимущественно с напряжением питания 3В и требуют для себя соответствующего интерфейсного окружения.

3) Желание сделать работу микросхем более стабильной и снизить количество рассеиваемой в виде тепла энергии. При работе на одних и тех же частотах микросхемы с напряжением питания 3 В потребляют примерно в 2 раза меньше энергии, чем микросхемы с напряжением 5 В (рис. 1).

Низкое потребление энергии влечет за



собой невысокую стоимость устройства. Это качество, которое сделало популярной технологию КМОП, делает популярной и трехвольтовую технологию. Во-первых, исчезают теплоотводы и удешевляется блок питания. Уменьшаются шумы в цепях питания и наводки в сигнальных цепях. Во-вторых, удешевляется эксплуатация электронного прибора. Кроме того, компьютеры и другие устройства с батарейным и смешанным питанием трудно сделать на логических микросхемах с обычным напряжением питания. В то время как переносные и карманные компьютеры могут работать от батарей 4 – 6 часов, трехвольтовая технология увеличивает длительность автономной работы до 10 – 12 часов, и батарей хватает на полный рабочий день.

Напряжение питания логических мик-

росхем определилось выпускаемыми батареями. Две пальчиковые батареи типа АА дают напряжение 3 В, которое снижается при разрядке до 2,7 В. Три заряженные никель-кадмиевые батареи дают напряжение 3,6 В, которое может колебаться от 3,6 до 3,3 В. Поэтому напряжение питания на микросхемах может меняться от 2,7 до 3,9 В. Так как производительность прибора изменяется при разных напряжениях питания, необходимо быть уверенным, что прибор работает при всех допустимых напряжениях.

Переход на микросхемы с напряжением питания 3,3 В

Несовместимость большого количества работающих систем с напряжением питания 5 В и новых систем с напряжением 3,3 В является распространенной проблемой.

Способность микросхем работать от источников питания с разным напряжением позволяет старым и новым системам работать совместно. Микросхемы, работающие в этом режиме, должны выдерживать на входе напряжение 5,5 В без ограничений по времени. Другое требование к этим микросхемам – способность генерировать достаточно большой выходной ток для управления входами логики старого типа.

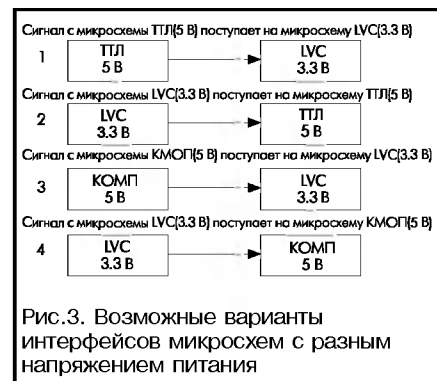
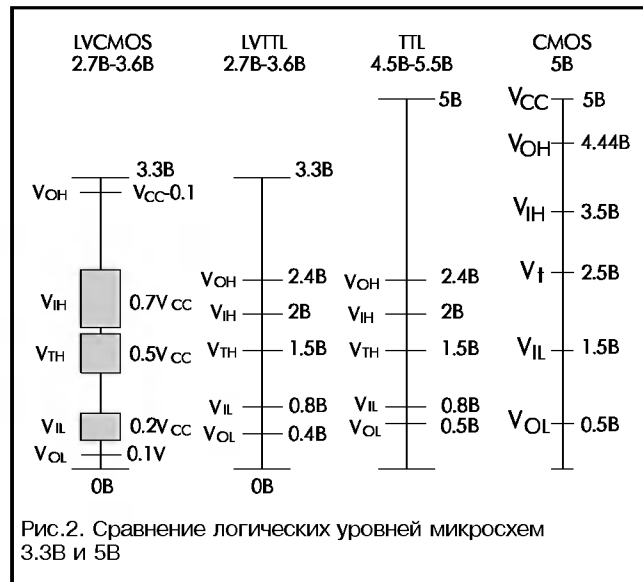
При подключении 3-вольтовых логических микросхем к 5-вольтовому необходимо учитывать уровни высокого и низкого напряжения приемника и передатчика. На рис. 2 показаны логические уровни КМОП, ТТЛ и микросхем серии LVC (Low Voltage CMOS – микросхемы КМОП с низким уровнем напряжения питания). Логические уровни различных серий отличаются друг от друга, и это необходимо учитывать при сопряжении микросхем.

Существуют четыре варианта подключения микросхем с различными уровнями питания друг к другу (рис. 3).

Вариант 1. Как показано на рис. 2, уровни переключения 5 В ТТЛ и 3 В LVC одинаковы. Те микросхемы, которые могут выдерживать постоянное напряжение до 6,5 В на своих входах, не требуют интерфейсной логики. Те, которые не выдерживают, требуют подключения между выходами ТТЛ и входами трансля-

тора уровня. Им может быть микросхема серии CBТ (Cross-Bar Technology) или другой преобразователь. Микросхемы серии CBТD, в отличие от CBТ, имеют встроенный диод для понижения уровня передаваемого сигнала.

Вариант 2. Уровни переключения одинаковы. Никаких дополнительных интерфейсных элементов не требуется. Хотя возможность управления 5-вольтовой логикой с помощью 3-вольтовой может показаться несколько странной, тем не менее 3-вольтовые микросхемы дают на выходе уровни



напряжения V_{OH} и V_{OL} соответственно 2.4 и 0.4В. 5-вольтовые микросхемы требуют напряжение на входе V_{IH} и V_{IL} равными 2 и 0.8В.

Вариант 3. Микросхема КМОП подает сигналы на микросхему LVC. Несмотря на то, что имеется некоторое несоответствие уровней сигналов, микросхемы LVC, способные выдержать на входе постоянное напряжение 5 В, могут быть подключены без дополнительных элементов. Прочие микросхемы LVC нуждаются в трансляторах уровня сигнала.

Вариант 4. Из-за несовпадения высокого уровня на выходе LVC (2,4 В) и высокого уровня на входе КМОП (3,5 В) прямое подключение невозможно. В таких случаях рекомендуется использовать

высокого уровня на входе КМОП (3,5 В) прямое подключение невозможно. В таких случаях рекомендуется использовать трансляторы уровня с двойным напряжением питания – 5 и 3,3 В. Такой транслятор подключается к шинам питания обеих микросхем и повышает уровень сигнала. Этим транслятором могут быть микросхемы, выпускаемые фирмой Texas Instruments: SN74ALVCH16245 или SN74LVC16245.

Существует два стандартных метода сопряжения 5- и 3-вольтовых микросхем:

1) Использование трансляторов 5 В/3 В. Преобразователи уровней – класс микросхем, которые имеют два напряжения питания и обеспечивают интерфейс между двумя типами микросхем. Они могут успешно использоваться при создании схем со следующими ограничениями. Преобразователи с двумя напряжениями питания предъявляют же-

стные требования к порядку включения напряжений питания. Это объясняется тем, что при скачках напряжения микросхемы, которые подключены к преобразователю, могут быть повреждены. Эти требования иногда бывает трудно выполнить, и, в любом случае, они снижают гибкость системы.

2) Использование 3,3 В микросхем со входами, совместимыми с 5-вольтовыми сигналами. Многие серии имеют такие входы, и для создания интерфейса от 5-вольтовой логики к 3-вольтовой не нужно использовать никаких дополнительных микросхем. Но так как такие входы имеют микросхемы не всех серий, то необходимо тщательно проверять параметры входов в документации.

Также существует еще несколько способов соединить логику двух типов вместе. Один из них – использовать микросхемы серии СВТ. Шинный переключатель СВТ можно применять

как двунаправленный интерфейс между микросхемами с напряжением питания 5 В и 3 В. Интерфейс будет потреблять минимальный ток (не более 10 мА) и вносить задержку сигнала не более чем на 250 пс. Когда напряжение на входе микросхемы равно напряжению питания, напряжение на выходе будет примерно на 1 В ниже напряжения питания. Пользуясь этим свойством микросхем СВТ, можно получить на выходе требуемое напряжение, подавая на вход питания микросхемы 4,3 В (это напряжение, получаемое с помощью диода, подключенного к цепи питания 5 В). При этом главное – не допустить появления на входах 3-вольтовой микросхемы напряжения большего, чем напряжение ее питания, и меньшего, чем напряжение земли.

Вадим Стрижов,
strijov@ccas.ru

Стабилитроны и устранение их недостатков

С появлением микросхемы опорного элемента типа TL431 (отечественный аналог КР142ЕН19) разработчики аппаратуры получили возможность снять многие схемотехнические проблемы. Однако эта микросхема, хотя и имеет хорошие параметры, тем не менее не позволяет решать некоторые задачи.

По-новому взглянув на известные, но подзабытые полупроводниковые элементы – стабилитроны – и применяя нетрадиционные и оригинальные схемотехнические приемы, многие устройства можно выполнить проще, изящнее и с лучшими параметрами.

Стабилитроны (диоды Зенера) – широкий класс полупроводниковых приборов различного назначения. Они имеют нелинейную вольт-амперную характеристику (ВАХ), аналогичную обычному диоду. Отличие состоит в том, что обратная ветвь ВАХ имеет горизонтальный участок (рис. 1). Для напряжений стабилизации (U_{CT}) ниже 5,7 В преобладает пробой Зенера с отрицательным температурным уходом (ТКУ), выше – лавинный пробой с положительным ТКУ (таблица 1). Это физическое явление имеет ряд особенностей, которые присущи различным полупроводниковым элементам.

Стабилитроны имеют следующие основные параметры:

- Напряжение стабилизации U_{CT} (U_Z). Стабилитроны обеспечивают диа-

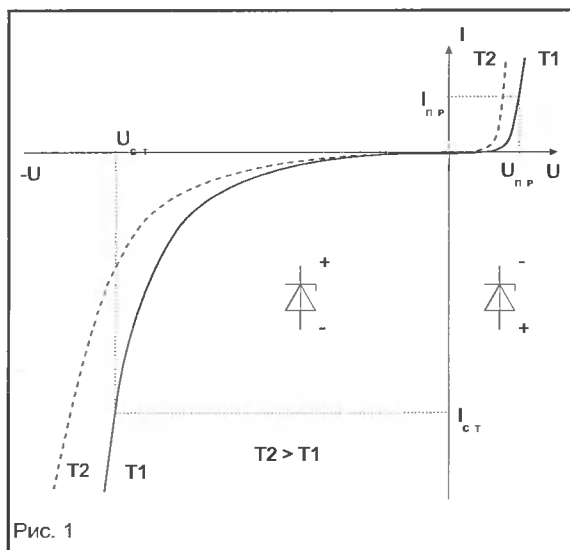


Рис. 1

пазон напряжений стабилизации 3–200 В (таблица 1); их прямое напряжение составляет ~0,6 В (рис. 1). Напряжение стабилизации имеет технологический разброс DU_{CT}

(DU_Z), который нормируется при определенном токе через стабилитрон (I_{CT}). Обычно разброс составляет ± 5 или $\pm 10\%$.

- Дифференциальное сопротивление r_d . Стабилитроны с U_{CT} (U_Z) около 8 В имеют наименьшее дифференциальное (внутреннее) сопротивление r_d (r_z); с уменьшением U_{CT} (U_Z) это сопротивление возрастает. Таким образом, стабилизирующий эффект при малых U_{CT} и I_{CT} проявляется в меньшей степени. Дифференциальное сопротивление определяет степень стабилизации и зависит от тока стабилизации и технологии изготовления стабилитрона. Эффект стабилизации основан на том, что большое изменение тока DI вызывает малое изменение напряжения DU . Стабилизация тем лучше, чем более пологий вид имеет кривая ВАХ и, соответственно, чем меньше дифференциальное (внутреннее) сопротивление $r_z = DU_{CT}/DI_{CT}$ (рис. 2).
- Минимальный и максимальный токи стабилизации – это диапазон допустимых значений токов через стабилитрон. С одной стороны, это граница резкого увеличения нелинейности ВАХ ($I_{CT\text{ мин}}$), с другой – рассеиваемая стабилитроном мощность ($I_{CT\text{ макс}}$). Максимально допустимая рассеиваемая стабилитроном мощность ($P_{\text{макс}}$) определяется конструкцией стабилитрона, то есть его корпусом. От размеров и материала корпуса зависит тепловое сопротив-

Таблица 1. Основные параметры стабилитронов

Тип	U _{ст} (В)	г _л (ICT)	ΔU _{ст} (В)	ТКН (мВ/°С)	I _{макс} (мА)	P _{доп} (мВт)	Корпус
Д814А	8	6	7-8,5	0,07	40	340	мет.-ст.
Д814В	10	12	9-10,5	0,09	32	340	КД-8
Д814Д	13	18	11,5-14	0,095	24	340	
КC162A2	6,2	45 (5)	5,8-6,6	0,01	22	150	КД-2
КC182A2	8,2	14 (5)	7,6-8,8	0,05	17	150	КД-2
КC210A2	10	22 (5)	9,3-11	0,07	14	150	КД-2
КC215A2	15	70 (2)	14-16	0,1	10	150	КД-2
BCX55 C 5V1	5,1	35 (5)	5%	-0,8	80	500	DO-35
BCX55 C 6V2	6,2	10 (5)	5%	2,2	64	500	DO-35
BCX55 C 8V2	8,2	7 (5)	5%	4,5	74	500	DO-35
BCX55 C 10	10	15 (5)	5%	6,5	40	500	DO-35
BCX55 C 15	15	30 (5)	5%	11,3	27	500	DO-35
1N4733A	5,1	7 (49)	5%		178	1000	DO-41
1N4735A	6,2	2 (41)	5%		146	1000	DO-41
1N4738A	8,2	4,5 (31)	5%		110	1000	DO-41
1N4740A	10	7 (25)	5%		91	1000	DO-41
1N4744A	15	14 (17)	5%		61	1000	DO-41
BZX84C5V1LT1	5,1	60 (5)	5%	от -2,7 до 1,2		225	SOT-23
BZX84C6V2LT1	6,2	10 (5)	5%	от 0,4 до 3,7		225	SOT-23
BZX84C8V2LT1	8,2	15 (5)	5%	от 3,2 до 6,2		225	SOT-23
BZX84C10LT1	10	20 (5)	5%	от 4,5 до 8,0		225	SOT-23
BZX84C15LT1	15	30 (5)	5%	от 9,2 до 13,0		225	SOT-23
MMSZ5V1T1	5,1	17 (20)	5%			500	SOD-123
MMSZ6V2T1	6,2	7 (20)	5%			500	SOD-123
MMSZ8V2T1	8,2	8 (20)	5%			500	SOD-123
MMSZ10T1	10	17 (20)	5%			500	SOD-123
MMSZ15T1	15	16 (20)	5%			500	SOD-123

зависит тепловое сопротивление кристалл-окружающая среда и, соответственно, нагрев кристалла. Максимальный ток стабилизации ограничивается как допустимой рассеиваемой мощностью, так и предельной температурой окружающей среды. Некоторые

типы корпусов стабилитронов различных типов приведены в таблице 1. Это далеко не исчерпывающий перечень, однако наблюдается тенденция к уменьшению размеров (например, корпус для поверхностного монтажа – SOT-23), и, соответственно, падает величина

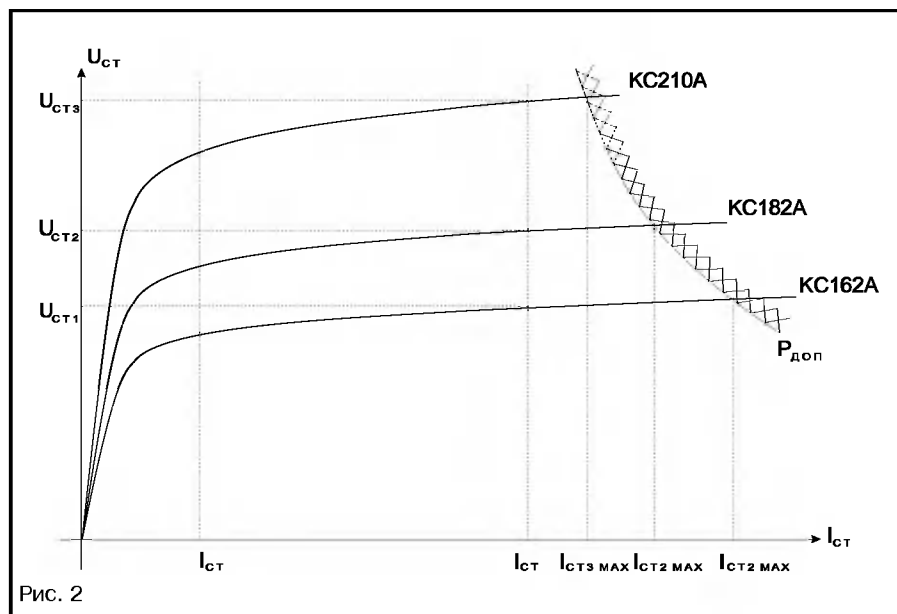


Рис. 2

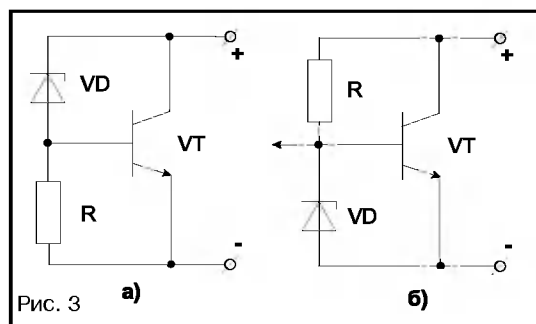


Рис. 3

рассеиваемой мощности. Сужение диапазона допустимых значений токов через стабилитрон, в частности $I_{ст\max}$, приводит к дополнительному усложнению схемы устройства.

- Температурное изменение напряжения стабилизации (измеряется в мВ) происходит при изменении температуры стабилитрона вследствие

изменения мощности рассеивания или температуры окружающей среды. Обычно характеризуется температурным коэффициентом напряжения стабилизации (ТКН) и определяется в абсолютных (мВ/°С или мкВ/°С) или относительных (%/°С) единицах. В зарубежной литературе принята единица $1\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ($1 \cdot 10^{-6}$), или одна миллионная доля. ТКН определяет подверженность $U_{ст}$ температурным изменениям и является основным параметром, определяющим стабильность напряжения при климатических воздействиях.

Проведенный небольшой обзор параметров стабилитронов дает возможность убедиться в том, что не во всех узлах электронных схем они могут быть применены с желаемой эффективностью. Но при различных схемотехнических ухищрениях можно уменьшить, и порой значительно, те «неудобные» параметры стабилитронов, которые присущи им в соответствии с физикой происходящих процессов.

Коротко рассмотрим некоторые схемотехнические способы уменьшения таких параметров как дифференциальное сопротивление, разброс напряжения стабилизации, а также температурное изменение напряжения или ТКН.

Стабилизирующие свойства стабилитрона определяются наклоном ВАХ, то есть отношением $DU_{ст}/DI_{ст}$. В первом приближении это дифференциальное сопротивление, которое зависит от режима работы и технологии изготовления стабилитрона. Конструкция современных стабилитронов, в частности для поверхностного монтажа, при миниатюрном корпусе имеет слабый теплоотвод и, как следствие, ограниченный диапазон токов стабилизации. Добавление шунтирующего транзистора (рис. 3а, б) позволяет расширить рабочие токи двухполосника, эквивалентного стабилитрону. При использовании транзистора другого типа проводимости (р-п-р) стабилитрон соединяется с минусом источника и появляется дополнительная возможность снимать напряжение непосредственно со стабилитрона (с небольшим током нагрузки), а через опорный элемент пропускать значительно больший ток, особенно при использовании составного транзистора с большим коэффициентом передачи, как показано на рис. 4а, б. В таком включении стабилитрон имеет малое изменение рабочего тока стабилизации, и его величина может быть значительно ниже максимальной. В этом режиме при малой величине тока стабилизации, значительно меньше максимального значения, стабилитрону будут обеспечены условия более надежной работы. А опорный эле-

мент будет иметь лучшую стабильность в широком диапазоне рабочих токов (при значительно меньшем дифференциальном сопротивлении). На рис. 5 приведены экспериментальные характеристики опорного элемента (х) и стабилитрона (+). По ним наглядно видно, что шунтирующий транзистор значительно уменьшает дифференциальное сопротивление опорного элемента (до 0,1 Ом и менее), а диапазон рабочих токов увеличивается многократно. Составной транзистор (рис. 4) может еще более расширить рабочий ток.

Каждый экземпляр стабилитрона имеет определенную величину напряжения стабилизации, а стабилитроны одного типа могут иметь разницу, достигающую ± 5 или $\pm 10\%$, что в абсолютных единицах составит 1–1,5 В. Отметим, что в интег-

ральных стабилизаторах разброс выходного напряжения уменьшен до $\pm(0,5-2)\%$. В случае, когда в схеме требуется получить меньший разброс напряжения, включение стабилитрона может быть изменено (рис. 6а, б). Подстроечный резистор R1, введенный в цепь стабилитрона, может компенсировать разброс напряжения стабилизации. Величину этого резистора можно рассчитать по приближенному выражению:

$$DR1 = R1_{\text{МАКС}} - R1_{\text{МИН}} = R2 |DU_{VD}| / U_{E3}$$

Например, для стабилитрона типа КС182А DU_{VD} составит $U_{\text{СТ МАКС}} - U_{\text{СТ МИН}} = 1,2$ В, а $DR1 = R2(1,2/0,6)$.

Введение резистора R1 несколько повышает дифференциальное сопротивление опорного элемента. Опорный элемент,

перехода БЭ биполярного транзистора имеют разные знаки (рис. 2), вследствие чего результирующий ТКН уменьшается. Это справедливо для всех ранее рассмотренных схем опорных элементов, так как они содержат последовательную цепь из стабилитрона и перехода БЭ биполярного транзистора.

Дополнительную особенность имеет опорный элемент, собранный по схеме, представленной на рис. 6. Для этой схемы справедливо выражение:

$$U_{\text{ОП}} = U_{E3} + U_{R1} + U_{VD} = U_{E3} (R1 + R2) / R2 + U_{VD},$$

откуда следует соотношение для ТКН:

$$\text{ТКН}(U_{\text{ОП}}) = \text{ТКН}(U_{E3}) \cdot [(R1 + R2) / R2] + \text{ТКН}(U_{VD}).$$

Из этой зависимости легко сделать вывод, что изменением резистора R1 не только подстраивается величина опорного напряжения, но и изменяется его ТКН. При определенных условиях можно обеспечить полную температурную компенсацию опорного напряжения, то есть получить $\text{ТКН} = 0$.

В изложенном материале на простых практических примерах наглядно показано, как схемотехническими приемами можно модифицировать параметры узлов для получения желаемых электрических характеристик, используя элементы с определенными недостатками. Стабилитрон, с его недостатками, выбран не случайно. Интегральная схемотехника развивалась по мере создания микросхем различного назначения. И сейчас многие схемотехнические решения скрыты от нашего взгляда. Однако, даже при современном уровне развития микроэлектроники, интересные и полезные схемотехнические идеи могут пригодиться в решении практических вопросов.

Игорь Кольцов,

shem@compitech.mtu-net.ru

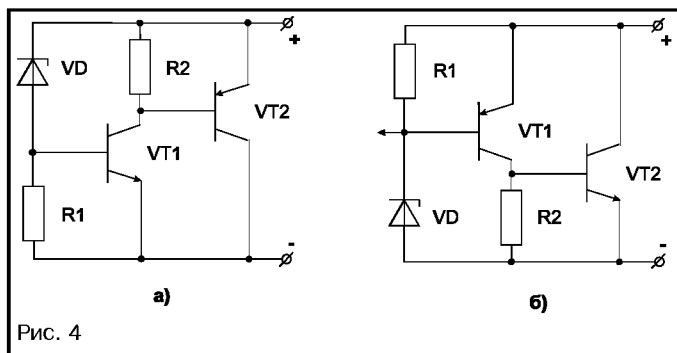


Рис. 4

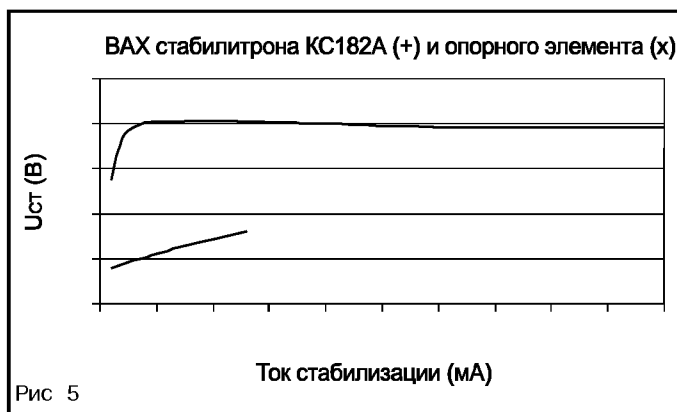


Рис. 5

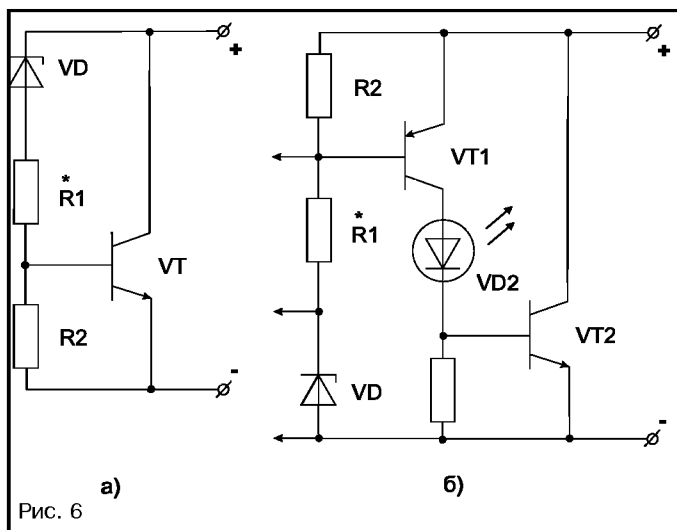


Рис. 6

собранный по схеме на рис. 6б, может выдавать уже три напряжения и дополнительно выполнять роль индикатора включения, если в цепь коллектора транзистора VT1 включить светодиод VD2.

Температурная компенсация – один из схемотехнических способов уменьшения влияния температурных изменений в окружающей среде на электронную аппаратуру. На рис. 7 показан опорный элемент, состоящий из делителя напряжения (ДН) на резисторах R1 и R2 и классической схемы сравнения (СС) из транзистора VT и стабилитрона VD. Такая схема сравнения присутствует, как правило, во всех компенсационных стабилизаторах, как на навесных элементах, так и в интегральных схемах (например, в микросхеме STR50115В фирмы Sanyo).

Как известно, температурные коэффициенты стабилитрона и

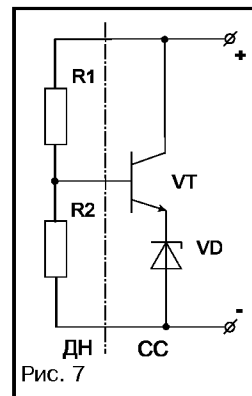


Рис. 7

Электрический расчет шинных соединений

В настоящей статье рассмотрены вопросы учета взаимного электрического влияния микросхем, объединенных общей информационной магистралью, то есть шинами адреса, данных, управления.

Перелистывая руководства и учебники в поисках методик расчета шинных соединений, можно убедиться, что есть множество книг (например, [1]), в которых подробно излагается материал для выполнения расчетов статических токов нагрузки системных шин адреса и данных. Но нигде не идет речь о расчете динамических параметров. А ведь даже простое сопоставление динамических характеристик шин микросхем, например, ОЗУ или АЦП с микропроцессором проблематично.

В этой статье предлагается методика расчета шинных соединений, учитывающая как статическую, так и динамическую нагрузку.

Методика расчета шинных соединений

Для реализации одномагистральной системы, или одной магистрали многомагистральной системы, необходимо рассчитать статическую и динамическую нагрузку шины, используя паспортные данные интегральных схем.

1. Проверим соответствие уровней напряжения логического нуля и логической единицы для передатчиков и приемников (для простоты возьмем прямую логику, то есть логическому нулю соответствует низкий уровень напряжения, а логической единице – высокий):

- каждый передатчик должен обеспечивать уровень напряжения логического нуля не больше минимального значения из максимально допустимых уровней логического нуля приемников: $U_{OL} \leq U_{BL}$, $U_{BL} = \min\{U_{IL}\}$ – допустимое напряжение логического нуля шины;
- каждый передатчик должен обеспечивать уровень напряжения логической единицы не меньше максимального значения из минимально допустимых уровней логической единицы приемников: $U_{OH} \geq U_{BH}$, $U_{BH} = \max\{U_{IH}\}$ – допустимое напряжение логической единицы шины.

В случае несоответствия какого-либо из передатчиков предпримем следующие действия:

- а) установим подтягивающие резисторы для обеспечения достаточного уровня логической единицы и учтем резистор как статическую нагрузку I_{IL} ; динамические параметры (время перехода из 0 в 1) будут хуже паспортных;
- б) установим микросхемы преобразователей уровня (это оптимальный вариант).

2. Проверим согласование ИС с нагрузками шины в статическом режиме.

Для этого определим суммарную статическую нагрузку отдельной линии шины для состояний логического нуля I_{BL} и логической единицы I_{BH} . При этом используем следующие исходные данные:

- для устройств вывода – соответствующий входной ток I_{IL} , I_{IH} ;
- для устройств ввода и устройств ввода/вывода – ток утечки выхода в закрытом состоянии I_{OZ} .

Каждый передатчик проверяется на способность обеспечения статической нагрузки шины. Для этого сравнивается допустимый ток выхода передатчика I_{OL} , I_{OH} (соответственно при $U_{OL} \leq U_{BL}$ и $U_{OH} \geq U_{BH}$) с суммарной статической нагрузкой отдельной линии шины в соответствующем состоянии I_{BL} , I_{BH} .

В нормальном режиме должно быть:

$$\begin{aligned} |I_{OL}| &\geq |I_{BL}| \text{ при } U_{OL} \leq U_{BL}; \\ |I_{OH}| &\geq |I_{BH}| \text{ при } U_{OH} \geq U_{BH}. \end{aligned}$$

Если какой-либо передатчик не обеспечивает статическую нагрузку шины, необходимо ввести дополнительную микросхему шинных формирователей, которая разделит маломощный передатчик от основной шины.

3. Проверим согласование ИС с шиной в динамическом режиме. Для этого:

- а) определим суммарную емкостную нагрузку отдельной линии шины C_{Bus} :
 - для устройств вывода берется параметр – емкость входа C_{in} ;
 - для устройств ввода и устройств ввода/вывода – емкость выхода в закрытом состоянии C_{out} ;
 - паразитную емкость соединительных проводников определим из расчета 1 пФ на 1 см;

б) проверим, обеспечивает ли каждый передатчик работу с суммарной емкостной нагрузкой отдельной линии шины на тактовой частоте процессора f_{CPU} , сравнив приведенную допустимую емкость нагрузки передатчика C_{Load}^* с C_{Bus} .

В случае если $C_{Load}^* < C_{Bus}$, введем дополнительную микросхему шинных формирователей или уменьшим тактовую частоту процессора до f_{CPU}^* (если позволяют условия задачи), исходя из пропорции

$$C_{Load}^*/C_{Bus} = f_{CPU}^*/f_{CPU}.$$

Теперь несколько рекомендаций для определения значений C_{Load}^* или f_{CPU}^* .

Приведенная допустимая емкость нагрузки передатчика C_{Load}^* на частоте процессора f_{CPU} определяется (если нет информации о зависимости C_{Load}^* от f_{CPU})

по формуле^{*}

$$C_{Load}^* = C_{Load} \cdot f_{max} / f_{CPU},$$

где C_{Load} – паспортная допустимая емкость нагрузки передатчика на максимальной частоте f_{max} . В свою очередь, для микросхем микропроцессорных комплектов вместо f_{max} дается паспортный параметр t_{AS} – время доступа (время выборки). Эквивалентную допустимую частоту работы таких БИС с процессором f_{CPU}^* необходимо определять согласно временной диаграмме обращения процессора к БИС комплекта. f_{CPU}^* равна числу тактов N процессора от момента выдачи сигнала обращения к БИС до завершения чтения/записи данных, деленному на время доступа t_{AS} :

$$f_{CPU}^* = N / t_{AS}.$$

4. В случае применения шинных формирователей шина разделяется на участки, а микросхемы – на группы.

Внутри каждой такой группы необходимо повторить все расчеты по пунктам 1, 2, 3. Параметры формирователей необходимо учитывать в суммарной нагрузке шин с обеих сторон и проверять его как передатчик, причем для двунаправленной передачи – с обеих сторон.

Пример расчета шины данных

Сделаем проверочный расчет двунаправленной шины данных модуля вывода аналоговых сигналов ЦАПИ-888 технологического контроллера "Автоматика ТК-20РС". Модуль ЦАПИ-888 представляет собой микропроцессорную систему на основе однокристалльной микро-ЭВМ (ОМЭВМ) 87С51FA (рис. 1). Тактовая частота процессора $f_{CPU} = 11,059$ МГц.

Требуемые для расчетов параметры получены из справочников [2...5] и сведены в таблицу 1.

Из таблицы 1 находим:

$$U_{BL} = \min\{U_{IL}\} = 0,8 \text{ В};$$

$$U_{BH} = \max\{U_{IH}\} = 3,15 \text{ В}.$$

Все микросхемы удовлетворяют первому условию соответствия уровней напряжения:

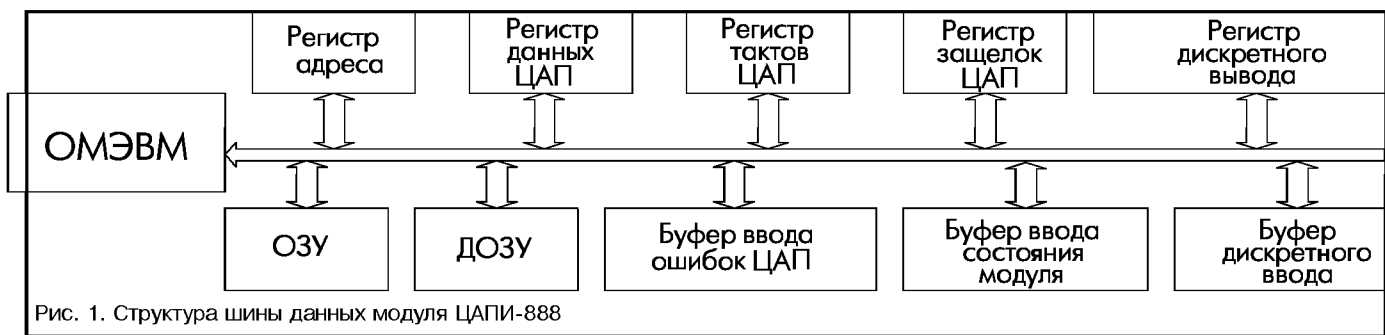
$$U_{OL} \leq U_{BL}.$$

Но второму условию соответствия уровней напряжения ($U_{OH} \geq U_{BH}$) не удовлетворяют КР537РУ17 и DS1609. Поэтому установим между каждой из восьми линий ШД и питанием ($V_{CC} = 5 \text{ В}$) подтягивающий резистор 4,7 кОм (рекомендация [3]). Эту дополнительную нагрузку,

$$I_{IL}^R = 5 \text{ В} / 4,7 \text{ кОм} = 1,06 \text{ мА},$$

учтем в суммарной статической нагрузке отдельной линии шины в состоянии логического нуля:

$$\begin{aligned} I_{BL} = I_{OZ}^{OMЭВМ} + I_{OZ}^{OЗУ} + I_{OZ}^{ДОЗУ} + \\ + 3 \cdot I_{OZ}^{ЕФ} + 6 \cdot I_{IL}^{РГ} + I_{IL}^R = 1,135 \text{ мА}. \end{aligned}$$



Суммарная статическая нагрузка отдельной линии шины в состоянии логической единицы:

$$I_{BH} = I_{OZ}^{OMЭВМ} + I_{OZ}^{OЗУ} + I_{OZ}^{DОЗУ} + 3 \cdot I_{OZ}^{БФ} + 6 \cdot I_{IH}^{PF} = 0,075 \text{ мА.}$$

Таблица 1

Параметры	ОМЭВМ ³ 87C51FA	ОЗУ КР537РУ17	ДОЗУ DS1609	Регистр РГ КР1554ИР2 2	Буфер БФ КР1554АП6
$U_{IL} (I_{IL})$	0.9В (10мкА)	0.8В (5мкА)	0.8В (16мкА ²)	1.35В (0.1мкА)	1.35В (0.1мкА)
$U_{IH} (I_{IH})$	1.9В (10мкА)	2.0В (5мкА)	2.0В (60мкА ²)	3.15В (0.1мкА)	3.15В (0.1мкА)
$U_{OL} (I_{OL})$	0.4В (3.2мА)	0.4В (3.2мА)	0.4В (4мА)	0.32В (24мА)	0.32В (24мА)
$U_{OH} (I_{OH})$	3.75В (0.3мА)	2.4В (2мА)	2.4В (1мА)	3.86В (24мА)	3.86В (24мА)
I_{OZ}	10мкА	10мкА	50мкА ²	0.5мкА	0.5мкА
C_{in}	10пФ	8пФ	5пФ	4.5пФ	4.5пФ
C_{out}	10пФ	14пФ	5пФ	4.5пФ	4.5пФ
$C_{Load} (f_{max})$	100пФ (12МГц)	30пФ	30пФ	50пФ (150МГц)	50пФ (150МГц)
t_{AS}	636нс ⁴	200нс	125нс ¹	-	-

Примечания:

¹ Время доступа при чтении равно $t_{COE} + t_{OEA} = 25 \text{ нс} + 0 \text{ нс} = 25 \text{ нс}$, а время доступа при записи равно $t_{CWE} + t_{WP} = 25 \text{ нс} + 100 \text{ нс} = 125 \text{ нс}$; для расчетов берем большее время: $t_{AS} = 125 \text{ нс}$.

² Здесь вычислены максимальные значения $I_{IL} = U_{IL} / R_{IN}$ и $I_{IH} = (V_{CC} - U_{IH}) / R_{IN}$, поскольку как в каталоге приводится только входное сопротивление $R_{IN} = 50 \text{ кОм}$. При $U_{vх} \leq U_{IL}$ R_{IN} подтягивает вход к V_{SS} (общий), а при $U_{vх} \geq U_{IH}$ R_{IN} подтягивает вход к V_{CC} (питание).

³ Параметры порта P0.

⁴ Время чтения (от выдачи адреса до ввода данных) равно 7 тактов, а записи - 9 тактов; для расчетов берем меньшее число тактов - $t_{AS} = 7$ тактов, или $t_{AS} = 7 / 11 \text{ МГц} = 636 \text{ нс}$.

Все передатчики (ОМЭВМ, ОЗУ, ДОЗУ, БФ) удовлетворяют обоим условиям обеспечения статической нагрузки шины:

$$|I_{OL}| \geq |I_{BL}| \text{ при } U_{OL} \leq U_{BL}; |I_{OH}| \geq |I_{BH}| \text{ при } U_{OH} \geq U_{BH}.$$

Поэтому переходим к проверке согласования ИС с шиной в динамическом режиме.

Суммарная емкостная нагрузка отдельной линии шины учитывает и паразитную емкость печатных проводников на плате "Евромеханика У6" длиной около 15 см:

$$C_{Bus} = C_{Out}^{OMЭВМ} + C_{Out}^{OЗУ} + C_{Out}^{DОЗУ} + 3 \cdot C_{Out}^{БФ} + 6 \cdot C_{in}^{PF} + 15 \text{ см} \cdot 1 \text{ пФ/см} = 84,5 \text{ пФ.}$$

Допустимая емкость нагрузки ОМЭВМ,

$$C_{Load}^* = 100 \text{ пФ} \cdot 12 \text{ МГц} / 11 \text{ МГц} = 109 \text{ пФ}$$

удовлетворяет условию обеспечения динамической нагрузки шины ($C_{Load}^* > C_{Bus}$). Для остальных передатчиков необходимо вычислить приведенную допустимую емкость нагрузки передатчика C_{Load}^* на частоте процессора (для буферов) или эквивалентную допустимую частоту работы с процессором f_{CPU}^* (для ОЗУ и ДОЗУ).

Согласно [3], при $V_{CC} = 5 \text{ В}$ при увеличении емкости нагрузки микросхем серии КР1554 (до предела в 500 пФ) допустимая частота переключений уменьшается с коэффициентом 0,05. То есть, при уменьшении частоты переключений до 12 МГц допустимая емкость нагрузки передатчика и условие обеспечения динамической нагрузки шины ($C_{Load}^* > C_{Bus}$) удовлетворяется.

$$C_{Load}^* = 50 \text{ пФ} \cdot 150 \text{ МГц} / (0,05 \cdot 11 \text{ МГц}) = 13636 \text{ пФ} \gg 500 \text{ пФ,}$$

Эквивалентную допустимую частоту работы микросхем ОЗУ и ДОЗУ f_{CPU}^* необходимо определять согласно временной диаграмме обращения ОМЭВМ к внешней памяти. f_{CPU}^* равна числу тактов N от момента выдачи адреса обращения к микросхеме до завершения чтения/записи данных, деленному на время доступа t_{AS} :

$$f_{CPU}^* = N / t_{AS}.$$

Время обращения ОМЭВМ к внешней

памяти при чтении равно 7 тактам, а при записи - 9 тактам, для расчетов берем меньшее t_{AS} равное 7 тактам. Таким образом, для микросхем КР537РУ17

$$f_{CPU}^* = n / t_{AS} = 7 / 200 \text{ нс} = 35 \text{ МГц,}$$

а для микросхем DS1609

$$f_{CPU}^* = n / t_{AS} = 7 / 125 \text{ нс} = 56 \text{ МГц.}$$

Для КР537РУ17 и для DS1609

$$C_{Load}^* < C_{Bus},$$

но эквивалентная тактовая частота больше тактовой частоты ОМЭВМ. Поэтому определим приведенную допустимую емкость нагрузки передатчика C_{Load}^* на частоте процессора, исходя из пропорции

$$C_{Load}^* = C_{Load} \cdot f_{max} / f_{CPU}^*.$$

Для ОЗУ КР537РУ17

$$C_{Load}^* = 35 \text{ МГц} \cdot 30 \text{ пФ} / 11 \text{ МГц} = 95 \text{ пФ.}$$

Для ДОЗУ DS1609

$$C_{Load}^* = 56 \text{ МГц} \cdot 30 \text{ пФ} / 11 \text{ МГц} = 153 \text{ пФ.}$$

Таким образом, на тактовой частоте ОМЭВМ 12 МГц условие обеспечения динамической нагрузки шины ($C_{Load}^* > C_{Bus}$) удовлетворяется и разбиение микросхем шины на группы не требуется.

Вячеслав Дерябин,
d_v_m@mail.ru

Литература:

1. Коффорн Дж., Лонг В. Расширение микропроцессорных систем / Пер. с англ.; Под. ред. П. В. Нестерова. — М.: Машиностроение, 1987.
2. Однокристалльные микроЭВМ. Семейство МК48. Семейство МК51: Техническое описание и руководство по применению / Г. П. Липовецкий и др. — М.: МП "БИНОМ", 1992.
3. Логические ИС КР1533, КР1554: Справочник. В двух частях / И. И. Петровский и др. — М.: МП "БИНОМ", 1993.
4. Хвоц С. Т. и др. Микроконтроллеры и микроЭВМ в системах автоматического управления: Справочник. — Л.: Машиностроение, 1987.
5. Dallas Semiconductor. High-Speed Microcontroller Data Book, 1996.

(Окончание, начало № 2/2000)

Особенности применения электролитических конденсаторов

8. Параллельное и последовательное соединение ЭК

Соединение ЭК используется для повышения емкости, увеличения допустимого напряжения или тока пульсаций и не вызывает, на первый взгляд, никаких проблем. Однако проблемы существуют и связаны они, в первую очередь, с возникновением переходных помех из-за паразитной индуктивности соединительных проводов.

На рис. 4 показано параллельное соединение четырех конденсаторов C1...C4 емкостью по 68 мкФ. В схеме также присутствуют паразитные индуктивности проводов L1...L4 по 200 нГ (вполне реальная величина, соответствующая примерно 5 см провода). Посмотрим с помощью программы PSPICE, как схема будет себя вести при подаче постоянного напряжения от источника 100 В.

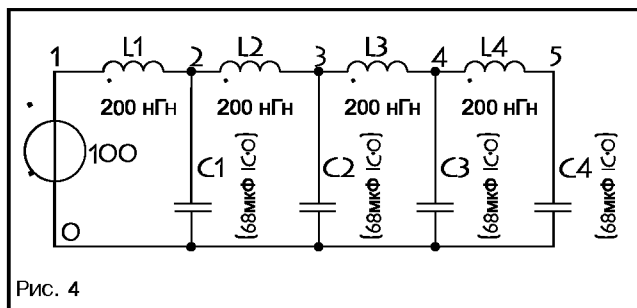


Рис. 4

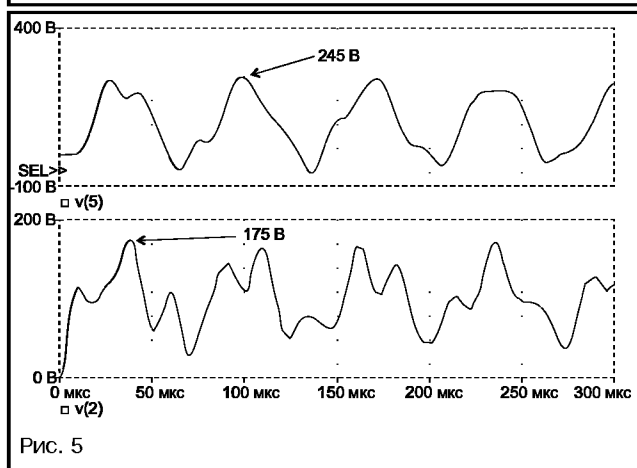


Рис. 5

Эпюры напряжения во 2 и 5 точках схемы показаны на рис. 5. Обратите внимание, что амплитуда напряжения в точке 5 более чем в 2 раза превышает напряжение питания. Кроме того, в точках минимума переходного процесса напряжение на ЭК становится отрицательным!

Однако в жизни все оказывается не так плохо, благодаря наличию активных распределенных сопротивлений в про-

водах и ЭК. Более реальная эквивалентная схема приведена на рис. 6, а соответствующие ей эпюры – на рис. 7.

В схему включены сопротивления и индуктивности подводящих проводов, паразитные индуктивности ЭК и сопротивления R_s (ESR), о которых говорилось выше. Эпюры в точке 5 схемы даны для двух значений температуры – 20 °С и 85 °С. Разница в переходном напряжении (135 В для 20 °С и 165 В для 85 °С) объясняется тем, что R_s изменяет свое значение от 22 мОм при 20 °С до 7 мОм при 85 °С. Величина перенапряжения зависит и от номинала конденсатора. Моделирование показывает, что для 100 мкФ перенапряжение будет 135 В, а для 1500 мкФ – 160 В, и этот фактор необходимо учитывать при расчетах.

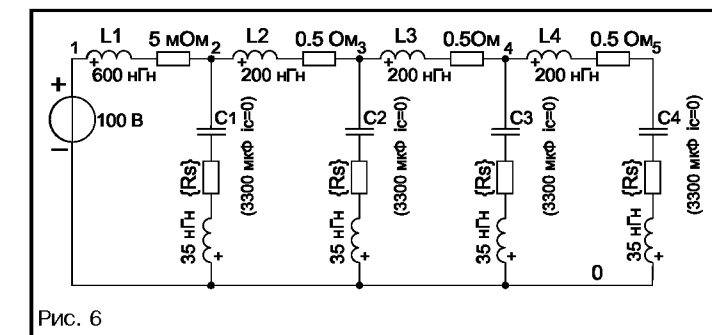


Рис. 6

Интересно, что пик напряжения не зависит от величины нагрузки. Это объясняется тем, что импеданс схемы очень низок по сравнению с нагрузкой. Последовательное соединение ЭК используется для высоковольтных схем. При этом часто приходится включать конденсаторы последовательно-параллельно для получения необходимой величины емкости.

Анализ переходных искажений в комбинированной схеме производится аналогично описанному выше. Следует учесть паразитные параметры проводов между последовательно соединенными конденсаторами. Не забудьте про разброс номиналов конденсаторов, который может привести к значительным перенапряжениям на некоторых из них.

Особенностью последовательного соединения ЭК является то, что парал-

лельно каждому из них необходимо установить резистор для устранения перекоса напряжения из-за разности токов утечки конденсаторов. Номиналы уравнивающих резисторов можно рассчитать по формуле:

$$R = 1000 / (0,015 \cdot C), \quad (8.1)$$

где C – емкость в мкФ, R – сопротивление в кОм.

Формула (8.1) выведена на основании известного соотношения для тока утечки $I_L = k \cdot C \cdot U_R$, где константа $k = 3 \cdot 10^{-3}$. Ток резистора I_R должен быть больше тока утечки, который имеет большой разброс и сильно зависит от условий эксплуатации. Часто оказывается, что правильно рассчитанный уравнивающий резистор рассеивает довольно большую мощность, и с этим приходится мириться.

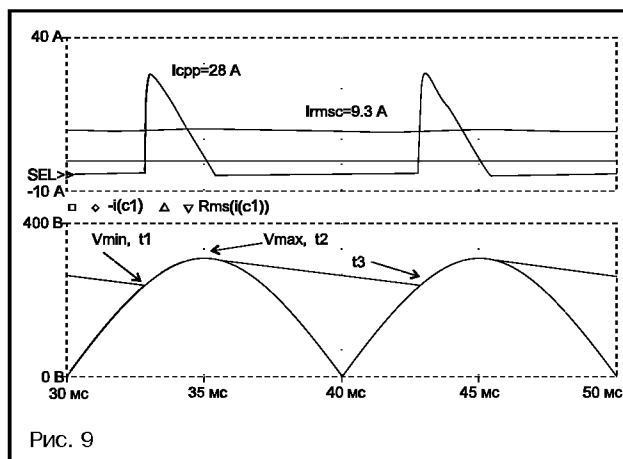
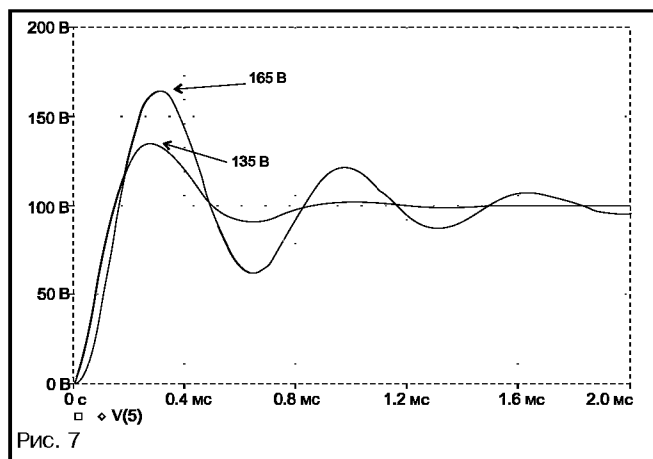
На ЭК присутствует также переменное напряжение пульсаций. Резисторы обеспечивают уравнивание только для постоянного тока и низких частот. На частотах порядка сотен герц и выше коэффициент деления напряжения определяется только соотношением емкостей.

9. Причины отказов ЭК

Основная причина деградации и выхода из строя ЭК – это диффузия электролита через изолятор. Процесс ускоряется с ростом температуры и, в основном, определяет срок службы конденсатора.

Ниже приведены некоторые причины, способные привести к преждевременному отказу ЭК:

- переохлаждение (обычно ниже – 30 °С), приводит к резкому росту ESR и падению емкости;
- перегрев (повышенная температура окружающей среды или превышение допустимого тока пульсаций); приводит к росту ESR и тока утечки, падению емкости;
- превышение рабочего напряжения; приводит к росту ESR и падению емкости;
- переходные перенапряжения; могут привести к повышению тока утечки и внутреннему короткому замыканию в ЭК;
- воздействие высоких частот; может привести к изменению емкости и ESR;



- обратное напряжение; может привести к повышению тока утечки, потере емкости, увеличению ESR, сокращению срока службы;
- механические вибрации; приводят к внутреннему короткому замыканию, увеличению тока утечки, потере емкости.

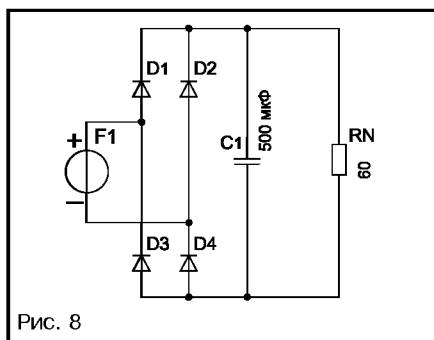
10. Выбор и расчет ЭК

Среднеквадратичное значение тока пульсаций I_{RMS}

Этот наиболее важный параметр, который приходится оценивать при анализе практически любой схемы, в состав которой входят ЭК. Именно значение I_{RMS} определяет, в основном, потери в ЭК. Поэтому ведущие производители конденсаторов приводят в своих технических данных предельное значение I_{RMS} , а не допустимую амплитуду пульсаций, как это принято в наших ТУ.

Рассмотрим работу двухполупериодного выпрямителя, схема которого приведена на рис. 8. Первичное напряжение – 50 Гц, 220 В. Сопротивление нагрузки – 80 Ом, емкость конденсатора – 500 мкФ.

На рис. 9 показаны: ток конденсатора – импульсный I_{cpp} и среднеквадратичный I_{rmsc} (вверху); напряжение на конденсаторе и выходное напряжение выпрямительного моста при отсутствии сглаживания (внизу). Предположим, что потерь в схеме нет. Заряд конденсатора начинается, когда выпрямленное напряжение превышает напряжение на ЭК. Разряд идет практически линейно. Пусть t_1 – время начала заряда, t_2 – время начала разряда, t_3 – время начала следующего периода заряда, т.е. $t_3 = t_1 + T$.



Ток разряда I_d определяется из соотношения:

$$I_d(t_3 - t_2) = I_{cpp}(t_2 - t_1) \cdot 0.5;$$

$$I_d = 0.5 \cdot 28 \cdot (35 - 32.8) / (42.8 - 35) = 3.6 \text{ А.}$$

Ток заряда ЭК имеет треугольную форму. Его среднеквадратичное значение I_{rms} :

$$I_{rms} = I_{cpp} \sqrt{\frac{t_2 - t_1}{3T}} = 28 \sqrt{\frac{35 - 32.8}{3 \cdot 10}} = 8.5 \text{ А.}$$

Среднеквадратичное значение тока разряда I_{rmsd} :

$$I_{rmsd} = I_d \sqrt{\frac{t_3 - t_2}{T}} = 3.6 \sqrt{\frac{42.8 - 35}{10}} = 3.9 \text{ А.}$$

Общее среднеквадратичное значение тока:

$$I_{rmsc} = \sqrt{I_{rms}^2 + I_{rmsd}^2} = \sqrt{8.5^2 + 3.9^2} = 9.3.$$

Андрей Колпаков
kai@megachip.ru

(Продолжение следует).

$$U = 310 \sin(\omega t) = 310 \sin(2\pi 50 t);$$

$$t_1 = 32.8 \text{ мс} \cdot t_2 = 35 \text{ мс} \cdot t_3 = 42.8 \text{ мс},$$

где 310 В – амплитуда входного напряжения.

Пиковый ток конденсатора I_{cpp} (при t_1):

$$I_{cpp} = C dU/dt = 500 \cdot 10^{-6} \cdot 310 (2\pi 50) \cdot \cos(2\pi 50 \cdot 32.8 \cdot 10^{-3}) = 28 \text{ А.}$$

(Продолжение, начало № 1 – 2/2000)

Программируемые логические интегральные схемы: обзор архитектур и особенности применения

Дальнейшее развитие архитектуры FPGA ПЛИС привело к появлению ПЛИС Altera FLEX10K, которые имеют встроенные реконфигурируемые модули памяти (ПМП, Embedded Array Block, EAB), позволяющие использовать ПЛИС для реализации различных устройств памяти внутри кристалла без применения внешних ЗУ.

ПЛИС серии FLEX10K являются, пожалуй, самой популярной элементной базой для реализации алгоритмов ЦОС, построения сложных устройств обработки данных и интерфейсов. Это объясняется тем, что благодаря большой логической емкости, удобной архитектуре, включающей встроенные блоки памяти (EAB), достаточно высокой надежности и удачному соотношению «цена –

качка как систем ЦОС, так и устройств управления, обработки данных и т. п.

В таблице 3 приведены основные сведения о ПЛИС семейства FLEX10K.

В настоящее время выпускаются ПЛИС семейств FLEX10K с напряжением питания 5 В, FLEX10KA с напряжением питания 3,3 В и FLEX10KE с напряжением питания 2,5 В. Кроме того, ПЛИС семейства FLEX10KE имеют емкость встроенного блока памяти 4096 бит в отличие от ПЛИС остальных семейств, имеющих емкость EAB 2048 бит.

Обобщенная функциональная схема ПЛИС семейства FLEX10K приведена на рис. 16.

В основе архитектуры лежат логические блоки (ЛБ), содержащие 8 ЛЭ и локальную матрицу соединений.

лена на строки и столбцы, имеет непрерывную структуру (Fast Track Interconnect). Посередине строки располагаются встроенные блоки памяти (EAB).

Кроме того, имеются глобальные цепи управления, синхронизации и управления вводом/выводом.

Встроенный блок памяти (ВБП) (рис. 17) представляет собой ОЗУ емкостью 2048 (4096) бит и состоит из локальной матрицы соединений, собственно модуля памяти, синхронных буферных регистров, а также программируемых мультиплексоров.

Сигналы на вход ЛМС ВБП поступают со строки ГМС. Тактовые и управляющие сигналы поступают с глобальной шины управляющих сигналов.

Выход ВБП может быть скоммутирован как на строку, так и на столбец ГМС.

Наличие синхронных буферных регистров и программируемых мультиплексоров позволяет конфигурировать ВБП как ЗУ с организацией 256x8, 512x4, 1024x2, 2048x1.

Наличие ВБП дает возможность табличной реализации таких элементов устройств ЦОС, как перемножители, АЛУ, сумматоры и т. п., имеющих быстродействие до 100 МГц (конечно при, самых благоприятных условиях, реально быстродействие арифметических устройств, созданных на базе ВБП, составляет 10–50 МГц).

Все ПЛИС семейства FLEX10K совместимы по уровням с шиной PCI, имеют возможность как последовательной, так параллельной загрузки, полностью поддерживают стандарт JTAG.

Разнообразие архитектур функциональных преобразователей, лежащих в основе базовых узлов ПЛИС, и их развитие привели к тому, что в последние годы ПЛИС становятся основой для «систем на кристалле» (system-on-chip, SOC). В

Таблица 3. Основные характеристики ПЛИС семейства FLEX10K

	10K10	10K20	10K30	10K40	10K50	10K70	10K100	10K130	10K250
Число эквивалентных вентилях	10 000	20 000	30 000	40 000	50 000	70 000	100 000	130 000	250 000
Число лог. элементов	576	1152	1728	2304	2880	3744	4992	6656	12160
Встроенные блоки памяти	3	6	6	8	10	9	12	16	20
Объем памяти, бит	6144	12288	12288	16384	20480	18432	24576	32768	40960
Максимальное число выводов пользователя	150	189	246	189	310	358	406	470	470

логическая емкость» данные ПЛИС удовлетворяют разнообразным требованиям, возникающим у разработ-

Глобальная матрица соединений разде-

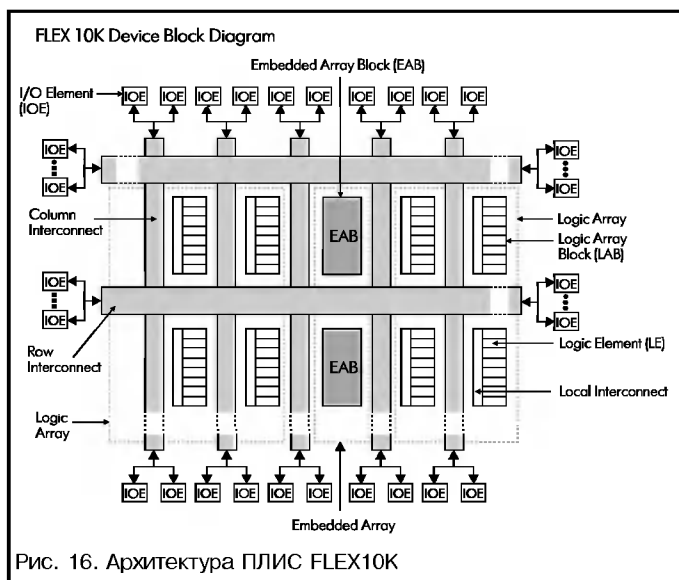


Рис. 16. Архитектура ПЛИС FLEX10K

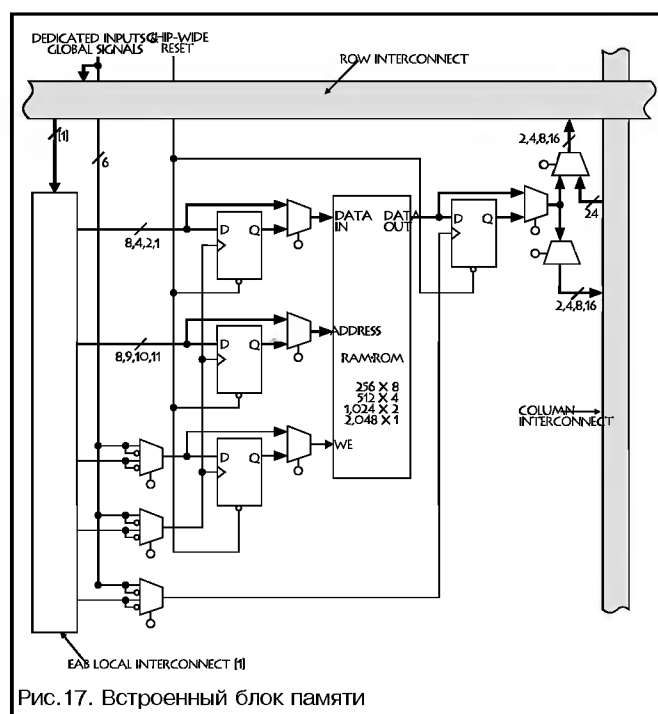


Рис. 17. Встроенный блок памяти

Таблица 4. Основные характеристики ПЛИС семейства APEX20K фирмы Altera

	EP20K100	EP20K160	EP20K200	EP20K300	EP20K400	EP20K600	EP20K1000
Максимальное число эквивалентных вентилях	263 000	404 000	526 000	728 000	1 052 000	153 700	2 670 000
Число лог. элементов	4 160	6 400	8 320	11 520	16 640	24 320	42 240
Встроенные блоки памяти	26	40	52	72	104	152	264
Максимальный объем памяти, бит	53 248	81 920	106 496	147 456	212 992	311 296	540 672
Число макроячеек	416	640	832	1 152	1 664	2 432	4 224
Число выводов	252	320	382	420	502	620	780

Таблица 5. Основные характеристики ПЛИС семейства Virtex фирмы Xilinx

	XCV50	XCV100	XCV150	XCV200	XCV300	XCV400	XCV600	XCV800	XCV1000
Максимальное число эквивалентных вентилях	57,906	108,904	164,674	236,666	322,97	468,252	661,111	888,439	1,124,022
Число логических элементов	1,728	2,7	3,888	5,292	6,912	10,8	15,552	21,168	27,648
Максимальный объем памяти, бит	24,576	38,4	55,296	75,264	98,304	153,6	221,184	301,056	393,216
Число выводов пользователя	180	180	260	284	316	404	512	512	512

основе идеи SOC лежит интеграция всей электронной системы в одном кристалле (например, в случае ПК такой чип объединяет процессор, память, и т. д.). Компоненты этих систем разрабатываются отдельно и хранятся в виде файлов параметризуемых модулей. Окончательная структура SOC-микросхемы выполняется на базе этих “виртуальных компонентов”, называемых также “блоками интеллектуальной собственности”, с помощью программ автоматизации проектирования электронных устройств – EDA (Electronic Design Automation). Благодаря стандартизации, в одно целое можно объединять “виртуальные компоненты” от разных разработчиков.

Идеология построения “систем на кристалле” подстегнула ведущих производителей ПЛИС к выпуску в конце 1998 – начале 1999 года изделий с емкостью 1000000 эквивалентных вентилях и более.

Примером новых семейств ПЛИС, пригодных для реализации

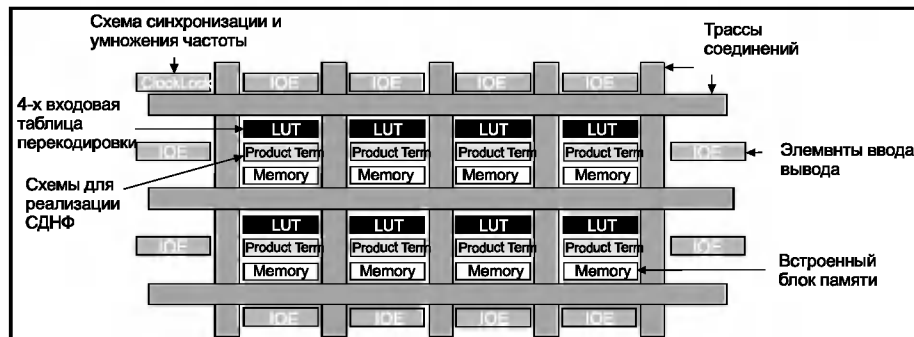


Рис.18. Архитектура ПЛИС APEX20K

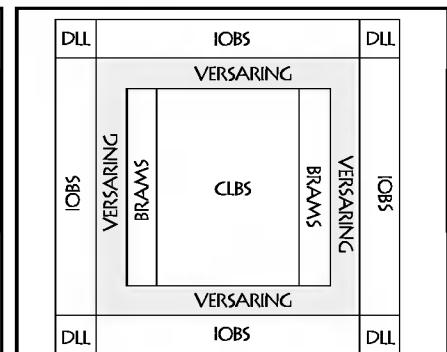


Рис.19. Архитектура ПЛИС Virtex

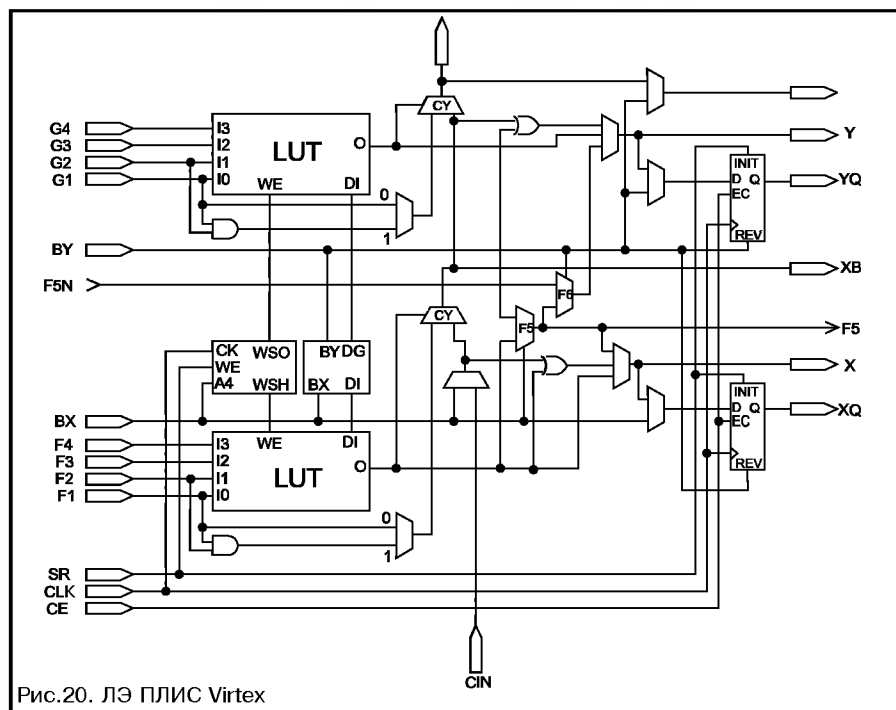


Рис.20. ЛЭ ПЛИС Virtex

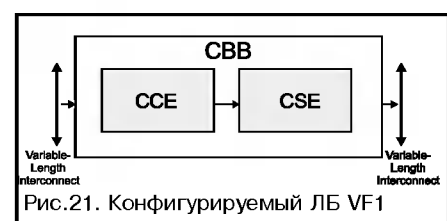


Рис.21. Конфигурируемый ЛБ VF1

“систем на кристалле”, является семейство APEX20K фирмы Altera, основные характеристики которого приведены в таблице 4.

Архитектура APEX20K сочетает в себе как достоинства FPGA, с их таблицами перекодировки, входящими в состав логического элемента, так и логику вычисления СДНФ, характерную для CPLD, а также встроенные модули памяти (рис. 18).

Сходной архитектурой обладает и семейство Virtex фирмы Xilinx, основные характеристики которого приведены в таблице 5.

Архитектура ПЛИС Virtex показана на рис. 19.

Отличительной особенностью этих

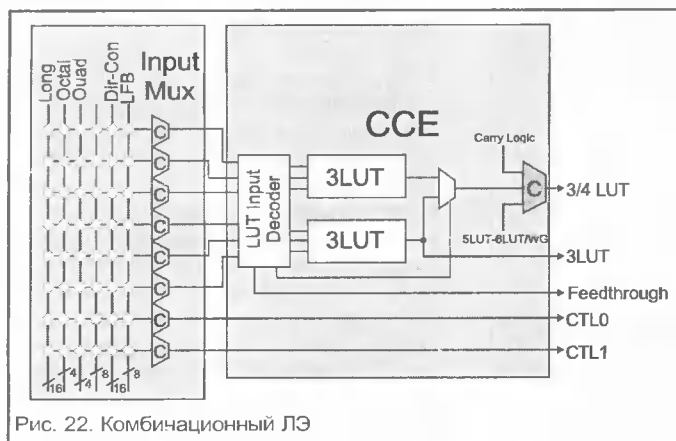


Рис. 22. Комбинационный ЛЭ

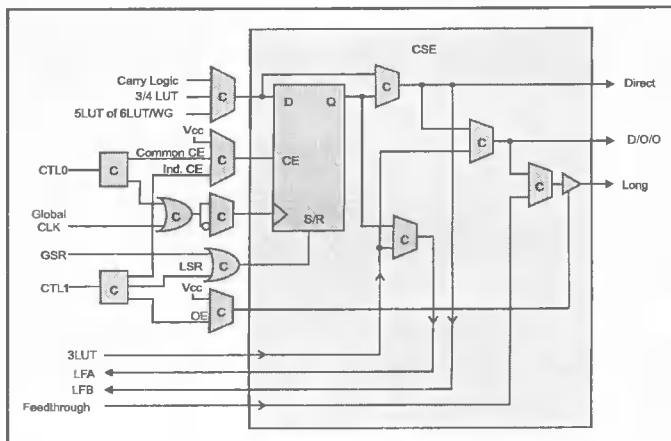


Рис. 23. Последовательный ЛЭ

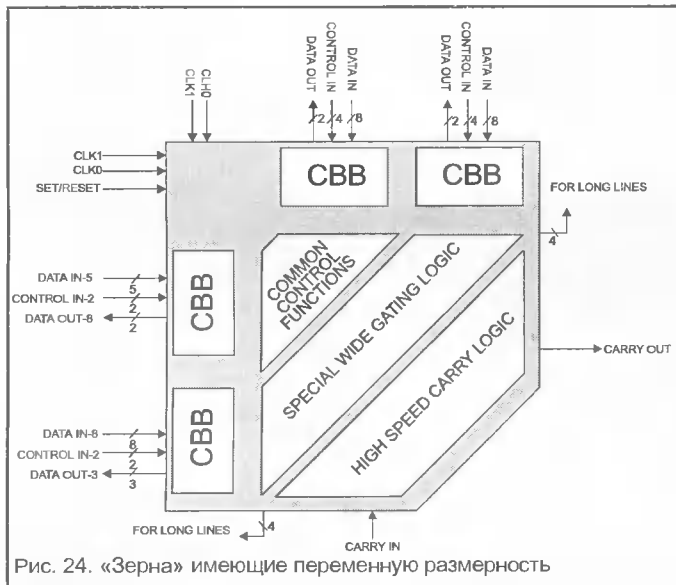


Рис. 24. «Зерна» имеющие переменную размерность

Архитектура ПЛИС Virtex показана на рис. 19.

Отличительной особенностью этих ПЛИС является наличие дополнитель-

ного ресурса для трассировки — VersaRing, позволяющего обеспечить более удобную трассировку входных и выходных сигналов. Так же как, и ПЛИС фирмы Altera, Virtex имеет встроенные блоки памяти. Структура ЛЭ ПЛИС Virtex показана на рис. 20. Еще одним интересным примером FPGA архитектуры являются

ЛЭ. Их архитектура приведена на рис. 22 и 23 соответственно.

ЛБ объединяются в «зерна», имеющие переменную размерность (Variable Grain Block) (рис. 24), тем самым позволяя выполнять локальную трассировку узлов различного размера.

В дальнейшем зерна объединяются с использованием глобальной матрицы соединений.

На этом можно закончить обзор архитектур ПЛИС, хотя, конечно, за рамками этого обзора остался целый ряд достаточно интересных продуктов, например, сверхбыстродействующие ПЛИС фирмы QuickLogic и некоторых других производителей. Однако они пока еще не имеют российских дилеров и потому потеря не столь существенна.

Владимир Стешенко
stshenk@sm.bmstu.ru

Продолжение следует

ПЛИС VF1 фирмы Vantis.

Конфигурируемый ЛБ фирмы Vantis (рис. 21) состоит из комбинационного (CCE) и последовательного (CSE)

Altera объявила о разработке системы на кристалле.

Новый проект фирмы Altera, названный Excalibur, включает в себя сразу три направления. В целом, идея совмещения программируемой логики, памяти и процессорного ядра в одной микросхеме не нова — подобные устройства уже достаточно давно выпускаются такими фирмами, как Atmel, Triscend и другими. Однако практически все существующие на сегодняшний день устройства подобного плана основаны как правило на достаточно слабых 8-разрядных процессорных ядрах, и наличие в них программируемой логики призвано в основном лишь предоставить разработчику большую гибкость при выборе и создании периферийных устройств.

Фирма Altera пошла другим путем: все три ветви семейства Excalibur основываются на достаточно мощных процессорных ядрах: ARM, MIPS и NIOS. В качестве основы программируемой логики при этом взяты устройства серии APEX20K, обладающие огромным объемом, что позволяет в случае ядра NIOS не реализовывать его на кристалле отдельно, а просто загружать в микросхему программируемой логики вместе со всем проектом. Остановимся более подробно на каждой ветви семейства Excalibur.

В качестве решения начального уровня предполагается использование загружаемого 16 или

32-разрядного процессорного ядра NIOS, которое занимает при этом порядка 1100 и 1700 логических ячеек соответственно. Ядро представляет собой RISC-процессор с длиной инструкции 16 бит, способный работать на частотах до 50 МГц. Программно данное ядро поддерживается пакетом GNUPro™ фирмы Cygnus™. Помимо собственно процессорного ядра, Altera предлагает также некоторое количество мегафункций стандартных периферийных устройств, таких как UART, таймер, интерфейс внешней или внутренней памяти и модуль параллельного ввода-вывода. В будущем этот набор планируется значительно расширить, добавив в него контроллер SPI, широтно-импульсный модулятор, контроллеры IDE и SDRAM, а также 10/100Mbit Ethernet MAC. При использовании ядра NIOS совместно со старшими микросхемами семейства APEX20K оно занимает менее 2% ресурсов чипа, что предоставляет разработчику большую гибкость при создании законченной системы на кристалле.

Другим направлением проекта Excalibur является совмещение на одном кристалле процессорного ядра фирмы ARM (ARM922T) с модулями памяти и программируемой логикой семейства APEX20K. Процессорное ядро при этом ре-

ализуется аппаратно и работает на частоте до 166 МГц. Кроме того, на аппаратном уровне реализуются и некоторые количество периферийных устройств: UART, PLL, контроллер внешней памяти (SDR и DDR SDRAM) и прерываний, таймер и сторожевой таймер. Всего планируется выпускать три модификации микросхем, отличающиеся между собой объемом встроенной памяти и объемом ресурсов программируемой логики. Старший чип семейства будет содержать 256 К SRAM, 128 К двухпортовой SRAM, 38400 программируемых логических элементов и 327680 бит встроенных блоков памяти.

И наконец, третьим направлением, по которому будет развиваться проект Excalibur, является использование процессорного ядра MIPS32™ 4Kc™. За исключением разницы в используемом ядре (также функционирующем на частоте 166 МГц), все детали аналогичны предыдущему случаю.

В целом, использование новых устройств фирмы Altera позволит разработчикам реализовывать достаточно сложные цифровые устройства фактически на одной микросхеме. Единственным непонятным вопросом на сегодняшний день остается цена новых чипов, однако хочется надеяться, что она не превысит сумму по отдельности цен входящих в них компонентов.

(Окончание, начало № 2/2000)

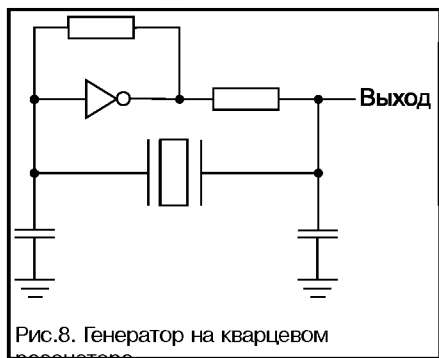
Генераторы прямоугольных импульсов на микросхемах КМОП

Генератор КМОП на кварцевом резонаторе

На рис. 8 показан генератор, состоящий из активного элемента – инвертора – и пассивного элемента – кварцевого резонатора. Вместо одного инвертора можно поставить любое нечетное количество инверторов. Наиболее высокая частота, с которой может работать эта схема, ограничена временем задержки на инверторе.

Рассмотрим, как присутствие кварце-

вого резонатора влияет на работу схемы. Эквивалентная схема кварцевого резонатора показана на рис. 9.



В этой схеме емкость C_A обычно равна емкости C_B и суммарная емкость двух конденсаторов приближается к 64 пФ. Уравнение полного импеданса резонатора выглядит примерно так:

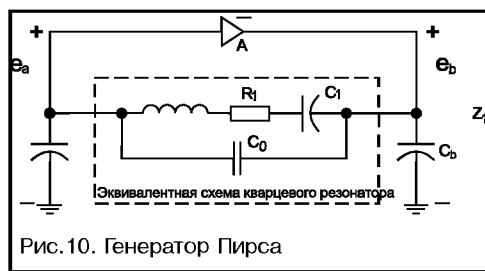


Рис. 10. Генератор Пирса

$$Z_L = X_C^2 / R_L$$

где $X_C = -j/\omega C_B$, а R_L – последовательное сопротивление резонатора, показанное в таблице 1;

$$\omega = 2\pi F$$

F – частота осцилляции.

Отношение входного напряжения генератора к выходному можно разделить по формуле:

$$e_A/e_B = \omega C_B / \omega C_A = C_B/C_A$$

При требуемой частоте сдвиг фазы сигнала в цепи должен быть 360° , а коэффициент усиления – не менее чем 1:

$$A_A \cdot A_F \geq 1,$$

где A_A – коэффициент усиления инвертора, а A_F – коэффициент усиления цепи резонатора,

$$A_F = e_A/e_B$$

Например, если нужен генератор частоты 2 МГц, то $R_L = 100$ Ом (см. таблицу 1); если резонатору нужна нагрузка 64 пФ, то емкость $C_A = C_B = 64$ пФ. Общая нагрузка цепи резонатора будет равна

$$Z_L = (1/2\pi(2 \text{ МГц})(64 \text{ пФ})^2) / 100 = 16 \text{ кОм}.$$

Схема на инверторе КМОП и кварцевом резонаторе

Инвертирующие вентили КМОП бывают двух типов:

- небуферизованные вентили, которые содержат только один инвертирующий блок; коэффициент уси-

ления напряжения A_A равен нескольким сотням;

- буферизованные вентили, содержащие три инвертора; коэффициент усиления напряжения A_A – более 10 000; буферизованные вентили хороши тем, что они имеют большой коэффициент разветвления по выходу, то есть могут подавать сигнал на большое количество входов; соответственно, потребляемый ток у них больше.

В качестве генераторов могут быть использованы как буферизованные, так и небуферизованные вентили с одной небольшой разницей в схеме: значения R_2 или C_B для схемы с буферизованными инверторами должны быть увеличены в десять или более раз. Это увеличит падение напряжения в петле обратной связи, что желательно, так как коэффициент усиления буферизованного инвертора выше.

Конденсаторы C_A и C_B играют роль нагрузочной емкости кварцевого резонатора. Большинство резонаторов требует нагрузки от 20 до 32 пФ. Такая нагрузка заставит резонатор работать на нормальной частоте. Изменение нагрузочной емкости повлечет за собой изменение частоты осцилляции. В большинстве случаев производители указывают в документации номиналы конденсаторов, которые необходимы для работы резонатора на нормальной частоте (за исключением случаев, когда таких конденсаторов не требуется вообще).

В схеме, показанной на рис. 11, сопротивление R_F необходимо, чтобы сдвинуть напряжение на входе усилителя в линейную область усиления. Это даст гарантию, что схема заработает при включении. Резистор R_2 увеличивает импеданс цепи, с тем чтобы вместе с конденсатором C_B увеличить фазовый сдвиг. Это нужно для того, чтобы генератор заработал на нужной, а не на большей частоте. Резистор также изолирует выход инвертора от цепи резонатора и этим сохраняет прямоугольную форму импульса. Номинал резистора должен

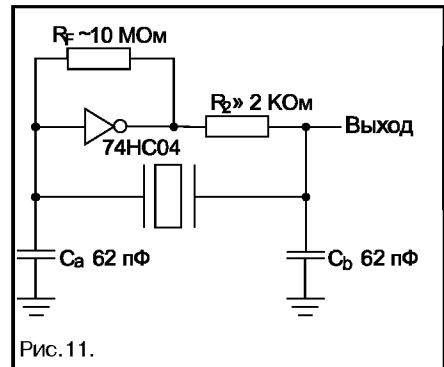


Рис. 11.

быть примерно равен импедансу нагрузки Z_L , который можно вычислить по приведенной выше формуле.

Практика показывает, что небуферизованные вентили работают более устойчиво. Снижения потребления энергии можно добиться, если усилить обратную связь так, чтобы инвертор работал только в линейной области усиления.

Работа генератора на больших

Таблица 1

Параметр	Обозн.	Ед. изм.
Напряжение питания (В) не более	V_s	29
Выходное напряжение (В)	V_o	17-21
Ток нагрузки (мА) не более	I_L	35
Выходное сопротивление (Ом)	R_L	150-300
Мощность рассеяния (Вт)	P	0,4
Тепловое сопротивление ($^\circ\text{C}/\text{Вт}$)	R_T	160

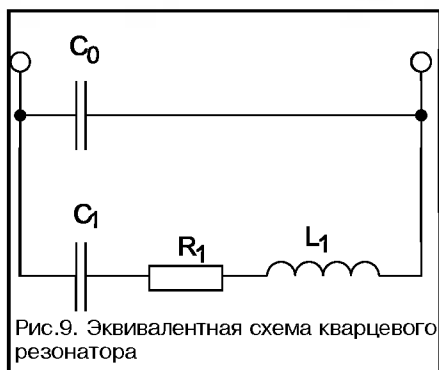


Рис. 9. Эквивалентная схема кварцевого резонатора

Генератор Пирса – одна из наиболее популярных схем. Она является основной практически всех генераторов на одном вентиле. На рис. 10 сигнал, идущий со входа усилителя на выход, сдвигается на 180° .

связь так, чтобы инвертор работал только в линейной области усиления.

Работа генератора на больших частотах

Сдвиг фазы на инверторе можно вычислить по формуле

Сдвиг Фазы = Частота x Время Задержки x 360°.

При описании работы генератора Пирса предполагалось, что сдвиг фазы сигнала на инверторе составляет 180° и задержка сигнала на вентиле не учитывалась. Но при высоких частотах задержка сигнала занимает существенное

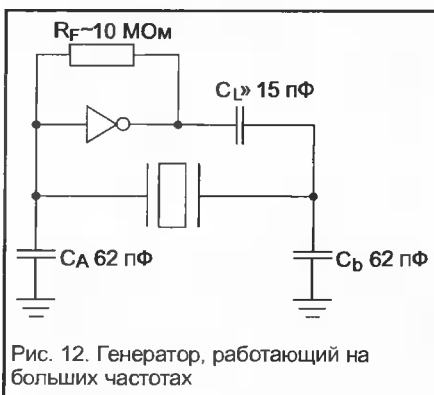


Рис. 12. Генератор, работающий на больших частотах

время, и сдвиг фазы может не составлять 360°. В этом случае резистор R_2 лучше заменить конденсатором небольшой емкости, которая должна быть примерно равна $1/\omega C$ ($\omega = 2\pi f$), но в любом случае не меньше 15 пФ (рис. 12).

Улучшение стабильности работы генератора

Если необходим генератор, работающий очень стабильно, особенно в случае с использованием буферизованных вентилях, то его можно собрать по схеме, показанной на рис. 13.

На этой схеме емкость конденсаторов C_A и C_B увеличена, для того чтобы частота не зависела от температуры вентиля и напряжения питания. Конденсатор

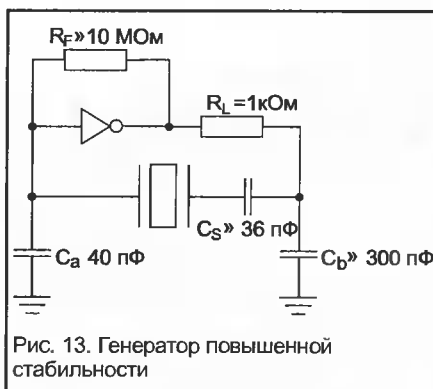


Рис. 13. Генератор повышенной стабильности

тор малой емкости, включенный последовательно с кварцевым резонатором, работает как нагрузка резонатора и изолирует резонатор от выхода инвертора.

Генераторы, работающие на частотах обертонов

При создании генератора высоких частот можно использовать резонаторы, работающие не на своей основной частоте, а на повышенных частотах, или обертонах. Недостаток этого метода – меньшая стабильность частоты. При этом необходимо подавить основную частоту резонатора. Это можно сделать с помощью параллельно подключенной катушки индуктивности.

Схема, показанная на рис. 14, работает в параллельном режиме так же,

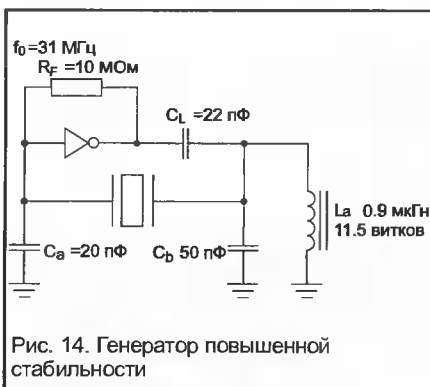


Рис. 14. Генератор повышенной стабильности

как и генератор Пирса. Резонансная цепь L_A , C_B , совместно с конденсатором C_L , настраивается так, чтобы подавить основную частоту. Обертоны не всегда кратны основной частоте. Обычно они указываются в документации.

Практические рекомендации

R_F : Сдвигает уровень напряжения в линейную область усиления. Номинал должен быть как можно больше.

R_L : Изолирует выход инвертора от остальной части схемы. Увеличение сдвига фазы. Сопротивление резистора должно быть равно входному импедансу цепи резонатора. Увеличение сопротивления ослабляет обратную связь и увеличивает стабильность частоты.

C_B : Один из нагрузочных конденсаторов для кварцевого резонатора. Емкость конденсатора C_B обычно вдвое больше нагрузочной емкости. Увеличение емкости усиливает обратную связь.

C_A : Один из нагрузочных конденсаторов для кварцевого резонатора. Емкость конденсатора C_A обычно вдвое больше нагрузочной емкости. Увеличение емкости усиливает обратную связь.

C_L : Используется вместо R_L в схемах с высокой частотой. Величина должна быть примерно равной импедансу цепи резонатора и ее лучше подбирать экспериментально.

Не следует добиваться большого коэффициента усиления в инверторе. Чрезмерное усиление ведет к нестабильной работе цепи и к тому, что генератор не будет управляться кварцевым резонатором.

При создании генератора нужна уверенность, что он будет работать даже в самых неблагоприятных условиях. Для этого можно подключить резистор последовательно резонатору.

Можно быстро проверить стабильность работы генератора, изменяя напряжение питания. Для вентилях КМОП изменение напряжения питания с 2,5 до 6 В дает изменение частоты не более чем на 10 PPM.

Вадим Стрижов,
strijov@ccas.ru

(Продолжение, начало № 2/2000)

Инструментальные усилители

Архитектура прецизионных инструментальных усилителей

Структура на двух ОУ

Минимальное количество ОУ, позволяющее удовлетворить требованиям к прецизионным ИУ, – два. В такой схеме (рис. 2) подачи напряжения V_{REF} уровень выходного сигнала при нулевом дифференциальном сигнале можно сместить от нуля вверх или вниз, что бывает необходимо в мостовых схемах с тензотрами и термометрами сопротивления.

Входное сопротивление по обоим входам достаточно высокое, и CMRR до частот, где начинает сказываться частотная зависимость усилителя $A1$, не зависит от асимметрии сопротивления источника. Ещё одним преимуществом схемы является возможность в широких пределах изменять коэффициент усиления G одним резистором.

$$\text{Если } \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \text{ и } V_{IN} = V_{in}^+ - V_{in}^-, \text{ то}$$

$$\text{усиление } G = \frac{V_{out}}{V_{IN}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{2R_2}{R_G};$$

$$CMR \leq 20 \log_{10} \left| \frac{G}{R_2/R_1 - R_3/R_4} \right|.$$

Зависимость подавления синфазного сигнала от точности подгонки пар резисторов R_2/R_1 и R_4/R_3 здесь остаётся. Другим недостатком схемы является зависимость величины допустимого синфазного входного сигнала от усиления, так как $A1$ усиливает этот сигнал в $(R_1 + R_2)/R_1$ раз. Если максимальное V_{OH} и минимальное V_{OL} значения выходных напряжений на выходах $A1$ и $A2$ одинаковы, размах допустимого на входе синфазного напряжения V_{SF} составляет $V_{SF} = (1 - 1/G)(V_{OH} - V_{OL})$, т.е. уменьшается с уменьшением G . В последнее время всё чаще используется однополярное пита-

ние, при котором обычные ИУ по схеме рис. 2 не могут работать с входными напряжениями, близкими к земляной шине. Для этого необходимо дополнительное смещение входов. Одно из решений – введение на входы дополнительных каскадов с общим эмиттером на PNP транзисторах, напряжение база-эмиттер которых, составляющее порядка 0,5 В, создаёт такое смещение (рис. 3). ИУ AD627, использующий такое решение, работает при однополярном питании с входными напряжениями от более отрицательного, чем земляная шина, на 0,1 В до меньшего напряжения питания на 1 В.

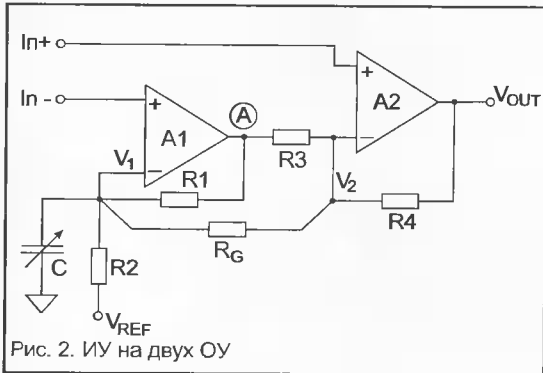


Рис. 2. ИУ на двух ОУ

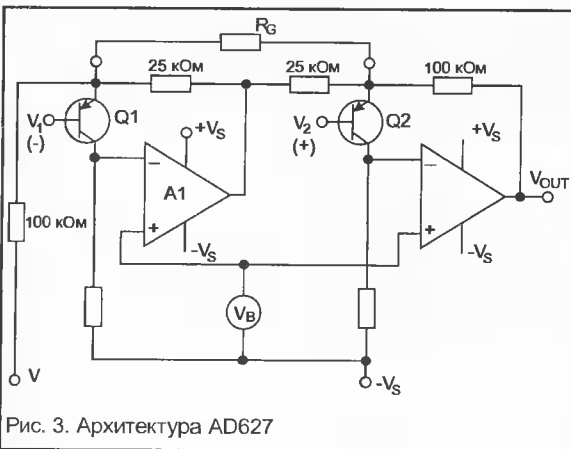


Рис. 3. Архитектура AD627

Достоинствами схемы на базе двух ОУ являются простота и малое потребление по питанию. Например, ИУ типа INA125 с встроенным опорным источником напряжения 1,25 В при однополярном питании 2,7 В потребляет всего 460 мкА. Такая же структура использована и в ИУ со стабилизацией переключателем LTC1100, малощумящих LTC1101 и LTC1102 с входными каскадами на полевых транзисторах. Схема (рис. 2) бывает полезна, когда требуются входные параметры, не достижимые стандартными ИУ. Например, чрезвычайно малые входные токи.

«Классическая» схема на трёх ОУ

Наиболее распространенной схемой ИУ является «классическая» схема на трёх ОУ (рис. 4). Комбинация A3 и R3...R6 представляет собой схему простого вычитателя (рис. 5). К ней добавлен первый каскад на A1, A2 и R1, R2 и RG с симметричным входом с высоким импедансом.

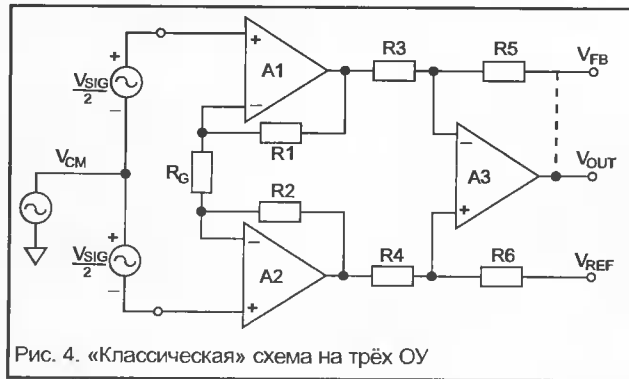


Рис. 4. «Классическая» схема на трёх ОУ

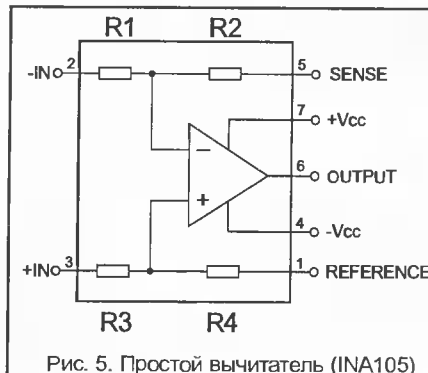


Рис. 5. Простой вычитатель (INA105)

Первый и второй каскады, соответственно, имеют усиление по дифференциальному сигналу $G_1 = (R_1 + R_2) / R_G$ и $G_2 = R_5 / R_3$.

Как можно видеть на рис. 4, для синфазного сигнала первый каскад является повторителем, т.е. его усиление равно единице. Следовательно, коэффициент подавления синфазного сигнала будет увеличиваться пропорционально усилению первого каскада по дифференциальному сигналу. Второй каскад с дифференциальным входом на A3 добавит свое подавление синфазного сигнала. В целом, подавление синфазного сигнала зависит от согласования резисторов как в первом, так и втором каскадах:

$$CMMR \leq 20 \log_{10} \times \left| \left(1 + \frac{R_1}{R_G} \right) \frac{R_5}{R_3} - \left(1 + \frac{R_2}{R_G} \right) \frac{R_6}{R_3} \left(\frac{R_5 + R_3}{R_5 + R_6} \right) \right|$$

Следует обратить внимание, особенно при высоком усилении первого каскада, что на входе второго каскада действует сумма полного синфазного входного сигнала и половины усиленного первым каскадом дифференциального, которая не должна превышать максимально допустимое входное напряжение второго каскада по синфазному напряжению. Например, при усилении первого каскада 1000, дифференциальным сигналом 10 мВ и максимальном напряжении второго каскада по синфазному сигналу 10 В, максимально допустимый синфазный сигнал для усилителя в целом не должен превышать 5 В. Коэффициент усиления может быть изменён только одним резистором R_G . Смещение начального уровня выходного сигнала подачей напряжения

U_{REF} также не вызывает никаких проблем. Схема может выполняться на ОУ с полевыми и биполярными входными каскадами. Чаще используются биполярные входные каскады на «супербета» транзисторах, позволяющих получить более высокое значение CMMR, меньший дрейф и дрейф входного напряжения и даже меньший температурный дрейф входных токов.

Пример такого высококачественного ИУ – INA115BU. При усилении более 100 он имеет типичное значение CMMR 120 дБ; сдвиг входного уровня по напряжению $\pm 10 + 20/G$ мкВ при температурном дрейфе $\pm 0,1 + 0,5/G$ мкВ/°C; входной ток 0,5 нА при температурном дрейфе 8 пА на °C.

ИУ с применением базовых узлов монолитных аналоговых интегральных схем

Упрощённая схема такого ИУ представлена на рис. 6. Она весьма распространена и использована, в частности, в INA118 и, с некоторыми вариациями, во многих других. Это модификация рассмотренной выше схемы (рис. 4) с тремя ОУ и нередко на упрощённых схемах в справочных руководствах изображается так же. Усиление выходного каскада на A3 обычно 1; основное усиление получается на входном усилителе, включающем входные транзисторы и усилители A1 и A2. Необходимое значение усиления ИУ в целом, как и в схеме на рисунке 4, устанавливается одним резистором R_G , который может быть как внешним (INA118), так и внутренним (AD524). Входные транзисторы работают на высокоомную нагрузку, определяемую источником тока в коллекторе и входным сопротивлением усилителя A1 или A2 соответственно, что создаёт очень высокое усиление при разомкнутой обратной связи, например для AD524 – до $3 \cdot 10^8$. При замыкании петли обратной связи запас усиления в ней позволяет установить коэффициент усиления, точно соответствующий отношению резисторов на выходе A1 и A2 к R_G . Даже при усилении 1000 его погрешность для AD524 не превышает 0,03%. Схема входного транзисторного каскада, содержащего минимум элементов, позволяет получить очень низкие шумы по напряжению, тем более что при увеличении усиления значение другого источника шумов – R_G – снижается. При усилении 1000 у INA118 это 10, а у AD524 даже 7 нВ/. Структура имеет и хорошие частотные характеристики. Например, у AD524 произведение полосы на усиление составляет 25 МГц. Для снижения входных токов начальные их значения I_s и I_g подаются от внутренних источников тока. Ещё одной особенностью является защита входов от перенапряжений с помощью полевых транзисторов. Наиболее распространённый способ такой защиты – это включение на входы ограничительных резисторов. Но они являются источником до-

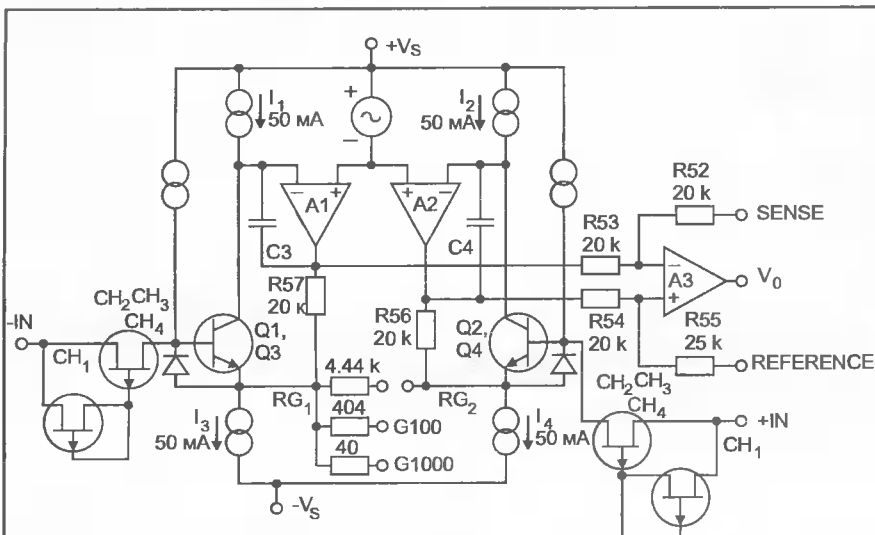


Рис. 6. Архитектура ИУ с использованием базовых узлов монокристаллических аналоговых ИС

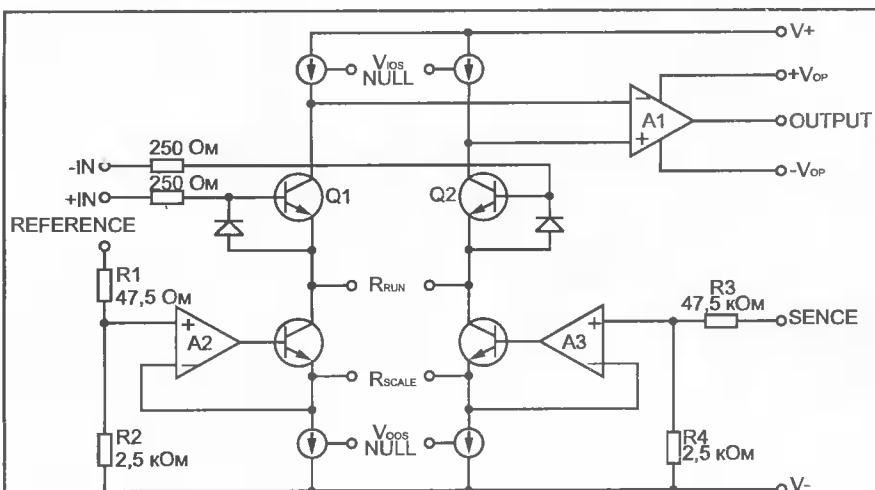


Рис. 7. Архитектура монолитного ИУ с токовой обратной связью (AD524, INA118)

полнительных шумов, особенно если необходимо защитить устройство от значительных перенапряжений. При нормальном режиме канал CH2 ведёт себя как резистор с небольшим сопротивлением, обычно 1...3 кОм. При превышении поло-

жительным входным напряжением значения напряжения отсечки он переходит в режим ограничения тока канала. Так как при этом CH1 ведёт себя как малое сопротивление, поддерживая на затворе CH2 напряжение входа, вследствие чего ток канала последнего стремится к значению тока насыщения при затворе, соединённом с истоком. При отрицательном перенапряжении в режиме ограничения тока при затворе, соединённом с истоком, переходит CH1. Его ток насыщения значительно меньше, чем у CH2. Теперь роль стока последнего играет вывод, подсоединённый к входу, а сам он работает с прямо смещённым током CH1 затвором. При этом он также ведёт себя как поле-

вой транзистор, т.е. ограничивает ток канала, хотя значение этого тока выше. Обычные значения перенапряжений, от которых защищает такая схема от, 40 В (INA118) до 60 В (AD524) при токе перегрузки по входу 1,5...5 мА.

ИУ с токовой обратной связью

Как известно, динамические характеристики структур с обратной связью по току имеют ряд преимуществ, в частности, высокую скорость нарастания сигнала, большую пропускную способность, мало зависящую от усиления и амплитуды сигнала. Такая архитектура, позволяющая также сохранять очень высокое значение CMMR при изменении коэффициента усиления в широком диапазоне, представлена на рис. 7. Она применена в AMP-01. Разность входных напряжений через Q1 и Q2 передается на R_{GAIN} , приводя к разбалансу A1, который через цепь обратной связи, включающую A3, восстанавливает баланс с помощью изменения токов через Q3 и Q4 в противоположную сторону. Необходимое для этого напряжение определяется масштабным резистором R_{SCALE} . Их отношение определяет усиление ИУ. Для AMP-01 усиление равно $20 R_{SCALE} / R_{GAIN}$ и может устанавливаться в пределах от 0.1 до 10000. Типичное значение CMR для AMP-01E – более 100 дБ при усилении 1...1000. При нелинейности, соответствующей погрешности в 13 разряде в этих же границах усиления, погрешность при усилении 1000 может снижаться до единицы 16-го разряда. Здесь также предусмотрена раздельная регулировка смещения нуля во входной (V_{IOS}) и выходной (V_{OOS}) части схемы.

Гальваническая изоляция ИУ

Для применений, где синфазный сигнал или смещения входов относительно выхода по постоянному напряжению значительно превышают напряжения питания или по правилам безопасности (медицина) необходима их высоковольтная изоляция, необходимо использование ИУ с гальванической изоляцией. Сейчас в виде микросхемы выпускается только один такой ИУ – ISO175 (Burr-Brown). Здесь "классический" ИУ отделен от выходной части схемы гальваническим барьером (рис.8). Сигнал входной части преобразуется в широко-модулированный импульсный, передается через изолирующий барьер с гарантированной электрической прочностью 1500 В на 60 Гц и демодулируется. Использование гальванической изоляции значительно увеличивает подавление синфазного сигнала постоянного тока – 160 дБ, но из-за паразитных емкостных связей практически не дает выигрыша уже на 60 Гц – 115 дБ. Поскольку главным ограничением полосы пропускания является процесс модуляции-демодуляции, ее значение мало зависит от усиления: 60 Гц при 1 и 50 при 100. Для гальванической развязки других ИУ необходимо последовательно с ними включить один из выпускаемых изолирующих усилителей. Последние, как правило, имеют на изолированной стороне выходы питания, от которых может получить питание ИУ.

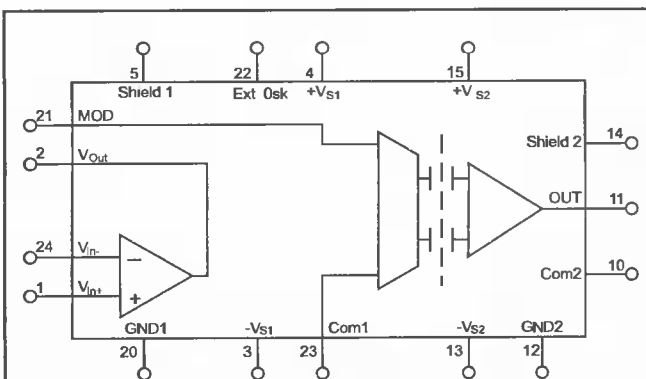


Рис. 8. ИУ с гальванической изоляцией входов и выходов (ISO175)

Валерий Авербух
electro-vm@vniims.ru

Продолжение следует

(Продолжение. Начало - № 1, 2/2000)

Датчики температуры

Мы продолжаем публикацию перевода 7 главы замечательного учебника "Practical Design Techniques For Sensor Signal Conditioning", созданного специалистами фирмы Analog Devices. В предлагаемом материале авторы подробно останавливаются на полупроводниковых температурных сенсорах.

Полупроводниковые температурные датчики

Современные полупроводниковые датчики температуры характеризуются высокой точностью и линейностью в диапазоне температур от -55 до +150°C. Встроенные усилители могут приводить коэффициент преобразования датчика до значений порядка 10 мВ/°C. Эти устройства широко используются в узлах компенсации холодного спая для термпар, работающих в широком температурном диапазоне.

В основе работы всех полупроводниковых температурных датчиков лежит соотношение между коллекторным током биполярного транзистора и напряжением, приложенным к переходу база-эмиттер:

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right)$$

где: k - постоянная Больцмана, T - абсолютная температура, q - заряд электрона, I_S - ток, зависящий от геометрии и температуры перехода. (Это соотношение справедливо начиная с нескольких сотен милливольт и не учитывает некоторые тонкие эффекты).

Если мы возьмем N транзисторов, идентичных первому (см. рис. 19) и предположим, что I_C - общий ток коллектора, поровну распределен между всеми транзисторами, то обнаружим, что новое значение напряжения база-эмиттер будет определено соотношением:

$$V_N = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_C}{N \cdot I_S} \right)$$

Ни одна из этих цепей не используется в качестве самостоятельного датчика из-за сильной температурной зависимости

тока I_S , но если мы пропустим равные токи через один биполярный транзистор и через N идентичных ему, то разность между этими двумя база-эмиттерными напряжениями пропорциональна абсолютной температуре и не зависит от I_S .

$$\Delta V_{BE} = V_{BE} - V_N = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) - \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_C}{N \cdot I_S} \right)$$

$$\Delta V_{BE} = V_{BE} - V_N = \frac{kT}{q} \left[\ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) - \ln \left(\frac{I_C}{N \cdot I_S} \right) \right]$$

$$\Delta V_{BE} = V_{BE} - V_N = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{\left(\frac{I_C}{I_S} \right)}{\left(\frac{I_C}{N \cdot I_S} \right)} \right) = \frac{kT}{q} \ln(N)$$

Цепь, показанная на рис. 20, описывается приведенным выше соотношением и известна как ячейка Брока (Brokaw Cell). Напряжение $\Delta V_{BE} = V_{BE} - V_N$ приложено к резистору R_2 . Ток эмиттера Q_2 определяется как $\Delta V_{BE} / R_2$. Примерно этой же величины равен и коллекторный ток I_2 этого транзистора. Протекая через резистор R , он создает на нем падение напряжения, равное $\Delta V_{BE} \cdot R / R_2$, следовательно, напряжение на инвертирующем выводе ОУ равно $V_{инв} = V_N - \Delta V_{BE} \cdot R / R_2$. Напряжение на неинвертирующем выводе равно той же величине с точностью до десятков микровольт, а поскольку в коллекторе Q_1 установлен резистор, имеющий все тот же номинал R , то токи I_1 и I_2 оказываются равными. Они суммируются на резисторе R_1 . Падение напряжения на нем пропорционально абсолютной температуре (PTAT) и определяется формулой:

$$V_{PTAT} = \frac{2R_1(V_{BE} - V_N)}{R_2} = 2 \frac{R_1}{R_2} \frac{kT}{q} \ln(N).$$

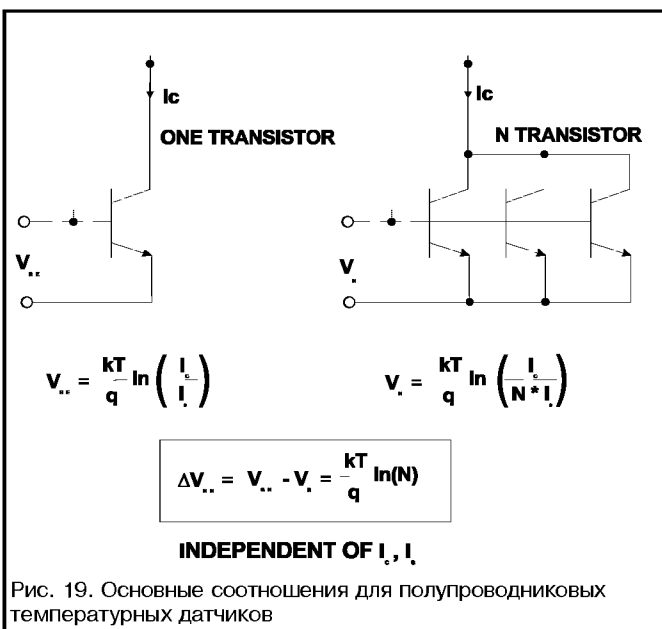
Опорное напряжение, вырабатываемое ячейкой $V_{BANDGAP}$, снимается с базы Q_1 и является суммой $V_{BE}(Q_1)$ и V_{PTAT} . Как и V_{PTAT} , $V_{BE}(Q_1)$ также линейно зависит от абсолютной температуры, но с ростом ее падает (в оригинале эта зависимость названа комплементарной к абсолютной температуре, CTAT). Сумма V_{PTAT} и V_{CTAT} при определенных значениях отношения R_1/R_2 и N оказывается не зависящей от температуры (когда отношение R_1/R_2 и N таково, что напряжение на выходе ОУ равно 1,205 В). Описанная цепь является базовой и наиболее часто используемой в схемотехнике полупроводниковых термодатчиков.

Термодатчики с выходом по току и по напряжению

Концепция, реализованная при построении вышеописанной ячейки Брока, может использоваться в качестве базовой для различных интегральных температурных датчиков, формирующих на выходе температурно зависимые токи или напряжения. AD592 и TMP17 (рис. 21) являются датчиками тока с крутизной преобразования 1 мкА/К. Эти сенсоры не требуют дополнительной калибровки и выпускаются с несколькими градациями точности. AD592 выпускается в трех вариантах. Самый точный (AD592CN) имеет максимальную погрешность при 25°C всего $\pm 0,5^\circ\text{C}$ и не более $\pm 1,0^\circ\text{C}$ во всем диапазоне температур от -25 до +105°C. Нелинейность не превышает $\pm 0,35^\circ\text{C}$. TMP17 выпускается в двух вариантах. Более точный (TMP17F) имеет максимальную погрешность при 25°C не более $\pm 2,5^\circ\text{C}$ и не более $\pm 3,5^\circ\text{C}$ при температурах от -40 до +105°C. Типовая нелинейность - $\pm 0,5^\circ\text{C}$. AD592 выпускается в корпусе TO-92, а TMP17 - в SO-8. В некоторых случаях желательно чтобы выходное напряжение температурного датчика было бы зависящим от напряжения питания. AD22103 (рис. 22) имеет выходное напряжение, обратно пропорциональное питающему (номинальное значение 3,3 В) в соответствии с уравнением:

$$V_{OUT} = \frac{V_S}{3.3} \cdot V \cdot \left(0.25V + \frac{28\text{mV}}{^\circ\text{C}} \cdot T_A \right).$$

Схема, показанная на рис. 22 использует питание AD22103 как опорное для АЦП, таким образом, пропадает необходимость в дополнительном источнике опорного напряжения. AD22103 специфицируется в диапазоне от 0°C до 100°C и имеет точность лучше чем $\pm 2,5^\circ\text{C}$ и линейность лучше чем $\pm 0,5^\circ\text{C}$.



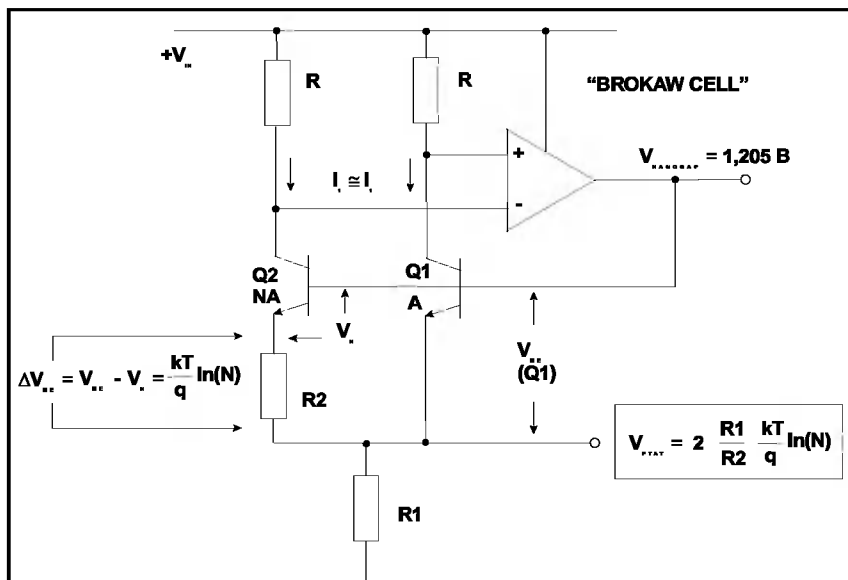
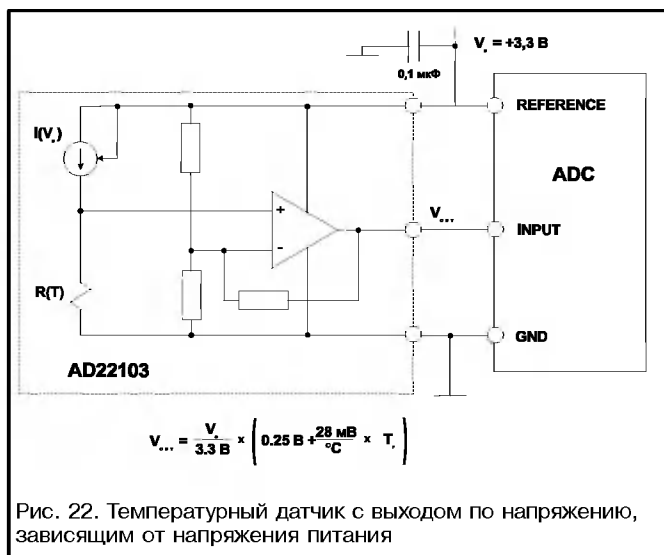
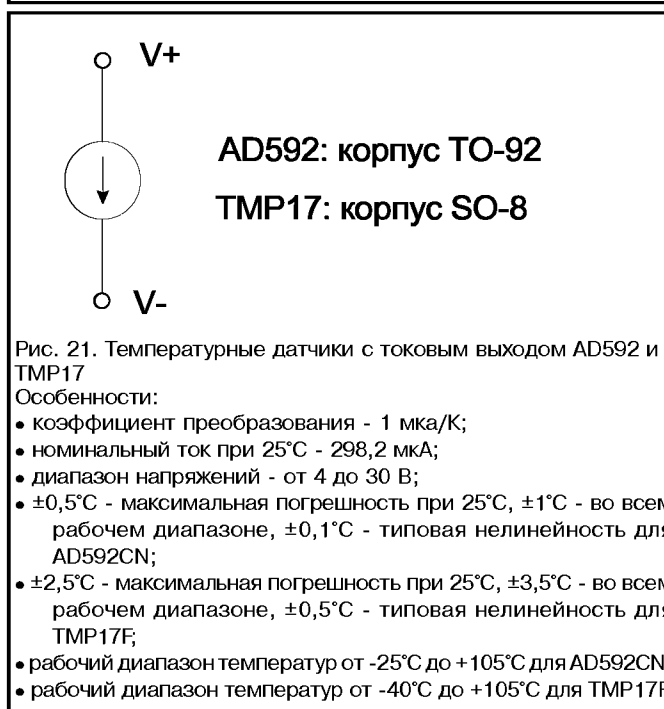


Рис. 20. Классический температурный датчик (ячейка Брока)



TMP35/TMP36/TMP37 - низковольтные (2,7 В...5,5 В) температурные датчики с крутизной преобразования 10 мВ/°C (TMP35/36) или 20 мВ/°C (TMP37), выпускаемые в корпусах SOT-23 (5-pin), SO-8 или TO-92 (рис. 23). Ток потребления их менее 50 мкА, что обеспечивает крайне низкое собственное тепловыделение (вносимая погрешность менее чем 0,1°C в неподвижном воздухе). Режим пониженного потребления (shutdown) характеризуется еще более низким током - до 0,5 мкА.

TMP35 вырабатывает на выходе 250 мВ при температуре +25°C и работает в диапазоне от +10 до +125°C. TMP36 вырабатывает на выходе 750 мВ при 25°C, работая от -40 до +125°C. И TMP35, и TMP36 имеют крутизну преобразования 10 мВ/°C. TMP37 предназначена для применения в режиме от +5 до +100°C, обеспечивая крутизну преобразования 20 мВ/°C и выходное напряжение 500 мВ при +25°C.

ADT45/ADT50 - температурные датчики напряжения, упакованные в корпус SOT-23-3, работающие при напряжениях от 2,7 до 12 В (рис. 24). Эти приборы специфицированы в диапазоне от -40 до +125°C. Крутизна преобразования

обеих микросхем - 10 мВ/°C. Типовые значения точности калибровки - ±1°C при +25°C и ±2°C в диапазоне от -40 до +125°C. ADT45 вырабатывает 250 мВ на выходе при +25°C и применяется при температурах от 0°C до +100°C. ADT50 обеспечивает 750 мВ при +25°C и работоспособна от -40 до +125°C.

Если ADT45/ADT50 термически защищены, то они могут использоваться для любых температурных измерений при условии, что температура окружающей среды лежит в диапазоне от -40 до +125°C. Если они находятся в хорошем тепловом контакте с поверхностью или приклеены к ней, температура их будет отличаться от температуры поверхности не более чем на 0,01°C. Следует обратить внимание на то, что любые провода, идущие к датчику, действуют на него как тепловые трубы, внося погрешность, если окружающая датчик среда не изотермична. Во избежание этого лучше всего нанести на идущие к сенсору провода и на его выводы каплю термopроводящей эпоксидной смолы. Это застрахует ADT45/ADT50 от ошибок за счет влияния температуры окружающей среды.

В корпусе SOT-23-3, тепловое сопротивление переход-корпус (junction-to-case) θ_{JC} равно 180°C/Вт. Тепловое сопротивление корпус-окружающая среда (case-to-ambient) θ_{CA} является разностью между θ_{JA} и θ_{JC} и определяется термическими характеристиками соединений (провода, дорожки платы, припой и т. д.). В отсутствие обдува, когда датчик припаян к плате, θ_{JA} составляет 300°C/Вт. Рассеиваемая датчиком мощность P_D определяется приложенным к нему напряжением и потребляемым током (включая ток, текущий в нагрузку). Она выделяется в виде тепла и увеличивает температуру датчика в сравнении с температурой окружающей среды. При этом температура датчика будет равна:

$$T_J = P_D(\theta_{JC} + \theta_{CA}) + T_A.$$

Таким образом, рост температуры припаянного к плате ненагруженного ADT45/ADT50 (в корпусе SOT-23-3) при отсутствии обдува, температуре среды 25°C и 5-вольтовом питании с потреблением 60 мкА ($P = 300$ мкВт) составляет менее чем 0,09°C. С целью предотвращения возрастания температуры датчика важно снижать ток нагрузки, всегда поддерживая его менее 100 мкА.

Отклик на скачкообразное изменение температуры у ADT45/ADT50 определяется тепловыми сопротивлениями, массой и теплоемкостью кристалла и корпуса. Термическая масса корпуса зависит от того, находится ли он в контакте с чем-то помимо окружающей атмосферы. Практически во всех случаях термическая масса корпуса является фактором, ограничивающим быстродействие термодатчика, и в описании может быть представлена при помощи некоторой постоянной времени однополюсной цепи. Термическая масса нередко рассматрива-

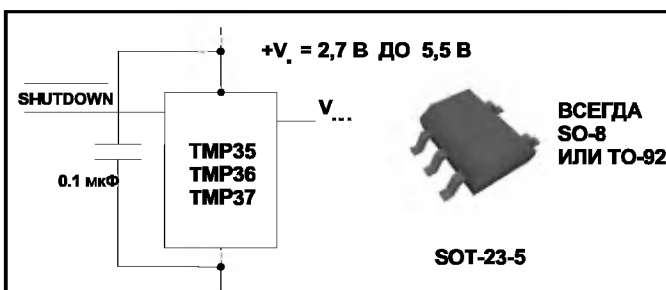


Рис. 23. Температурные датчики с выходом по напряжению и режимом пониженного потребления

Особенности:

- выходное напряжение:
 - а) для TMP35: 250 мВ при 25°C, 10 мВ/°C, рабочий диапазон температур от +10°C до +125°C;
 - б) для TMP36: 750 мВ при 25°C, 10 мВ/°C, рабочий диапазон температур от -40°C до +125°C;
 - в) для TMP37: 500 мВ при 25°C, 20 мВ/°C, рабочий диапазон температур от +5°C до +100°C;
- $\pm 2^\circ\text{C}$ - типовая погрешность во всем рабочем диапазоне;
- $\pm 0,5^\circ\text{C}$ - типовая нелинейность;
- рабочий диапазон температур от -40°C до +125°C;
- потребляемый ток 50 мкА в рабочем режиме, 0,5 мкА в режиме пониженного потребления).

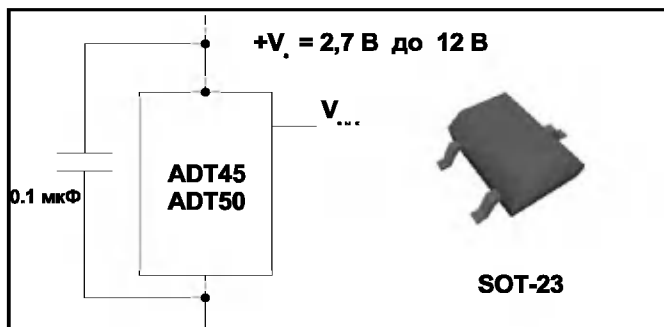


Рис. 24. Температурные датчики ADT45/ADT50 с выходом по напряжению

Особенности:

- выходное напряжение:
 - а) для ADT45: 250 мВ при 25°C, 10 мВ/°C;
 - б) для ADT50: 750 мВ при 25°C, 10 мВ/°C;
- $\pm 2^\circ\text{C}$ - типовая погрешность во всем рабочем диапазоне;
- $\pm 0,5^\circ\text{C}$ - типовая нелинейность;
- рабочий диапазон температур от -40°C до +125°C;
- потребляемый ток 60 мкА.

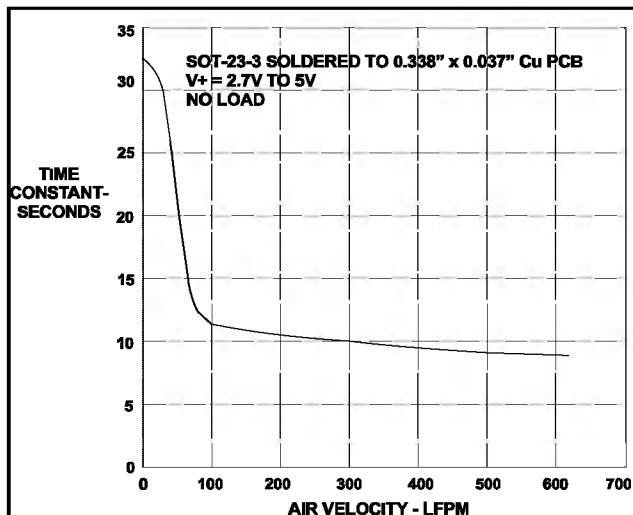


Рис. 25. Постоянная времени температурного датчика в корпусе SOT-23-3 как функция скорости воздушного потока.

ется как термический эквивалент электрической емкости.

Постоянная времени термодатчика определяется как время, необходимое ему для того, чтобы достичь уровня 63,2% от установившегося значения выходного сигнала при скачкообразном изменении температуры. Рис. 25 показывает зависимость постоянной времени датчиков серий ADT45/ADT50 в корпусе SOT-23-3, припаянных к плате с медными проводниками, имеющей размеры 0,338(0,303 дюйма, от скорости обдувающего его воздушного потока. Отметим быстрое падение (от тридцати двух секунд до двенадцати) при изменении скорости движения воздуха от нуля (стоячий воздух) до ста футов в минуту (LFPM). Для сравнения, постоянная времени ADT45/ADT50 в бурлящей масляной ванне меньше, чем одна секунда, что подтверждает, что важную часть этой константы зависит от свойств корпуса.

Вывод питания этих датчиков должен шунтироваться на общий провод при помощи керамического конденсатора емкостью 0,1 мкФ, имеющего очень короткие отводы (например, конденсатора для поверхностного монтажа) и, по возможности, расположенного как можно ближе к выводу питания. Так как эти термодатчики работают при очень маленьких токах, они могут подвергаться очень сильному электрическому воздействию помех, идущих из окружающей среды, в связи с чем очень важно минимизировать эффекты EMI/RFI. Эффект от RFI на этих датчиках обнаруживается как аномальное изменение постоянного напряжения на выходе при фильтрации от высокочастотных шумов от внутренних проводников и кристалла ИС. В тех случаях, когда датчики используются в условиях высокочастотного излучения или помех от передатчиков, танталовый электролитический конденсатор достаточной емкости ($> 2,2 \text{ мкФ}$), установленный параллельно керамической емкости 0,1 мкФ керамической может повысить помехозащищенность датчика.

Walt Kester, James Briant, Walt Jung
перевод и обработка **Андрея Асташкевича**
и **Александра Фрунзе**

Продолжение следует

Трансформаторы и дроссели для импульсных источников питания

Суммарные потери в магнитном материале пропорциональны объему (массе) сердечника и частоте переключений, потери возрастают при увеличении амплитуды изменения потока магнитной индукции. В справочниках фирм-производителей ферритов приведены номограммы для определения удельных потерь. Сердечник большего размера должен иметь больше потерь просто за счет своего объема, но это компенсируется тем, что максимальное значение потока в нем можно сделать меньше. Как правило, ферриты с большей магнитной проницаемостью имеют и большие потери. Их следует использовать в ИИП, работающих на низких частотах или при малых плотностях потока индукции.

Для получения умеренного уровня потерь в феррите рекомендуется рассчитывать КИ таким образом, чтобы в рабочем режиме амплитуда изменения потока магнитной индукции в сердечнике не превышала 100–150 мТ. Наиболее популярные марки силовых ферритов, такие как 3С85 (Philips), N27 (Siemens), PC30 (TDK) и пр., имеют небольшие потери на частотах до 50–100 кГц. Для больших частот желательно использовать высокочастотные силовые ферриты, такие как 3F3 (Philips), N67 (Siemens), и т. д.

На рис. 2, 3 и 4* приведены номограммы для определения удельных потерь в зависимости от пикового значения потока магнитной индукции для ферритов Philips 3С85, 3F3 и Siemens N27, N67.

На рис. 5 представлены номограммы для определения потерь в сердечниках из порошкового железа фирмы Филипс. Нетрудно видеть, что потери в таких материалах существенно выше, чем в ферритах, что ограничивает область их применения. Обычно сердечники из порошкового железа используются в дросселях, работающих при больших постоянных токах. При этом, как упоминалось выше, сердечник перематывается по частной петле, амплитуда изменения потока сравнительно невелика и потери в

сердечнике малы. Постоянное же подмагничивание порошковое железо выдерживает гораздо лучше ферритов и не насыщается при потоках до 0,95...1,6 Т.

Трансформаторы с накоплением магнитной энергии

Помимо рассмотренных выше “обычных” трансформаторов, в некоторых разновидностях ИИП используется другой тип трансформаторов. Речь идет о преобразователях с передачей энергии в нагрузку “на обратном ходе ключа”. В таких преобразователях при открытом состоянии силового ключа (транзистора) сердечник трансформатора накапливает энергию в форме энергии магнитного поля, а при закрытом состоянии ключа накопленная энергия передается в нагрузку. Величина энергии, запасенной в КИ, определяется выражением

$$E = L \cdot I^2 \text{ (мкДж)}, \quad (16)$$

где L – индуктивность первичной обмотки, мкГн;

I – ток через первичную обмотку, А.

Максимальная мощность такого ИИП прямо пропорциональна рабочей частоте, но только до тех пор, пока в каждом цикле на прямом ходе ток в индуктивность может возрасти до желаемого значения, а на обратном ходе накопленная энергия может быть полностью передана в нагрузку. При расчете прямого и обратного ходов можно использовать формулы (14) и (15).

Такие трансформаторы должны иметь сравнительно небольшую индуктивность первичной обмотки, иначе за время открытого состояния ключа ток в катушке, определяемый выражением (14), не сможет достичь требуемой величины. Эти трансформаторы, в отличие от “обычных”, обязательно имеют зазор в сердечнике или изготовлены из магнитного материала с низкой проницаемостью. При их расчете следует руководствоваться формулами (8)–(11), ограничивая $V_{\text{макс}}$ на уровне менее 200 мТ и выбирая несколько

меньшую частоту работы, чем для трансформаторов двухтактных ИИП. При этом получаются сопоставимые потери в феррите, а вредное влияние индуктивности рассеяния удается существенно уменьшить. Иногда для таких трансформаторов применяют сердечники из специальных разновидностей порошкового железа с малыми потерями.

Полезно упомянуть еще один довод в пользу выбора рабочей частоты ИИП, равной 40 кГц. По требованиям европейских стандартов на электромагнитную совместимость, электронные устройства не должны “шуметь” на частотах выше 150 кГц. Выбрав рабочую частоту ИИП равной 40 кГц, удастся удержать третью гармонику сигнала помехи ниже границы контролируемого диапазона. Заметим, что в США нижняя граница контролируемого на электромагнитную совместимость диапазона равна 400 кГц.

Индуктивность рассеяния и емкость

Для обычных трансформаторов влияние индуктивности рассеяния и емкости обмоток приходится учитывать только при высоких напряжениях или больших частотах работы ИИП. При напряжениях менее 100 В и частотах менее 100 [кГц] ими можно пренебречь.

Индуктивность рассеяния L_s и приведенная емкость вторичной обмотки C_2'' образуют LC-фильтр низких частот, нагруженный на приведенное сопротивление нагрузки R_n . Для низких выходных напряжений, когда количество витков невелико и, соответственно, мала емкость вторичной обмотки, частота среза этого фильтра, как правило, оказывается намного выше рабочей частоты ИИП и не оказывает на его работу заметного влияния. Кроме того, в обычном двухтактном трансформаторе нагрузка через выпрямительный мостик большую часть времени подключена к его вторичной обмотке. При этом нагрузка эффективно демпфирует упомянутый LC-фильтр, забирая накапливаемую в реактивных элементах энергию.

В одноконтурных же трансформаторах нагрузка подключается ко вторичной обмотке только в одном полупериоде, когда выпрямительный диод находится в проводящем состоянии. В другом полупериоде LC-фильтр оказывается незадемпфированным. После возбуждения фронтом сигнала в нем возникают медленно затухающие колебания большой амплитуды, энергия которых не передается в нагрузку, а рассеивается в виде

*Опубликованы в журнале «Схемотехника» № 1, 2000 г.

“звона” и тепла. Кроме того, при разомкнутом состоянии силового ключа первичная обмотка тоже оказывается изолированной от низкочастотного источника входного питания, и емкость первичной обмотки тоже принимает участие в формировании высокочастотного “звона”. Поэтому трансформаторы для однотактных схем должны иметь минимально возможные значения L_s , C_1 и C_2 . Для уменьшения их вредного влияния приходится использовать более низкую рабочую частоту ИИП.

Чтобы добиться малых L_s , необходимо обеспечить хорошую магнитную связь между первичной и вторичной обмотками: например, наматывать первичную и вторичную обмотки одновременно, “в два провода”. Для трансформаторов, первичная обмотка которых находится под сетевым напряжением, этот путь не всегда приемлем. Согласно международным стандартам, первичная и вторичная обмотки в них должны быть надежно изолированы, испытание на пробой производится напряжением 3750 В 50 Гц в течение 1 минуты. Минимальное расстояние по поверхности изолятора между токопроводящими частями первичной и вторичной цепей должно быть не менее 5 мм, обычная эмалевая изоляция провода засчитывается как 0,5 мм пути.

Обычно, в целях выполнения требований к изоляции, первичную и вторичную обмотки располагают на разных секциях каркаса, но при этом L_s оказывается большой. Способ намотки с “изоляционной границей” позволяет несколько уменьшить L_s , но он сложен и трудоемок. Хороших результатов можно достичь при выполнении вторичной обмотки из обмоточного провода с тройной изоляцией. Такой провод выдерживает более 10 кВ и соответствует требованиям стандартов к изоляции (производитель Furukawa Electric и др). Используя провод с тройной изоляцией, можно даже выполнять обмотки сетевых трансформаторов “в два провода”.

Меньшие значения L_s удастся получить при использовании сердечников с меньшим отношением l_e/s_e , а также броневых сердечников.

Измерить L_s нетрудно. Для этого надо замкнуть вторичные обмотки и измерить полученную индуктивность первичной обмотки. Из эквивалентной схемы видно, что при этом измеряется индуктивность параллельно включенных индуктивностей первичной обмотки L и индуктивности рассеяния L_s . Поскольку $L \gg L_s$, то влиянием индуктивности первичной обмотки

можно пренебречь и принять результат измерения за L_s .

Для уменьшения емкости обмоток рекомендуется выполнять их “виток к витку”, так как при намотке “внавал” витки начала и конца обмотки могут оказаться рядом. Для обмоток с большим количеством витков следует использовать провода с более толстой изоляцией, например, ПЭЛШО или ПЭВШО, а также одножильные обмоточные провода с монолитной фторопластовой изоляцией. Дополнительно уменьшить емкость обмотки можно вводя сравнительно толстые изолирующие прокладки между слоями обмотки. Емкость между соседними витками вносит сравнительно малый вклад в суммарную емкость обмотки, основная доля приходится на емкость между слоями и емкость между витками, имеющими большую разность потенциалов. Впрочем, для низковольтных низкочастотных ИИП влиянием емкостей часто пренебрегают.

Примеры расчета

Пример 1. Рассчитать дроссель для понижающего преобразователя с ШИМ, работающего на постоянной частоте 50 кГц при входном напряжении 40 В и выходном токе 2 А.

Для понижающих преобразователей такого типа наибольший уровень пульсаций тока в дросселе возникает при скважности импульсов, равной 2 (попутно отметим, что при этом выходное напряжение равно половине входного напряжения). Период коммутации $T=1/50$ кГц=20 мкс, время включенного состояния ключа $t_{вкл}=T/2=10$ мкс.

Предположим, что величина пульсаций тока через дроссель равна 10% от выходного тока, $I_{пульс}=0,1 \cdot 2$ А=0,2 А. Используя выражение (15), определим минимально необходимую индуктивность дросселя

$$L = \frac{40 \text{ [В]} \cdot 10 \text{ [мкс]}}{0,2 \text{ [А]}} = 2000 \text{ мкГн.}$$

Выберем ферритовый сердечник ETD34/17/11. Он имеет размер окна для намотки провода $7,5 \cdot 24$ мм. При заполнении окна проводом на 70% в нем можно разместить не менее 160 витков диаметром 1,12 мм. Чтобы избежать насыщения сердечника, введем в него зазор, вычисленный согласно (11):

$$g = \frac{1,257 \cdot 10^{-3} \cdot 2,2 \text{ А} \cdot 160}{0,001 \cdot 300 \text{ мТ}} = 1,47 \text{ мм.}$$

Округлим эту величину до большего значения: $g=1,6$ мм. Немагнитная прокладка должна иметь толщину 0,8 мм. Эффективная длина сердечника $l_e=78,6$ мм, эффективная проницаемость сердечника с зазором 1,6 мм составит $\mu_e=78,6 \text{ мм}/1,6 \text{ мм}=49,1$. Табличное значение A_L для сердечника без зазора ETD34/17/11 из феррита 3С85 равно 2,5 мкГн, при этом $\mu_{e[табл]}=1600$. Используя формулу (5), найдем параметр A_L для сердечника с зазором

$$A_L = \frac{2,5 \text{ мкГн} \cdot 78,6 \text{ мм}}{1600 \cdot 1,6 \text{ мм}} = 0,0767 \text{ мкГн.}$$

Если обмотка будет содержать 160 витков, то индуктивность составит $L = 0,0767 \text{ мкГн} \cdot 160^2 = 1963 \text{ мкГн}$. Немного меньшая, по сравнению с расчетной, величина индуктивности влечет чуть больший, чем 10%, уровень пульсации тока, что вполне приемлемо.

Потери в феррите можно не учитывать, так как пульсации тока малы. Тем не менее, для проверки определим потери в феррите. Максимальная амплитуда пульсаций тока в катушке 0,2 А. Следовательно, амплитуда изменения плотности потока в сердечнике:

$$B = 1000 \cdot 1,257 \cdot 10^{-3} \cdot$$

$$0,2 \text{ А} \cdot 160 / 78,6 \text{ мм} = 25 \text{ мТ.}$$

При таком значении потока феррит 3С85 имеет удельные потери порядка 1 мкВт/мм³ на частоте 50 кГц. Объем сердечника 7640 мм³, потери в сердечнике пренебрежимо малы: 1 мкВт/мм³ · 7640 мм³ = 7,64 мВт.

Для оценки потерь в проводе вычислим сопротивление обмотки. При заполненном проводом окне сердечника ETD34 средний диаметр витка приблизительно равен 18 мм, средняя длина витка 56,5 мм, а общая длина провода при 160 витках составит около 9 м. Сопротивление провода диаметром 1,12 мм равно 0,018 Ом/м, сопротивление 9 метров провода составит 0,162 Ом. При токе 2 А потери в проводе не превысят 0,65 Вт.

Пример 2. Рассчитать первичную обмотку трансформатора двухтактного полумостового преобразователя с выходной мощностью 50 Вт, работающего на частоте 40 кГц от напряжения 300 В, т. е. непосредственно от выпрямленного сетевого напряжения.

Для полумостового преобразо-

вателя амплитуда сигнала в первичной обмотке равна половине от напряжения питания, в нашем случае это будет 150 В. Следует ожидать КПД преобразователя порядка 80%, мощность, потребляемая от источника, $P_{вх}=50 \text{ Вт} / 0,8=62,5 \text{ Вт}$. Ток, проходящий через первичную обмотку, составит $I_{перв}=62,5 \text{ Вт} / 150 \text{ В}=0,416 \text{ А}$.

При расчете зададим ток через индуктивность первичной обмотки (ток магнетизации) порядка 5% от $I_{перв}$, то есть 20,8 мА. Длительность импульсов при частоте 40 кГц составляет $t=12,5 \text{ мкс}$ в каждом полупериоде. По формуле (14) найдем минимальную требуемую индуктивность первичной обмотки:

$$L = \frac{150 \text{ В} \cdot 12,5 \text{ мкс}}{0,0208 \text{ А}} = 90,14 \text{ (мГн)}.$$

Выберем сердечник E30/15/7, изготовленный из феррита 3С85, табличное значение $A_L=1,9 \text{ мГн}$. По формуле (7) найдем количество витков в первичной обмотке:

$$N = (90140 \text{ мГн} / 1,9 \text{ мГн})^{1/2} = 218 \text{ витков}.$$

Эффективная длина сердечника 67 мм, эффективная проницаемость 1700. По формуле (8) находим амплитуду потока магнитной индукции:

$$B = 1000 \cdot 1,257 \cdot 10^{-3} \cdot 1700 \cdot \frac{0,0208 \text{ А} \cdot 218}{67 \text{ мм}} = 144,6 \text{ мТ}.$$

Полученное значение несколько выше, чем хотелось бы иметь для малых потерь в феррите. Чтобы уменьшить поток магнитной индукции, увеличим количество витков на 20%, до 260. Новое значение индуктивности $L=1,9 \text{ мГн} \cdot 260^2 = 128,44 \text{ мГн}$. Величина тока через индуктивность первичной обмотки

$$I = \frac{150 \text{ В} \cdot 12,5 \text{ мкс}}{128440 \text{ мГн}} = 0,0146 \text{ А}.$$

Амплитуда потока магнитной индукции с новой обмоткой

$$B = 1000 \cdot 1,257 \cdot 10^{-3} \cdot 1700 \cdot \frac{0,0146 \text{ А} \cdot 260}{67 \text{ мм}} = 121 \text{ мТ}.$$

Заметим, что при увеличении количества витков поток магнитной индукции уменьшился

пропорционально. Объем сердечника 4000 мм³, по номограмме (рис. 2) находим, что феррит 3С85 на частоте 50 кГц имеет удельные потери приблизительно 0,07 мВт/мм³ при 120 мТ. Потери в сердечнике при частоте 40 кГц будут еще ниже и не превысят 4000 мм³ * 0,07 мВт/мм³ = 280 мВт.

Для суммарного тока первичной обмотки $0,416+0,0146=0,43 \text{ А}$ выберем провод диаметром 0,5 мм. Полная площадь окна сердечника для намотки провода $6 \cdot 20=120 \text{ мм}^2$, так что мы без труда разместим первичную обмотку в одной половине сердечника, на отдельной секции каркаса. Средняя длина витка составляет приблизительно 80 мм, длина 260 витков – приблизительно 21 м. Сопротивление провода 0,0903 Ом/м, сопротивление первичной обмотки 1,9 Ом. Форма тока в обмотке – двуполярная прямоугольная, для расчета потерь в проводе ток можно считать постоянным. По формуле (12) потери в меди равны 0,35 Вт.

Пример 3. Рассчитать трансформатор для ИИП, работающего “на обратном ходе ключа”. Минимальное входное напряжение 9 В, выходное напряжение 5 В, максимальный ток нагрузки 1 А, частота 50 кГц, максимальная скважность 2.

Напряжение на вторичной обмотке должно быть выше выходного на величину падения напряжения на выпрямительном диоде. Используем диод Шоттки с максимальным прямым падением напряжения 0,8 В, напряжение на обмотке $5+0,8=5,8 \text{ В}$. Ток нагрузки 1 А, мощность на вторичной обмотке $5,8 \cdot 1 = 5,8 \text{ Вт}$.

Ожидаемый КПД трансформатора 90%, мощность, потребляемая от источника питания, $5,8/0,9=6,44 \text{ Вт}$. При частоте 50 кГц в каждом цикле работы мы должны накапливать в сердечнике энергию не менее $6,44/50 = 0,128 \text{ мДж}$. На частоте 50 кГц при скважности 2 длительность открытого состояния ключа равна $1/(2 \cdot 50 \text{ кГц})=10 \text{ мкс}$. Подставив в выражение (16) правую часть выражения (15), получим $E = U \cdot t \cdot I$, откуда находим ток через первичную обмотку:

$$I = \frac{128 \text{ мкДж}}{9 \text{ В} \cdot 10 \text{ мкс}} = 1,42 \text{ А}.$$

Используя выражение (15), определим максимально допустимую индуктивность первичной обмотки:

$$9 \text{ В} \cdot 10 \text{ мкс}$$

$$L_{\text{макс}} = \frac{9 \text{ В} \cdot 10 \text{ мкс}}{1,42 \text{ А}} = 63,4 \text{ мГн}.$$

Выберем сердечник P14/8 (российский аналог – Б14) из материала 3F3 (в качестве аналога можно взять 1500ММ) и введем в него прокладку толщиной 0,2 мм, суммарный зазор 0,4 мм. Согласно формуле (5):

$$A_L = \frac{2 \text{ мГн} \cdot 19,8 \text{ мм}}{1250 \cdot 0,4 \text{ мм}} = 0,0792 \text{ мГн}.$$

Для получения индуктивности 63,4 мГн требуется намотать 28,3 витка. Округляем значение до 28 витков, при этом индуктивность уменьшится до 62 мГн, а ток возрастет до 1,45 А. Эффективная проницаемость сердечника $\mu_e = 19,8 \text{ мм} / 0,4 \text{ мм} = 49,5$, максимальное значение потока магнитной индукции $B = 127,6 \text{ мТ}$. Объем сердечника 495 мм³, удельные потери в феррите по номограмме (рис. 3) равны примерно 0,05 мВт/мм³, потери в феррите $495 \cdot 0,05 = 24,8 \text{ мВт}$.

Количество витков во вторичной обмотке $N_2=28 \cdot 5,8 \text{ В} / 9 \text{ В} = 18$. При таком соотношении витков обеспечивается полная передача накопленной в сердечнике энергии в нагрузку за вторую половину периода (т.е. за 10 мкс) при напряжении на вторичной обмотке 5,8 В.

Выбор провода обмоток и расчет потерь в нем предоставим читателям в качестве самостоятельного упражнения.

Литература

1. PHILIPS. *Soft Ferrites Data Handbook MA01*, 1998. Eindhoven, The Netherlands. Document order number 536910/30 000/pp880.
2. SIEMENS MATSUSHITA COMPONENTS. *Ferrites and Accessories Data Book 1997*. Munchen, Germany. Document ordering No. B461-P6151-X-X-7600.
3. TDK. *Ferrite Cores for Power Supply and EMI/RFI Filter*, 1989. Japan
4. THOMSON LCC. *Soft Ferrites Selection Guide*, 1989. Courbevoie Cedex, France.

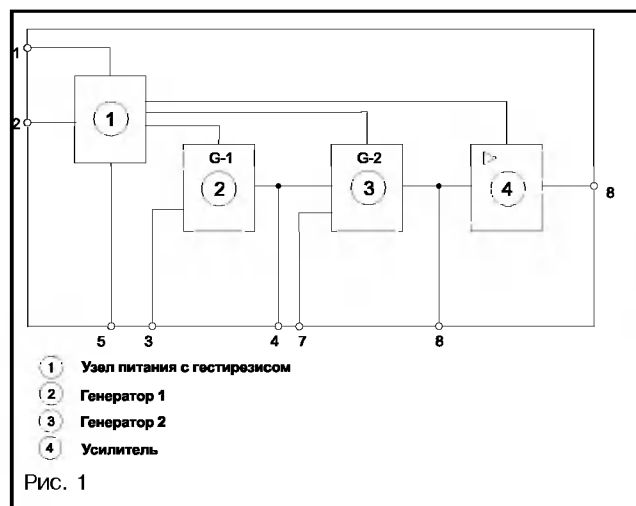
Алексей Кузнецов
akouz@senet.com.au

Дверной звонок из старого телефона

Электронные телефонные аппараты выходят из строя по разным причинам. А починить телефон либо некогда, либо уже нецелесообразно, а может просто на его месте уже давно работает другой, более совершенный собрат. Но если старый аппарат еще не выброшен, то его начинку можно использовать.

Как правило, электронный телефонный аппарат состоит из схемы номеронабирателя и ключей, а также разговорной схемы. При поступлении сигнала с телефонной станции срабатывает вызывное устройство, другими словами электронный звонок. Вот эта часть аппарата нам и пригодится.

Вызывное устройство телефона часто построено на специализированной интегральной схеме (ИС) типа КР1436АП1. Структурная схема ИС приведена на рис.



1. Питание микросхемы поступает на специальный узел питания с гистерезисом. Он обеспечивает питание остальных узлов: НЧ генератора, ВЧ генератора и выходного усилителя. Возникновение звуковых колебаний обеспечивается с помощью двух RC-цепей. НЧ генератор со своей RC-цепью, которая подключается к выводам 3 и 4, вырабатывает импульсы частотой около 10 Гц. Они управляют работой ВЧ генератора с основной частотой (f_1), задаваемой RC-цепью, подключенной к выводам 6 и 7. Таким образом, на выходе второго генератора вырабатываются импульсы с чередующимися частотами f_1 и f_2 . Отношение частот $f_2/f_1 = 1,25$. В ре-

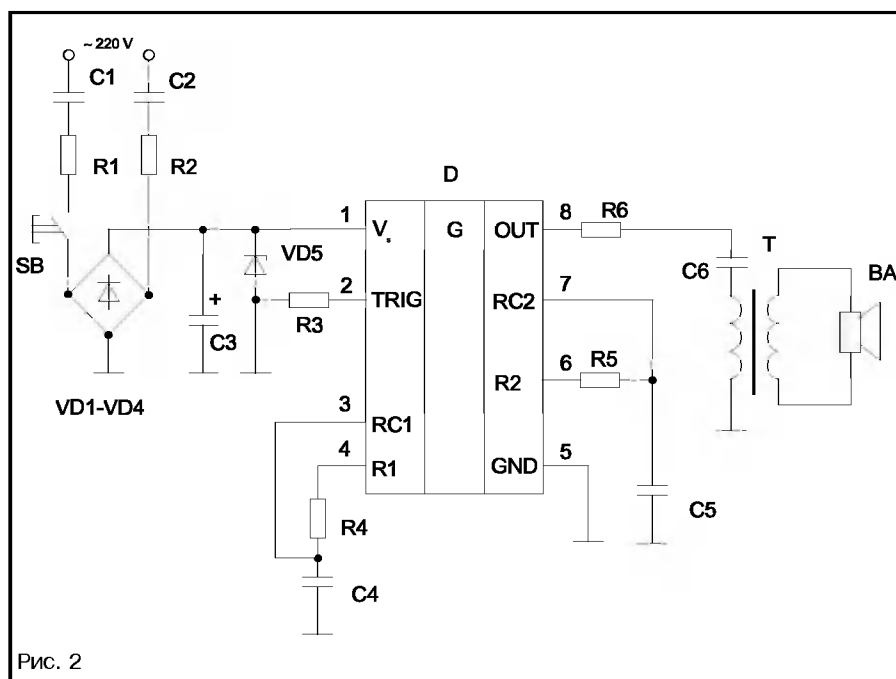


Таблица 1.
Основные электрические параметры микросхемы

Параметр	Обозн.	Ед. изм.
Напряжение питания (В) не более	V_s	29
Выходное напряжение (В)	V_o	17-21
Ток нагрузки (мА) не более	I_L	35
Выходное сопротивление (Ом)	R_L	150-300
Мощность рассеяния (Вт)	P	0,4
Тепловое сопротивление ($^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$)	R_T	160

зультате на выходе микросхемы получается характерный звук трели. Микросхема КР1436АП1 выполнена в миниатюрном корпу-

се DIP-8. Основные электрические параметры приведены в таблице 1. Кратко рассмотрим процессы в схеме звонка, показанной на рис. 2. Напряжение сети переменного тока 220 В, 50 Гц поступает через

кнопку звонка и гасящую цепь из двух конденсаторов C1 и C2 и резисторов R1 и R2. Далее происходит выпрямление переменного напряжения мостовым выпрямителем на диодах VD1-VD4, ограничение стабилитроном VD5, и на сглаживающем конденсаторе C3 образуется постоянное напряжение питания микросхемы. При поступлении на ИС питающего на-

пряжения соответствующей величины она вырабатывает импульсы звуковой частоты, которые с выхода 8 через разделительный конденсатор C6 поступают на трансформатор T. Он предназначен для согласо-

вания высокоомного выхода ИС с динамической головкой ВА сопротивлением 8 Ом. Коэффициент трансформации согласующего трансформатора при максимальном питающем напряжении должен быть около 150 (1300:8). Однако достаточно высокая нагрузочная способность ИС типа КР1436АП1 (а также ее аналогов) позволяет использовать и трансформатор от телефонного аппарата с коэффициен-

Таблица 2.
Электрические параметры схемы электронного звонка

Параметр	Обозн.	Ед. изм.
Входное напряжение (В)		176-264
Выходные частоты (Гц)	$f_{\text{НЧ}}$	10
	f_1	512
	f_2	640
Выходное напряжение (В)		до 25
Выходное звуковое давление (дБА)		до 80

желании можно изменить звучание трели с помощью времязадающих RC-цепей. Частота низкочастотного генератора вычисляется по формуле $f_{нч} = 1/(1,23R4C4)$, а частота высокочастотного – по формуле $f_1 = 1/(1,51R5C5)$.

Особенностью рассмотренной схемы электронного звонка на микросхеме формирователя вызывного сигнала телефона типа КР1436АП1 является повышенная электробезопасность. В традиционных электрических дверных звонках кнопка включается в разрыв цепи звонка, и на ней присутствует потенциал сети. Поэтому при повреждении корпуса кнопки (а это очень реально в наше время) возможно поражение электрическим током через низкоомные части схемы звонка. В схеме электронного звонка кнопка включена также в разрыв цепи, однако в случае повреждения корпуса кнопки и случайного прикосновения к токоведущим частям, электрический ток будет проходить через резистор R1 и конденсатор C1 (или C2 и R2). При емкости 0,47 мкФ сопротивление конденсатора составит

около 6,7 кОм. Таким образом, протекающий в цепи ток будет значительно меньше.

И в заключение несколько слов об изготовлении звонка и аналогах применяемых элементов. В некоторых телефонах схема вызывного сигнала расположена на общей плате аппарата компактно, и ее можно вырезать и поместить в корпус звонка. В случае изготовления звонка полностью из новых деталей следует иметь в виду, что перечень элементов, аналогов и допустимых замен приведен в таблице 3.

Правильно собранный из годных деталей звонок сразу начинает работать. В противном случае необходимо подать от источника питания напряжение около 15 В и искать неисправность.

Игорь Кольцов
shem@compitech.mtu-net.ru

Таблица 3.
Перечень элементов электронного звонка

Поз. обозн.	Тип	Доп. замена
Головка динамическая		
ВА	0,5ГДШ-8	
Конденсаторы		
C1, C2	K73-17 0,47 мкФ 250 В	
C3	K50-35 10 мкФ 35 В	
C4	K50-35 0,47 мкФ 10 В	
C5	K10-17 6800 пФ 25 В	
C6	K50-35 0,22 мкФ 50 В	
Микросхема		
D	КР1436АП1	КА2410
Резисторы C2-33		C1-4, имп.
R1, R2	2 кОм	1,8-2,7 кОм
R3	220 кОм	
R4	160 кОм	150 кОм
R5	200 кОм	180 кОм
R6	510 Ом	560-910 Ом
SB	Кнопка звонковая	
T	Трансформатор	см. текст
Диоды		
VD1-VD4	КД243Г	1N4003 - 1N4007
VD5	КС527А	BCX55 C 27

Блокиратор нелегального подключения к телефонной линии

Ни для кого не секрет, что в последнее время участились случаи несанкционированного подключения к телефонной линии. Известно много случаев, когда с АТС присылали счет за междугородные переговоры, которых в действительности не было. Как правило, несанкционированное подключение происходит одним из двух способов. В первом случае жулики пользуются услугами недобросовестных работников АТС, которые просто "сдают" на некоторое время (как правило, на ночь) телефонный номер. Но такие случаи очень редки. Гораздо проще подключиться к телефонной линии в незащищенном распределительном шкафу или к телефонному кабелю в подвале. Анализ этих случаев показывает, что доказать вашу непричастность (как владельца телефонного номера) к чужим междугородным переговорам практически невозможно. Для того чтобы что-то доказать, вам придется написать массу заявлений в разные инстанции и собрать множество справок о том, что распределительные телефонные шкафы и линии в вашем доме не защищены. Таким образом, вы потратите много времени и нервов. Зачастую люди предпочитают заплатить, чем ходить по инстанциям и что-то доказывать.

В свете этого закономерно, что в последнее время вопрос о применении электронных устройств для предотвращения использования телефонной линии без ведома абонента, стал очень актуальным. Различные фирмы выпускают блокираторы для защиты телефонной линии от несанк-

ционированного использования. Но стоят они, как правило, довольно дорого, при том, что такое устройство вполне можно изготовить самостоятельно.

На рис. 1 приведена схема такого устройства. Оно состоит из наиболее распространенных и недорогих элементов, поэтому затраты на изготовление

блокиратора минимальны. Блокиратор устанавливается внутри помещения (квартиры) и подключается в разрыв телефонной линии. Устройство позволяет набирать номер с установленных в квартире телефонных аппаратов и не дает возможности вести набор номера при подключении аппарата извне. Блокиратор не требует элементов питания и питается непосредственно от телефонной линии через цепь VD5-R12-VD6-C5. В состав устройства входят два анализирующих каскада на транзисторах VT1 и VT2, логические элементы DD1.1 и DD1.2, ключ VT4 и каскад генератора помехи на элементах C2, R4, VD1, VD2, C3, R5, VT3 с элементом индикации VD3.

Устройство работает следующим образом. Когда на телефонных аппаратах подключенных к линии, трубки опущены, в линии действует напряжение 60 В. На базе транзистора VT1 присутствует напряжение делителя R1-R2-R3, и он находится в открытом состоянии. Таким образом, на вход 2 логического элемента DD1.1 поступает уровень логического "0". Транзистор VT2 находится в закрытом состоянии, так как ток через резистор R7 не протекает, и на вход 1 логического элемента поступает уровень логической "1". На выходе элемента DD1.2 (вывод 4) присутствует уровень логического "0", вследствие чего ключ

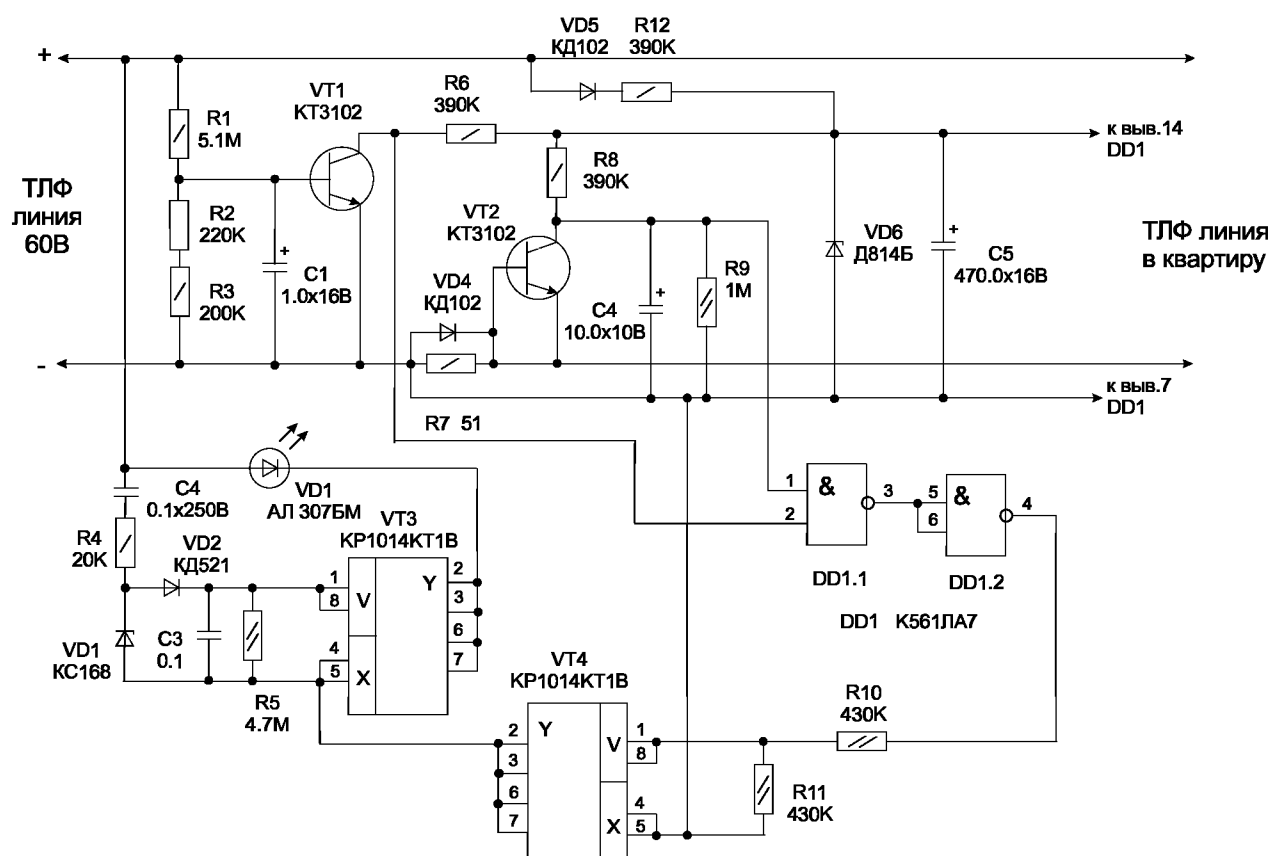


Рис. 1

При подключении к линии (снятии трубки с телефонного аппарата) в квартире или вне квартиры напряжение в линии падает до уровня 5...15 В, что приводит к запирающему транзистору VT1 и появлению уровня логической "1" на входе 2 элемента DD1.1. Если трубка снята на телефоне, установленном в квартире, то через резистор R7 потечет ток, транзистор VT2 откроется, и на входе 1 элемента DD1.1 появится уровень логического "0". Схема генератора помехи по-прежнему будет отключена от линии. Если трубку с телефонного аппарата в квартире не снимали, а к линии осуществлено подключение, на входах 1 и 2 логического элемента DD1.1 будет присутствовать уровень логической "1", и на выходе элемента DD1.2 (вывод 4) появится уровень логической "1", который откроет ключ VT4 и подключит генератор помехи набору номера. Генератор помехи работает следующим образом. При наборе номера в телефонной линии появляются импульсы, которые через конденсатор C2 и резистор R4 поступают на вход ключа VT3, при этом заряжается конденсатор C3 (стабилитрон VD1 ограничивает амплитуду напряжения на C3). Как только напряжение на входе ключа достигнет порога открывания, ток, проходящий через ключ VT3, закорачивает линию, мешая набору номера. Светодиод VD3 является индикатором срабатывания блокиратора (он мигает при несанкционированном наборе номера). Если несанкционирован-

ное подключение прекратилось, напряжение на линии восстановится до уровня 60 В, транзистор VT1 откроется и схема вернется в исходное состояние.

Элемент C4 необходим для обеспечения открытого состояния транзистора VT2 при санкционированном наборе номера. Конденсатор C1 обеспечивает задержку закрывания транзистора VT1, необходимую для нормального прохождения сигнала вызова с АТС, и поддерживает закрытое состояние VT1 при несанкционированном наборе номера. Подстроечный резистор устанавливают так, чтобы генератор помехи не включался во время появления сигнала вызова с АТС.

При сборке могут быть использованы детали: транзисторы VT1, VT2 – серии КТ3102 с любым буквенным индексом, конденсаторы и резисторы любых доступных типов с малыми габаритами, ключи VT3, VT4 можно заменить на КР501А, подобранным номиналом резистора R10 для уверенного срабатывания ключа.

Монтаж элементов можно выполнить на печатной плате и разместить в небольшой коробочке, установив ее в подходящем месте, где телефонная линия заходит в квартиру. При подключении важно соблюдать указанную на схеме полярность. Автор надеется, что сборка и установка устройства не доставят вам особых хлопот, зато позволят избежать неприятностей, связанных с телефонными пиратами.

Петр Загорелов,
shem@compitech.mtu-net.ru

Встраиваемый тестер источника питания на логической микросхеме

Испытания редакцией журнала простого индикатора разряда батарей на одной логической микросхеме K561ЛН2 ("Схемотехника" № 1/2000) показали его надежную работу. Вместе с тем, они выявили и существенный недостаток: наличие кнопки для включения индикатора, а также двух светодиодов.

Это делает затруднительным использование индикатора в качестве встроенного устройства, так как требует размещения на корпусе прибора, в котором он установлен, дополнительного органа управления, не связанного непосредственно с работой прибора, а также по крайней мере еще одного индикаторного светодиода. Это в особенности неприемлемо при попытке дополнить таким индикатором уже существующий прибор, имеющий заверченный функциональный дизайн и плотную компоновку панели управления. Кроме того, как показывает опыт, подавляющее большинство пользователей пренебрегает в своей работе выполнением каких-либо полезных, но необязательных операций, даже если они и связаны всего лишь с нажатием кнопки.

Ниже приведена свободная от названных недостатков схема, специально предназначенная для использования в качестве встроенного устройства электронного контрольно-измерительного прибора с питанием от батареи из четырех никель-кадмиевых аккумуляторов номинальным напряжением 5 В. Эта схема самостоятельно тестирует источник питания прибора при его включении.

нормально, он горит непрерывно, а в случае, если батарея разряжена, — мигает попеременно с прерывистым звуковым сигналом. По завершению тестирования светодиод вообще выключается для снижения энергопотребления прибора.

Главное отличие настоящей схемы от приведенной в [1] заключается в том, что здесь опорное напряжение для компаратора подается не с помощью кнопки, а автоматически формируется с помощью инвертора DD1.1 в течение нескольких секунд после включения прибора. Это время пропорционально постоянной времени дифференцирующей цепочки C1, R2. Резистор R1 служит для ограничения тока разряда конденсатора C1 через защитные диоды микросхемы при выключении прибора.

Компаратор собран на инверторе DD1.2. Опорное напряжение формируется цепочкой VD1, R3, R4, которая одним своим концом "привязана" к плюсовой шине питания прибора, а другим соединена с выходом инвертора DD1.1.

Здесь следует заметить, что, поскольку один из базовых элементов микросхемы K561ЛН2, а именно DD1.1, задействован для формирования импульса опорного напряжения, инвертор DD1.3 выполняет

полное напряжение источника питания. При этом напряжение на входе инвертора DD1.2 относительно минусовой шины питания прибора оказывается равным:

$$U_{\text{вх.}} = U_{\text{и.п.}} - U_{\text{оп.}} R3^* / R3,$$

где: $U_{\text{и.п.}}$ — контролируемое напряжение источника питания;

$U_{\text{оп.}}$ — разность потенциалов на выводах источника опорного напряжения VD1;

$R3^*$ — часть сопротивления подстроечного резистора R3 между его выводом, соединенным с плюсовой шиной питания прибора, и средним выводом.

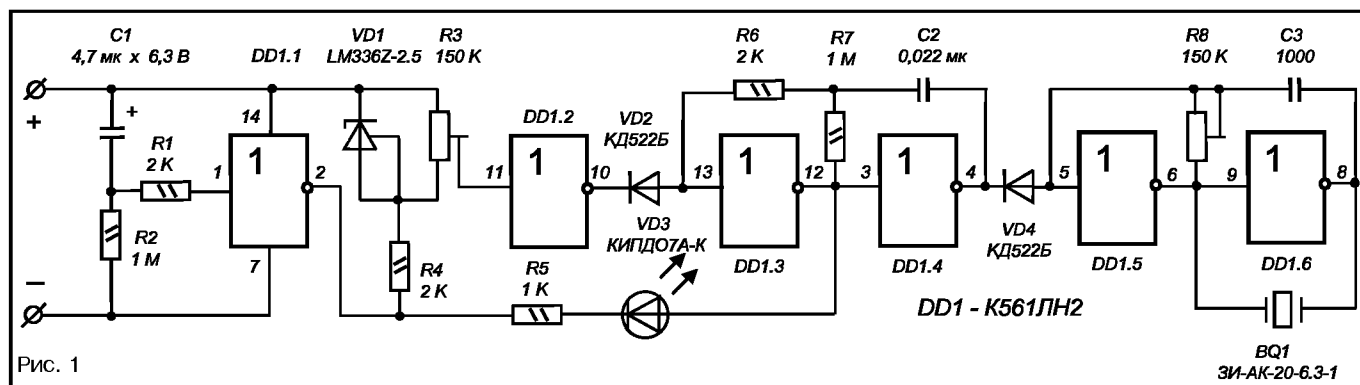
Из этого выражения видно, что напряжение $U_{\text{вх.}}$ на входе инвертора DD1.2, во-первых, оказывается жестко "привязанным" к напряжению источника питания $U_{\text{и.п.}}$, то есть оно всегда меньше него на величину $U_{\text{оп.}} R3^* / R3$, и, во-вторых, прямо пропорционально $U_{\text{и.п.}}$.

Поскольку напряжение переключения инвертора из логического "0" в логическую "1" также прямо пропорционально напряжению питания:

$$U_{0,1} = x U_{\text{и.п.}}$$

где $x = \text{const}$ и $x \gg 0,55 \dots 0,65$, то состояние инвертора DD1.2, при некоторой заранее установленной величине $R3^*$ определяется исключительно величиной напряжения источника питания $U_{\text{и.п.}}$.

Если $U_{\text{и.п.}}$ велико настолько, что $U_{\text{вх.}}$ больше, чем напряжение переключения $U_{0,1}$, то на выходе компаратора присутствует логический "0", и манипулятор с мультивибратором находятся в ждущем режиме, а звуковой сигнал отсутствует.



Из рис. 1 видно, что данная схема является в некотором смысле усовершенствованием опубликованной ранее. Часть схемы, обеспечивающая звуковую индикацию разряженного состояния батареи, включающая мультивибратор и манипулятор, выполненные на инверторах DD1.3 – DD1.6, и пьезозвонок BQ1, осталась без изменения, а вот компаратор и световая индикация выполнены несколько иначе.

В данной схеме световая индикация осуществляется одним светодиодом VD3, который через токозадающий резистор R5 включен между выходами инверторов DD1.1 и DD1.3 и имеет три режима. При тестировании источника питания в случае, если аккумуляторная батарея заряжена

двоякую функцию. С одной стороны, он является элементом манипулятора, содержащего также инвертор DD1.4 и управляющего мультивибратором на DD1.5 и DD1.6, а с другой стороны, служит буфером между выходом компаратора и сравнительно низкоомной цепочкой R5, VD3 и предотвращает её влияние на точность срабатывания компаратора.

Схема работает следующим образом. При включении прибора через конденсатор C1 на вход инвертора DD1.1 подается напряжение источника питания, и на его выходе устанавливается логический "0", потенциал которого очень близок к потенциалу минусовой шины питания прибора. Поэтому можно считать, что к цепочке VD1, R3, R4 приложено

Поскольку вход инвертора DD1.3 при этом "заземлен" через диод VD2, на его выходе, к которому подключен анод светодиода VD3, присутствует логическая "1", а так как в это же время на выходе инвертора DD1.1 присутствует логический "0", то светодиод горит непрерывно, индицируя нормальный заряд аккумуляторной батареи.

Если же напряжение источника питания $U_{\text{и.п.}}$ понижается настолько, что напряжение $U_{\text{вх.}}$ на входе инвертора DD1.2 становится меньше, чем напряжение переключения $U_{0,1}$, то инвертор DD1.2 переключается и на его выходе появляется логическая "1". Диод VD2 запирается, и последовательно запускаются манипулятор и мультивибратор. В результате

ся, и последовательно запускаются манипулятор и мультивибратор. В результате пьезозвонок издает прерывистые сигналы, а в паузах между ними вспыхивает светодиод VD3, что сигнализирует о разрядке аккумуляторной батареи.

Как первая, так и вторая реакции устройства продолжают с момента включения питания прибора и до тех пор, пока логический "0" присутствует на выходе инвертора DD1.1. Это время при указанных на схеме номиналах цепочки C1, R2 составляет приблизительно 3–4 секунды. По мере зарядки конденсатора C1 напряжение на входе инвертора DD1.1 понижается, и, наконец, инвертор DD1.1 переключается. Его выход переходит в состояние логической "1". Вместо опорного напряжения на вход инвертора DD1.2 подается напряжение, практически равное $U_{и.п.}$, и его выход надежно переключается в "0". При этом вход инвертора DD1.3 опять оказывается "заземленным", и манипулятор с мультивибратором снова переходят в ждущий режим. Поскольку теперь "1" оказывается на выходе и DD1.1 и DD1.3,

светодиод VD3 гаснет — тестирование источника питания закончено.

В число несомненных достоинств схемы наряду с полной автоматизацией работы, отсутствием дополнительных органов управления и индикации и почти полным отсутствием энергопотребления вне режима тестирования, входит и то, что будучи встроенным устройством, она по принципу своей работы производит тестирование источника питания в условиях его стандартной нагрузки.

Налаживание правильно смонтированной схемы сводится, как и у прототипа, лишь к установке порога срабатывания. Для этого движок резистора R3 выводится в крайнее верхнее по схеме положение. Конденсатор C1 закорачивается, и к схеме подключается регулируемый источник постоянного напряжения, на выходе которого установлено 4,5 В — при этом должен загореться светодиод VD3. Вращением движка резистора R3 добиваются переключения светодиода в режим миганий. После этого выходное напряжение

регулируемого источника повышается приблизительно до 5 В, светодиод VD3 при этом должен вернуться в режим непрерывного свечения. Затем выходное напряжение регулируемого источника плавно понижается и фиксируется та его величина, при которой светодиод вновь переключается в режим миганий. Если это напряжение равно 4,4–4,5 В, наладивание схемы закончено, если нет — процедуру следует повторить более тщательно.

При желании воспроизвести описанное здесь устройство для источника питания с другим напряжением, можно воспользоваться рекомендациями в [1].

Литература:

1. Мясников А. Простой индикатор разряда батарей. Схемотехника 2000, №1, с. 38–39

Александр Мясников
shem@compitech.mtu-net.ru

Внимание: редакция приносит извинения за ошибку на рис. 4 статьи "Простой индикатор разряда батарей" в №1 журнала. Резистор R3 должен соединяться не с выводом 14 микросхемы, а с резистором R1, как показано на приводимом рисунке.

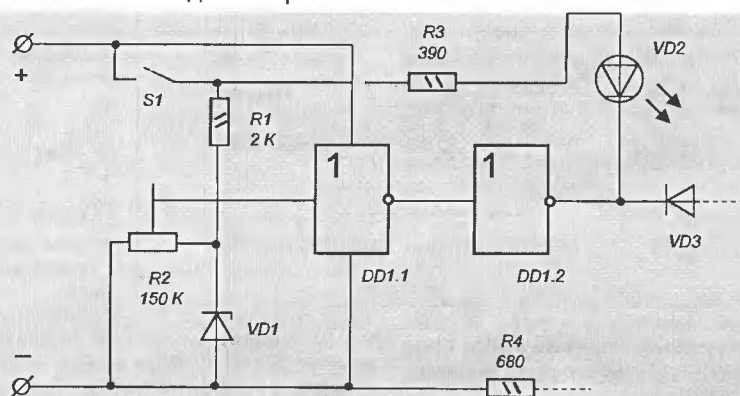


Схема для мягкого включения ламп накаливания

Лампа накаливания считается многими самой обычной резистивной нагрузкой, однако это совсем не так. Производители выключателей, реле, электромагнитных пускателей и полупроводниковых реле указывают в каталогах, что при включении ламп накаливания из-за возникающих перегрузок необходимо правильно выбирать коммутационный элемент.

В самом деле, согласно законам физики проводники при нагреве увеличивают свое удельное сопротивление. Холодная нить лампочки накаливания имеет в 8–10 раз меньшее сопротивление, чем та же нить, разогретая до желтого (а в галогенных лампах до белого) цвета свечения. При включении лампочки в начальный момент, пока нить холодная, бросок тока через лампу будет на порядок больше рабочего тока, а это приводит к таким последствиям:

- на протяжении 0,2–0,4 с на нити лампы выделяется мощность, превышающая рабочую мощность лампы в 10 раз, что вызывает кратковременный, но сильный перегрев нити лампы;
- бросок тока приводит к динамическим

нагрузкам в нити накаливания: нить подвергается ударной деформации и скачкообразному удлинению. Вольфрам, из которого сделаны нити накаливания — металл хотя и тугоплавкий, но хрупкий. При работе лампочки он постепенно испаряется, спираль становится тоньше и очередной динамический удар при включении может ее просто оборвать.

Все это отрицательно сказывается на сроке службы ламп, ведь известно, что лампочки чаще всего перегорают в момент включения, когда испытывают очередную перегрузку. При работе лампочек на постоянном токе (например, в электрических фонарях и в автотранспорте) проблема и последствия остаются теми же. Кстати,

весьма дорогие автомобильные галогенные лампы иногда включают через специальные пусковые устройства, предназначенные для плавного включения.

Сменить сгоревшую лампочку — не проблема, если речь идет о дешевой лампочке, освещающей обычное помещение с низким потолком. Но если до светильника сложно дотянуться (как, например, в театральной люстре) или лампочка дорого стоит, то частая замена сгоревших лампочек оказывается очень нежелательна. Есть и особо ответственные лампочки, установленные в бакенах, фарватерных маяках, световой индикации на высоковольтных линиях и высотных сооружениях — там для смены ламп приходится нанимать верхолазов и другой специальный персонал.

Между тем, есть способ существенно продлить жизнь лампочек при помощи исключительно простой схемы, приведенной на рис. 1. Схема представляет собой включенный последовательно с лампой накаливания балластный резистор (в частности, на схеме показан резистор 470 Ом, 5 Вт) и реле времени в его наиболее простом варианте.

Работает схема следующим образом. Устройство установлено в разрыв провода питания лампочки и может включаться обычным выключателем, который на схеме не показан. Цепь из пленочного конден-

сатора 0,1 мкФ (с рабочим напряжением 400 В), резистора 3 кОм (который ограничивает бросок тока через конденсатор) и диодного моста предназначена для питания электромагнитного реле. Резистор, установленный параллельно конденсатору, служит для быстрого разряда пленочного конденсатора между соседними включениями. При указанных на схеме номиналах и реле типа RM96 производства Relpol, с высокой чувствительностью, в установленном режиме на катушке реле будет напряжение около 42 В. Большой электролитический конденсатор, установленный после диодного моста, с момента подачи на вход напряжения начинает медленно заряжаться (научно говоря, с постоянной времени, обусловленной ограничителем тока на входе диодного моста), и реле срабатывает с временной задержкой относительно момента подачи на вход напряжения 220 В. Для конденсатора емкостью 100 мкФ получается задержка включения реле около 0,6 с. Как только реле срабатывает, его контакт S1.1 замыкает балластный резистор и на нагрузку (читай – лампочку) поступает полное сетевое напряжение.

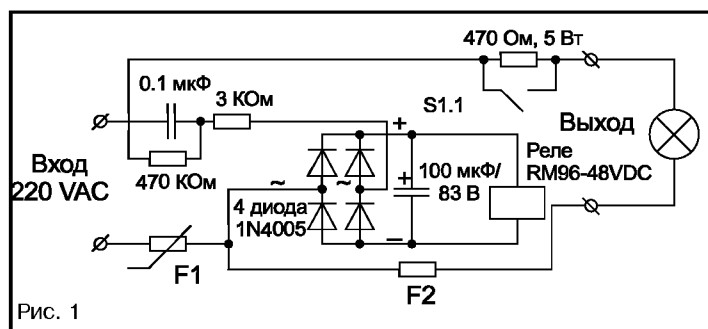


Рис. 1

При снятии питания со входа схемы лампа выключается мгновенно, а реле временно – с задержкой.

Итак, при включении лампы накаливания через данное устройство:

- на протяжении 0,6 сек ток через нагрузку (лампу) ограничен сопротивлением балластного резистора, нить накала лампы подогрывается ограниченным током и подготавливается к подаче полного напряжения питания;
- после срабатывания реле балластный резистор замыкается накоротко, и на подогретую лампочку поступает полное напряжение сети 220 В, однако лампочка уже предвзято прогрета и не испытывает динамических и термических перегрузок.

Как выбрать правильное сопротивление и мощность балластного резистора? Проще всего рассчитать суммарную мощность включаемых ламп накаливания и вычислить рабочий и пусковой ток. Балластный резистор должен ограничивать ток в “холодных” лампах на уровне около 100% от номинального рабочего тока. Например, для лампы накаливания мощностью 100 Вт рабочий ток равен 0,46 А, а пусковой ток через холодную лампу равен примерно 5 А. Выбрав балластный резистор с сопротивлением 470 Ом, мы ограничиваем ток через холодную лампу на уровне 0,4 А (с учетом сопротивления холодной лампы около 48 Ом) и обеспечиваем плавное включение лампочки без броска тока.

Мощность балластного резистора должна быть более 2 Вт, потому что на балла-

сте на протяжении времени задержки включения 0,6 с рассеивается значительная мощность: для резистора 470 Ом мгновенная мощность на балласте равна 100 Вт! Однако если лампа включается не чаще одного раза в минуту, то вполне достаточно одного резистора мощностью 2 Вт. Хотя для обеспечения запаса по мощности, лучше всего использовать импортные керамические резисторы мощностью 5 Вт, или набрать блок требуемой мощности из нескольких менее мощных резисторов, например МЛТ-0.5.

Всякая высоковольтная, мощная и греющаяся электротехника потенциально опасна в эксплуатации, поэтому в схему включены два предохранителя: F1 – термопредохранитель с температурой срабатывания 105°C; F2 – обычный плавкий предохранитель (выбран на ток 10 А). Термопредохранитель F1 закреплен нейлоновым хомутиком-стяжкой на балластном резисторе, и если балласт по какой-то причине перегреется, то F1 оборвется, отключит всю схему от сети и пожара не случится. Можно порекомендовать использовать немецкие термопредохранители (имеют надпись на корпусе “SEFUSE” и число, равное температуре срабатывания в градусах). Аналогичные предохранители стоят во всех кофеварках и электрочайниках и гарантируют надежную защиту. При аварии в нагрузке спасает F2, отключая короткозамкнутую нагрузку от схемы.

Всю схему можно собрать на кусочке гетинаксовой макетной платы, обернув ее в пластиковую термоусадочную трубку и прогрев полученную конструкцию до получения надежной изоляции. При помощи “люстровых” клемм я включил схему в настольную лампу и пронаблюдать работу данного устройства на протяжении полугодя: все работало и работает безотказно. Габариты схемы вместе с балластным резистором получаются довольно небольшие, что позволяет встроить плату в подставку почти любой настольной лампы или в подвесную светильник. Печатную плату не делал в связи с недостатком времени и желания ставить схему на поточное производство, хотя среди моих знакомых немедленно нашлись желающие собрать и применить такое устройство.

Схема повторена во многих десятках вариантов и исправно защищает домашние лампочки накаливания. При включении схемы на входе трансформатора для “галогенок” полезный эффект плавного включения также проявляется в полной мере. Отмечу: я попробовал эту схему даже на входе электронного блока питания галогенных ламп, электроника отреагировала нормально и низковольтные “галогенки” включались плавно. На высоковольтных (220 В) галогенных прожекторах схему мне испытать не удалось, но думаю, что и здесь никаких сложностей не предвидится. Любопытства ради, я включал через эту схему электромотор, а именно пылесос с паспортной мощностью 1300 Вт, наблюдая за напряжением в питающей сети с помощью

осциллографа: мягкий пуск электромотора предотвратил бросок тока (как это, собственно, и ожидалось), что дает возможность использовать такую схему в качестве дешевого устройства плавного пуска. Я не проверял схему с трехфазными моторами, но там теоретически никаких препятствий не ожидается, необходимо только хорошее силовое реле с тремя контактами на замыкание. Я присмотрел уже такое реле, но схему проверить не успел. Здесь, между прочим, есть простор для эксперимента, потому что готовые промышленные устройства для плавного пуска электромоторов мощностью более 500 Вт стоят, мягко говоря, недешево. Главный пуск существенно повышает срок службы и надежность электромоторов (например, меньше удар по обмоткам ротора при включении, что благотворно действует на изоляцию проводов обмотки, ведь изоляционный лак со временем становится все более хрупким), поэтому полезно иметь такой “стартер” во всех электродвигателях.

Максимальная нагрузка для данной схемы определяется только реле и косвенно защитным предохранителем. У реле RM96 контакты рассчитаны на ток до 8 А, так что к выходу можно подключать нагрузку мощностью до 1,5 кВт. Контакт реле работает в этой схеме практически без нагрузки (без искрения), так что рабочего ресурса реле в 300 тысяч коммутаций (для RM96) должно хватить на много лет. Термопредохранители рассчитаны на 10 А, так что с ограничением мощности проблем и здесь не возникнет.

Что делать, если нагрузку необходимо переключать часто? При этом балласт греется, и двухваттный резистор уже не обойдется. Совет такой: выбирайте балласт с запасом по мощности. Средняя мощность, рассеиваемая на балластном резисторе, может быть приближенно (без учета сопротивления “холодной” нагрузки) рассчитана по такой формуле:

$$P_{\text{балласта}} = (U^2 \cdot t_{\text{задержки}}) / (R_{\text{балласта}} \cdot T_{\text{коммутации}}),$$

где: $P_{\text{балласта}}$ – средняя мощность на балластном резисторе, Вт;

U – напряжение на входе схемы, В;

$t_{\text{задержки}}$ – время задержки включения нагрузки, сек;

$R_{\text{балласта}}$ – сопротивление балластного резистора, Ом;

$T_{\text{коммутации}}$ – период коммутации (время между двумя соседними включениями нагрузки), сек.

Для схемы, показанной на рисунке, при включении 100-ваттной лампочки в сеть 220 В один раз в три секунды, средняя мощность тепловых потерь в балластном резисторе будет на уровне 15 Вт. При включении лампы один раз в минуту тепловые потери в балластном резисторе не превысят 1 Вт (двухваттный резистор при этом будет просто теплым). Вторая часть проблемы: реле времени не только включается, но и выключается с задержкой, поэтому при частой коммутации оно не успеет выключиться и защитного эффекта не будет.

Автор будет рад, если читатели, повторившие схему, пришлют свои отзывы. В особенности интересно применение схемы для плавного пуска электродвигателей, здесь есть о чем подумать.

Дмитрий
Малиновский
eltim@mail.wplus.net

Симулятор для семейства x51

При разработке устройств на базе микроконтроллеров перед разработчиком неминуемо встает вопрос отладки программы. Как она обычно осуществляется?

Самый простой (и трудоемкий) путь – это занесение отлаживаемой программы в реальное ПЗУ с последующим поиском очередной ошибки. Было время, когда такой путь был единственно возможным, доступных готовых отладочных средств не было, их приходилось изобретать самостоятельно. Но, к счастью, в настоящее время ситуация совершенно иная – существуют инструментальные средства, ускоряющие процесс разработки и отладки. Это эмуляторы ПЗУ, встроенные мониторы-отладчики и внутрисхемные эмуляторы. Использование подобных продуктов резко облегчает процесс отладки. На фоне этих средств программные эмуляторы (симуляторы) как-то отошли в тень, ибо их возможности по отладке процесса взаимодействия контроллера с внешними периферийными устройствами крайне ограничены. Но в том, что касается отладки алгоритмов обработки и преобразования данных, происходящих внутри микроконтроллера, симуляторы не уступают ни одному из вышеперечисленных инструментальных отладчиков. К тому же затраты на приобретение симулятора практически нулевые – нужно лишь “скачать” у кого-то из знакомых или откуда-то из сети ту или иную версию какого-либо симулятора (естественно, пиратскую).

Однако стоит отметить, что использование пиратского ПО сопровождается рядом проблем, причем не только морально-этического или юридического характера. Не секрет, что программ без ошибок практически не существует. Обнаруживая ошибку в пиратской копии, вы лишены возможности обратиться к разработчику программы с просьбой исправить найденный “баг”.

Именно с этим столкнулся автор настоящей строк несколько лет назад, когда ни один из десятка найденных по разным каналам симуляторов для x51 не был свободен от ошибок. Поскольку в то время стоимость зарегистрированной версии такого симулятора колебалась в пределах между двумя и тремя сотнями долларов, в целях экономии средств автор решил самостоятельно написать подобный симулятор – предполагалось, что тогда не только не будет проблем с исправлением ошибок и с экономией средств, но и можно будет, сделав этот продукт коммерческим, заработать на его реализации. Так был создан симулятор EMF52L. В настоящий

момент, однако, этот продукт практически утратил коммерческую ценность. Но пользователей контроллеров x51, которым он может пригодиться, еще довольно много. Поэтому автор решил предоставить этот симулятор для свободного некоммерческого использования.

Последний (по времени обнаружения) “баг” был найден одним из зарегистрированных пользователей и исправлен автором чуть более года назад. За последний год информации о новых ошибках не поступало. Тем не менее, гарантировать абсолютную корректность симулятора вряд ли возможно. Поэтому если кто из пользователей обнаружит какую-либо некорректность в его работе, просьба сообщить об этом автору для исправления найденной ошибки.

Ниже приводится краткое описание симулятора EMF52L.

Назначение

EMF52L предназначен для отладки программ, написанных для микро-ЭВМ семейства MCS52. Он представляет из себя программно-логическую модель и не осуществляет аппаратной эмуляции упомянутых микро-ЭВМ.

Запуск эмулятора

Вызов эмулятора с отлаживаемой программой осуществляется командой:

```
EMF52LR.EXE FILENAME.OBJ
<Enter>
```

где FILENAME.OBJ – объектный файл отлаживаемой программы в бинарном формате (т. е. в том, который непосредственно заносится в ПЗУ микроконтроллера). Длина FILENAME.OBJ не должна превышать 32768 байт. Если трансляция программы была выполнена ассемблером TASM, и в текущей директории, помимо файла FILENAME.OBJ, находится файл FILENAME.LST, то в отладочное окно загружается именно листинговый файл со всеми вашими символическими именами и комментариями. В противном случае для отладки используется дизассемблированный встроенным дизассемблером объектный файл. Отметим, что EMF52L не поддерживает симульную отладку с использованием листингов, созданных ассемблерами, отличными от TASM’a, и при наличии таких листингов в текущей директории его корректная работа не гарантируется.

Внимание! Для запуска эмулятора требуется не менее 310000 байт свободной памяти.

Работа с эмулятором

1. Память данных

В правой нижней части экрана отображается дамп памяти данных – там Вы можете видеть содержимое внутренней или внешней памяти, переключение между ними осуществляется нажатием на клавишу “N”. Кроме того, оперативное отображение первых десяти 128-байтных страниц внешней памяти данных осуществляется при нажатии на клавиши “0”...“9”. Доступ к последующим страницам обеспечивается при нажатии “Ctrl+PgUp”, “Ctrl+PgDn”. Также вывести на экран интересующую часть внешней памяти, зная адрес, можно, нажав на клавишу “W” и введя всего три старшие цифры этого адреса. Переключение между первой и второй страницей внутренней памяти данных осуществляется нажатием на “Home” и “End”. Клавишами “Ctrl+PgUp” и “Ctrl+PgDn” тоже можно пролистывать внутреннюю память, последней страницей которой, являются дополнительные 128 байт памяти 52-го процессора. Для редактирования содержимого памяти данных необходимо отобразить дамп, содержащий байты, подлежащие изменению, нажать “M”, переместить появившийся указатель клавишами перемещения курсора к изменяемому байту и нажать “Enter”. При этом старое значение байта стирается, Вы вводите новое значение, нажимаете “Enter”, а затем “Esc” для возврата в режим отладки.

Максимальный размер поддерживаемой эмулятором внешней памяти данных – 65535 байт.

2. Регистры

В левой нижней части экрана отображаются регистры специальных функций, текущий банк регистров общего назначения и счетчик команд. Их редактирование осуществляется аналогично редактированию памяти данных, с той лишь разницей, что переход в режим редактирования регистров осуществляется нажатием на “R”.

Так как все регистры процессора одновременно уместить на экране не удается, то регистры показываются и изменяются частями. При нажатии на клавишу “Tab”, часть регистров (на экране – самая правая колонка) заменяется непомятыми регистрами. Повторное нажатие “Tab” возвращает на экран правую колонку регистров.

3. Выполнение программы

Пошаговый режим отладки обеспечивается нажатием на клавишу “S”. При



Для установки точки останова на какой-либо команде необходимо клавишами перемещения курсора установить строку с этой командой в крайнюю верхнюю строку экрана и нажать “В”. Если перед пролистыванием программы для установки точки останова нажать “Enter”, а после установки точки останова – “Esc”, то вы восстановите состояние экрана, которое было до пролистывания программы. Повторное нажатие на “В” при расположении этой строки в верхней строчке экрана снимает точку останова. Снять все точки останова можно, нажав “Ctrl+B”.

Для перехода на новый фрагмент отлаживаемой программы (т. е. не следующий непосредственно за отлаживаемой командой) достаточно установить требуемое значение программного счетчика PC (см. редактирование регистров). Нажатие на "Esc" после ввода не только установит новое значение PC и подсветит команду, расположенную

При работе в режиме символьной отладки при скроллинге листинга с нажатой клавишей “Shift” значение РС изменяется синхронно с листингом, указывая на самую верхнюю из команд в текущем состоянии листинга. Подсветка команды, подлежащей выполнению, при этом перемещается вместе с вашим перемещением по листингу, что обеспечивает удобный переход к новому фрагменту программы.

Нажатие на “F2” позволяет сохранить в файле текущее значение PC, внутренней и внешней памяти данных и регистров. При этом в открывшемся диалоговом окне вам нужно ввести имя файла, в котором эти данные будут сохранены. Нажатие на “F3” позволит вам загрузить PC, память данных и регистры из файла, имя которого вы введете в соответствующем диалоговом окне. Файлы с содержанием PC и данных создаются и должны сохраняться в текущей директории.

Вполне возможно, что в процессе отладки вам понадобится что-то подсчитать или перевести число из десятичной системы счисления в шестнадцатеричную и наоборот. Для этого служит встроенный целочисленный калькулятор, вызываемый нажатием клавиши "F4". Калькулятор способен выполнить четыре основных арифметических действия. Клавиша "BackSpace" предназначена для удаления последней набранной цифры числа, а клавиша "Delete" для

Сброс внутренней памяти данных осуществляется нажатием на “С”, при нажатии на “F1” вы получите полный перечень “горячих” клавиш программы и их назначения, если есть нужда временно выйти в DOS, то в этом поможет “Ctrl+D”, выход из программы - клавиша “Q”.

Автор умышленно ограничил возможности отладчика, не вводя в него реакцию на прерывания, работу таймеров и последовательного канала – без средств аппаратной отладки и работы в режиме реального времени эти функции все равно не дают возможности полностью отладить вашу программу, существенно усложнив EMF52L. Действия микроконтроллера в этих ситуациях пользователь может смоделировать сам с использованием свойств эмулятора, описанных выше. Для тех, кто не сможет обойтись без этих возможностей, рекомендуем обратиться к другим программным продуктам.

Алексей Фрунзе,
alexfru@chat.ru
<http://alexfru.chat.ru>

Verilog – инструмент разработки цифровых электронных схем

Введение

Язык Verilog был разработан фирмой Gateway Design Automaton как внутренний язык симуляции. Cadence приобрела Gateway в 1989 г. и открыла Verilog для общественного использования. В 1995 г. был определен стандарт языка – Verilog LRM (Language Reference Manual), IEEE1364-1995. Таким образом, датой появления языка Verilog следует считать 1995 г. К этому времени уже успел получить широкое распространение другой язык высокого уровня для описания принципиальных схем – VHDL (Very high-speed IC Hardware Description Language), появившийся еще в 1987 г. Verilog HDL и VHDL несмотря на похожие названия различные языки. В статье сравниваются конструкции этих языков, предполагая, что читателю известен VHDL, но данный материал будет также полезен и для начинающих изучение HDL с языка Verilog. По мнению автора, Verilog достаточно простой язык, сходный с языком программирования C как по синтаксису, так и по "идеологии". Малое количество служебных слов и простота основных конструкций упрощают изучение и позволяют использовать Verilog в целях обучения. Но в то же время, это эффективный и специализированный язык. VHDL обладает большей универсальностью и может быть использован не только для описания моделей цифровых электронных схем, но и для других моделей (например, модели экосистемы). Но из-за своих расширенных возможностей VHDL проигрывает в эффективности и простоте, то есть на описание одной и той же конструкции в Verilog потребуется в 3–4 раза меньше символов (ASCII), чем в VHDL. В Verilog существуют специфические объекты (UDP, Specify блоки), не имеющие аналогов в VHDL. Также следует упомянуть стандарт PLI (Program Language Interface), который позволяет включать функции, написанные пользователем (например, на C), в код симулятора. В настоящее время важным недостатком Verilog является отсутствие документации, особенно на русском языке. Данная статья является попыткой улучшить эту ситуацию.

Основы синтаксиса

Для иллюстрации примеров будет использоваться Verilog-XL симулятор от Cadence (www.cadence.com). Это наиболее стандартный, если так можно выразиться, симулятор. Существует несколько проектов бесплатных Verilog симуляторов. Автору известны Veribest (<http://www.flex.com/~jching>) и Icarus Verilog (<http://www.icarus.com/eda/verilog/index.html>). Однако в настоящее время данные продукты не являются законченными и их работоспособность на больших проектах, полнота и правильность поддержки стандарта являются неудовлетворительными. Но для примеров, рассмотренных в статье, эти программы вполне подходят. Еще одним неприятным моментом является то, что собрать эти симуляторы для работы под Windows автору удалось (пакеты поставляются в исходном коде и в скомпилированном виде для ОС Solaris и Linux). Большинство производителей также предлагает бесплатные демонстрационные версии Verilog симуляторов. Неплохой список ссылок на страницы с подобным программным обеспечением находится по адресу <http://sal.kachinatech.com/Z/1/index.shtml>. Для Windows-платформы весьма популярен ModelSim (www.model.com). Под Linux хорошо зарекомендовал себя finsim (<http://www.fintronic.com>), для которого существует и Windows версия. Также в большинстве современных продуктов предназначенных для синтеза и верификации проектов на FPGA или ASIC существует поддержка Verilog HDL и VHDL, как для синтеза, так и для симуляции.

Симуляторы можно условно разбить на две группы: интерпретирующие и компилирующие в "родной код". Так Verilog-XL является интерпретирующим симулятором, NC-Verilog – компилирующим, а finsim может работать как в том, так и в другом режиме. Для работы компилирующих симуляторов обычно требуется, чтобы в системе был установлен C-компилятор.

Запуск симулятора может производиться из командной строки или из графической оболочки, которая формирует строку для запуска. Часть параметров, передаваемая в командной строке уникальна для конкретного симулятора, но есть основной стандартный набор. Так вызов симулятора со списком файлов вызовет их исполнение (Verilog Test.V Modul.V). Список файлов можно поместить в отдельный файл и вызывать симулятор с опцией -f (Verilog -f FileList).

Все приводимые в тексте статьи примеры можно скачать по адресу http://chat.ru/~verilog_intro.

Внимание: данное описание не является полным изложением синтаксиса языка; в статье рассмотрены только основные конструкции, необходимые для понимания структуры и принципов языка.

Типы данных

Verilog поддерживает следующие "стандартные" типы данных: целое – integer (32-битовое со знаком) и real – число с плавающей точкой.

Для моделирования также используются time (время), специфический тип, применяемый встроенными функциями для моделирования времени, обычно 64-битовое целое; event (событие) – в языке существует ряд операторов и конструкций для работы с событиями.

Создавать свои типы данных как в VHDL нельзя. При разработке синтезируемых моделей из перечисленных типов используется только integer.

Сигналы в отличие от VHDL бывают двух основных типов: "цепи" и "регистры". Самые распространенные из них описываются ключевыми словами wire и reg соответственно. Однако следует помнить, что средство синтеза не всегда реализует reg в виде триггера. Отличие wire от reg состоит в том, что reg способен сохранять присвоенное значение (работает как переменная в языках программирования), а к wire требуется прилагать непрерывное воздействие (driver). То есть wire моделирует провод, который переходит в неопределенное состояние при отключении драйвера. Существуют также wand, wor, tri0, tri1, triand, trior и trireg (это цепь, а не регистр!) для моделирования различных типов цепей (wand – wired and, tri0 – резистор к 0, trireg – емкость, и т. п.), но такие цепи встречаются редко и поэтому в статье не рассматриваются.

Идентификаторы в Verilog являются чувствительными к регистру написания и подчиняются обычным правилам: не могут начинаться с цифры или знака \$ и могут содержать буквы, цифры, "\$", "_". Существуют так называемые escaped идентификаторы (в основном, в структурных моделях полученных после синтеза), которые начинаются с "\" содержат любые символы и заканчиваются пробелом или переводом строки.

Пример:

```
// – это комментарий
/*
и это комментарий
*/
integer i, j, k;      // объявление переменных i, j и k типа
integer
time start, duration;
real freq_div;
event start_process;

/* далее следуют объявления
однобитовых сигналов */
wire a, b, c;
wire d;
reg store, ff, A;     // reg A не совпадает с wire a (case sensitive
vs VHDL)
reg \dut/cntr/reg_s; // escaped идентификатор (пробел перед ".")
```

Для описания шин или регистров неединичной ширины используются диапазоны (range) вида [n:m], где m и n целые числа или параметры. В языке допускается как m>n, так и наоборот. Но это имеет значение в операциях, для которых важен порядок битов (например, сложение или присвоение целого). Поэтому принято располагать индексы в убывающем порядке:

```
wire [7:0] data_bus;
reg [3:0] high_nibble, low_nibble; // два 4-битовых регистра
reg [0:5] a_reg; // регистр с обратным порядком битов не рекомендуется
```

Массивы в Verilog не поддерживаются, но существуют "памяти", собственно одномерный массив или модель памяти:

```
reg [8:0] Fifo [31:0]; // 32 слова 9-ти битовой памяти
```

В отличие от VHDL в Verilog представление сигналов реализовано в самом языке (а не в библиотеке `std_logic_1164`). Всего существует четыре типа значений, которые могут принимать сигналы "цепь" и "регистр": 0, 1, z, x. Первые три соответствуют логическим уровням и состоянию с высоким импедансом. Четвертый (x) означает неопределенное состояние и используется при моделировании неинициализированных сигналов, конфликтов (два выхода с противоположными состояниями соединены вместе), метастабильных состояний триггеров (при нарушении временных соотношений между входами данных и тактовым входом), иными словами во всех случаях, когда симулятор не может определить значение данного сигнала. В реальном приборе такого сигнала конечно не бывает.

Для записи многоразрядных сигналов (констант) используются следующие конструкции: 1'bz — одноразрядный высокоимпедансный сигнал, 10'd1_000 — десятиразрядное число 1000 записанное в десятичной системе (символ "_" игнорируется), 4'bх01z — четырехразрядный сигнал с неопределенным старшим битом, высокоимпедансным младшим, и вторым и третьим равными 1 и 0 соответственно. То есть запись многоразрядного сигнала представляет собой разрядность, одинарную кавычку "" (не путать с апострофом "'", использующимся в директивах), основание системы счисления (b, o, d, h) и цифры, использующиеся в данной системе счисления. В двоичной системе допустимо использование символов z и x. Символ подчеркивания служит для облегчения записи и игнорируется. Использование констант без указания разрядности не желательно, так как по умолчанию константа воспринимается с длиной 32 бита. Данные типа integer также могут присваиваться регистрам.

Структурное описание

Основной структурной единицей Verilog описания является module. Модуль соответствует entity в VHDL. Модуль описывается ключевыми словами module — endmodule. В файле может быть описано несколько модулей. Другие модули могут подключаться к цепям модуля, образуя иерархическую структуру. При запуске Verilog симулятор строит иерархическое дерево из всех модулей, которые обнаружены в файлах поданных на вход симулятора и находит модуль верхнего уровня. Если таких модулей несколько, то происходит ошибка. Как правило, модуль содержит список портов — интерфейсных сигналов, которые служат для подключения его в других модулях. Порты бывают трех типов input — входы, output — выходы, inout — двунаправленные. Входы и двунаправленные порты должны иметь тип wire, а выходы могут быть как wire, так и reg.

Синтаксис модуля рассмотрим на примере накопительного сумматора:

```
module NCO (FC, CO, C); // имя модуля и список портов
input FC, C; // входы
output CO; // выход

// описание используемых сигналов
wire [3:0] FC;
wire C; // не обязательно, так как по умолчанию вход является
одноразрядным проводом
reg [3:0] acc;
reg CO;

// описание поведения системы
initial
begin
    acc=0;
    CO=0;
```

```
end
```

```
always @(posedge C) // событие - фронт C
{CO,acc}={CO, acc}+FO;
```

```
endmodule
```

Модуль NCO не включает в себя другие модули и является модулем нижнего уровня иерархии. В модуле присутствуют две "поведенческие" конструкции: initial и always. Initial служит для описания действий которые выполняются один раз (при запуске модели), а always обозначает действия, которые выполняются постоянно. Ключевые слова begin/end имеют такое же значение как в процедурном языке Паскаль (соответствуют {} в C). Для того, чтобы always имело смысл, используется событийный контроль — конструкция @(posedge C), означает "по положительному фронту сигнала C". То есть операция {CO,acc}={CO,acc}+FO выполняется по каждому положительному фронту C. Фигурные скобки обозначают объединение сигналов с различными именами в шину. Объединение может находиться как слева, так и справа от знака "=" в операции присвоения.

В качестве простейшего модуля верхнего уровня (который можно исполнить на симуляторе) возьмем пример, использующийся при описании процедурных языков:

```
module hello_word; // интерфейсные порты отсутствуют
initial
    $display("HELLO, WORLD !!!"); // вызов системной
функции
endmodule
```

После запуска симулятора должно получиться приблизительно следующее:

```
Highest level modules:
hello_word
HELLO, WORLD!!!
0 simulation events
```

В данном примере была использована системная функция \$display, которая используется для печати либо форматированной строки (как функция printf из библиотеки stdio в языке C), либо своих аргументов (как writeln в Паскале). Все системные функции и функции, написанные пользователем и подключенные через PLI интерфейс, начинаются со знака \$.

Немного забежав вперед, следует сказать, что язык Verilog (так же как и VHDL) изначально предназначался для моделирования, и средства синтеза появились позже. Поэтому часть конструкций языка не поддерживается синтезом. Одной из таких конструкций является initial. Для того чтобы осуществить начальную инициализацию в синтезируемой модели следует предусмотреть специальный сигнал сброса.

```
module NCO_syn (FC, CO, C, Rst); // имя модуля и список портов
input FC, C, Rst; // входы
output CO; // выход

// описание используемых сигналов
wire [3:0] FC;
wire C, Rst; // не обязательно, так как по умолчанию вход является
одноразрядным проводом
reg [3:0] acc;
reg CO;

// описание поведения системы
always @(posedge C or posedge Rst) // событие — фронт C
или Rst
begin
    if (Rst)
        {CO,acc}=5'b0;
    else
        {CO,acc}={CO, acc}+FO;
endmodule
```

В данном примере добавлена процедурная конструкция if. Как можно видеть, она подобна конструкции if в языке C, нулевое значение в скобках соответствует false, ненулевое – true. Подробно о процедурных конструкциях будет рассказано позже, но следует заметить, что если в скобках стоит выражение, имеющее после вычисления биты со значением z или x, то выполняется else ветвь.

Для проверки работоспособности модуля используются испытательные стенды (testbench). Это модуль верхнего уровня, в котором могут использоваться несинтезируемые конструкции (initial) и типы данных (event, time, real). Также испытательные стенды содержат системные функции для вывода информации (\$display, \$write, \$monitor), записи файлов изменения сигналов (vcd – value change dump) для последующего анализа, исследования статистических свойств сигналов и т. п.

Предположим, что модуль NCO будет использоваться для генерации частот 33 МГц и 40 МГц при тактовой частоте 100 МГц. Для этого в накопительный сумматор на вход FC (frequency code) следует подать 11 и 13 соответственно. При этом полученные частоты будут 34.375 МГц (ошибка 1,375 МГц) и 40.9125 МГц (ошибка 0,9125 МГц), что предположим и требуется. В модуле testbench будут использоваться временные задержки – конструкции вида #NN, где NN – время в наносекундах. Более подробно различные виды задержек (delay) будут рассмотрены ниже. Оба модуля (NCO и testbench) могут быть записаны либо в один, либо в разные файлы.

```
*timescale 1ns/10ps //директива симулятора – установка шага
времени (необязательно, так как 1ns/10ps – значения по умол-
чанию)
module testbench;
```

```
// объявление сигналов
reg clk, rst;
reg [3:0] fc1,fc2
wire f1, f2;
```

```
// объявление переменных
integer clk_cnt, f1_cnt, f2_cnt;
real ratio;
```

```
//построение иерархии
NCO_syn nco1(.Rst(rst), .C(clk), .FC(fc1), .CO(f1)); //под-
ключение по имени
NCO_syn nco2(fc2, f2, clk, rst); //подключение по распо-
ложению
```

```
initial
begin
clk=0;
rst=0;
fc1=4'd11;
fc2=4'd13;
clk_cnt=0;
f1_cnt=0;
f2_cnt=0;
end
```

```
always #5 clk=~clk; // генератор тактовой частоты 100 МГц
```

```
// управление
initial
#1 rst=1'b1; // формирование сброса
#2 rst=1'b0;
#1200; //время симуляции
$display("toggle: clk =, clk_cnt, ", f1, f1_cnt, ", f2", f2_cnt); //
вывод результатов
ratio=100.0*$itor(f1_cnt)/$itor(clk_cnt); // $itor – преобразо-
вание integer в real
$write("freqv @ clk=100MHz f1=%f", ratio);
ratio=100.0*$itor(f2_cnt)/$itor(clk_cnt);
$display(" f2=%f", ratio);
$finish; // завершение симуляции
end
```

```
// сбор статистики
always @(posedge clk)
clk_cnt=clk_cnt+1;
```

```
always @(posedge f1)
f1_cnt=f1_cnt+1;
```

```
always @(posedge f2)
f2_cnt=f2_cnt+1;
```

```
//два метода индикации (выбрать один, чтобы не засорять
выход)
```

```
// 1
// печатает при изменении одного из сигналов
//initial $monitor("Time %t clk %b rst %b f1 %b f2
%b", $time, clk, rst, f1, f2);
```

```
// 2
//печатает по срезу clk
always @(negedge clk) $write("Time %t clk %b rst %b f1 %b f2
%b\n", $time, clk, rst, f1, f2);
```

```
endmodule.
```

Как можно видеть из приведенного примера, блоков initial и always может быть сколько угодно, исполнение происходит одновременно (о том, как работает симулятор, будет рассказано при рассмотрении операции присваивания). Порядок исполнения различных конструкций определяется только по времени исполнения.

Построение иерархии (подключение модулей) возможно двумя способами: по имени (указываются имена портов, использованные при описании модуля) или по расположению (порядок сигналов такой же, как в описании модуля).

После запуска со вторым вариантом печати будет выдано следующее:

```
Compiling source file "testbench.v"
Compiling source file "nco.v"
Highest level modules:
testbench
```

```
Time 1000 clk 0 rst 0 f1 0 f2 0
Time 2000 clk 0 rst 0 f1 1 f2 1
Time 3000 clk 0 rst 0 f1 0 f2 0
Time 4000 clk 0 rst 0 f1 0 f2 1
Time 5000 clk 0 rst 0 f1 1 f2 0
Time 6000 clk 0 rst 0 f1 0 f2 0
Time 7000 clk 0 rst 0 f1 0 f2 1
Time 8000 clk 0 rst 0 f1 1 f2 0
Time 9000 clk 0 rst 0 f1 0 f2 1
[...]
Time 118000 clk 0 rst 0 f1 1 f2 1
Time 119000 clk 0 rst 0 f1 1 f2 0
Time 120000 clk 0 rst 0 f1 0 f2 1
toggle: clk 120 , f1 41 , f2 49
freqv @ clk=100MHz f1=34.166667 f2=40.833333
L41 "testbench.v": $finish at simulation time 120300
```

Время измеряется в единицах, заданных вторым параметром директивы timescale (10 ps), и, соответственно, time 7000 означает 70 нс после старта симуляции. Общее время симуляции составило 1+2+1200=1203 нс. Размерность временных параметров, задаваемых в исходном коде модуля, определяется первым параметром директивы timescale (1 нс).

Вычисленные значения f1 и f2 отличаются от полученных моделированием. При увеличении длины выборки (времени моделирования) разница будет уменьшаться.

Сергей Емец,
yemets@javad.ru

Продолжение следует

Новая жизнь старых радиоламп

В последние годы разработчики аудиоаппаратуры всего мира вновь обратили свое внимание на радиолампы. Это касается не только крупных и мелких частных фирм, но также и простых радиолюбителей, желающих добиться высокого качества звуковоспроизведения, а именно класса High-End. Основная схемотехническая база сформировалась еще в 30-е годы XX века и была дополнена новыми оригинальными решениями уже в наше время.

Хотелось бы отметить такой малоизвестный, но очень важный фактор, гарантирующий качественную и безотказную работу радиоламп, как жестчение, или тренировка.

В пик своего расцвета в 40–60-е годы, радиолампы проходили частичную тренировку на заводах изготовителей, и так как в магазинах лампы не залеживались, вопрос о жестчении не стоял.

Однако во время хранения внутри лампы происходят сложные физико-химические, но обратимые, процессы. Как следствие, это приводит к ухудшению исходных характеристик лампы.

К негативным изменениям характеристик относятся уменьшение тока катода, увеличение дробового эффекта и теплового шума, а также повышенная вероятность межэлектродного пробоя и склонность к внезапным отказам. Весьма отрицательно на параметры лампы влияет также и частичная потеря вакуума, которая и является основной причиной всех бед.

Во многих случаях можно улучшить вакуум в лампе и сделать ее вполне пригодной для работы путем специальной тренировки, которую принято называть «жестчением».

Жестчение можно производить либо в том устройстве, в котором лампа работает, либо в специальной установке.

Рекомендуется следующий порядок жестчения ламп:

1. В течение 2-х минут плавно увеличивать напряжение накала до номинального значения.
2. Выдерживать лампу при нормальном напряжении накала (без других питающих напряжений) 20–30 минут.
3. Включить отрицательное напряжение сетки.
4. Включить напряжение анода, не превышающее половины номинального значения, выдержать 5–10 минут и затем повышать его ступенями через 5–10% до номинального значения, выдерживая на каждой ступени 5–10 минут.

При приближении к номинальному значению напряжения время выдержки на каждой ступени следует немного увеличить (до 15–20 минут). Если при повышении напряжения в лампе произойдет разряд, следует снизить напряжение на одну ступень, выдержать 10–15 минут и затем снова повышать напряжение ступенями до нормального.

Для предохранения лампы от повреждений в случае пробоя в анодную цепь при жестчении необходимо вклю-

чить сопротивление в 3–5 раз больше обычного ограничительного сопротивления, включаемого при нормальной работе лампы. В конце жестчения, при отсутствии разрядов, величину сопротивления следует уменьшить до номинального значения.

При повышении напряжения во время жестчения необходимо следить за тем, чтобы мощности, рассеиваемые электродами, не превышали предельно допустимых значений. Регулировку тока анода можно производить изменением напряжения смещения сетки.

После того как напряжение анода доведено до номинального рабочего значения и в течение 20–30 минут не было разрядов или каких-либо аномалий в работе лампы, рекомендуется увеличить напряжение анода на 5–10% выше номинала и выдержать 10–15 минут. После этого, при отсутствии разрядов, лампу можно включать в работу.

Жестчение можно также производить в динамическом режиме. В этом случае лампа включается при пониженных значениях питающих напряжений и, после выдержки в течение 6–10 минут, напряжения и нагрузка медленно повышаются ступенями до нормальных значений.

В заключение, исходя из своего многолетнего опыта работы на ламповом оборудовании, хотелось бы отметить, что лампы, прошедшие указанную выше тренировку, работали годами в конденсаторных ламповых микрофонах Georg Neumann без ухудшения своих параметров.

Это также относится и к отечественным лампам, стоявшим в первых каскадах микрофонных усилителей. Во время проведения студийных и внестудийных записей не было ни одного случая внезапного отказа. Измерения проводились регулярно, каждые три месяца.

Жизнь большинства ламп удалось продлить, таким образом, десятикратно. Жестчение позволило также заменить в оконечных усилителях с высоким анодным напряжением свыше 600 В специализированные лампы EL34 на более доступные по цене лампы, производимые в бывших социалистических странах. Прострелов и межэлектродных замыканий при этом не наблюдалось. Хочется выразить свою благодарность Евгению Васильченко (FidoNet 2:5049/102.6), за применение вышеуказанных рекомендаций в своих разработках. Это показало, что возможно использовать лампы 6П3С-ЕВ старых годов выпуска в усилителях при анодном напряжении

до 700 В! Длительная работа не выявила никаких недостатков.

Основные рекомендации по применению приемно-усилительных радиоламп

Современные приемно-усилительные лампы имеют, как правило, оксидный катод, состоящий из металлического керна (основания) с активным покрытием из щелочноземельных металлов.

Оксидный катод является тем элементом лампы, стабильность и долговечность которого определяет, в основном, качество работы и долговечность лампы в эксплуатации. Наилучшие результаты дает эксплуатация ламп при номинальном напряжении накала катода. Превышение номинального напряжения накала катода (перекал) приводит к повышению температуры катода, увеличению скорости испарения активирующих катод веществ и осаждению их на других электродах. Это, в свою очередь, ведет к понижению электронной эмиссии катода, падению анодного тока и крутизны характеристики лампы. Кроме того, напыление активирующих веществ на сетки и анод лампы способствует возрастанию термоэлектронного тока с этих электродов, а также приводит к сдвигу характеристики лампы в связи с изменением контактной разности потенциалов между катодом и другими электродами лампы. Понижение напряжения накала оксидного катода против номинального (недокал) приводит к снижению его температуры и к преобладанию процессов дезактивирующих катод, над процессами, активирующими его, в результате чего также происходит быстрое снижение его электронной эмиссии.

Превышение предельно допустимых значений мощности рассеивания на электродах лампы может привести к резкому возрастанию газоотделения из электродов и к порче оксидного катода выделившимися газами. Не рекомендуется применять последовательное включение накала более двух ламп (кроме случаев, когда лампы предназначены для этого), так как при последовательном включении одной группы ламп катод может оказаться в режиме перекала, а у другой – в режиме недокала. Катоды приемно-усилительных ламп делятся на две группы: катоды прямого накала и катоды косвенного накала. В катоде прямого накала нагревающий его ток проходит непосредственно по металлическому керну, на который нанесен слой оксида. В катоде косвенного накала нагрев металлического керна катода, несущего слой оксида, осуществляется при помощи электрически изолированного от него подогревателя. Катод прямого накала имеет большую экономичность, чем катод косвенного накала, и меньшую тепловую инерцию (время разогрева).

Преимуществом приемно-усилительных ламп с катодом косвенного накала является большая механическая прочность и возможность применения для питания накала переменного тока.

При эксплуатации ламп с катодом прямого накала следует придерживать-

ся некоторых правил. Во-первых, в зависимости от величины напряжения накала лампы соединять батареи накала с таким расчетом, чтобы их напряжение незначительно превышало номинальное значение напряжения накала. Во-вторых, общую точку источников питания анода и сеток ламп подключать к отрицательному полюсу батареи накала. Для регулировки напряжения накала рекомендуется применять реостат, подключая его к положительному полюсу батареи накала.

При эксплуатации ламп с катодом косвенного накала следует обращать внимание на то, чтобы напряжение между катодом и подогревателем не превышало допустимого для данного типа лампы значения, указанного в справочных данных. Превышение этого напряжения может вызвать пробой изоляционного покрытия подогревателя и порчу лампы. Весьма существенное значение для эксплуатации ламп имеет правильный выбор сопротивлений в цепи управляющей сетки. Сопротивление в цепи управляющей сетки должно быть минимальным, особенно для ламп с большой крутизной характеристики. В этих лампах, при большой величине сопротивления, включенного в цепь сетки (1–2 МОм), возникновение незначительного обратного тока приведет к резкому возрастанию тока анода и, следовательно, мощности рассеяния на аноде. В ряде случаев этот процесс нарастает лавинообразно и выводит лампы из строя. По этим соображениям, величина сопротивления в цепи управляющей сетки не должна превышать значений, оговоренных в справочнике для соответствующих типов ламп. Во всех случаях применения ламп с большой крутизной характеристики следует использовать схему подачи автоматического смещения. Эта схема снижает опасность недопустимых перегрузок ламп при их смене и при колебаниях питающих напряжений, обеспечивает большую стабильность и меньшую зависимость работы устройства от индивидуальных особенностей ламп. Приемно-усилительные лампы устойчивы к воздействию окружающей пониженных и повышенных температур (от –60 до +60°С) и повышенной относительной влажности окружающего воздуха (до 98%). Устойчивость работы лампы при повышенной температуре окружающего воздуха определяется температурой баллона в его наиболее нагретой части. Перегрев баллона лампы вызывает повышенное газоотделение из стенок баллона, нарушение работы газопоглотителя, в ряде случаев способствует развитию процесса электролиза стекла у ножки лампы, что приводит к преждевременному выходу лампы из строя. Температурный режим баллона зависит от условий излучения, теплопроводности и конвекции, определяемых размерами и свойствами поверхностей предметов, окружающих лампы.

Поэтому при конструировании аппаратуры рекомендуется:

- Избегать применения экранов во всех случаях, когда это не вызвано необходимостью электростатической экранировки.
- При использовании экранов создавать облегченные условия теплоот-

вода от баллона лампы за счет конвекции воздуха, а также применять экраны с малоотражающими поверхностями (черные экраны).

- Учитывать условия охлаждения ламп при выборе расположения элементов аппаратуры.
- Проверять температурный режим ламп.

Предельно допустимая температура баллона неодинакова для разных типов ламп. В среднем, для выходных ламп она не должна превышать 150°С в условиях эксплуатации.

Все лампы могут кратковременно работать в условиях вибрации при частотах от 20 до 70 Гц и ускорениях до 2,5g, но, по возможности, следует принимать все меры амортизации ламп.

При использовании пальчиковых и других бесцокольных ламп с жесткими выводами (штырьками), для устранения опасности разрушения стекла ножки необходимо соблюдать следующие условия:

- Применять ламповые панели только заводского изготовления.
- При монтаже аппаратуры принимать меры, предотвращающие нарушение нормального расположения плавающих контактов гнезд панелей. Для этого рекомендуется вести монтаж панелей при вставленных в них калибрах или старых лампах.
- Вставлять и вынимать лампу в положении, перпендикулярном плоскости панели.
- Указания по эксплуатации сверхминиатюрных ламп:
- Счет выводов ведется от цветной метки. Сгибание выводов у стекла недопустимо. Гнуть выводы, пасть их или зажимать под винт разрешается на расстоянии не менее 5 мм от гребня ножки во избежание появления трещин и сколов в стекле.
- Сколы и небольшие трещины у выводов, не вызывающие натекания в течение 7–14 суток после их образования, допустимы. Признаком отсутствия натекания является наличие на-

та газопоглотителя на куполе баллона или величина обратного тока сетки в пределах нормы.

- Во избежание изгибов и натяжения выводов следует крепить лампы за баллоны при помощи резиновых держателей. Допускается крепление ламп в металлическом пружинящем тонкостенном держателе, который может одновременно служить емкостным экраном.
- Температура стекла баллона во время работы должна быть как можно более низкой. Следует принимать меры по максимальному охлаждению ламп, так как повышение температуры понижает долговечность ламп. Измерение температуры баллонов должно производиться при помощи термопары диаметром не более 0,1 мм.
- В случае применения ламп в наиболее жестком режиме работы или при пониженном атмосферном давлении рекомендуется погружать лампы в охлаждающую жидкость, обладающую должными диэлектрическими свойствами.
- При работе на высокой частоте следует напавать выводы не далее 8–10 мм от стекла, обрезая лишние концы.
- Загрязнение стекла между выводами ведет к снижению сопротивления изоляции. Промывать стекло следует чистой водой или спиртом при помощи щеточки.

Александр Воробьев,
alex@hit.mldnet.com

ПЛАТАН ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ВАШЕГО УСПЕХА

www.platan.ru

• ВИРТУАЛЬНЫЙ МАГАЗИН РЕАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

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

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

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

• НОВОСТИ, ТЕХНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ, СТАТЬИ, ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

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



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

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

Применение кода RC-5

В настоящее время для управления различной аппаратурой очень широко используется дистанционное управление (ДУ) на ИК-лучах. Пожалуй, первым видом бытовой аппаратуры, где использовалось ИК ДУ, были телевизоры. Сейчас ДУ имеется в большинстве видов бытовой аудио- и видеотехники. Даже переносные музыкальные центры в последнее время все чаще оборудуют системой ДУ. Но бытовая техника – это не единственная сфера применения ДУ. Довольно широко распространены приборы с ДУ и на производстве, и в научных лабораториях. Мне, например, доводилось разрабатывать систему ИК ДУ для станка лазерной резки, а также блок питания ФЭУ с ИК ДУ, который в настоящее время выпускается небольшими партиями.

В мире существует достаточно много не совместимых между собой систем ИК ДУ. Наибольшее распространение получила система RC-5. Эта система используется во многих телевизорах, в том числе и отечественных (например, выпускаемых ПО “Горизонт”). Минское ПО “Интеграл” выпускает специализированную микросхему передатчика RC-5 типа INA3010 (аналог SAA3010), причем есть вариант и в корпусе SOIC. Она доступна и стоит несколько дешевле импортного аналога. Применение специализированной микросхемы передатчика резко уменьшает необходимое количество компонентов, а в случае SMD монтажа позволяет разместить ИК передатчик в брелке небольшого размера. Кроме того, в таких микросхемах решен вопрос низкого потребления в режиме ожидания, что делает эксплуатацию пульта очень удобной: нет необходимости в отдельном выключателе питания. Схема переходит в активный режим при нажатии любой кнопки и возвращается в режим микропотребления при ее отпускании. Довольно сложной проблемой может оказаться изготовление собственного корпуса для пульта ДУ. Ситуация значительно упростится, если взять готовый пульт ДУ от серийного аппарата. В настоящее время разными заводами выпускается несколько модификаций пультов ДУ RC-5, причем некоторые модели имеют вполне приличный дизайн. Это позволяет с наименьшими затратами получить самодельное устройство с ИК ДУ. Достаточно лишь на стандартный пульт изготовить новую наклейку с нужными надписями возле кнопок. Такую наклейку удобно изготавливать на оборудовании Gerber-Edge, которое распространено среди изготовителей наружной рекламы. Кроме многоцветной печати, это оборудование способно производить вырезку отверстий для кнопки и вырезку по внешнему контуру наклейки. Промышленные пульты, как правило, предназначены для управления телевизорами. Поэтому они используют систему 0 кода RC-5. Совсем несложно перейти на другой номер системы, и тогда взаимное влияние разных пультов будет исключено.

Система инфракрасного дистанционного управления RC-5 была разработана фирмой Philips для нужд управления

бытовой аппаратурой. Когда мы нажимаем кнопку пульта, микросхема передатчика активизируется и генерирует последовательность импульсов, которые имеют заполнение частотой 36 кГц. Светодиоды преобразуют эти сигналы в ИК-излучение. Излученный сигнал принимается фотодиодом, который снова преобразует ИК-излучение в электрические импульсы. Эти импульсы усиливаются и демодулируются микросхемой приемника. Затем они подаются на декодер. Декодирование обычно осуществляется программно с помощью микроконтроллера. Код RC-5 поддерживает 2048 команд. Эти команды составляют 32 группы (системы) по 64 команды в каждой. Каждая система используется для управления определенным устройством, таким как телевизор, видеомагнитофон и т. д.

Одной из наиболее распространенных

микросхем передатчика является микросхема SAA3010. Кратко рассмотрим ее характеристики.

Напряжение питания – 2...7 В.

Потребляемый ток в ждущем режиме – не более 10 мкА.

Максимальный выходной ток – ±10 мА.

Максимальная тактовая частота – 450 кГц.

Структурная схема микросхемы SAA3010 показана на рис. 1. Описание выводов приведено в таблице 1:

Микросхема передатчика является основой пульта дистанционного управления. На практике один и тот же пульт дистанционного управления может использоваться для управления несколькими устройствами. Микросхема передатчика может адресовать 32 системы в двух различных режимах – комбинированном и в режиме одной системы. В комбинированном режиме сначала выбирается система, а затем команда. Номер выбранной системы (адресный код) хранится в специальном регистре, и происходит передача команды, относящейся к этой системе. Таким образом, для передачи любой команды требуется последовательное нажатие двух кнопок. Это не совсем удобно и оправдано только при работе одновременно с большим количеством систем. На практике передатчик чаще используется в режиме одной системы. При этом вместо матрицы кнопок выбора системы монтируется переключатель, который определяет номер системы. В этом режиме для передачи любой команды требуется нажатие только одной кнопки. Применяв переключатель, можно работать с несколькими системами. И в

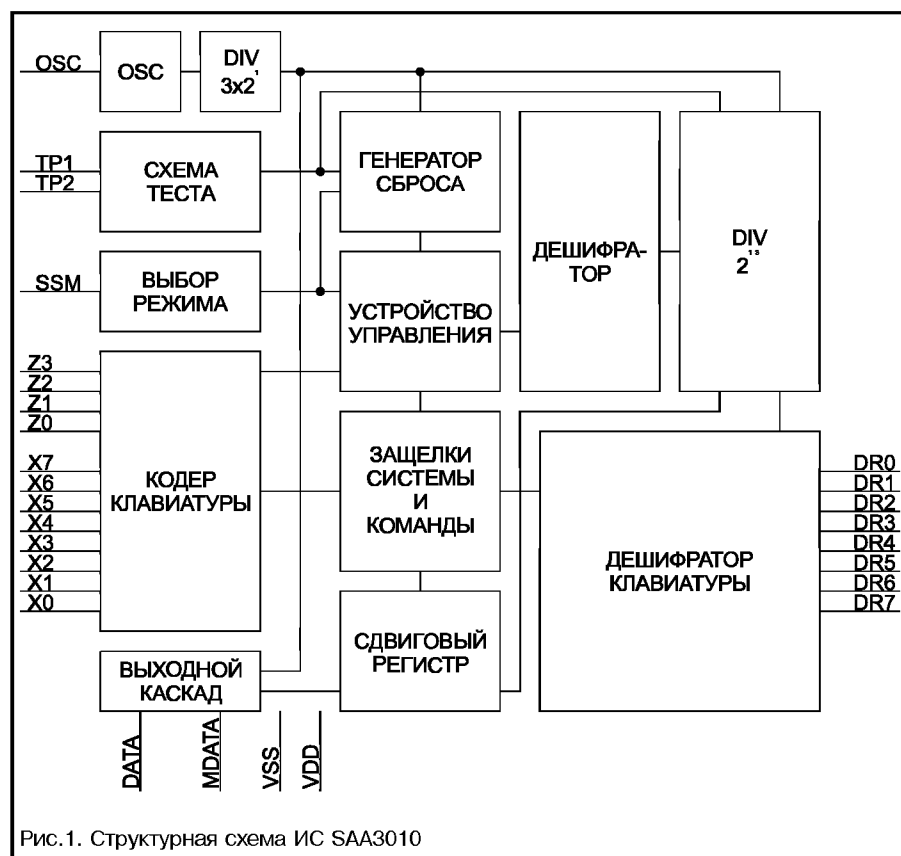


Рис.1. Структурная схема ИС SAA3010

Таблица 1

Вывод	Обозначение	Функция
1	X7	Входные линии матрицы кнопок
2	SSM	Вход выбора режима работы
03.июн	Z0-Z3	Входные линии матрицы кнопок
7	MDATA	Выходные данные, модулированные с частотой 1/12 частоты резонатора и скважностью 25%
8	DATA	Выходные данные
сен.13	DR7-DR3	Выходы сканирования
14	VSS	Земля
15-17	DR2-DR0	Выходы сканирования
18	OSC	Вход генератора
19	TP2	Тестовый вход 2
20	TP1	Тестовый вход 1
21-27	X0-X6	Входные линии матрицы кнопок
28	VDD	Напряжение питания

этом случае для передачи команды требуется нажатие только одной кнопки. Передаваемая команда будет относиться к той системе, которая в данное время выбрана с помощью переключателя.

Для включения комбинированного режима на вывод передатчика SSM (Single System Mode) нужно подать низкий уровень. В этом режиме микросхема передатчика работает следующим образом: во время покоя X и Z-линии передатчика находятся в состоянии высокого уровня с благодаря наличию внутренних р-канальных подтягивающих транзисторов. Когда нажата кнопка в матрице X-DR или Z-DR, запускается цикл подавления дребезга клавиатуры. Если кнопка замкнута на протяжении 18 тактов, фиксируется сигнал "разрешение генератора". В конце цикла подавления дребезга DR-выходы выключаются и запускаются два цикла сканирования, включающие по очереди каждый выход DR. В первом цикле сканирования обнаруживается Z-адрес, во втором – X-адрес. Когда Z-вход (матрица системы) или X-вход (матрица команды) обнаруживается в состоянии нуля, происходит фиксация адреса. При нажатии кнопки в матрице системы передается последняя команда (т. е. все биты команды равны единице) в выбираемой системе. Эта команда передается до тех пор, пока кнопка выбора системы не будет отпущена. При нажатии кнопки в матрице команды передается команда вместе с адресом системы, хранимом в регистре-фиксаторе. Если кнопка отпущена до начала передачи, происходит сброс. Если же передача началась, то, независимо от состояния кнопки, она будет выполнена полностью. Если одновременно нажато более одной Z или X кнопки, то генератор не запускается.

Для включения режима одной системы на выводе SSM должен быть высокий уровень, а адрес системы должен быть задан соответствующей перемычкой или переключателем. В этом режиме во время

покоя X-линии передатчика находятся в состоянии высокого уровня. В тоже время Z-линии выключены для предотвращения потребления тока. В первом из двух циклов сканирования определяется адрес системы и сохраняется в регистре-фиксаторе. Во втором цикле определяется номер команды. Эта команда передается вместе с адресом системы, хранимом в регистре-фиксаторе. Если нет перемычки Z-DR, то никакие коды не передаются.

Если кнопка была отпущена между посылками кода, происходит сброс. Если кнопка была отпущена во время процедуры подавления дребезга или во время сканирования матрицы, но до обнаружения нажатия кнопки, то также происходит сброс. Выходы DR0 – DR7 имеют открытый сток, в состоянии покоя транзисторы открыты.

В коде RC-5 имеется дополнительный управляющий бит, который инвертируется при каждом отпускании кнопки. Этот бит информирует декодер о том, удерживается кнопка или произошло новое нажатие. Бит управления инвертируется только после полностью завершенной посылки. Циклы сканирования производятся перед каждой посылкой, поэтому, даже если во время передачи посылки сменить нажатую кнопку на другую, все равно номер системы и команды будут переданы правильно.

Вывод OSC представляет собой вход/выход одновыводного генератора и предназначен для подключения керамического резонатора на частоту 432 кГц. Последовательно с резонатором рекомендуется включить резистор сопротивлением 6,8 кОм.

Тестовые входы TP1 и TP2 в нормальном режиме работы должны быть соединены с землей. При высоком логическом уровне на TP1 повышается частота сканирования, а при высоком уровне на

TP2 – частота работы сдвигового регистра.

В состоянии покоя выходы DATA и MDATA находятся в Z-состоянии. Генерируемая передатчиком на выходе MDATA последовательность импульсов имеет заполнение частотой 36 кГц (1/12 частоты тактового генератора) со скважностью 25%. На выводе DATA генерируется такая же последовательность, но без заполнения. Этот выход используется в том случае, когда микросхема передатчика выполняет функции контроллера встроенной клавиатуры. Сигнал на выводе DATA полностью идентичен сигналу на выводе микросхемы приемника дистанционного управления (но в отличие от приемника он не имеет инверсии). Оба этих сигнала могут обрабатываться одним и тем же декодером. Применение SAA3010 в качестве контроллера встроенной клавиатуры в некоторых случаях очень удобно, так как для опроса матрицы до 64 кнопок микроконтроллер расходует только один вход прерывания, тем более, что микросхема передатчика допускает питание напряжением +5В.

Передатчик генерирует 14-битное слово данных, которое содержит два стартовых бита, один управляющий бит, пять бит адреса системы, шесть бит команды.

Стартовые биты предназначены для установки АРУ в микросхеме приемника. Управляющий бит является признаком нового нажатия. Длительность такта составляет 1,778 мс. Пока кнопка остается нажатой, слово данных передается с интервалом 64 такта, т. е. 113,778 мс (рис. 2). Для обеспечения хорошей помехоустойчивости применяется двухфазное кодирование (рис. 3).

При использовании кода RC-5 может понадобиться вычислить средний потребляемый ток. Сделать это достаточно просто, если воспользоваться рис. 4, где показана подробная структура посылки.

Для обеспечения одинакового реагирования оборудования на команды RC-5, коды распределены строго определенным образом. Такая стандартизация позволяет конструировать передатчики, способные управлять различными устройствами. Благодаря одним и тем же кодам команд для одинаковых функций в разных устройствах, передатчик с относительно небольшим числом кнопок может управлять одновременно, например, аудиокomплексом, телевизором

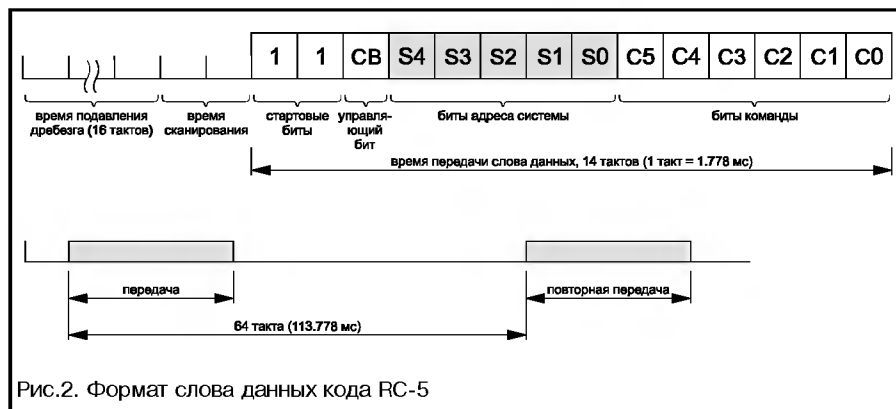


Рис.2. Формат слова данных кода RC-5

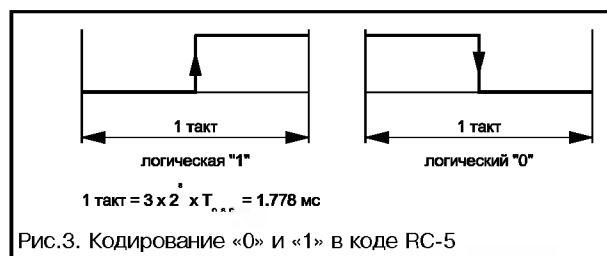


Рис.3. Кодирование «0» и «1» в коде RC-5

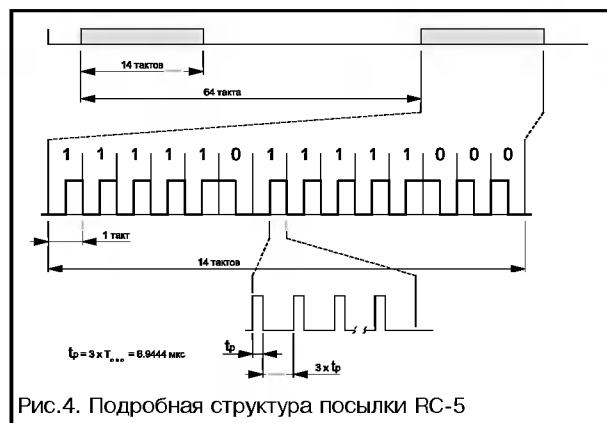


Рис.4. Подробная структура посылки RC-5

ром и видеомagneтофоном.

Номера систем для некоторых видов бытовой аппаратуры приведены ниже:

- 0 – Телевизор (TV);
 - 2 – Телетекст;
 - 3 – Видеоданные;
 - 4 – Видеопроектор (VLP);
 - 5 – Кассетный видеомagneтофон (VCR);
 - 8 – Видео тюнер (Sat. TV);
 - 9 – Видеокамера;
 - 16 – Аудио предусилитель;
 - 17 – Тюнер;
 - 18 – Мagneтофон;
 - 20 – Проигрыватель компакт-дисков (CD);
 - 21 – Проигрыватель (LP);
 - 29 – Освещение;
- Остальные номера систем зарезервированы для будущей стандартизации или

для экспериментального использования. Стандартизовано также соответствие некоторых кодов команд и функций.

Коды команд для некоторых функций приведены ниже:

- 0 – 9 – Цифровые величины 0 – 9;
- 12 – Дежурный режим;
- 15 – Дисплей;
- 13 – Пауза;
- 16 – Громкость “+”;
- 17 – Громкость “-”;
- 30 – Поиск вперед;
- 31 – Поиск назад;
- 45 – Выброс;
- 48 – Пауза;
- 50 – Перемотка назад;
- 51 – Перемотка вперед;
- 53 – Воспроизведение;
- 54 – Стоп;

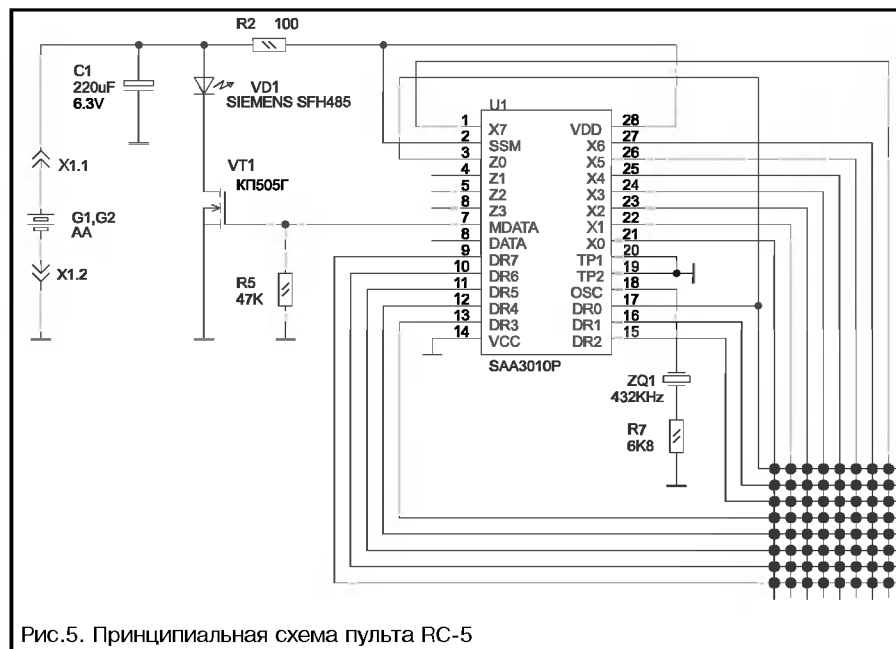


Рис.5. Принципиальная схема пульта RC-5

55 – Запись;

Для того чтобы на основе микросхемы передатчика построить законченный пульт ИК ДУ, необходим еще драйвер светодиода, который способен обеспечивать большой импульсный ток. Современные светодиоды работают в пультах ДУ при импульсных токах около 1 А. Драйвер светодиода очень удобно строить на низковольтном (logic level) МОП-транзисторе, например КП505А. Пример принципиальной схемы пульта приведен на рис. 5.

Номер системы задается переключкой между выводами Zi и DRj:

$$\text{Sys} = 8i + j.$$

Код команды, который передается при нажатии кнопки, замыкающей линию Xi с линией DRj, вычисляется следующим образом:

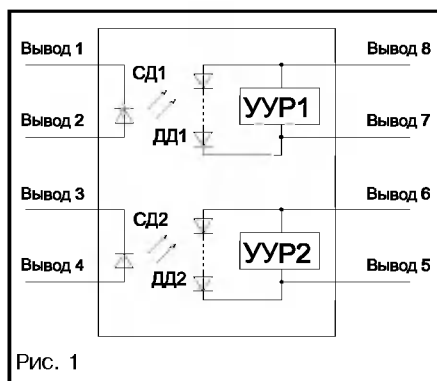
$$\text{Com} = 8i + j.$$

Леонид Ридико
wubclick@yahoo.com

Фотовольтаический оптрон К294ПП1АП

Стремление к миниатюризации функциональных элементов электрических цепей привело к созданию нового класса оптоэлектронных интегральных микросхем, так называемых “твердотельных реле”, совмещающих достижения физики полупроводниковых приборов, оптики тонких пленок, интегральной технологии и микросхемотехники [1]. Фотовольтаический оптрон К294ПП1АП позволяет создать новую серию твердотельных реле, предназначенных для коммутации больших токов, а также существенным образом расширить возможности разработчика в выборе схемотехнических решений при проектировании миниатюрных источников питания, линейных трансформаторов тока и конвертеров, интерфейсных драйверов.

Фотовольтаический оптрон К294ПП1АП, выполненный в стандартном пластмассовом 8-выводном DIP-корпусе, является гибридной интегральной схемой, содержащей два независимых оптоэлектронных канала (рис. 1). Каждый из каналов состоит из светодиода (СД), оптически связанного с линией последовательно соединенных фотодиодов (ФД), и устройства ускорения



разряда (УУР), обеспечивающего быстрый разряд емкости нагрузки при выключении фотовольтаического оптрона.

Входной светодиод, изготовленный на арсенид-галлиевой гетероструктуре типа GaAs-Ga_{0.8}Al_{0.2}As излучает свет в области длин волн 0,82 – 0,9 мкм. Квантовый выход η такого светодиода достигает 2 – 4% при пропускании через р-п переход прямого тока

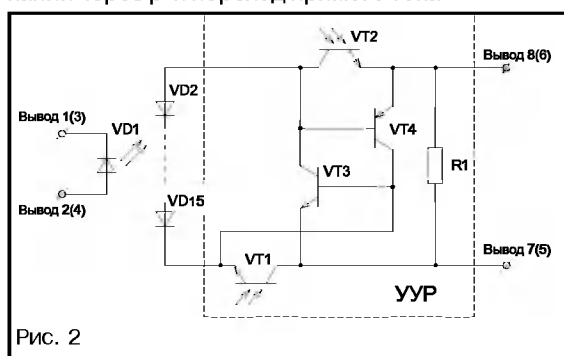


Рис. 2

величиной всего в несколько миллиампер. Световой поток через оптически прозрачный барьер, в качестве которого используется кремний-органический компаунд с высоким коэффициентом преломления, освещает цепочку из четырнадцати последовательно соединенных фотодиодов, которая является источником фото-ЭДС малой мощности. Изоляция отдельных фотодиодов друг от друга осуществляется с помощью диэлектрика, например двуокиси кремния. Это предотвращает паразитные утечки между отдельными фотодиодами, способные привести к снижению суммарной фото-ЭДС. На одном кристалле с фотодиодами расположено устройство ускорения разряда. Непрозрачный экран закрывает те его элементы, посторонняя засветка которых может помешать нормальному функционированию оптрона.

Конструктивные особенности прибора, а именно: зазор между входными и выходными выводами не менее 8 мм и изолирующий барьер между светодиодным излучателем и кристаллом фотоприемника толщиной 0,4 мм – отвечают требованиям электробезопасности и обеспечивают устойчивость фотовольтаического оптрона К294ПП1АП к воздействию испытательного напряжения изоляции не менее 1500 В, прикладываемого между входными и выходными выводами корпуса прибора в течение 1 минуты.

Электрическая схема

На рис. 2 показана электрическая схема одного канала фотовольтаического оптрона.

VD1 – светоизлучающий диод. Кристалл фотоприемника содержит цепочку последовательно соединенных фотодиодов VD2-VD15, высокоомный

резистор R1, схему ускорения разряда, состоящую из тиристора на транзисторах VT3, VT4 и фототранзисторов VT1, VT2.

Схема работает следующим образом. Благодаря оптической связи светодиода VD1 с элементами фотоприемника протекание во входной цепи электрического тока вызывает возникновение фототока в фототранзисторах VT1, VT2, надежно шунтирующих тиристор на транзисторах VT3, VT4, а также, обеспечивает фотовольтаический режим работы фотодиодов VD2-VD15, физические основы которого подробно рассмотрены в [2]. При выключении светодиода фототранзисторы VT3, VT4 отключаются, что приводит к срабатыванию тиристора на транзисторах VT3, VT4 непосредственно через базу которых начинает протекать разрядный ток. Высокоомный резистор R1, кроме функций дополнительного элемента разряда, шунтирует малые уровни фототока, которые могут возникнуть в результате воздействия помех на входе фотовольтаического оптрона.

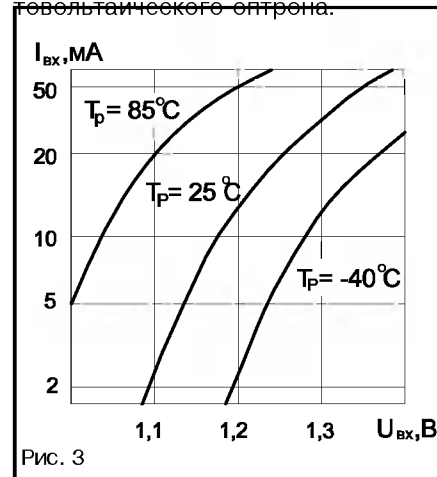


Рис. 3

Электрические параметры

Типовые значения основных электрических и эксплуатационных характеристик фотовольтаического оптрона К294ПП1АП при температуре ок-

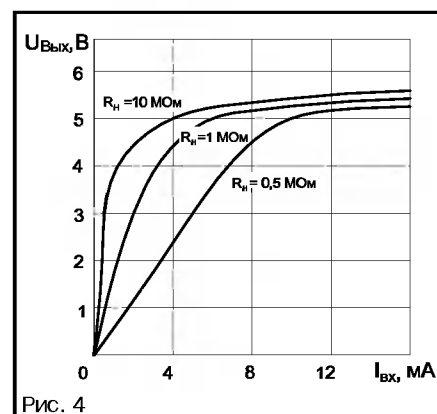


Рис. 4

Таблица 1

Наименование параметра	Условное обозначение	Единицы измерения	Значение параметра			Режим измерения
			(T = 25°С)			
			Мин.	Типовое	Макс.	
Входной ток	I _{вх}	мА	2		50	
Температурный коэффициент входного тока	K _Т	мА/°С		- 0.5		
Прямое входное напряжение	U _{вх}	В		01.апр		I _{вх} = 10мА
Обратное входное напряжение	U _{вх о}	В			7	I _{вх} = 100мкА
Обратный входной ток	I _{вх о}	мкА			10	U _{вх о} = 7В
Импульсный прямой входной ток	I _{вх имп}	А			1	
Прямое выходное напряжение	U _{вых}	В			1	I _{вх} = 1мА, U _{вх} = 0.8В
Обратный выходной ток	I _{вых о}	мкА			10	U _{вых о} = 10В, U _{вх} = 0.8В
Напряжение холостого хода	U _{х х}	В	5			I _{вх} = 10мА, I _{вых} = 0
Ток короткого замыкания	I _{к з}	мкА	10			I _{вх} = 10мА, U _{вых} = 0
Коэффициент передачи тока	K _I		0.001			U _{вх} = 0, U _{вых} = 0
Температурный коэффициент тока короткого замыкания	K _Т	мкА/°С		- 0.07		
Температурный коэффициент напряжения холостого хода	K _{ТУ}	В/°С		- 0.03		
Время включения	t _{вкл}	мкс			20	I _{вх} = 20мА, C _н = 100пФ, R _н = 10МОм
Время выключения	t _{выкл}	мкс			20	I _{вх} = 20мА, C _н = 100пФ, R _н = 10МОм
Напряжение изоляции	U _{из}	В	1500			t = 1мин
Сопротивление изоляции	R _{из}	Ом	1011			U _{из} = 100В
Тепловое сопротивление кристалл – окружающая среда	R _Т	°С/мВт		01.фев		
Предельно допустимая температура кристалла		°С			125	
Рабочий диапазон температур	T _р	°С	-40		85	
Температура хранения	T _{из}	°С	-40		100	

ружающей среды 25°C представлены в таблице 1.

На рисунке 3 приведено семейство входных вольт-амперных характеристик, снятое при различных значениях температуры окружающей среды.

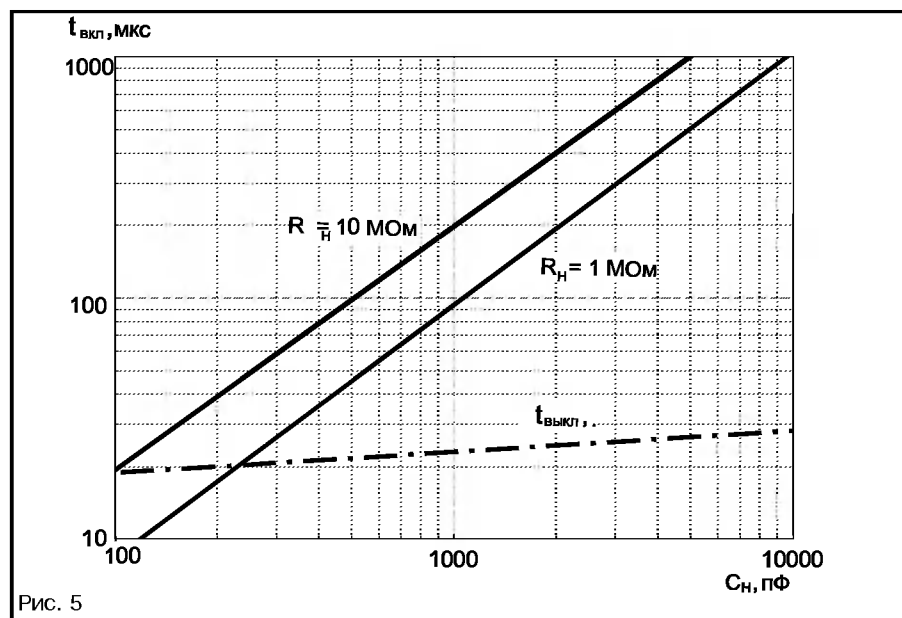
Типовая зависимость выходного напряжения от входного тока при различных величинах сопротивления нагрузки показана на рис. 4. Отметим, что уменьшение входного тока относительно номинального значения, приводит к существенному уменьшению выходного напряжения. В то же время увеличение входного тока практически не дает сколько-нибудь заметного улучшения этого параметра. Напротив, время включения является практически линейной функцией от величины входного тока, а выходной ток короткого замыкания с высокой точностью можно определить из соотношения

$$I_{к.з.} = K_I \cdot I_{вх}.$$

Время включения фотовольтаического оптрона К293ПП1АП также существенно зависит от характера нагрузки (рис. 5), а время выключения, благодаря схеме ускорения разряда, остается практически неизменным в широком интервале нагрузочных характеристик. Следует также отметить, что надежное выключение микросхемы возможно только при поддержании на входе напряжения менее 0,8 В.

Вышеприведенные зависимости убеждают, что не следует выбирать входной ток ниже номинального. В то же время необходимо помнить: микросхема К294ПП1АП сохраняет свои функциональные возможности и высокий уровень надежности, если рабочая температура полупроводниковых кристаллов не превышает 125°C. Тепло может поступать как из окружающей среды, так и в результате тепловыделения в самом приборе, главным образом во входных цепях в результате протекания тока. Необходимо следить, чтобы средний входной ток не превышал 50 мА при температуре меньше или равной 25°C и снижался на 0,5 мА с ростом температуры окружающей среды на 1°C. В случае, когда требуется уменьшить время включения фотовольтаического оптрона, рекомендуется использовать импульсное управление входным светодиодом, регулируя величину среднего тока скважностью входного сигнала (рис. 6).

Температурный режим работы фо-



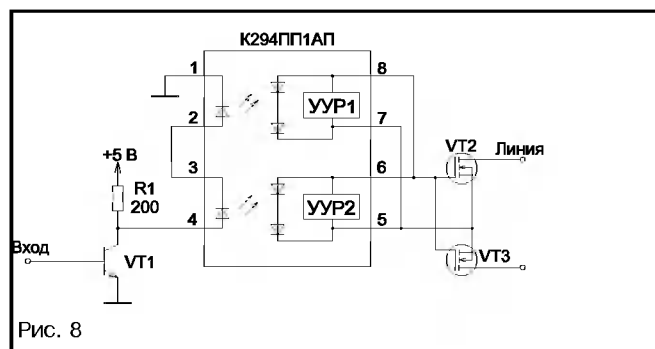
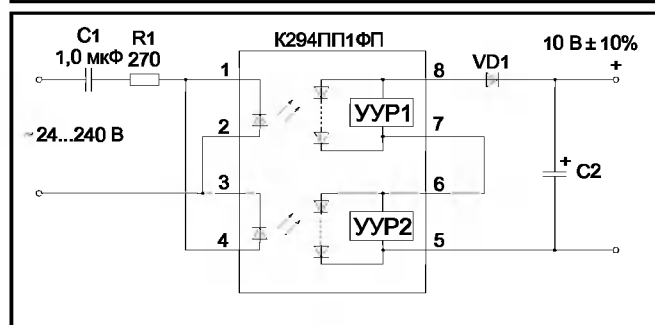
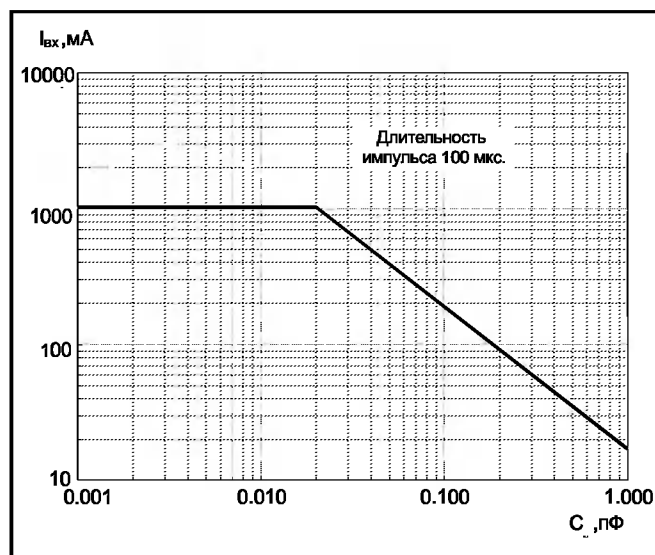


Рис. 8

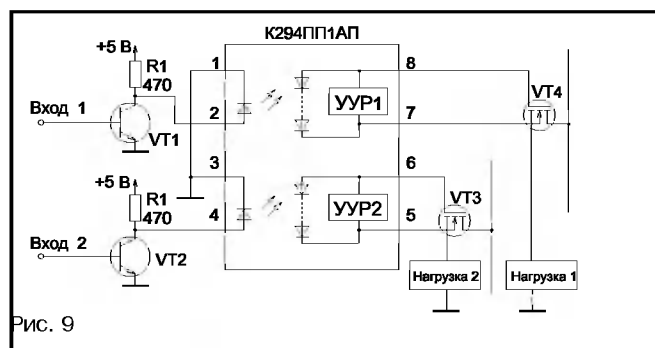


Рис. 9

Так как выходная мощность фото-вольтаического оптрона составляет всего около 50 мкВт, следует тщательно подбирать величину нагрузки. Однако при необходимости, параллельным или последовательным соединением выходов микросхемы можно кратно увеличивать уровень выходных токов и напряжений

соответственно. На рис. 7 представлена электрическая схема преобразователя переменного напряжения 220 В в 10 В постоянного с током короткого замыкания 5 мА. Следует отметить, что уровень выходного напряжения такого устройства будет оставаться практически неизменным даже при значительном уменьшении амплитуды входного сигнала.

Выходные характеристики микросхемы К294ПП1АП наиболее подходят для управления коммутационными приборами с изолированным затвором, входная цепь которых является практически идеальной емкостью. Электрическая схема, изображенная на рис. 8, стала базой для "твердо-

включение каналов микросхемы К294ПП1АП по выходу позволяет удвоить ее нагрузочную способность, что улучшает динамические характеристики при работе на большую входную емкость затвора мощного ДМОП транзистора.

Наряду с принципиально новыми схмотехническими возможностями, которые открывает микросхема К294ПП1АП, простые решения могут быть реализованы и для хорошо известных технических задач. Например, на рис. 9 представлена схема управления транзистором с изолированным затвором так называемого "верхнего уровня".

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

Фото-вольтаического оптрона оказывает определенное влияние и на другие параметры микросхемы. Так, при входном токе 10 мА температурные коэффициенты выходного тока короткого замыкания и напряжения холостого хода составляют $-0,07 \text{ мА/}^{\circ}\text{C}$ и $-0,03 \text{ В/}^{\circ}\text{C}$ соответственно.

Типовые схемы применения

тельных реле", которые по совокупности параметров способны заменить электромагнитные аналоги. Подобно механическим контактам, пара встречно включенных ДМОП транзисторов, управляемая фото-вольтаическим оптроном, способна коммутировать линию, передающую аналоговые сигналы. Параллельное

(Продолжение, начало № 1 – 2/2000)

Линейные стабилизаторы напряжения широкого применения

Изделия, производимые фирмой **National Semiconductor Corporation** (<http://www.national.com>)

Краткие сведения

National Semiconductor является одним из родоначальников класса интегральных стабилизаторов напряжения и предлагает очень широкий ассортимент этих изделий. Ниже вкратце приводится список

поставляемых ей линейных стабилизаторов. Обращаем внимание читателей на следующие моменты. Во-первых, часть микросхем, которые вы найдете в приводимых ниже таблицах, уже так или иначе фигурировала в предыдущих справочных листках. Однако, поскольку здесь приведен практически полный перечень поставляемых фирмой на момент подготовки материала микросхем, автор счел возможным не исключать

из приводимых ниже таблиц изделия, уже упоминавшиеся ранее. Далее, некоторые микросхемы вы одновременно найдете и в таблице с регулируемыми стабилизаторами, и в таблице со стабилизаторами на фиксированное выходное напряжение. Это не опечатка, некоторые позиции фирма действительно выпускает и в том, и в другом исполнении, они имеют несколько различающуюся маркировку (подробнее – в справочных материалах на конкретные микросхемы, которые доступны на сайте National Semiconductor). Далее, тип корпуса die и wafer – на самом деле различные варианты бескорпусного исполнения, заказываемого обычно крупными фирмами для встраивания в гибридные схемы и для самостоятельного корпусирования с последующим выпуском под своей маркой, для подавляющего большинства отечественных пользователей эти позиции недоступны (да и не нужны). Остальные типы корпусов хорошо известны, конкретные

Табл. 9. 3-выводные регулируемые, на одно отрицательное напряжение

Наименование	Тип корпуса	Мин. вх. напряжение (В)	Макс. вх. напряжение (В)	Макс. вх. ток (А)	Макс. вх. ток (А)	Макс. вх. ток (А)
LM137	TO-39; TO-3; Ceramic SOIC;	-40	-4,20	1,5 А	-37	-1,20
LM137HV	TO-39; TO-3	-60	-4,20	1,5 А	-47	-1,20
LM333	TO-3	-35	-4,20	3 А	-32	-1,20
LM337	220; TO-39; TO-3; wafer	-40	-4,20	1,5 А	-37	-1,20
LM337HV	TO-39; TO-3	-40	-4,20	1,5 А	-37	-1,20
LM337L	NARROW; TO	-40	-4,20	100 мА	-37	-1,20

Табл. 10. 3-выводные фиксированные, на одно отрицательное напряжение

Наименование	Тип корпуса	Мин. вх. напряжение (В)	Макс. вх. напряжение (В)	Макс. вх. ток (А)	Вых. напряжение (В)
LM120	TO-39; TO-3; die; wafer	-35; -40; -25	-15; -18; -8	1,5 А	-12; -15; -5

Табл. 11. 3-выводные регулируемые, на одно положительное напряжение

Наименование	Тип корпуса	Мин. вх. напряжение (В)	Макс. вх. напряжение (В)	Макс. вх. ток (А)	Мин. вх. напряжение (В)	Макс. вх. напряжение (В)
LM117	TO-39; TO-3; LCC; die; wafer	4,20	40	500 мА; 1,5 А	1,20	37
LM117HV	TO-39; TO-3	4,20	60	500 мА; 1,5 А	1,20	57
LM138	TO-3	4,20	40	5 А	1,20	32
LM150	TO-3; die	4,20	35	3 А	1,20	32
LM305A	Wafer	8,50	40	45 мА	4,50	30
LM317	SOT-223; TO-220; TO-252; TO-263; TO-39; TO-3; die; wafer	4,20	40	1 А; 1,5 А; 500 мА	1,20	37
LM317A	TO-39	4,20	40	500 мА	1,20	37
LM317HV	TO-220; TO-39; TO-3	4,20	60	500 мА	1,20	57
LM317L	SOIC NARROW; TO-92; die; wafer	4,20	40	100 мА	1,20	37
LM338	TO-220; TO-3	4,20	40	5 А	1,20	32
LM350	TO-220; TO-3	4,20	35	3 А	1,20	32
LM723	MDP(MCM); TO-5; LCC; Cerdip; wafer	9,50	40	150 мА	2	37
LM23C	TO-5; die; wafer	9,50	40	150 мА	2	37

Табл. 12. 3-выводные фиксированные, на одно положительное напряжение

Наименование	Тип корпуса	Мин. вх. напряжение (В)	Макс. вх. напряжение (В)	Макс. вых. ток	Вых. напряжение (В)
LM109	TO-39; TO-3; wafer	7,10	35	1 А	5,05
LM123	TO-3	7,50	20	3 А	5
LM309	TO-39; TO-3	7,10	35	1 А	5,05
LM323	TO-3	7,50	20	3 А	5
LM323A	TO-3	7,50	20	3 А	5
LM340	SOT-223; TO-220; TO-263; TO-3; die; wafer	7,50; 14,60	35	1 А	5; 12
LM78L05	SOIC NARROW; TO-92	6,70	35	100 мА	5
LM78L09	TO-92	10,70	35	100 мА	9
LM78L12	SOIC NARROW; TO-92	13,70	35	100 мА	12
LM78L15	SOIC NARROW; TO-92 ; wafer	16,70	35	100 мА	15
LM78L62	TO-92	7,60	35	100 мА	6,20
LM78L82	TO-92	9,90	35	100 мА	8,20
LM78M05	TO-220; TO-252; TO-39; wafer	7,20	35	500 мА	5
LM78M12	TO-220; TO-39; wafer	14,50	35	500 мА	12
LM78M15	TO-220; TO-39	17,60	35	500 мА	15

Табл. 13. 3-выводные регулируемые с малым падением, на одно положительное напряжение

Наименование	Тип корпуса	Мин. вх. напряжение (В)	Макс. вх. напряжение (В)	Макс. вых. ток	Мин. типовое падение напряжения (В)	Мин. вых. напряжение (В)	Макс. вых. напряжение (В)
LM1084	TO-220; TO-263	2,70	29	5 А	1,30	1,25	27,5
LM1085	TO-220; TO-263	2,70	29	3 А	1,30	1,25	27,5
LM1086	TO-220; TO-263	2,75	29	1,5 А	1,30	1,25	27,7
LM1117	SOT-223; TO-220; TO-252	2,65	15	800 мА	1,20	1,25	13,8
LM2931	SOIC NARROW; TO-220; TO-263	-	26	100 мА	0,30	3	24
LM2941	TO-220; TO-263; Cerdip; Ceramic	-15	26	1 А	0,50	5	20
LM2941C	TO-220; TO-263	-15	26	1 А	0,50	5	20
LMS1585A	TO-220; TO-263	2,40	13	5 А	1,20	1,25	11,8
LMS1587	TO-220; TO-263	2,40	13	3 А	1,15	1,25	11,85
LP2951	SOIC NARROW; MINI SOIC; MDIP; LCC; TO-5; Cerdip; Ceramic SOIC; wafer	-0,30	30	100 мА	0,38	1,24; 1,2350	29; 29,50
LP2952	SOIC NARROW; MDIP(MCM)	-20	30	250 мА	0,47	1,23	29
LP2952A	wafer	-20	30	250 мА	0,47	1,23	29
LP2953	SOIC NARROW; MDIP	-20	30	250 мА	0,47	1,23	29
LP2953A	Cerdip; Ceramic SOIC; die	-20	30	250 мА	0,47	1,23	29
LP2956	SOIC NARROW; MDIP	-20	30	250 мА	0,47	1,23	29
LP2975	MINI SOIC	1,80	24	-	-	1,24	24
LP2986	SOIC NARROW; MINI SOIC	2,10	16	200 мА	0,18	1,23	16
LP3964	SOT-23; TO-220; TO-263	2,50	7	800 мА	0,24	1,2150	5
LP3965	SOT-23; TO-220; TO-263	2,50	7	1,5 А	0,38	1,2150	5
LP3966	TO-220; TO-263	2,50	7	3 А	0,80	1,2150	5

Табл. 14. Фиксированные 3-выводные с малым падением, на одно положительное напряжение

наименование	Тип корпуса	Мин. вх. напряжение (В)	Макс. вх. напряжение (В)	Макс. вых. ток	Мин. типовое падение напряжения (В)	Вых. напряжение (В)
LM1084	TO-220; TO-263	2,70	27; 18; 25	5 А	1,30	12; 3,30; 5
LM1085	TO-220; TO-263	2,70	27; 18; 25	3 А	1,30	12; 3,30; 5
LM1086	TO-220; TO-263	1,40	30	1,5 А	1,30	2,85; 3,30; 5
LM1117	SOT-223; TO-220; TO-252	4,15; 4,60; 6,30	10; 15	800 мА	1,20	2,85; 3,30; 5
LM2930	TO-220; TO-263; wafer	-	26	150 мА	0,32	5; 8
LM2931	SOIC NARROW; TO-220; TO-263; TO-92	-	26	100 мА	0,30	5
LM2936-1.8	SOT-223	-	40	50 мА	0,20	5
LM2936-2.5	SOT-223	-	40	50 мА	0,20	5
LM2936-3.0	SOIC NARROW; SOT-223	-	40	50 мА	0,20	5
LM2936-3.3	SOIC NARROW; SOT-223	-	40	50 мА	0,20	5
LM2936-5.0	SOIC NARROW; SOT-223; TO-252; TO-92; wafer	-	40	50 мА	0,20	5
LM2937	SOT-223; TO-220; TO-263; wafer	-	26	500 мА	0,50	10; 12; 15; 5; 8

Таблица 14. Продолжение

LM2937-2.5	SOT-223; TO-220; TO-263	4,75	26	400 mA; 500 mA		2,50
LM2937-3.3	SOT-223; TO-220; TO-263	4,75	26	400 mA; 500 mA	-	3,30
LM2940	SOT-223; TO-220; TO-263	-	26	1 A	0,50	10; 12; 15; 5; 8; 9
LM2940C	TO-220; TO-263; die; wafer	-	26	1 A	0,50	12; 15; 5; 9
LM2984	TO-220	-	26	500 mA	0,53	5
LM2984C	TO-220	-	-	-	-	5
LM330	TO-220	-	26	150 mA	0,32	5
LM3940	SOT-223; TO-220; TO-263; Cerdip; Ceramic SOIC	-	7,50	1 A	0,50	3,30
LM9070	TO-220; TO-263	5,30	26	250 mA	0,80	5
LM9071	TO-220; TO-263	5,30	26	250 mA	0,80	5
LM9072	TO-263	5,50	27	350 mA	0,80	5
LM9073	TO-220; TO-263	5,50	27	700 mA	0,80	5
LMS1585A	TO-220; TO-263	4,50	13	5 A	1,20	3,30
LMS1587	TO-220; TO-263	4,50; 2,75	13	3 A	1,15	3,30; 1,50
LP2950	TO-252; TO-92	-	30	100 mA	0,38	3,30; 5
LP2954	SOICNARROW; TO-220; TO-263	-	30	250 mA	0,47	5
LP2954A	TO-220; TO-263	-	30	250 mA	0,47	5
LP2957	TO-220; TO-263	-	30	250 mA	0,47	5
LP2957A	TO-220; TO-263	-	30	250 mA	0,47	5
LP2960	SOICNARROW	-20	30	500 mA	0,47	3,30; 5
LP2966	MINI SOIC	2,70	7	150 mA	0,1350	1,80; 2,50; 2,80; 3; 3,30; 3,60; 5
LP2980	MicroSMD; SOT-23	2,10	16	50 mA	0,12	3,30; 5; 2,50; 2,90; 3; 4,50; 2,80; 4