

ТВОРИМ ВМЕСТЕ!

«СОЛОН»



Под ред. А. Грифа

В КОПИЛКУ РАДИОЛЮБИТЕЛЯ

Популярные схемы и конструкции



ISBN 5-98003-210-X



Микроконтроллеры в автомобиле и на даче
Мощный усилитель для профессионала
Чем питается «Люстра Чижевского»?
Кое-что для начинающих радиолюбителей

Серия «СОЛОН — РАДИОЛЮБИТЕЛЯМ»

Под редакцией А. Грифа

В копилку радиолюбителя

Популярные схемы и конструкции

Микроконтроллеры в автомобиле и на даче
Мощный усилитель для профессионала
Чем питается «Люстра Чижевского»
Кое-что для начинающих радиолюбителей

Москва
СОЛОН-Пресс
2005

Под редакцией А. Я. Грифа

Г82 В копилку радиолюбителя. Популярные схемы и конструкции. — М.: СОЛОН-Пресс, 2005. — 128 с.: ил. — (Серия «СОЛОН — РАДИОЛЮБИТЕЛЯМ»)

ISBN 5-98003-210-X

Это очередной выпуск сборника для радиолюбителей-конструкторов — силами радиолюбителей, который выпускает издательство «СОЛОН-Пресс». Он продолжает традиции вышедших изданий по разнообразию статей с описанием оригинальных конструкций. Но данная книга отличается от прежних сборников новизной направлений в радиолюбительском творчестве. Это прежде всего касается приобщения читателей к микроконтроллерной технике и методике проектирования и расчетов устройств.

www.solon-press.ru. E-mail: solon-avtor@coba.ru

КНИГА — ПОЧТОЙ

Книги издательства «СОЛОН-Пресс» можно заказать наложенным платежом (оплата при получении) по фиксированной цене. Заказ оформляется одним из двух способов:

1. Послать открытку или письмо по адресу: 123242, Москва, а/я 20.
2. Передать заказ по электронной почте на адрес: magazin@solon-r.ru.

Бесплатно высылается каталог издательства по почте.

При оформлении заказа следует правильно и полностью указать адрес, по которому должны быть высланы книги, а также фамилию, имя и отчество получателя. Желательно дополнительно указать свой телефон и адрес электронной почты.

Через Интернет вы можете в любое время получить свежий каталог издательства «СОЛОН-Пресс». Для этого надо послать пустое письмо на робот-автоответчик по адресу: katalog@solon-r.ru.

Получать информацию о новых книгах нашего издательства вы сможете, подписавшись на рассылку новостей по электронной почте. Для этого пошлите письмо по адресу: news@solon-r.ru. В теле письма должно быть написано слово SUBSCRIBE.

По вопросам приобретения обращаться:

ООО «Альянс-книга»

Тел: (095) 258-91-94, 258-91-95

www.abook.ru

От автора-составителя

Данная книга отличается от прежних сборников, выпущенных издательством «СОЛОН-Пресс», новизной направлений в радиолюбительском творчестве. Это прежде всего касается приобщения читателей к микроконтроллерной технике.

В сборник включена статья Е. Васильченко «Микроконтроллерный автомат плавного выключения освещения в автомобиле». Автор на примере простейшего микроконтроллерного автомата показывает все стадии разработки устройства: схемы, конструирование, программное обеспечение, прошивки, отладки. Описан принцип регулировки тока с помощью широтно-импульсной модуляции. Устройство может быть установлено в любой автомобиль без вмешательства в штатную проводку или использоваться в быту.

К новизне подачи материала относятся и известные любителям темы конструкций, например помещенные в сборнике статьи С. Бирюкова «Блоки питания с балластным конденсатором» и А. Шихатова «Пассивные разделительно-корректирующие фильтры», в которых авторы не ограничиваются только описанием материала для повторения, но и приводят методы расчета для самостоятельного проектирования.

В этом выпуске рассматриваются варианты возможной замены в известных принципиальных схемах устройств, скажем устаревших транзисторов на современную электронную базу. Какой положительный результат можно получить, убедительно иллюстрируют статья Ю. Виноградова «Автомат “вечерний свет”» и описания конструкций приемников прямого усиления в материалах для начинающих В. Морягина.

Хотелось бы, чтобы заголовок вышедшего сборника «Творить вместе!» не остался лишь лозунгом, а стал импульсом к новым поискам наших читателей по созданию оригинальных схем и конструкций. Издатели приглашают их к совместной работе — ТВОРИТЬ ВМЕСТЕ.

А. Гриф,
arnold_grif@mtu-net.ru

Глава 1. Современные электронные устройства

1.1. Микроконтроллерный автомат плавного выключения освещения в автомобиле

Е. Васильченко

г. Казань

Для радиолюбителей, знакомых с началами программирования и схемотехники. На примере простейшего микроконтроллерного устройства показаны все стадии разработки: схема, конструктивное исполнение, программное обеспечение, прошивка, отладка. Описан принцип регулировки тока с помощью широтно-импульсной модуляции. Устройство может быть установлено в любой автомобиль или использоваться в быту. При замыкании контактов датчика лампы освещения плавно гаснут. При размыкании также медленно загораются.

Вероятно, многие автолюбители знают о том, что даже в относительно недорогих автомобилях освещение салона при закрывании дверей гаснет плавно, чтобы подготовить глаза водителя к темноте. Эта небольшая, но довольно приятная опция может быть реализована в любом автомобиле без вмешательства в штатную проводку. Для этого служит описываемое здесь несложное устройство с микроконтроллером. На первый взгляд может показаться, что использование микроконтроллера взамен обычного концевых выключателя является стрельбой из пушки по воробьям. Однако знакомство с некоторыми проектами аналогичных по назначению устройств, реализованных на дискретных элементах, рассеивает все сомнения. Блочные схемы всех устройств одинаковы. Все они содержат силовой элемент, с помощью которого регулируется ток через нагрузку, устройство формирования временных интервалов и линейно изменяющегося напряжения, а также схему сопряжения контактов и логики работы.

Пожалуй, самое простое из подобных устройств может быть реализовано на одном мощном транзисторе с изолированным затвором (рис. 1.1).

Если концевой выключатель на двери нормально замкнут, подойдет схема рис. 1.1, а. При замыкании контактов S1 происходит разряд

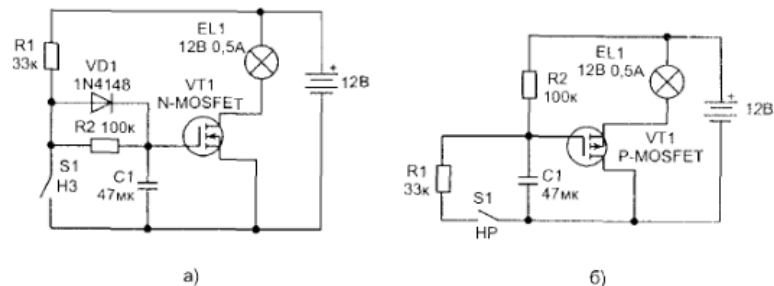


Рис. 1.1. Варианты схемы: а — с нормально замкнутым контактом; б — схема с нормально разомкнутым контактом

конденсатора C1, и напряжение на затворе постепенно снижается. Ток через транзистор прекращается, и лампа гаснет. Передаточная характеристика транзистора $I_c(U_z)$ близка к линейной в интервале 1...5 В. Резисторами R1 и R2 напряжение питания приводится к этому участку. Однако чаще всего выключатель нормально разомкнут, и для реализации схемы нужен P-канальный транзистор (рис. 1.1, б).

Обе схемы вполне работоспособны, но добиться равномерного снижения яркости довольно трудно (к тому же зимой и летом схема все равно будет работать по-разному). Для этого нужно добиться того, чтобы напряжение на конденсаторе изменялось линейно. А это можно сделать только путем заряда его от источника напряжения, значительно большего, чем требуемый интервал линейности. Возможны и другие схемотехнические ухищрения, продемонстрированные авторами схем, в достатке представленных в Интернете [2]. Чем более высокие требования предъявляются к точности и стабильности параметров устройства, тем сложнее становится реализация, порой заходя за границы разумного. В качестве разумного компромисса можно предложить решение, основанное на применении широтно-импульсной модуляции (ШИМ) (рис. 1.2). Ток через лампу коммутируется транзистором VT2 с высокой частотой.

Среднее значение тока пропорционально скважности импульсов, т. е. отношению времени, в течение которого ток протекает через нагрузку к периоду импульса. Иногда скважностью называют обратную величину, большую единицы. Инерционность нити накала позволяет обойтись без дополнительного интегратора. Если частота коммутации превышает 50...60 Гц, мерцание незаметно. На практике частота ШИМ составляет десятки килогерц.

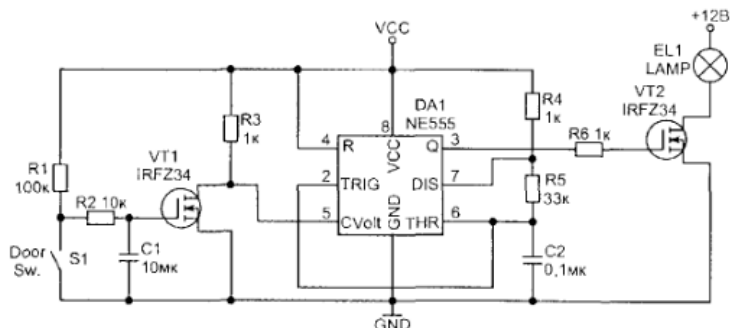


Рис. 1.2. Широтно-импульсный модулятор на таймере

В качестве модулятора с успехом может быть использована замечательная микросхема таймера NE555 (1006ВИ1), палочка-выручалочка целого поколения конструкторов [1]. Таймер включен по схеме мультивибратора. Для модуляции использован вход опорного напряжения компараторов. В таком включении скважность выходных импульсов пропорциональна напряжению на выводе 5. Нужно только обеспечить диапазон изменения напряжения на этом выводе в нужных пределах. Когда к нему не подключены внешние элементы, опорное напряжение составляет $2/3 U_{пит}$, так как оно образовано делителем из трех резисторов по 5 кОм. Этому напряжению соответствует скважность, чуть меньшая 0,5. Ток через нагрузку при этом равен половине максимально возможного. Заряд конденсатора C2 происходит через два резистора R4 и R5 и разряд через один — R5. Поэтому фаза разряда чуть короче фазы заряда.

Когда опорное напряжение повышается, фаза заряда удлиняется, так как напряжение срабатывания верхнего компаратора равно опорному и нужно больше времени, чтобы напряжение на конденсаторе достигло этой величины. Время нахождения транзистора во включенном состоянии увеличивается, поэтому средний ток нагрузки также увеличивается. Когда входное напряжение приближается к $U_{пит}$, верхний компаратор перестает срабатывать и напряжение на выходе также становится равным $U_{пит}$. Выходной транзистор полностью включен, и ток через нагрузку максимален.

Когда опорное напряжение ниже нормы, фаза разряда дольше фазы заряда. Выходное напряжение таймера почти всегда равно нулю, и средний ток нагрузки уменьшается. При напряжении на выводе 5, близком к нулю (точнее, напряжению насыщения выходного ключа

таймера), нижний компаратор перестает срабатывать, и мультивибратор останавливается в фазе разряда. Напряжение на выводе 3 при этом равно нулю, и ток через транзистор не течет.

Входное сопротивление таймера со стороны вывода 5 составляет 3...4 кОм, поэтому для согласования с времязадающей цепью R3C1 нужен транзистор VT1. Он же делает возможным использование нормально разомкнутого датчика открывания двери и в некоторой степени линеаризует изменение напряжения, прикладываемого к выводу 5. Для доведения схемы на рис. 1.2 до практического применения нужно предусмотреть цепи защиты входа и питания, как это будет показано ниже, а также добавить клеммники для удобства монтажа в полевых условиях (рис. 1.5).

В этой схеме мы избавились от проблем, связанных с необходимостью учета нестабильности свойств транзистора, который теперь работает в ключевом режиме и может управлять лампой в сотни ватт, но нелинейность заряда-разряда конденсатора осталась. Можно обойти и это, но схемотехническая сложность устройства должна быть адекватна задаче (напомним типичную схему освещения салона, приведенную на рис. 1.3).

Теперь обратимся к схеме рис. 1.4, в которой все функции ШИМ возложены на микроконтроллер (МК). Надо сказать, что ШИМ-регулятор мощности является типичным и наиболее часто встречающимся применением МК, ведь при этом сильно упрощается схема и почти полностью устраняется влияние температуры и нестабильности питания на параметры. Стоимость МК сопоставима со стоимостью специализированных микросхем для источников питания, а возможности гораздо богаче.

Функциональность МК определяется системой команд ядра и набором периферийных устройств, т. е. таких, которые не относятся к ядру МК, но могут самостоятельно выполнять полезные действия по обработке данных или электрических сигналов. С точки зрения программиста, периферийные устройства — это регистры, в которые можно записывать команды для управления режимами устройства или данные, а также считывать из них данные или флаги состояния. Неудивительно, что в системе команд ядра 8-разрядных МК особую ценность имеют команды для работы с отдельными битами.



Рис. 1.3. Типичная схема освещения салона

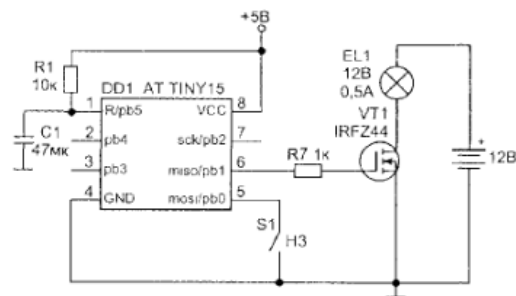


Рис. 1.4. Микроконтроллерная схема управления освещением салона

Регистры ввода-вывода или порты обычно можно сконфигурировать на вход либо на выход. Известны приемы для использования портов на вход и выход одновременно. Количество выводов, доступных программисту, колеблется от 4—6 для 8-ногих МК до 50. Как правило, к выводу внутри корпуса подключены несколько устройств. Например, вывод может быть использован как порт ввода-вывода, вход таймера, вход прерывания, вход тактового сигнала при программировании.

Наиболее полезными являются различные счетчики, таймеры с цепями формирования тактовых сигналов. Они используются для отсчета временных интервалов, на них реализуются разные виды ШИМ.

Для связи МК между собой, отладки и подключения внешних периферийных устройств используются различные виды последовательных интерфейсов, например UART, SPI, IIC, JTAG. Они есть не во всех МК.

Во многих есть аналоговый компаратор. В зависимости от знака разности напряжений между входами компаратора изменяется логический уровень на его выходе.

Многие периферийные устройства могут генерировать прерывания.

АЦП, встроенный в некоторые МК, не отличается высокой точностью и быстродействием, а для реализации всех его потенциальных возможностей должны приниматься нетривиальные меры.

Программа, управляющая МК хранится в постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ), входящем в состав МК. Мы не будем рассматривать нестираемые масочные ПЗУ, в которые информация заносится в процессе изготовления МК, а также однократно программируемые,

в которые пользователь записывает отлаженную программу, не подлежащую изменению.

В радиолюбительской практике наиболее удобны МК с флэш-памятью программ. Так называют быстродействующие электрически стираемые и перезаписываемые ПЗУ со страничной организацией. Ресурс этих ПЗУ ограничен и обычно составляет 1000 перезаписей. Емкость ПЗУ в МК составляет 1—128 кБ. В качестве оперативной памяти для хранения данных используется обычная статическая, также расположенная на кристалле. Ее емкость составляет от 64 байт до десятка килобайт. В некоторых МК нет ОЗУ совсем и все данные хранятся в регистрах ядра. Когда встроенной памяти не хватает, подключают внешнюю. Эту возможность имеют немногие МК.

При выключении питания данные в ОЗУ теряются. Когда требуется энергонезависимая память данных, используют EEPROM, т. е. медленную (время доступа — единицы миллисекунд) электрически стираемую перепрограммируемую память, входящую в состав некоторых МК. Команды ядра не поддерживают работу с этой памятью, поэтому доступ к ней осуществляется через регистры. Это не очень удобно. Впрочем, современные компиляторы языка C решают эту проблему, и программист может работать с объектами в этой памяти как с обычными именованными переменными.

Для повышения помехоустойчивости МК могут быть применены два полезных устройства аппаратного сброса. При снижении питания ниже заданного уровня схема BOD (Brown-Out Detect) произведет сброс и будет удерживать МК в таком состоянии до нормализации питания. Таким образом исключается риск неконтролируемых переходов и неправильной записи в EEPROM.

Watchdog — особый вид управляемого таймера. После его инициализации программа должна регулярно перезапускать Watchdog, иначе будет произведен сброс. Многие МК устанавливают флаги источника сброса. При наличии опыта этим можно пользоваться для создания неубиваемых систем.

Способов тактирования МК несколько. Для этого могут применяться высокочастотные и низкочастотные (часовые) кварцы, керамические резонаторы, внешние RC-испochки. Во многих случаях хватает внутреннего генератора, не требующего никаких внешних компонентов, а иногда приходится применять внешние генераторы.

Выбор способа тактирования, включение или выключение схем BOD и Watchdog, выбор уровня срабатывания BOD, выбор адреса старта программы, защита прошивки от считывания и другие особенности работы МК производятся с помощью программатора, так как конфигурационные ячейки (Fuses) из прикладной программы недоступны.

На схеме показан МК семейства AVR, именно о них и будет идти речь. На самом деле там может работать микроконтроллер любого типа: Microchip PIC, Atmel C51 или даже 16-разрядный Texas Instrument MSP младших серий. Этот тип микросхем сильно подешевел в последнее время, и цена их стала соизмерима с ценой мощного транзистора. Поэтому если для улучшения функциональности требуется добавить корпус микросхемы, то лучше оставить микросхему с высоким уровнем интеграции.

Разработчикам постоянно приходится решать задачу выбора элементной базы. При этом учитывается множество факторов, начиная от количества паек и площади печатной платы, инфраструктуры производства до наличия или отсутствия поддержки производителя микросхем и даже географии поставок.

Радиолюбителям немного легче, стоимость устройства не стоит на первом месте, а важнее всего степень доступности элементов, наличие хороших описаний, желательно на русском языке, а также возможность консультаций по применению. Применительно к этим требованиям выбор между той или иной серией МК становится скорее предметом личных предпочтений и в большей степени обуславливается информационным фактором.

PIC более неприхотливы, для них в сети есть огромное количество проектов. Начинать программирование на ассемблере проще всего с C51, особенно тем, кто знаком с ассемблером I86. Архитектура AVR изначально разрабатывались под язык C и внутрисхемное программирование. Во всех сериях есть микросхемы с флэш-памятью программ, (а у Атмел — исключительно они). То есть, практически не существует применений, в которых возможно использование только PIC или ATMEL.

Когда предмет разработки определен, разработчик выбирает МК.

В нашем случае требования можно определить так.

Схема будет макетироваться, а после завершения работы сам макет можно будет использовать для других устройств. Поэтому потребуется МК в DIP корпусе. Если будет изготавливаться печатная плата, то планарный корпус удобнее. Обязательно должна быть возможность внутрисхемного программирования без дополнительных источников питания. Управлять предстоит полевыми транзисторами, поэтому МК должен работать от источника питания 5 В. Выводов нужно не много, один — выход ШИМ на силовой транзистор и еще один — вход датчика закрытия двери.

Для отладки программ следует предусмотреть, как минимум, один или два вывода для подключения светодиодов. В готовом устройстве светодиоды можно не ставить. Из периферии понадобится один канал

ШИМ и один канал счетчика с возможностью генерации аппаратных прерываний. Для облегчения написания программ желательно концевой датчик подключить к входу контроллера прерываний. Для хранения данных вполне хватит 5...10 байт, т. е. наличие ОЗУ не обязательно, достаточно регистров общего назначения. Программа очень проста, поэтому код не займет более 250...300 байт памяти.

Самые чувствительные к импульсным и эфирным помехам цепи МК — это выводы для подключения кварцевого или керамического резонатора. Поскольку требования к стабильности тактовой частоты минимальны, использовать UART (или USART) не предполагается, следовательно, нужен внутренний генератор. Он практически не чувствителен к внешним помехам. Бортовая сеть автомобиля содержит мощные импульсные выбросы, поэтому супервизор питания нужен, причем внутренний, по причинам, изложенным выше. Дешевые и простые для освоения МК серии C51 не подойдут из-за отсутствия возможности внутрисхемного программирования, к тому же у них нет внутреннего генератора и BOD, как и у AVR серии Classic. Младший из серии Mega подходит с огромным запасом по ресурсам, которые будут использованы на несколько процентов, и стоит 3...5 долл.

Поэтому рассмотрим серию Tiny. В ней есть 8-ногие модели Tiny11, Tiny12, Tiny13, Tiny 15 и 20-ногие Tiny 26, Tiny 2313. Любая из этих микросхем нам подходит, и программа для любой из них может быть откомпилирована с минимальными изменениями. В некоторых моделях изменены имена регистров, назначение выводов, в некоторых моделях отсутствует EEPROM, в некоторых нет ОЗУ и поэтому глубина стека ограничена, но все это не является препятствием.

Мы выбрали недорогую (менее 1,5 долл.) и довольно богатую на периферию Tiny15, в которой есть все, что нам нужно. Из 8 выводов два заняты питанием и один — вход сброса. В принципе этот вывод можно использовать наравне со всеми остальными, как обычный порт ввода-вывода. Для этого нужно «защитить» конфигурационный бит (Fuse) с названием RSTDSBL. Правда, после этого программирование возможно только в «высоковольтном» режиме, который не поддерживают распространенные программаторы PonyProg и AVReal. МК, которые можно программировать в параллельном режиме, после конфигурирования вывода сброса под обычный порт также нельзя будет программировать по SPI, поэтому оставим вывод сброса так, как он установлен на заводе. Периферийные устройства МК управляются с помощью регистров специальных функций (SFR — special function register). В МК все регистры находятся в общем поле памяти. То есть при необходимости к ним можно обратиться как к обычной ячейке памяти. На практике эта возможность используется крайне редко, и

программисты, пишущие на ассемблере, пишут IN R16, SFR_X для чтения из регистра и OUT SFR_X, R16 для записи в него. Исключение составляет, к примеру, обращение к портам E и F в тех МК, где они есть. Длины кодового слова, которая в AVR фиксирована и составляет 16 бит, не хватает, чтобы разместить в нем код операции IN/OUT для этих регистров. Первые 32 байта поля оперативной памяти занимают регистры общего назначения, следом идут регистры специальных функций и уже после них — оперативная память.

На практике абсолютные адреса регистров не используют, и увидеть команду типа OUT 0x1F, R17 можно разве что в окне отладчика или в ассемблерном листинге. Для облегчения написания и для переносимости программ используют mnemonic имена регистров. Соответствие имен регистров и их абсолютных адресов записано в файлах .inc или .h, которые оставляются с компилятором. Например, для того чтобы подключить файл mnemonic имен регистров, в ассемблерном файле должна быть соответствующая строка. В AVR Studio она имеет вид

```
.include «C:\Atmel\Appnotes\8535def.inc»
;подключается файл описания AT90S8535
```

Либо в IAR EWB

```
#include <iotiny15.h>
```

Любопытно, что эта строка точно так же выглядит и в программах на С. Такая унификация в компиляторах IAR достигается с помощью макроподстановок.

```
SFR_B(TCNT0, 0x32) /* Timer/Counter 0 */
```

Ассемблерные проекты лучше писать и отлаживать в AVR Studio. Это очень мощная и удобная бесплатная среда разработки, поставляемая ATMEL. С проектами на С удобнее работать в коммерческих оболочках IAR Embedded Workbench или CodeVision. Для работы из командной строки существует бесплатный GNU C Compiler, который можно собрать и для работы под Linux. Дальнейшие описания предполагают систему IAR Embedded Workbench 2.28, несмотря на то что его компилятор С не умеет генерировать код для кристаллов без ОЗУ.

В Tiny15 встроен тактовый RC-генератор с частотой 1,6 МГц, поэтому никаких внешних элементов не нужно. Рассмотрим подробнее восьмиразрядные таймеры-счетчики, их два: Timer/Counter0 (TCNT0) и Timer/Counter1 (TCNT1). Свойства этих счетчиков, названия регистров и их битов сохраняются и в старших моделях.

Первый из них может тактироваться от сигнала с внешнего вывода, а также от внутреннего генератора процессора и предварительного

делителя, т. е. прескалера (prescaler) с различными коэффициентами деления. При переполнении этого счетчика вырабатывается флаг TOV0, который при соответствующей настройке может генерировать прерывание. Мы будем использовать эту возможность. Выбор тактирующего сигнала осуществляется тремя младшими битами управляющего регистра TCCR0 (Timer/Counter0 Control Register). Частота тактового генератора микроконтроллера СК = 1,6 МГц.

CS02	CS01	CS00	Источник тактирования
0	0	0	Timer/Counter0 остановлен
0	0	1	СК
0	1	0	СК/8
0	1	1	СК/64
1	0	0	СК/256
1	0	1	СК/1024
1	1	0	Внешний вход T0, по спалу
1	1	1	Вход T0, по фронту

Для маскирования прерывания от этого таймера используется бит 1 регистра маски прерывания TIMSK, который называется TOIE0 (timer overflow interrupt enable 0). Запись в него 1 разрешает прерывание. По умолчанию прерывания замаскированы, т. е. запрещены, так как после сброса все регистры обнуляются. По этой же причине счетчик в начальный момент остановлен.

Timer/Counter1 немного сложнее. Его основное назначение — генерация сигналов с ШИМ (PWM — Pulse Width Modulator). Источник тактового сигнала выбирается четырьмя младшими битами регистра TCCR1, т. е. возможен набор из 15 частот. Кроме этого, в состав таймера входят два регистра сравнения OCR1A и OCR1B (Output Compare Register1). Значение, записанное в эти регистры, постоянно сравнивается со значением счетчика TCNT1, и в зависимости от режима таймера результат сравнения может влиять на состояние вывода МК (PWM Output) OC1A, а также вырабатывать прерывание. Прерывания от этого таймера также маскируются соответствующими битами регистра маски. Для маскирования прерывания непереполнения таймера используется бит 2 регистра TIMSK. Он называется TOIE1. Бит с названием OCIE1 (output compare interrupt enable 1) маскирует прерывание по сравнению.

The Timer/Counter1 Control Register – TCCR1

7	6	5	4	3	2	1	0
CTCI	PWM1	COM1A1	COM1A0	CS13	CS12	CS11	CS10

- Бит 7 – CTCI: Clear Timer/Counter on Compare Match.

Если этот бит установлен в 1, счетчик-таймер 1 сбрасывается в 0 в следующем такте после совпадения с числом, записанным в OCR1A. Если он сброшен, счетчик не сбрасывается и продолжает считать.

- Бит 6 – PWM1: Pulse Width Modulator Enable.

Если бит установлен, разрешена работа ШИМ.

- Биты 5, 4 – COM1A1, COM1A0: Compare Output Mode.

Эти биты определяют поведение вывода PB1(OC1A) при совпадении счетчика-таймера с OCR1A. Это альтернативная функция порта ввода-вывода, поэтому он должен настраиваться на выход записью 1 в соответствующий бит регистра направления DDRB.

COM1A1	COM1A0	Назначение
0	0	Таймер счетчик отсоединен от вывода OC1A
0	1	OC1A меняет свое состояние на противоположное
1	0	OC1A сбрасывается в 0
1	1	OC1A устанавливается в 1

Биты 3, 2, 1, 0 CS13–CS10: Clock Select, выбор источника тактовой частоты, либо от делителя, либо от встроенного умножителя частоты. Умножитель есть делитель в Tiny15.

CS13	CS12	CS11	CS10	Назначение
0	0	0	0	TCNT1 остановлен
0	0	0	1	СК*16(=PCK)
0	0	1	0	СК*8(=PCK/2)
0	0	1	1	СК*4(=PCK/4)
0	1	0	0	СК*2(=PCK/8)
0	1	0	1	СК
0	1	1	0	СК/2

CS13	CS12	CS11	CS10	Назначение
0	1	1	1	СК/4
1	0	0	0	СК/8
1	0	0	1	СК/16
1	0	1	0	СК/32
1	0	1	1	СК/64
1	1	0	0	СК/128
1	1	0	1	СК/256
1	1	1	0	СК/512
1	1	1	1	СК/1024

В режиме Normal функция сравнения работает только с регистром OCR1A, имеет возможность очищения счетчика и может производить действия с выводом PB1(OC1A).

В режиме PWM OCR1A также содержит величину, с которой сравнивается значение таймера-счетчика. При совпадении генерируется выходной сигнал, но счетчик досчитывает до величины, записанной в регистр OCR1B, по достижении счетчик сбрасывается, и счет продолжается с нуля. То есть отличие от режима Normal заключается в максимальной величине. Эта особенность позволяет более гибко выбирать частоту ШИМ.

Входная частота	Значение OCR1B	Частота ШИМ (кГц)
СК	159	10
PCK/8	159	20
PCK/4	213	30
PCK/4	159	40
PCK/2	255	50
PCK/2	213	60
PCK/2	181	70
PCK/2	159	80
PCK/2	141	90
PCK	255	100

Когда включен режим PWM, счетчик-таймер TCNT1 и регистр сравнения OCR1A формируют 8-битный ШИМ сигнал на выводе OC1A. TCNT1 циклически считает «вверх» от 0 до величины в OCR1B. Когда он становится равным OCR1A, вывод PBI(OC1A) устанавливается в 1 или сбрасывается в 0 в зависимости от комбинации битов COM1A1/COM1A0 в регистре TCCR1. Если OCR1A содержит значение 0 или верхнюю величину (определяющуюся регистром OCR1B), то состояние вывода PBI не зависит от счетчика таймера и определяется только битами COM1A1/COM1A0.

Уровень на выходе OC1 (OCR1A = S00 или OCR1B)

COM1A1	COM1A0	OCR1B	Уровень на выходе ШИМ
1	0	S00	L
1	0	OCR1B	H
1	1	S00	H
1	1	OCR1B	L

Большинство современных МК имеет режимы пониженного энергопотребления. Это очень полезное для автономных устройств свойство широко используется и в стационарных контроллерах. Для перехода в один из этих режимов нужно установить соответствующие биты в регистре управления контроллером MCUCR и выполнить команду Sleep.

Sleep Modes

SM1	SM0	Sleep Mode
0	0	Idle Mode
0	1	ADC Noise Reduction Mode
1	0	Power-down Mode
1	1	Reserved

В режиме Idle процессор микроконтроллера отключается, а периферийные устройства и система прерываний работают. Выполнение программы прекращается до наступления одного из событий: прерывание или сброс. После сброса выполнение начинается с нулевого адреса, а прерывание возвращает управление на команду, следующую за командой Sleep. Содержание памяти и регистров не изменяется.

В режиме Power-down выключается все, кроме сторожевого таймера Watchdog. Из него можно выйти по сбросу от Watchdog либо внешнему или прерываниям: PCI (pin change interrupt) — по изменению состояния вывода или внешнего прерывания по уровню. Режим ADC Noise Reduction подобен Idle, применяется для снижения помех аналого-цифровому преобразователю в тех МК, где он есть.

Полезно при применении этих режимов состоит в том, что остановленный процессор не может сбиться, а обработчики прерываний, с помощью которых программа просыпается, легко справляются со случайными помехами. Пожалуй, самые устойчивые приложения — те, которые проводят 99,9% времени в режиме Power-down и, проснувшись от сторожевого таймера, заново инициализируют всю периферию и переменные. Выполнив обработку данных или электрических сигналов, они опять выключаются. Разумеется, так могут строиться только низкопроизводительные системы.

Теперь, когда известны ключевые особенности периферии микроконтроллера (счетчики-таймеры старших моделей AVR работают точно так же), можно приступить к проектированию системы в целом. Счетчик-таймер TCNT1 запустим в режиме ШИМ. Биты режима установим таким образом, что вывод OC1A устанавливается в высокий уровень при совпадении и транзистор, подключенный к нему затвором, переходит в открытое состояние. В качестве источника тактового сигнала выберем сигнал от встроенного RC-генератора с частотой 1600 кГц. Частота следования импульсов на выводе OC1 определяется значением в OCR1B, поэтому запишем в этот регистр число $0 \times C8 = 200$. Частота импульсов составит $1600/200 = 8$ кГц, а период 125 мкс. Это создаст весьма благоприятный режим переключения силового транзистора. Основной вклад в нагрев будет давать падение напряжения на сопротивлении открытого канала транзистора (R_{ds_on}). На более высоких частотах (200 кГц и выше) начинаются сказываться потери на переключение. Сложность выходных импульсов, т. е. отношение длительности к периоду, регулируется значением OCR1A. Записывая в этот регистр число от 1 до 199, можно получить длительность импульсов от 0,6 до 124,4 мкс. Значения OCR1A 0 и 200 устанавливают на выходе низкий и высокий уровень (лампа полностью выключена или включена), соответственно не зависящий от времени. Точность регулирования, составляющая 199 шагов от минимума до максимума, избыточна. Вполне достаточно 20 градаций яркости. Если уменьшать значение OCR1A на 10 через каждые 0,1 с, начиная с 200, то весь цикл займет $20 \times 0,1 = 2$ с. Проверка показала, что это достаточно плавно, хотя и заметно дискретное изменение яркости. Параметры гашения нас устраивают, но режим увеличения яркости так

делать нельзя. Из-за нелинейности люкс-амперной характеристики лампы накаливания основное регулирование происходит, когда ток через лампу превышает 40% от номинала. Поэтому первые 0,5...0,8 с лампа не светится. Избавиться от этого неудобства можно двумя способами. Можно ввести в программу проверку состояния системы. Если впервые обнаружено открывание дверей, то в регистр OCR1A сразу записывается начальное значение яркости, например 80 или 100. В следующий раз это значение будет увеличено на обычный шаг, т. е. на 10. Следует различать состояния типа «первое срабатывание датчика открытия» или «дверь открыта уже давно».

Значительно проще и более устойчиво к помехам, сбоям, дрейзу контактов и другим внешним воздействиям второе решение, не требующее знания предыдущего состояния системы. Можно просто уменьшить количество градаций тока, увеличив скорость реакции лампы на открывание двери. Шаг увеличения OCR1A удобно сделать равным 20. Через секунду после открытия лампа будет гореть полным накалом, а несколько десятых долей секунды, пока лампа «разгорается», уже не доставляют неудобства.

Все изменения регистра OCR1A следует делать с интервалом времени, кратным 0,1 с, т. е. 10 раз в секунду. Как организовать отсчет времени? Используем для этого нулевой канал счетчика-таймера.

Частота системного RC-генератора установлена равной 1,6 МГц прошивкой соответствующих перемычек. Значит, общий коэффициент деления должен составить 160 000. Максимальное значение коэффициента деления аппаратного прескалера 1024 достигается записью 1 в биты CS00, CS02 регистра TCCR0. Теперь на вход счетчика поступит сигнал с частотой около 1560 Гц. Прерывание по переполнению счетчика TCNT0 генерируется в момент смены максимального значения $0 \times FF$ (т. е. 255) на 0. Если в обработчике прерывания записывать в регистр счетчика значение $255 - 156 = 99$, то он начнет считать именно с этой величины и через 156 тактов опять возникнет прерывание. Частота возникновения прерывания составит $1560/156 = 10$ Гц. Другой способ получения нужного коэффициента деления заключается в использовании прерывания от регистра сравнения. Однако в состав нулевого канала таймера этот регистр не входит, а первый канал занят ШИМ. В старших моделях AVR регистр сравнения есть во всех каналах.

Простота наших задач позволяет поместить всю обработку событий в теле обработчика прерывания TCNT0. В нем можно организовать проверку состояния датчика двери и реакцию на него: если дверь открыта, увеличить OCR1A на 20, или наоборот, уменьшить на 10, если закрыта. По достижении граничных значений, 0 или 200, все изме-

нения прекращаются. Анализ состояния датчика с интервалом 100 мс позволяет обойти проблему дрейза контактов. Даже в самых высококачественных контактах переключение занимает несколько миллисекунд, в течение которых контакт нестабилен. Это явление называется дрейзом. Чем выше качество контактов, тем меньше количество и длительность ложных переключений. Обычно считается, что контакт устанавливается через $T_d = 7 \dots 10$ мс после первого касания.

В МК системах подавление дрейза осуществляется программным путем. Если обнаружено изменение уровня на входе, подключенном к контактам, программа через 10...20 мс повторно проверяет этот уровень, и реакция системы наступает только в случае подтверждения этого изменения.

В нашем случае вероятность считывания напряжения на выводе в момент установления контакта составляет $T_d/100$, т. е. менее 7...10%. Даже если это маловероятное событие случается, оно не приводит к каким-либо заметным последствиям. В самом неблагоприятном случае контроллер всего лишь задержит реакцию на один шаг, т. е. 0,1 с. Дополнительное ослабление дрейза дают схемотехнические ловушки. Справедливости ради следует отметить, что у многих МК есть мощные средства для построения клавиатур. В первую очередь, это прерывание по изменению состояния вывода: PCI — pin change interrupt. То есть любое изменение логического уровня на любом из портов вызывает прерывание, в котором можно сделать все необходимые операции, например запустить отсчет времени блокирования дрейза, активизировать семафоры и т. п. Однако, если кнопка одна или пропуск начала нажатия или отпускания не влияет на функционирование системы, лучше избежать усложнения программы.

После того как мы определили назначение выводов и логику работы МК, можно уточнить схему автомата (рис. 1.5) и схему его подключения (рис. 1.6).

Сброс МК осуществляется низким уровнем на выводе 1. Цепь сброса состоит из R1C5. При подаче на схему питания напряжение на этом выводе плавно повышается, но остается ниже логического 0 в течение нескольких миллисекунд. Внутренняя логика распознает эту ситуацию и вырабатывает сигнал сброса всех систем в исходное состояние. Конденсатор C5 служит для защиты вывода от помех.

Внутрисхемное программирование осуществляется через 5-контактный разъем X2. В режим программирования МК входит при низком логическом уровне на выводе сброса. На вывод SCK при этом подается тактовая частота, а на MOSI (master out/slave in) — команды и данные. Интерфейс SPI, по которому происходит обмен, построен так, что одновременно с «завдвижением» данных от источника (мастера или

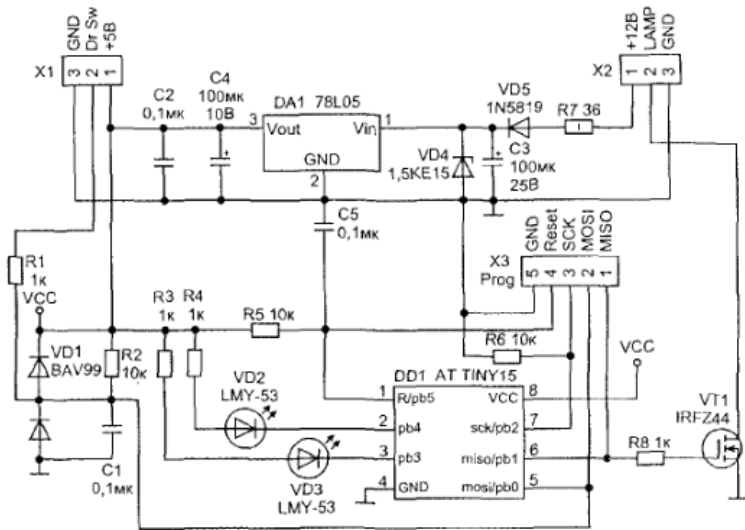


Рис. 1.5. Практическая схема микроконтроллерного регулятора освещения

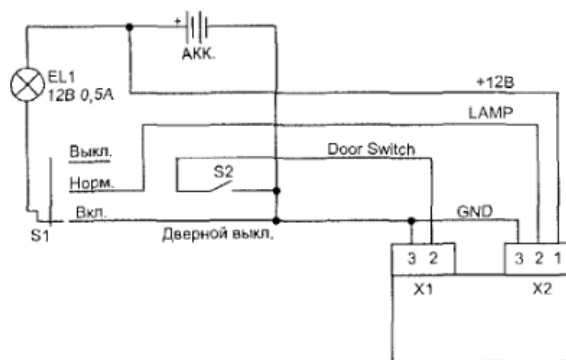


Рис. 1.6. Подключение регулятора яркости

ведущего) в МК на выводе MISO (master in/slave out) выдвигается ответная информация от ведомого.

Известны рекомендации по защите МК от самопроизвольной порчи флэш-памяти. Нужно предотвратить появления наводок на выво-

де SCK во время низкого уровня на выводе сброса. На практике достаточно обеспечить низкое сопротивление цепей, подключенных к этому выводу.

Защита устройств от сбоев в результате электростатических разрядов очень важна и при грамотной реализации повышает устойчивость во много раз. Общее правило реализации этой защиты — уменьшить величину и обеспечить путь протекания тока разряда в обход жизненно важных цепей. В большей мере это относится к конструкции печатной платы. Слаботочные и сильноточные цепи не должны иметь общих участков, а их заземление должно соединяться в одной точке с низким сопротивлением. По краю платы должен проходить защитный контур, соединенный с «грязной» землей. Цепи, выходящие за границу платы, должны иметь ограничительные резисторы и по возможности конденсаторы утечки величиной несколько десятков пикофард, образующие цепь протекания тока помех на «грязную» землю. Резисторы и конденсаторы уменьшают скорость изменения тока и амплитуду помех за счет интегрирования. Собственная емкость выводов МК составляет 10...20 пФ, поэтому любой резистор, подключенный к выводу, образует интегратор, также снижающий мощность помехи, проникающей в МК. Этой же цели служит резистор R7, включенный последовательно с затвором VT1. Он ограничивает ток и уменьшает скорость перезаряда емкости затвора транзистора. Мощность излучаемой цепью помехи пропорциональна скорости изменения тока, поэтому снижение скорости улучшает помехоустойчивость.

Подключение контактного датчика к МК имеет несколько особенностей. Во-первых, ток через замкнутый контакт должен иметь достаточную величину. Любой контакт имеет минимально допустимый и максимально допустимый токи. Первый выбирается из условия самоочистки контактов и обеспечения малого переходного сопротивления и дребезга. Второй — из условия нагрева. В нашем случае чем больше ток через контакт, тем лучше, ведь рабочий ток, на который он рассчитан, составляет 1...2 А. С другой стороны, величина тока, отбираемого от вывода МК, не должна превышать нескольких миллиампер, а путь протекания этого тока должен быть как можно короче и заканчиваться на «чистой» земле. Кроме этого, нужно обеспечить защиту от напряжений ниже $-0,5$ В и выше 5,5 В, для этого применена диодная сборка VD1 и делитель напряжения R1R2. Необходимая величина тока обеспечивается резистором R1. Конденсатор C1 служит для шунтирования наводимых помех и сглаживания дребезга.

Несколько слов о выборе транзистора.

Следует помнить о том, что во включенном состоянии напряжение между стоком и истоком полевого транзистора падает почти до нуля. При этом транзистор должен иметь минимальное сопротивление канала при напряжении на затворе около 4,5 В (это максимальное напряжение, которое можно получить от МК). Поэтому выбор остановлен на низковольтных транзисторах IRFZ34, IRFZ44. Высоковольтные класса IRF640 не смогут обеспечить требуемого сопротивления канала при низком напряжении. Оно должно составлять несколько десятых долей ома.

Питание электронных схем от бортовой сети автомобилей может быть источником «необъяснимых» сбоев или просто неисправностей. Дело в том, что напряжение выбросов может достигать 200 В, а их длительность — микросекунд. Никакой LC-фильтр не защитит от них. Защита от таких помех в полной мере может быть реализована с помощью импульсных преобразователей вторичного питания.

Описываемое устройство защищено импульсным стабилизатором VD4, который открывается при напряжении выше 15 В и может безболезненно пропустить через себя импульсы с кратковременной мощностью более киловатта.

Описываемое устройство ввиду простоты собиралось на макетных платах, так легче обеспечить разводку земляных проводников. Микросхему лучше установить на панельку и вставить в последнюю очередь. После проверки монтажа можно подать питание и убедиться в том, что напряжения на выводах панели находятся в норме, т. е. +5 В на выводах 1 и 8 и 0 В на всех остальных. Теперь можно вставить МК, подключить программатор, прошить конфигурационные биты и Flash.

Обратимся к компьютерной части нашего проекта.

Для создания законченного МК устройства нужно иметь следующее:

1) компьютер уровня Pentium 100 или выше. Необходимо наличие последовательных (COM) и принтерного портов для подключения программатора или последовательного порта МК при отладке;

2) программатор;

3) монтажную плату, монтажный инструмент, источник питания;

4) программное обеспечение программатора и систему программирования;

5) осциллограф. Очень помогает в отладке устройств, иметь его желательно, но не обязательно, так как часто можно обойтись возможностями soft-осциллографа, реализованного на звуковой плате.

Построение проекта.

- Создать средствами Windows в удобном месте папку, например C:\soft_prj\s_lamp;
- Открыть среду IAR EWB;
- Выбрать пункты меню File/New: Project.

В появившемся окне открыть только что созданную папку, в строке «Имя файла» напечатать имя файла проекта, например s_lamp, и нажать кнопку Create. Несмотря на то что в одной папке может находиться несколько файлов .prj, лучше для каждого нового проекта заводить свою папку.

На экране появится окно проекта, состоящее из единственной записи Debug. В этом окне можно выбрать конфигурацию группы Target: Debug или Release.

Эти конфигурации настраиваются независимо и практически отличаются только названием. После соответствующей настройки в результате выполнения команды Make будет создан либо HEX-файл прошивки, готовый к загрузке в кристалл, либо UBROF-файл, предназначенный для загрузки в симулятор для пошаговой отладки. Обе конфигурации хранят файлы в разных папках с соответствующими названиями. В любую из групп может включаться большое количество исходников, как на ассемблере, так и на C, находящихся в разных местах.

Перед конфигурированием проекта, если не существует файла исходного текста, его нужно создать.

Выполнить команды меню New/Source/Text. В открывшемся окне с заголовком Untitled1 можно писать текст программы, но для начала просто сохраним его в папке нашего проекта под именем sls90. Это расширение указывает на ассемблерное содержание.

Выполнить команды меню Project/Files.

В окне выбрать тип подключаемых файлов, C или ассемблер, и, выбрав нужный файл, нажать кнопку Add.

В нижнем списке появится выбранный файл, т. е. sls90. Нажмем кнопку Done и вернемся в окно проекта. Дерево проекта выросло на пару веток: ниже папки Debug появилась группа common sources, состоящая из единственного файла sls90. Для продолжения конфигурирования надо выбрать объект настройки, в нашем случае всю группу Debug, и выбрать меню Project/Option. В левой части меню настройки Option for target Debug находится список из 5 категорий: General, ICCAVR, AAVR, XLINK, C-SPY. Первая категория относится к проекту в целом. В ней также определяется тип процессора. В категории ICCAVR уточняются настройки C компилятора, в категории AAVR — ассемблера. Для настройки редактора связей и вы-

ходного формата используется четвертая категория, а в последней настраивается отладчик.

В категории General открыть закладку Target. В списке Processor Configuration нужно выбрать тип процессора. В IAR EWB 2.28 нет опции Tiny15, она появилась только в версии 3.1, но это не беда, здесь можно выбрать Tiny22, так как этот выбор определяет лишь наличие и количество памяти различных видов. Так что можно выбрать даже просто опцию компилятора -v0. В этой же закладке нужно выбрать модель памяти Small или Tiny. Разница между ними заключается в способе адресации. В этих моделях используются разные команды для безусловных переходов и вызовов, например JMP и RJMP соответственно, и разная длина указателей. Поскольку в нашем процессоре ОЗУ нет совсем, а максимальное смещение для переходов и вызовов не превышает 4 кБ, то выбираем модель Tiny. Чекбокс Configure system using dialog (not .xcl file) недоступен в конфигурации Debug, т. е. все настройки среды осуществляются с помощью диалогового меню. На этой стадии нам необязательно знать, что многие настройки могут быть записаны в файле управления редактором связей, то есть, файле с расширением .xcl. Управление компиляцией через это файл намного гибче, но это понадобится нескоро, и в большинстве случаев хватает настроек по умолчанию. Последнее, что нужно сделать в этой категории, это в закладке Library Configuration отметить чекбокс Enable bit definition in I/O-include files, для того чтобы компилятор понимал не только мнемонические имена регистров, но и имена битов этих регистров. Использование имен сильно облегчает читаемость программ и поиск ошибок. Сравним операторы установки режима счетчика-таймера, заключающейся в установке битов CTC1, PWM1, COM1A0, COM1A1, CS10 и CS13 в регистре TCCR1:

```
ldi TEMP_REG, (1<CTC1)|(1<PWM1)|(1<COM1A0)|(1<COM1A1)|(1<CS10)|(1<CS13)
```

```
out TCCR1, TEMP_REG
```

Или

```
ldi r16, 0xF9
```

```
out 0x30, r16
```

В категории ICSSAVR ничего менять не надо, так как компилятор C не используется. Все же отметим, что уже в первых C-проектах понадобятся закладки управления выводом листинга и оптимизацией.

Также ничего не требуется менять в категории AAVR, все настройки по умолчанию нам подходят, разве что на закладке List можно отметить чекбокс generate list file.

XLINK при компиляции в опции Debug обычно прогать не нужно. Редактор связей XLINK связывает модули и библиотеки, компилированные отдельно. Модуль у нас один, а библиотеки используются всегда. В нашем случае из-за отсутствия файлов на C нужно отключить стандартную функцию CSTARTUP, которая используется компилятором по умолчанию для инициализации указателя стека и переменных. Она нам не мешает, так как переменных у нас нет совсем, но она содержит вызов функции main, которую должна содержать любая C-программа. Мы тоже использовали имя main для основной процедуры, и это вызывает конфликт имен. Поэтому на закладке Include отметим чекбокс Ignore CSTARTUP in library. Можно просто использовать другое имя для ассемблерных подпрограмм. В нашем случае имя main использовано для совместимости с GCC.

При компиляции проекта в опции Release нужно будет указать тип выходного файла линковщика. Наши программаторы работают с файлами формата Intel HEX, поэтому на закладке Output, нужно отметить чекбокс и Override default и ввести имя выходного файла sl.hex. В списке Output format выбрать intel-standart/Variant None, а на закладке List-generate linker listing, чтобы можно было проверить размер выходного кода.

После этих манипуляций среда готова к работе.

Дальнейшая работа состоит в написании текста программы и ее отладке.

Если отладка делается в симуляторе C-SPY или AVR Studio, то компилировать и строить (командой Make) нужно в опцию Debug. Если отладка осуществляется непосредственно в устройстве, то в Release. Для переключения нужно открыть окно проекта и выбрать из списка нужную опцию.

Некоторых пояснений требует сегментная модель построения программ. В программах на ассемблере традиционно код или данные, помещаются в сегменты, т. е. именованные блоки. Редактор связей затем укладывает эти блоки в выходной код в соответствии с настройками. Скажем, векторы прерываний, т. е. адреса перехода на подпрограмму обработки того или иного аппаратного события, могут размещаться в строго определенном месте, обычно они размещаются, начиная с нулевого адреса. Поэтому их описывают в перемещаемом сегменте с зарезервированным именем INTVEC. Этот сегмент имеет атрибут COMMON, т. е. все сегменты с этим именем будут при линковке перекрыты. Это дает возможность описывать вектор прерывания рядом с самим обработчиком прерывания, не забывая, конечно, о смене имени сегмента.

COMMON INTVEC(1). Конец сегмента специально не обозначается. Компилятор узнает об окончании сегмента по команде объявления начала другого сегмента или окончания текста END.

Код, который не привязан к конкретным адресам, называется перемещаемым и размещается в сегменте с атрибутом RSEG. Лучше всего использовать для него имя CODE, которое также известно редактору связей по умолчанию:

```
RSEG CODE:CODE:NOROOT(1)
```

Для данных можно использовать предопределенное имя DATA.

```
RSEG DATA:DATA
```

Если именовать сегменты по-своему, например A_CODE, то придется подключить .xcl-файл и в нем указать допустимый диапазон адресов для каждого сегмента строкой вроде нижеприведенной:

```
-Z (CODE) CODE, A_CODE, B_CODE=...X_INTVEC_SIZE-...X_FLASH_END
```

Когда текст программы введен и сохранен, нужно нажать кнопку MAKE на панели проекта (Project Bar). В окне Messaes появятся сообщения об ошибках, а если их нет, то следующее:

```
Making target Release...
```

```
Linking...
```

```
Total number of errors: 0
```

```
Total number of warnings: 0
```

Это означает, что в папке C:\soft_prj\s_lamp\Release\Exe находится файл sl.hex, готовый к загрузке в программатор, а в папке C:\soft_prj\s_lamp\Release>List — текстовый файл карты загрузки, очень полезная информация для отладки.

Программатором обычно называют устройство, подключенное к компьютеру, служащее для записи данных в память микросхем или считывания их. Большинство современных МК имеет возможность внутрисхемного программирования, и правильное говорить об адаптере программатора, поскольку все необходимые команды формируются программной оболочкой, а сам программатор иногда не содержит ни одного транзистора. Если не рассматривать промышленные программаторы, поддерживающие AVR, среди радиолюбителей наиболее широко распространены два типа: PonyProg и AVReal. Адаптеры для них очень просты, а программные оболочки бесплатны и активно поддерживаются авторами (Claudio Lanconelli [3] и Александр Редчук [4]).

AVReal в качестве адаптера использует немного доработанный кабель ByteBlaster, подключаемый к параллельному порту компьютера (рис. 1.7).

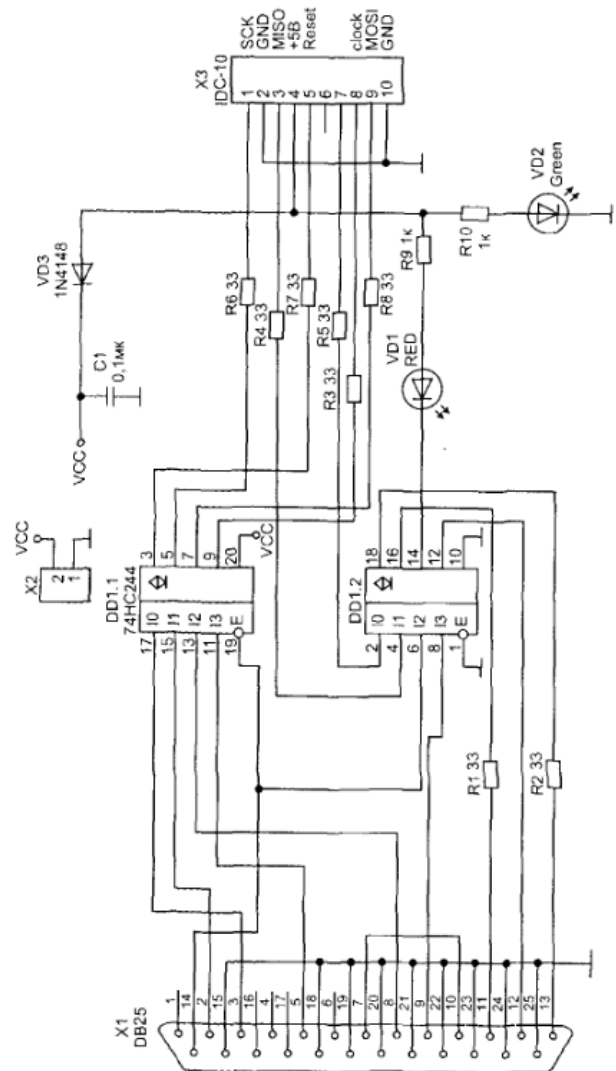


Рис. 1.7. Адаптер ByteBlaster

Его достоинство в том, что после окончания сеанса записи или чтения адаптер переводит выводы в высокоомное состояние и не мешает работе схемы. Работает этот программатор значительно быстрее, чем PonyProg, через последовательный порт. Его оболочка работает из командной строки и поэтому легко подключается к IAR EWB. Он поддерживает все микросхемы семейства Atmel AVR.

Оболочка PonyProg имеет удобный оконный интерфейс, поддерживает практически все виды МК и микросхем памяти, правда, для каждого типа нужен свой адаптер, подключаемый к последовательному порту. Адаптер для AVR состоит из нескольких диодов и резисторов и не требует питания (рис. 1.8). В целом работа с AVReal заметно более оперативна, но иметь лучше оба, благо спаять их можно за час-два.

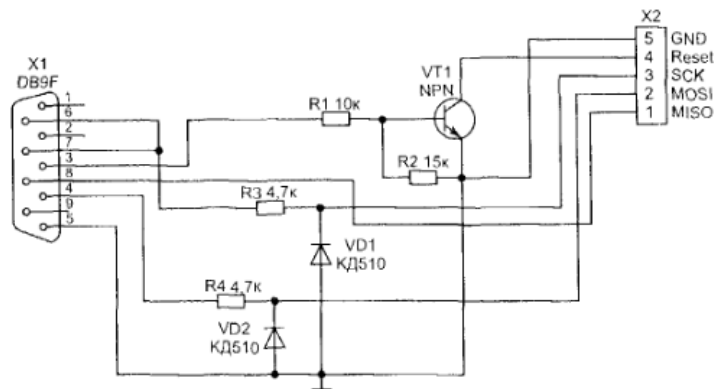


Рис. 1.8. Адаптер PonyProg

Только что установленную оболочку PonyProg следует настроить. Подключить адаптер к свободному COM-порту. Выбрать пункты меню «Установки/Настройка оборудования». В открывшемся окне отметить «Последовательный порт», а в выпадающем списке выбрать «SI Prog I/O». Отметить кнопку нужного порта. Снять отметки с чекбоксов «Полярность сигналов управления». Нажать кнопку «Проверка». Если адаптер исправен и подключен правильно, проверка закончится успешно. После этого выбрать пункты меню «Установка/Калибровка» и запустить программу калибровки. Выбрать тип микросхемы пунктами меню «Устройство/AVR micro/Tiny15» или выбрать нужное из выпадающих списков на панели

инструментов. Программатор готов к работе. Для чтения или записи конфигурационных ячеек выбрать меню «Команды/Security and configuration bits».

Следует помнить, что незаписанная память содержит во всех разрядах единицы. Поэтому «записать бит» означает запись низкого уровня. Запрограммированный бит — это 0. В программной оболочке программатора PonyProg отмеченный бит означает именно нулевой, т. е. измененный или запрограммированный бит. Ошибки в выставлении конфигурационных битов являются очень распространенными. Tiny15 — один из немногих МК, у которых можно при программировании по SPI стереть бит SPIEN, после чего дальнейшие модификации прошивки по этому интерфейсу будут невозможны. Чтобы избежать этого при конфигурировании, следует считать ячейки и убедиться, что окошко RSTDSDL пустое, а SPIEN — отмечено.

В ATiny15L имеется 5 конфигурационных ячеек (fuses): BODLEVEL, BODEN, SPIEN, RSTDSDL и CKSEL1.0.

- The BODLEVEL выбирает уровень срабатывания схемы BOD (brown-out detection), а также изменяет время выхода тактового генератора на режим. По умолчанию эта ячейка запрограммирована, т. е. в нее записан «0», это означает, что уровень срабатывания составляет 4,0 В, именно это нам и нужно. В противном случае он составлял бы 2,7 В.
- BODEN разрешает работу схемы Brown-out Detector «0», the Brown-out Detector is enabled. See «Brown-out Detection» on page 16. По умолчанию BODEN=1, т. е. BOD запрещен и это нужно изменить на BODEN=0.
- SPIEN разрешает внутрисхемное низковольтное программирование по протоколу SPI. По умолчанию SPIEN=0, т. е. разрешено. Стирание этого бита приведет к невозможности записи и чтения кристалла нашими программаторами.
- Программирование RSTDSDL освобождает вывод 1 от функции сброса. По умолчанию RSTDSDL=1 и изменять это не нужно.
- CKSEL1.0 устанавливают время выхода тактового генератора на режим. По умолчанию равны 00, это нужно изменить на 11, так как включена схема BOD.

Защищать программу от считывания нам не нужно, поэтому Lock1, Lock2 оставим незапрограммированными.

Командная строка для записи конфигурационных ячеек с помощью AVReal:

```
c \ av123\3\avreal -a -p1 +tiny15 -o1600kHz -fcksel=3,node=0 -w .v
```


Командная строка для записи файла прошивки sl.hex:

```
c:\av123r3\avreal -ab -p1 +tiny15 -o1600kHz -e -wp C:\soft_prj\s_lamp\Release\Exe\sl.hex
```

В оболочке PonyProg нужно загрузить файл прошивки C:\soft_prj\s_lamp\Release\Exe\sl.hex. В текстовой части дампа памяти будут видна сигнатура «Slow Lamp controller», а также время и дата компиляции программы. Остается только нажать Ctrl-W для записи программы.

Исходный текст программы sl.s90:

```
; This is asm file for IAR compiler
; 15 June 2004 ver. 2.02
; freeware (C) N.Abdrahmanov, E.Vasilchenko
#include <iotiny15.h>
#define TEMP_REG r16
#define TEMP_REG1r17
#define STEP_PWM_ON 20
#define STEP_PWM_OFF 10
#define MAX_PWM_VALUE 0xC8
#define FREQUENCY_TIMER0 99
RSEG CODE:CODE:NOROOT(1)
main:
    set ; Enable bit copy storage in SREG
    rcall ioinit
    sei ; Разрешить прерывания
mainloop:
    sleep
    rjmp mainloop ; Бесконечный цикл
; Инициализация периферии
ioinit:
    in TEMP_REG, MCUCR
; Сброс битов SM0 SM1
    andi TEMP_REG, ~(1<<SM0)|(1<<SM1)
    out MCUCR, TEMP_REG
; Настройка timer0
    ; Установка прескалера timer0 для получения CK/1024
    ldi TEMP_REG, (1<<CS00)|(1<<CS02)
    out TCCR0, TEMP_REG
```

```
; Загрузка счетчика TCNT0 для получения интервала 0,1 с
ldi TEMP_REG, FREQUENCY_TIMER0
out TCNT0, TEMP_REG
```

```
Настройка timer1 в режиме PWM
; Установить PWM top value: OCR1B = 0xC8
ldi TEMP_REG, MAX_PWM_VALUE
out OCR1B, TEMP_REG
out OCR1A, TEMP_REG
; Clear TCNT1 on compare - CTC1
; Enable PWM - PWM1
; Set on compare match OC1A - COM1A0 COM1A1
; Set prescaler to CK/16 - CS13 CS10
```

```
ldi TEMP_REG, (1<<CTC1)|(1<<PWM1)|(1<<COM1A0)|(1<<COM1A1)|
(1<<CS10)|(1<<CS13)
out TCCR1, TEMP_REG
; Размаскировать прерывания по переполнению таймера 0
ldi TEMP_REG, (1<<TOIE0);
out TIMSK, TEMP_REG
```

```
; Сброс прескалеров
ldi TEMP_REG, (1<<PSR0)|(1<<PSR1)
out SFIOR, TEMP_REG
```

```
ldi TEMP_REG, 0xFF
out DDRB, TEMP_REG ; Все выводы, кроме PB0
настроить на выход
```

```
cbi DDRB, DDB0
clr TEMP_REG
out PORTB, TEMP_REG ; Очистить все выходы
sbi PORTB, PORTB0 ; Включить внутренний
резистор подтяжки на PB0
```

```
ret
```

```
TIMER0_OVF_int:
    Проверить pin0
```

```

sbis PINB, PINB0
rjmp L5
; if (PINB & (1<<PINB0)) Door open :goto L5
; else door close
in TEMP_REG, OCR1A      ;
in TEMP_REG1, OCR1B     ;
cp TEMP_REG1, TEMP_REG  ; if (TEMP_REG > TEMP_REG1)
brlo L6
ldi TEMP_REG1, STEP_PWM_OFF

add TEMP_REG, TEMP_REG1 ; TEMP_REG += STEP_PWM_OFF
out OCR1A, TEMP_REG
rjmp L6

L5:
; Door open
in TEMP_REG, OCR1A
ldi TEMP_REG1, STEP_PWM_ON*2+1
cp TEMP_REG, TEMP_REG1
; if (TEMP_REG > (STEP_PWM_ON*2+1))
brlo L6_6
subi TEMP_REG, STEP_PWM_ON
; { TEMP_REG -= STEP_PWM_ON }
out OCR1A, TEMP_REG ; Уменьшение OCR1A
rjmp L6

L6_6:
ldi TEMP_REG, 0
out OCR1A, TEMP_REG ; Очистка OCR1A

L6:
; Дозагрузка TCNT0
ldi TEMP_REG, FREQUENCY_TIMER0
out TCNT0, TEMP_REG
reti

```

```

Time_stamp DB __TIME__ ; Время компиляции
Data_stamp DB __DATE__ ; Дата компиляции
Signature DB 'Slow Lamp controller'

```

```

COMMON INTVEC:CODE:ROOT(1)
Вектора прерываний
ORG RESET_vect
RJMPL main
ORG TIMER0_OVF_vect
RJMP TIMER0_OVF_int

```

Литература

1. Алексенко А. Г. и др. Применение прецизионных аналоговых микросхем. М.: Радио и связь, 1985.
2. Хрисанов А. Плавное выключение дальнего света // Радио. 1987. № 2.
3. <http://www.lancos.com>
4. <http://www.chat.ru/~avreal>
5. <http://telesys.ru/wwwboards/mcontrol>
6. FAQ ru.embedded <http://www.svtehs.com/ru/embedded.htm>
7. Бостифеев А. В. Микроконтроллеры AVR семейств Tiny и Mega фирмы «ATMEL». М.: Издательский дом «Долэка-XXI», 2004.

1.2. Автомат «вечерний свет»

Ю. Виноградов

г. Москва

В охранных системах нередки устройства, назначение которых состоит в том, чтобы отпугнуть преступника, посеять в нем сомнения в безопасности намеченного предприятия. К таким устройствам относится и автомат, включающий по вечерам освещение в пустующем помещении — на даче, в квартире...

Описанный когда-то в журнале «Радио» (№ 11, 1994), он заинтересовал читателей. Но появление новой элементной базы, прежде всего мощных семисторов с оптическим управлением, позволило внести в него существенные изменения.

Принципиальная схема автомата приведена на рис. 1.9.

На выходе 10 микросхемы DD1 формируются стабилизированные кварцевым резонатором ZQ1 импульсы, следующие с частотой 1/60 Гц. Микросхема DD2 используется в качестве делителя частоты: на ее выходе 10 каждый час формируется спад, добавляющий единицу в счетчик DD3.

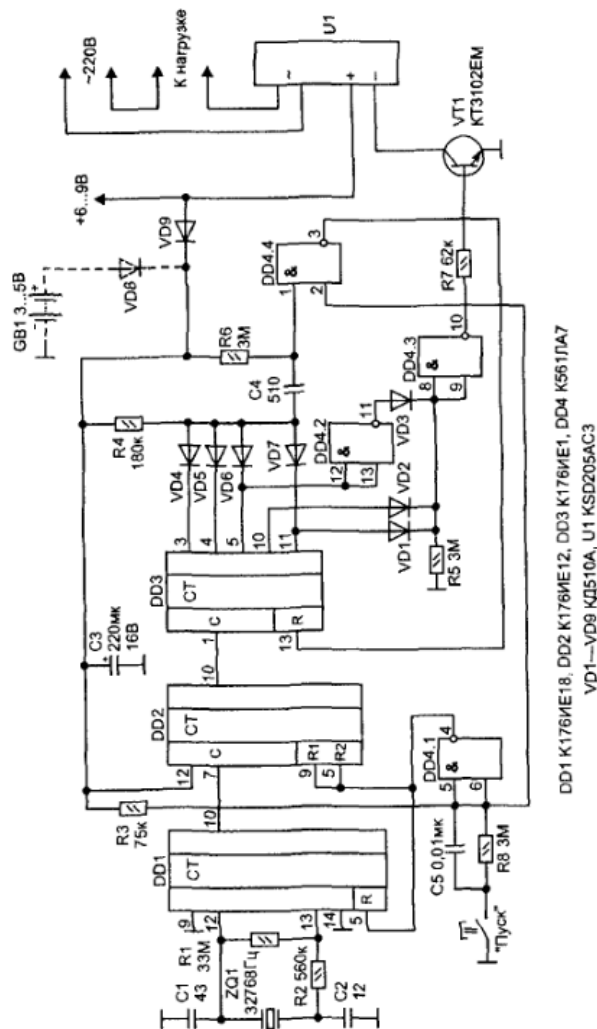


Рис. 1.9. Принципиальная схема автомата

Счетчик DD3 работает в суточном цикле, который формируется диодно-резисторным «И» (VD4—VD7, R4). На выходе этого «И» — на анодах VD4—VD7 — сигнал лог. 1 возникнет в 23 часа (отсчет от момента нажатия кнопки SB1) и будет заменен на лог. 0 при переходе к 24-му часу. Соответственно, на входе I элемента DD4.4 возникнет короткий ($0,7R6C4 \approx 1$ мс) импульс отрицательной полярности, а на его выходе 3 — единичный импульс, который поступает на вход R DD3 и возвращает этот счетчик в исходное состояние — на всех его выходах устанавливается лог. 0.

Все счетчики автомата — DD1, DD2 и DD3 — устанавливают в исходное (нулевое) состояние нажатием кнопки SB1. При этом на входах 5 и 6 DD4.1 и 2 DD4.4 возникает короткий ($0,7R6C4 \approx 1$ мс) нулевой импульс и, соответственно, на входах R всех счетчиков формируется единичный импульс сброса, возвращающий всю систему в исходное состояние.

После нажатия кнопки SB1 автомат начинает отсчет задержки включения нагрузки. Здесь, как и в прототипе, эта задержка равна четырем часам.

Через четыре часа на выходе 5 DD3 возникнет сигнал лог. 1 и, соответственно, лог. 0 на выходе 11 DD4.2. А это значит, что сигнал лог. 0 установится и на выходе диодно-резисторного «ИЛИ» (VD1—VD3, R5), поскольку в старших разрядах счетчика DD3 пока еще «стоят» нули. Следовательно, на выходе 10 DD4.3 возникнет напряжение высокого уровня, а в базе транзистора VT1 ток, достаточный для того, чтобы открыть этот транзистор до насыщения. Таким образом, на вход оптопары U1 будет подано напряжение, близкое к напряжению питания автомата, достаточное для ее включения (входное напряжение оптоэлемента КСД205АС3 — $+5...+12$ В, входной ток — $5...25$ мА).

Это включение продлится тоже четыре часа, поскольку в начале девятого часа на выходе 10 DD3 возникнет лог. 1 и на выходе 10 DD4.3 установится лог. 0, запирающий транзистор VT1. Это будет продолжаться до окончания суточного цикла (лог. 1 — в старших разрядах DD3, на его выходах 10 или 11).

Автомат питается от сетевого адаптера напряжением $+6...+9$ В. Для устройства, коммутирующего электросеть, нет, казалось бы, нужды иметь что-то еще. Однако случайное отключение электросети (весьма нередкое в сельских районах) может расстроить работу автомата, привести к нарушению выставленного в нем цикла.

Для того чтобы этого не случилось, в автомат рекомендуется ввести гальваническую (лучше — литиевую) или аккумуляторную батарею GB1 напряжением $3...5$ В. (Это напряжения должно быть меньше на-

пряжения сетевого адаптера, но не меньше 3 В — допустимого напряжения питания микросхем.) Батарея может иметь очень небольшую емкость, поскольку ее разрядный ток не превысит 0,15 мА (аккумулятор можно подзаряжать микротоками от сетевого адаптера).

Особых требований к монтажу автомат не накладывает. Сам опто-семистор KSD205AC3 (его габариты 32 × 24 × 10,5 мм) рекомендуется смонтировать на теплоотводе — дюралевой пластине толщиной 4...5 мм. На ней же может быть размещена и печатная плата с управляющей электроникой (теплоотводящая площадка опто-семистора KSD205AC3 не имеет гальванической связи с его электрическими элементами).

Если автомат собран из доброкачественных деталей и без ошибок, то он начнет работать сразу. Поскольку его управляющая система не имеет гальванической связи с сетью 220 В (в отличие от прототипа), здесь вполне безопасны эксперименты над автоматом, включенным в сеть. В том числе и осциллографический контроль любых узлов его системы управления.

...Итак, за четыре часа до наступления сумерек, скажем в четыре часа дня — нажимают кнопку «Пуск» и покидают дачу до следующей (или не следующей) субботы. Но в восемь часов вечера свет (вообще — любая нагрузка мощностью до 1 кВт; опто-семистор KSD205AC3 коммутирует токи до 5 А) включится сам, а в двенадцать ночи — выключится. И так — каждый день, неделю, месяц...

1.3. Дачный радиозвонок

Ю. Виноградов

г. Москва

Дверной звонок... Что, казалось бы, может быть проще: кнопка, пара проводов... Но на даче эта «пара проводов», развешанная по столбам, деревьям, закопанная в землю, доставит немало хлопот. Проще да и надежнее может оказаться связь по радио.

Радиопередатчик. Его принципиальная схема показана на рис. 1.10. Задающий генератор (ЗГ) выполнен на транзисторе VT1, частота его возбуждения $f_{зг}$ — одна из частот гражданского диапазона связи (Си-Би) — задана кварцевым резонатором ZQ1.

Транзистор VT3 — ключ ЗГ. Если этот транзистор открыт до насыщения (в этом режиме напряжение на переходе эмиттер-коллектор не превышает нескольких десятых долей вольта), генератор возбуждается и сигнал с него поступает на вход усилителя мощности (транзистор

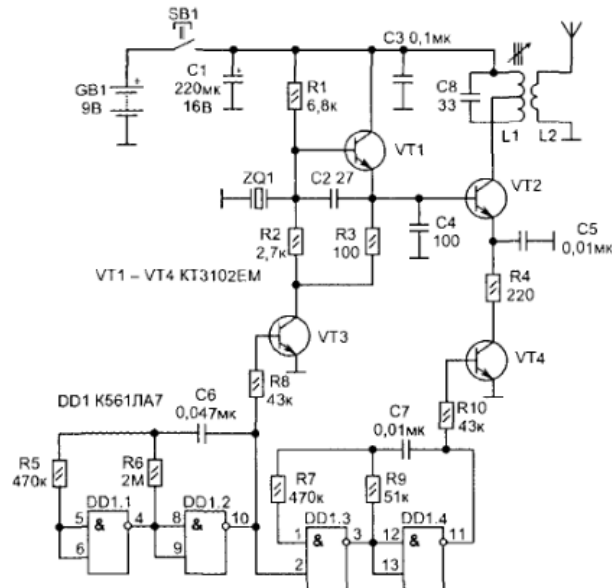


Рис. 1.10. Принципиальная схема радиопередатчика

VT2, контур L1C8). В эмиттерную цепь VT2 включен транзистор VT4, осуществляющий почти 100%-ную модуляцию несущей передатчика по амплитуде.

Транзисторные ключи управляются мультивибраторами микросхемы DD1. Мультивибратор, собранный на элементах DD1.1 и DD1.2, возбуждается на частоте $F_{ин} \cong 1/1,4R6C6 = 7...8$ Гц. Это частота посылок тональных сигналов. Длительность сигнала лог. 1 на выходе DD1.2, включающего задающий генератор, составляет, соответственно, $\sim 1/15$ с. Этого достаточно, чтобы генератор вышел на нормальный режим работы (время вхождения в режим самовозбуждающегося генератора с кварцевым резонатором: $t_{вкл} \cong Q_{тq1}/f_{тq1}$, где $Q_{тq1}$ — добротность резонатора).

Другой мультивибратор (DD1.3, DD1.4) возбуждается на частоте $F_{мод} \cong 1/1,4R9C7 = 1400$ Гц. Это тон модуляции.

Передатчик монтируют на плате 60 × 30 мм, которую изготавливают из двусторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм (рис. 1.11, а). Фольгу со стороны деталей (на рис. 1.11, б, она

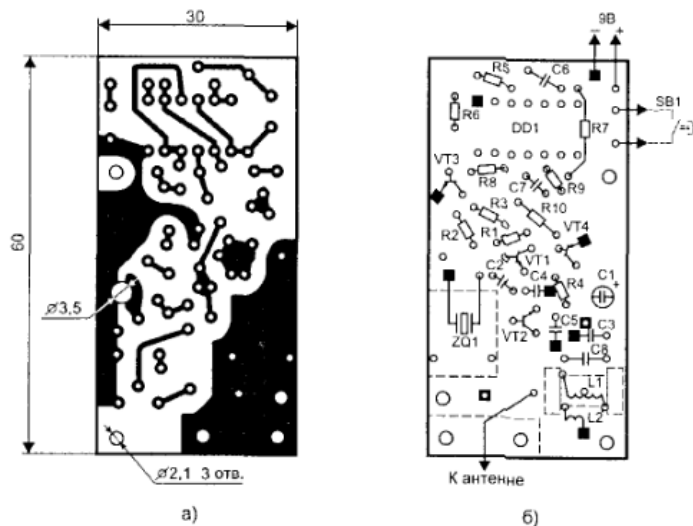


Рис. 1.11. Передатчик: а — печатная плата; б — расположение деталей

не показана) используют лишь в качестве нулевого провода и экрана. Места соединений с ней «заземляемых» выводов конденсаторов, резисторов и др. показаны черными квадратами. Черным квадратом со светлой точкой в центре показано положение проволочных перемычек, соединяющих с нуль-фольгой те или иные фрагменты монтажа. В местах пропуска проводников в нуль-фольге должны быть выравнены защитные кружки.

Контурную катушку L1 наматывают проводом ПЭВ-2 0,33, она имеет 16 витков с отводом от середины. Антенную катушку L2 — 3 витка провода ПЭВШО 0,2 — наматывают непосредственно по контурной катушке. Карбопильный подстроечник М3×10 мм ввинчивают в осевое отверстие каркаса, имеющего соответствующую резьбу (рис. 1.12).

Все резисторы — МЛТ-0,125. Конденсаторы: C1 — любой оксидный подходящих размеров; C2, C4, C8 — КД-1; C3, C5, C6, C7 — КМ-6, К10-176 или им подобные.

Антенное гнездо СР-50-73ПВ монтируют на металлическом уголке и устанавливают непосредственно на плате (два отверстия Ø2,1 мм у торца платы — для крепления этого уголка, другие три — для крепления платы в корпусе передатчика).

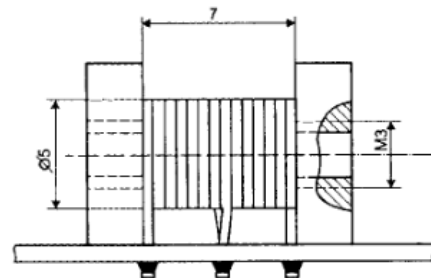


Рис. 1.12. Каркас карбопильного подстроечника

Плату передатчика и 9-вольтовый источник питания, например батарею «Корунд», можно смонтировать в одном корпусе. Конечно, приняв меры к тому, чтобы возможная разгерметизация батареи не имела нежелательных последствий.

Если передатчик предполагается эксплуатировать при низких температурах, рекомендуется литиевая 9-вольтовая батарея SLM9V (габариты — 48,7 × 26,25 × 17,3 мм, электрическая емкость — 1,2 А·ч, разрядный ток до 120 мА). Ее температурный диапазон — -40...+60 °С.

Передатчик настраивают, предварительно закоротив коллектор-эмиттерные переходы транзисторов VT3 и VT4. К антенному выводу подключают нагрузку — 50-омный резистор МЛТ-0,5, а к ней — высокочастотный (≥ 30 МГц) вольтметр со шкалой 3...5 В.

Контур LC8 настраивают на частоту кварцевого резонатора (проставленная на корпусе частота может быть и третьей его гармоникой) по показаниям вольтметра: максимальное показание соответствует наилучшей настройке.

Излучаемую передатчиком мощность можно вычислить по формуле: $P_{\text{max}} = U^2/R_n$, где U — показание вольтметра (в вольтах), а $R_n = 50$ Ом — сопротивление нагрузки.

Если в качестве антенной нагрузки взять подходящую лампу накаливания, например 2,5 В × 0,068 А, то передатчик можно настроить, ориентируясь лишь на яркость ее свечения. Правда, в этом случае об излучаемой мощности судить труднее.

Окончив настройку, карбопильный подстроечник фиксируют (можно залить всю контурную катушку парафином) и с транзисторных ключей снимают перемычки.

Антенной передатчика может служить антенна от любой портативной Си-Би радиостанции: «Урал-Р», «Ласпи», «Dragon-101» и др. Но она должна быть дополнена противовесом — отрезком монтажного

провода длиной 1...1,2 м. Его присоединяют к корпусу антенного разъема и оставляют свободно свисающим (противовес имитирует отсутствующего здесь оператора).

Кнопка включения передатчика SB1 — кнопка радиозвонка — любой конструкции.

Передатчик устанавливают скрытно, неподалеку от кнопки, например, в углублении, сделанном в деревянном столбе ограды. Для защиты от влаги его можно заварить в полиэтиленовый пакет (если антенна невелика, то вместе с ней). Туда же можно положить силикогель.

В табл. 1.1 приведена зависимость мощности излучения передатчика $P_{изл}$ и потребляемого им тока $I_{потр}$ от напряжения источника питания $U_{пит}$.

Таблица 1.1

$U_{пит}$, В	$P_{изл}$, мВт	$I_{потр}$, мА
4,2	1,5	2,5
5	6,3	3,5
6	15	6
7	28	7,5
8	43	10
9	55	11,5
10	64	13,5
11	77	15,5
12	88	18

Радиоприемник. Его принципиальная схема приведена на рис. 1.13.

Микросхема DA1 — преобразователь частоты. На ее выходе 2 формируется сигнал промежуточной (разностной) частоты: $f_2 = f_{пер} - f_{зч1}$, где $f_{пер}$ — частота принятого высокочастотного сигнала (несущая передатчика), а $f_{зч1}$ — частота гетеродина, заданная его кварцевым резонатором ZQ1. Так, если $f_{пер} = 26945$ кГц, а $f_{зч1} = 26480$ кГц (так у автора), то $f_2 = 465$ кГц и в качестве нагрузки преобразователя можно взять один из пьезоселекторов на эту частоту, например ФП1П-60.01.

Основное усиление преобразованного сигнала и его детектирование осуществляются микросхемой K157XA2 (DA2).

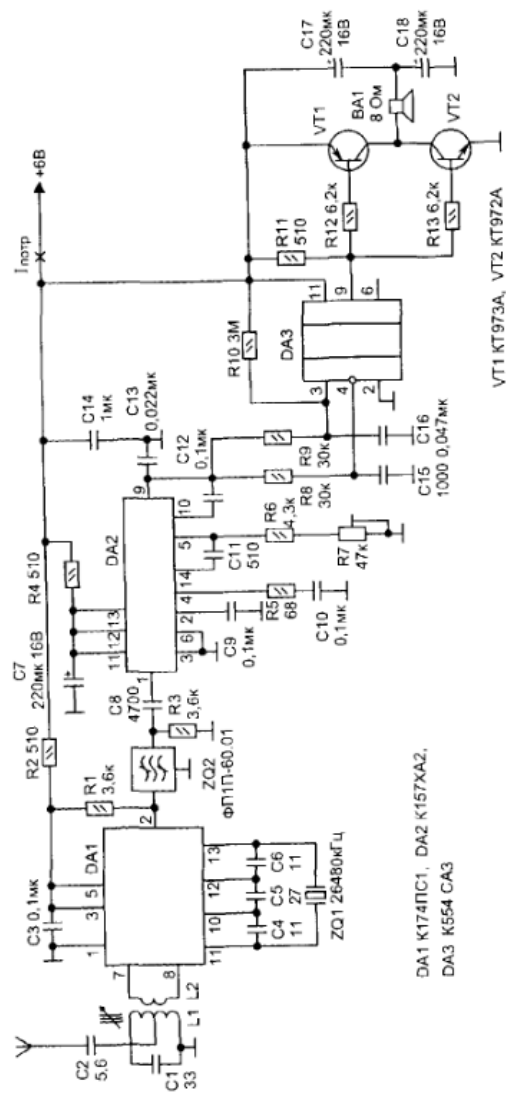


Рис. 1.13. Принципиальная схема радиоприемника

Компаратор К554СА3 (DA3) — формирователь низкочастотного сигнала. Он управляет работающими в ключевом режиме транзисторами VT1 и VT2.

Приемник монтируют на плате 55 × 55 мм, изготовленной из двусторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм (рис. 1.14).

Антенный контур приемника отличается от контура передатчика лишь числом витков в катушке связи, здесь L2 имеет 6 витков.

Все постоянные резисторы — МЛТ-0,125, подстроечный R7 — СПЗ-38а. Конденсаторы: C1, C2, C4—C6 — КД-1 или им подобные; C3, C8—C16 — КМ-6 или К10-176; C7, C17 и C18 — любые оксидные подходящих размеров на напряжение не менее 10 В.

Транзисторы VT1 и VT2 крепят винтами M3 непосредственно к плате (нуль-фольга под ними должна быть убрана). Поскольку транзисторы работают в ключевом режиме, радиаторы им не нужны.

Отверстия Ø2,1 мм служат для крепления платы в корпусе приемника, в котором, практически не увеличивая габаритов конструкции, может быть смонтирован и малогабаритный динамик Ø40 × 5 мм.

Антенной приемника может служить натянутый по вертикали отрезок монтажного провода длиной 1...2,5 м.

Настройку антенного контура и регулировку усиления УПЧ резистором R7 (оно должно быть лишь достаточным) производят по сигналу передатчика. Окончательную настройку ведут, расположив приемник и передатчик на своих местах.

Источником питания приемника может быть любой сетевой адаптер, формирующий стабилизированное напряжение +6 В и способный отдать ток до 70 мА (для динамика 8 Ом). Ток, потребляемый приемником в дежурном режиме, — 6 мА.

Несколько советов.

Как показала практика, встречаются кварцевые резонаторы, реальная частота которых существенно отличается от указанной на корпусе, а то и вообще не желающие возбуждаться. Возможно, резонаторы потребуются подобрать.

Но если выяснить рабочую частоту передатчика довольно просто (высокочастотный, ≥ 30 МГц, частотомер подключают непосредственно к его антенной нагрузке), то частоту резонатора приемника напрямую измерить, скорее всего, не удастся, поскольку амплитуда сигнала гетеродина очень невелика. Правда, ее можно узнать, установив гетеродинный резонатор на место резонатора задающего генератора.

Но это, скорее всего, не потребуется. Если разностная частота этих двух резонаторов окажется в полосе пропускания пьезоселектора приемника (что и должно быть), то, подключив к резистору R3

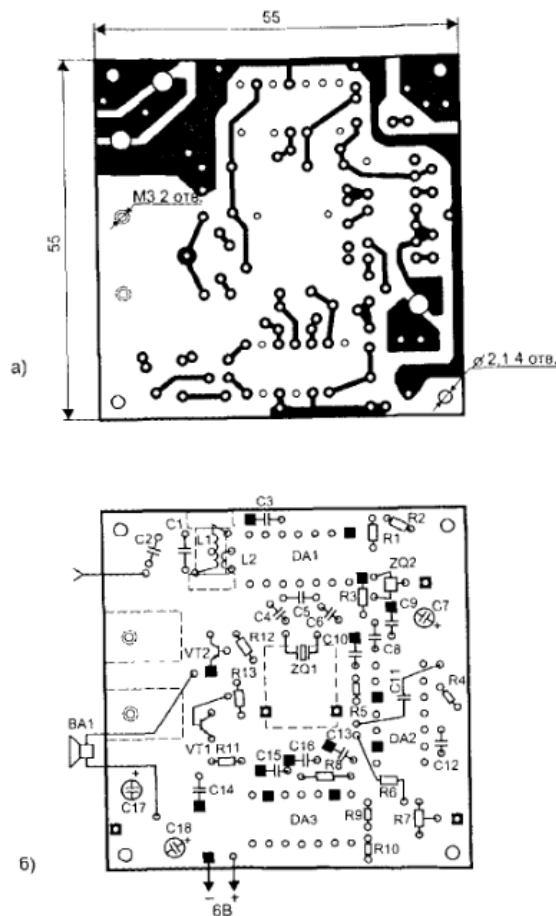


Рис. 1.14. Печатная плата приемника:

а — лицевая сторона; б — со стороны расположения деталей

осциллограф (годится С1-94), можно наблюдать сигнал передатчика — высокочастотные «вспышки» длительностью 7...8 мс. Это подключение можно использовать и для настройки высокочастотного тракта приемника — по максимальной амплитуде этих «вспышек».

Небольшая емкость конденсатора С2 в цепи антенны приемника позволит экспериментировать с антенной, практически не настраивая антенного контура. Но если антенна будет жестко фиксирована, то ее можно подключить к отводу катушки L1 напрямую. Это заметно увеличит чувствительность приемного тракта.

Еще одно средство увеличения «дальнобойности» системы — введение противовеса и в антенную систему приемника. Хотя здесь это не так актуально: в какой-то мере функцию противовеса выполняет цепь сетевого питания приемника. Но противовес (или какая-либо другая проводящая масса, в том числе и настоящее заземление) требуется, если источник питания будет малоразмерным.

Принятое здесь прерывистое возбуждение ЗГ передатчика имеет целью уменьшение общего его энергопотребления. Но большой необходимости в этом нет. Непрерывная работа ЗГ (для этого достаточно закоротить переход коллектор-эмиттер транзистора VT3; сам транзистор и резистор R8 могут быть демонтированы) увеличит потребляемый передатчиком ток в 1,5...2 раза. При $U_{пит} = 9$ В он будет близок к 20 мА, что не перегрузит самый обычный «Корунд».

Передатчик радиозвонка имеет малую мощность, а приемник — невысокую чувствительность, но достаточную для обнаружения сигнала этого передатчика, если он будет находиться поблизости — в 50...100 м.

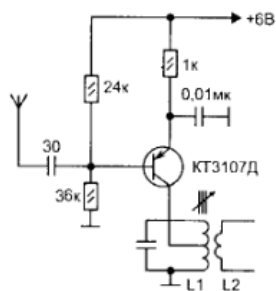


Рис. 1.15. Принципиальная схема усилителя радиочастоты

Если дистанцию требуется увеличить, в приемник можно ввести усилитель радиочастоты (УРЧ). Принципиальная схема простейшего из них приведена на рис. 1.15. Конечно, УРЧ мог бы быть и значительно более эффективным. Но к этому не следует стремиться — усиление приемного тракта должно быть лишь достаточным. Радиозвонки не должны реагировать на посторонние радиостанции!

Глава 2. Аудиотехника

2.1. Пассивные разделительно-корректирующие фильтры

А. Шихатов

г. Москва

В многополосных АС раздел полос традиционно производят пассивными разделительными фильтрами (кроссоверами). Повторение отлаженных конструкций проблем не вызывает. Однако при самостоятельном проектировании фильтров по упрощенным методикам результаты, как правило, весьма далеки от задуманного. Вслед за разочарованием либо следует неверие в свои силы, либо начинается подбор элементов методом «научного тыка» с применением шаманских заклинаний, «волшебных» проводов и прочих атрибутов Hi-End. В случае успеха это немедленно возводит создателя в ранг гуру...

Корень проблемы лежит на поверхности — индуктивность звуковой катушки приводит к увеличению импеданса головки с частотой. Причем индуктивность эта у «среднестатистического» мидбаса составляет 0,4...0,5 мГн, и уже на частотах 2...3 кГц импеданс возрастает практически вдвое. Для мощных низкочастотных головок показатели еще выше. Об этом уже написано немало, но воз и ныне там — применяемые любителями методики расчета фильтров первого—третьего порядка не учитывают частотную зависимость импеданса нагрузки. При более серьезном расчете пассивных кроссоверов применяют два подхода: используют реальное значение импеданса на частоте раздела или вводят цепи стабилизации импеданса (компенсаторы Цобеля). Наиболее эффективны они для низкочастотных головок.

У СЧ и ВЧ головок стабилизирующие цепи обычно отсутствуют. При этом исходят из того, что рабочая полоса частот «в октавах» невелика, а индуктивность по сравнению с низкочастотными головками незначительна (обычно менее 0,25 мГн). Вследствие этого рост импеданса невелик. В крайнем случае, увеличение импеданса компенсируют резистором сопротивлением $(1...3) \times R_{вч}$, включенным параллельно пицалке. В ряде работ показано, что для среднечастотных головок удобнее оказывается включение последовательного резистора (*дисси-*

патора). При таком подключении головка питается уже не от источника напряжения, а от источника тока, поэтому происходит не только стабилизация импеданса в широком диапазоне частот, но и значительное снижение интермодуляционных искажений, особенно заметное при использовании недорогих широкополосных и среднечастотных головок [1].

Однако все не так просто, как кажется на первый взгляд, и даже такая скромная индуктивность приводит к любопытным последствиям. Проблема заключена в том, что и пищалки, и СЧ головки работают совместно с фильтром ВЧ (ФНЧ среднечастотных головок не рассматриваем). Независимо от порядка, в нем имеется емкость, включенная последовательно с головкой, и она образует с индуктивностью звуковой катушки колебательный контур. Резонансная частота этого контура оказывается в полосе рабочих частот, и на АЧХ возникает «горб», величина которого зависит от добротности этого контура. Результатом этого может быть окраска звучания и другие артефакты. Учитывая то, что в ряде случаев эти явления можно обратить на пользу (например, корректировать АЧХ), вопрос согласования излучателей с фильтром приобретает особую остроту.

Рассмотрим взаимодействие фильтра с нагрузкой в области частоты раздела [2–4]. Анализ проводился в среде моделирования Micro-Cap 6.0, но те же результаты можно получить и с помощью других программ (Electronic WorkBench, например).

В расчетах использована упрощенная модель динамической головки, учитывающая только ее индуктивность и активное сопротивление (рис. 2.1). Данное упрощение вполне допустимо, поскольку резонансный пик импеданса большинства современных СЧ и ВЧ головок невелик, а частота механического резонанса подвижной системы находится за пределами рабочей полосы частот. Учтем также, что АЧХ по электрическому напряжению и АЧХ по звуковому давлению — две большие разницы, как говорят в Одессе.

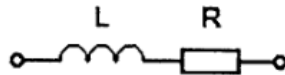


Рис. 2.1. Упрощенная модель динамической головки, учитывающая только ее индуктивность и активное сопротивление

Рассмотрим пока ВЧ головки, поскольку для среднечастотных излучателей результаты аналогичны. В качестве иллюстраций приведены только наиболее характерные случаи, остальные рекомендации даны в виде выводов. После отработки данная методика была успешно

использована при разработке пассивных кроссоверов для нескольких серийно выпускаемых моделей автомобильных АС.

Взаимодействие пищалки с кроссовером особенно хорошо заметно у фильтров первого порядка, столь любимых конструкторами за простоту и минимальные фазовые искажения (рис. 2.2).

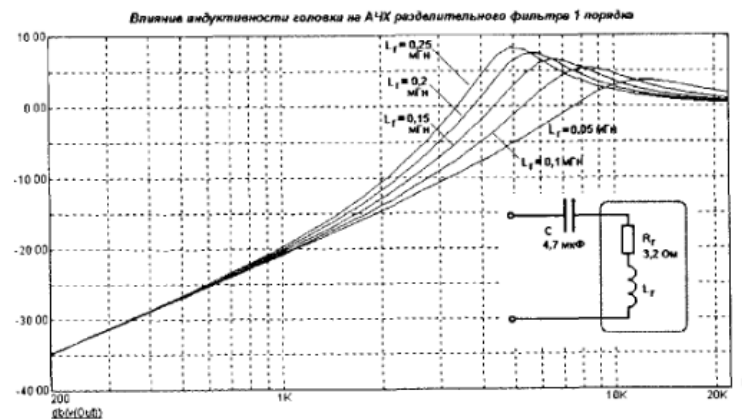


Рис. 2.2. Взаимодействие пищалки с кроссовером в фильтрах первого порядка

Видно, что даже при индуктивности 0,1 мГн имеется выраженный пик в области частот 7...10 кГц, придающий звучанию характерную «хрустальную» окраску. Увеличение индуктивности смещает резонансный пик в область более низких частот и увеличивает его добротность, что приводит к заметному «цыканью». Побочное следствие увеличения добротности, которое можно обратить на пользу, — увеличение крутизны АЧХ. В области частоты раздела она близка к фильтрам второго порядка, хотя на большом удалении возвращается к исходному для первого порядка значению (6 дБ/октава).

Введение шунтирующего резистора позволяет «приручить» «горб» на АЧХ, так что на кроссовер можно возложить и некоторые функции эквалайзера. Если шунт сделать на основе переменного резистора (или набора резисторов с переключателем), то можно проводить даже оперативную регулировку АЧХ в пределах 6...10 дБ (рис. 2.3).

В целях упрощения конструкции и облегчения условий работы усилителя выгоднее всего применять фильтры первого порядка. Они создают минимальные фазовые искажения, чем выгодно отличаются от других конструкций.

Влияние шунта на АЧХ разделительного фильтра 1 порядка

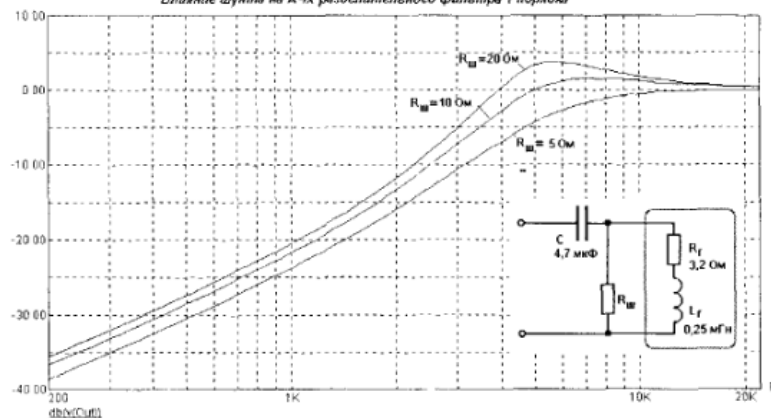


Рис. 2.3. Использование в фильтре шунтирующего резистора

Однако фильтры первого порядка обеспечивают слишком малое затухание за пределами рабочей полосы, поэтому пригодны только при небольшой подводимой мощности или достаточно высокой частоте раздела (7...10 кГц). Поэтому в большинстве серьезных конструкций используют фильтры более высоких порядков, от второго до четвертого.

Рассмотрим возможности воздействия на АЧХ для фильтров второго порядка как самых распространенных. Для наглядности использована модель с большой индуктивностью. Те же результаты получаются и с традиционными пищалками, только параметры фильтров и степень воздействия на АЧХ будут другими. Для пищалок с малой индуктивностью шунт не обязателен.

Первый способ — изменение добротности фильтра при неизменной частоте раздела за счет соотношения емкости и индуктивности фильтра (рис. 2.4).

Одновременное изменение емкости и индуктивности в кроссовере затруднено, поэтому данный метод для оперативной регулировки неудобен. Однако он незаменим в тех случаях, когда необходимая степень коррекции известна заранее, на этапе проектирования.

Второй способ — регулировка добротности при помощи шунта (аналогично рассмотренному ранее способу для фильтра первого порядка). Исходная добротность разделительного фильтра при этом выбирается высокой (рис. 2.5).

Влияние добротности разделительного фильтра 2 порядка на АЧХ

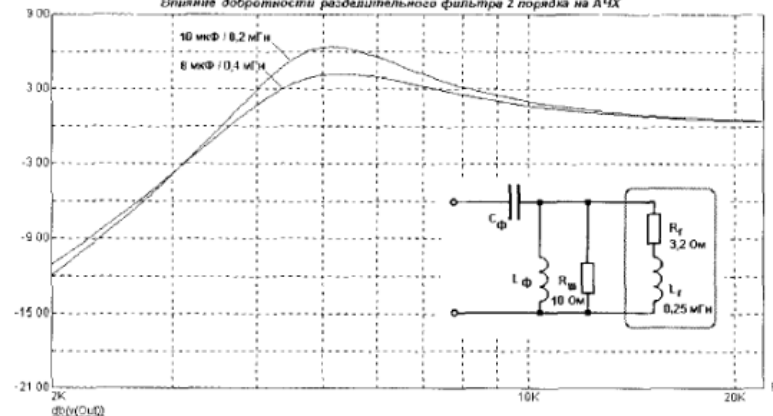


Рис. 2.4. Изменение добротности фильтра при неизменной частоте раздела за счет соотношения емкости и индуктивности фильтра

Влияние шунта на АЧХ разделительного фильтра 2 порядка

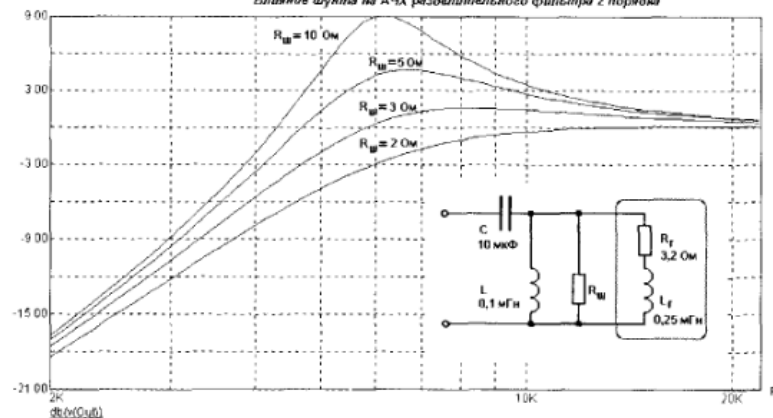


Рис. 2.5. Регулировка добротности при помощи шунта

Третий способ — введение резистора последовательно с пищалкой. Особенно удобен этот способ для пищалок индуктивностью свыше 100 мГн и среднечастотных головок. В этом случае суммарный импеданс цепи «резистор—пищалка» в процессе регулирования изме-

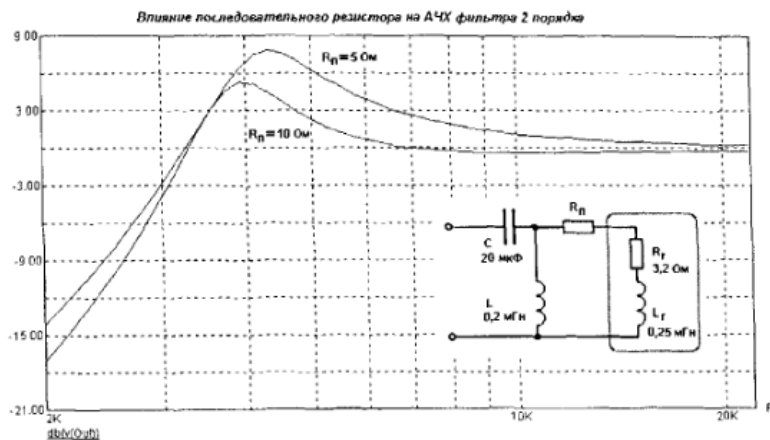


Рис. 2.6. Введение резистора последовательно с пищалкой

няется незначительно, поэтому уровень сигнала практически не изменяется (рис. 2.6).

Выводы:

- Стабилизирующие цепи не обязательны только для головок малой индуктивности (менее 0,05 мГн).
- Для головок с индуктивностью звуковой катушки 0,05...0,1 мГн наиболее выгодны параллельные стабилизирующие цепи (шунты).
- Для головок с индуктивностью звуковой катушки более 0,1 мГн можно использовать как параллельные, так и последовательные стабилизирующие цепи.
- Изменение сопротивления стабилизирующей цепи позволяет воздействовать на АЧХ.
- Для фильтров первого порядка изменение параметров стабилизирующей цепи оказывает заметное влияние на частоту среза и параметры «горба». У фильтров второго порядка частота среза определяется параметрами его элементов, поэтому в меньшей степени зависит от индуктивности головки и параметров стабилизирующей цепи.
- Величина резонансного «горба» в области частоты среза находится в прямой зависимости от добротности фильтра (сопротивления шунта) и в обратной зависимости от сопротивления последовательного резистора.

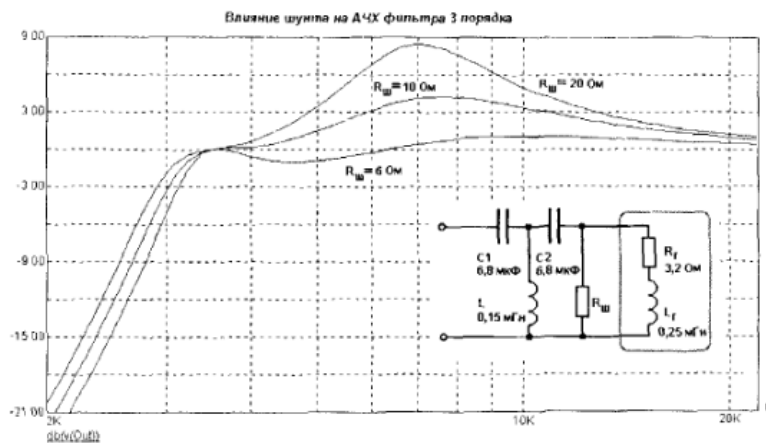


Рис. 2.7. Изменения АЧХ фильтра третьего порядка за счет шунтирующего резистора

- Добротность фильтра пропорциональна результирующему сопротивлению нагрузки с учетом сопротивления стабилизирующей цепи.
- Фильтр повышенной добротности можно рассчитывать по стандартной методике, но на сниженное в 2...3 раза относительно номинального сопротивление нагрузки.

Предложенные способы регулирования АЧХ применимы и к фильтрам более высоких порядков, но, поскольку число «степеней свободы» там возрастает, дать конкретные рекомендации в этом случае затруднительно. Пример изменения АЧХ фильтра третьего порядка за счет шунтирующего резистора приведен на рис. 2.7.

Видно, что АЧХ приобретает различный вид, это заметно влияет на тембр звучания. Кстати, лет 20 назад многие «домашние» трех-четырехполосные АС имели переключаемые АЧХ «normal/crystal/chirp» («гладкий—хрустальный—чирикающий»). Это достигалось изменением уровня полос СЧ и ВЧ.

Переключаемые аттенюаторы и сейчас используются в некоторых АС, причем по отношению к нагрузке их можно рассматривать как комбинацию последовательных и параллельных стабилизирующих цепей. Воздействие их на результирующую АЧХ предсказать достаточно сложно, в этом случае удобнее прибегнуть к моделированию.

В качестве примера на рис. 2.8 приведена схема и АЧХ фильтра третьего порядка с дополнительными корректирующими цепями,

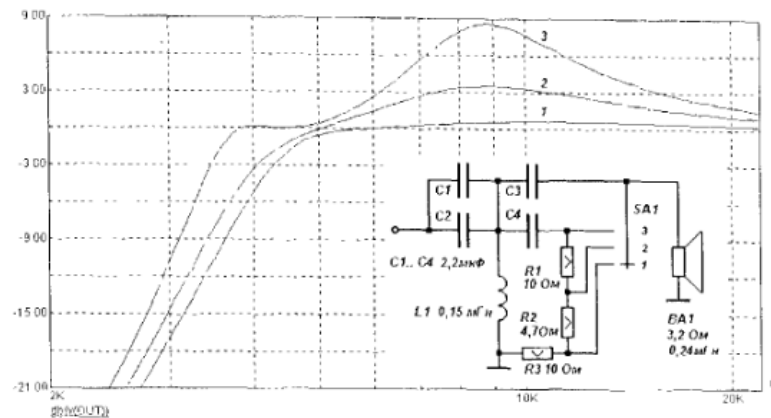


Рис. 2.8. Схема и АЧХ фильтра третьего порядка с дополнительными корректирующими цепями

разработанного автором для пищалок Prology серий RX-20s и EX-20s взамен фильтра первого порядка из комплекта. Качество звучания оказалось не в пример выше исходного, а регулирование АЧХ вполне соответствовало поставленной задаче. Однако следует отметить, что фильтр получился проблемным: входной импеданс имеет резко выраженный минимум.

До сих пор мы использовали индуктивность динамических головок в составе корректирующих цепей. Однако, развивая идею, можно использовать эту индуктивность и в составе самого кроссовера, что придает ему новые свойства.

Во многих современных автомобильных инсталляциях применяют двойной комплект пищалок. Причина — возросшие требования к качеству звучания. Расширение диаграммы направленности двойного излучателя позволяет упростить настройку звуковой сцены, снижена вероятность перегрузки пищалок при больших уровнях громкости. Внешняя привлекательность тоже играет не последнюю роль, особенно в выставочных работах.

Еще один аргумент в пользу такого решения возникает при многополосном усилении. Известное противоречие между неравномерным распределением энергии музыкального сигнала по спектру и равной мощностью каналов (что типично для автомобильного усилителя) элегантно разрешается при последовательном включении пищалок. В этом случае максимальная выходная мощность «пищалочных» ка-

налов усилителя уменьшается вдвое по сравнению с обычной нагрузкой, что позволяет полнее использовать его динамический диапазон и снизить искажения.

Однако все сказанное выше подразумевает использование совершенно одинаковых пищалок. Возможен и другой вариант — с разными пищалками, воспроизводящими отдельные диапазоны частот. Истоки этого решения надо искать в домашних акустических системах четвертьвековой давности. Воспроизведение всего диапазона частот выше 3...5 кГц одной пищалкой было тогда достаточно сложной задачей, поэтому он был разделен. Полосу от 3...5 до 10...12 кГц воспроизводил обычный для тех лет диффузорный высокочастотник небольшого размера, а все, что выше, — купольный или ленточный рупорный супервирттер. По мере развития технологий это решение из массовой домашней аппаратуры ушло, но имеет все шансы вернуться в автомобильную.

Проблема воспроизведения всего высокочастотного диапазона одной пищалкой решена давно, но хорошая широкополосная пищалка — нежное и недешевое изделие. По крайней мере, в нижнем и среднем диапазоне цен ни одна конструкция и материал купола пока что не могут одновременно удовлетворить всем требованиям, по большей части противоречивым. Необходима высокая жесткость, малая масса, хорошее внутреннее демпфирование. Поэтому для массовых изделий итоги неутешительны:

- Текстильный купол обеспечивает прекрасную проработку верхней середины и детальность звучания, но на верхнем краю диапазона звучание обычно приглушено (завал АЧХ).
- Металлический купол обеспечивает великолепное воспроизведение высокочастотного участка диапазона. Однако низкочастотный участок диапазона не всегда воспроизводится адекватно, звучание нередко окрашено резонансами самого купола на гармониках сигнала (эффект камертона).
- Полимерный или металлизированный купол обеспечивает достаточно широкий диапазон частот, но, как правило, со значительной неравномерностью АЧХ и диаграммы направленности. Вследствие этого звучание может принимать различную окраску.

Вывод: достоинства разных материалов надо объединять, а недостатки — компенсировать. В качестве объекта исследования выступили пищалки:

- Prology RX-20s (шелковый купол, индуктивность 0,22 мГн);
- Prology CX-25 (майларовый купол с металлизацией, индуктивность 0,03 мГн).

Прослушивание показало, что шелковой пищалке при всей детальности звучания недостает «воздуха», а майларовая пищалка прекрасно «цыкает», но при работе с фильтром первого порядка обладает пронзительным «голосом». Очевидно, что при соответствующем выборе частоты раздела они составили бы прекрасную пару. Чувствительность пищалок оказалась практически одинаковой, а индуктивность отличалась почти на порядок. Возникла мысль применить фильтр квазивторого порядка, использующий индуктивность звуковой катушки одной из головок. В результате получилась следующая схема (рис. 2.9).

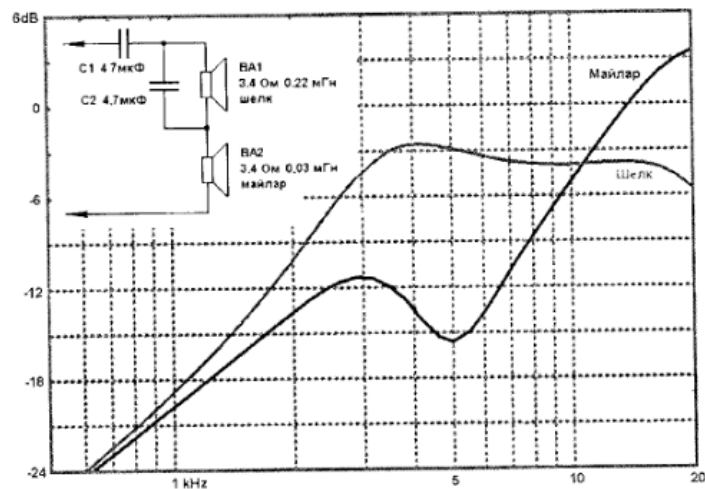


Рис. 2.9. Фильтр квазивторого порядка, использующий индуктивность звуковой катушки одной из головок

Конденсатор $C1$ определяет нижнюю границу диапазона воспроизводимых частот всей системы. Индуктивность звуковой катушки $VA1$ участвует в формировании АЧХ. В области частоты раздела крутизна АЧХ близка к фильтрам второго порядка, хотя на большом удалении возвращается к исходному для первого порядка значению (6 дБ/октава). Верхняя граница диапазона для $VA1$ формируется акустически. Поскольку отдача шелковой пищалки на частотах выше 11 кГц заметно снижается, вводить дополнительное затухание сигнала нет смысла. В то же время индуктивность звуковой катушки и конденсатор $C2$ образуют режекторный контур (фильтр-пробку) на частоту порядка 5 кГц. Подавление этой области частот устранило «прон-

зительное» звучание майларовой пищалки, сохранив за ней воспроизведение только высокочастотного участка диапазона. Качество звучания оказалось не в пример выше исходного (для отдельно взятых пищалок), а кроссовер в силу своей предельной простоты не представлял проблем для усилителя.

Аналогичное решение было использовано и для двух одинаковых низкочастотных головок, работающих в разном акустическом оформлении (рис. 2.10).

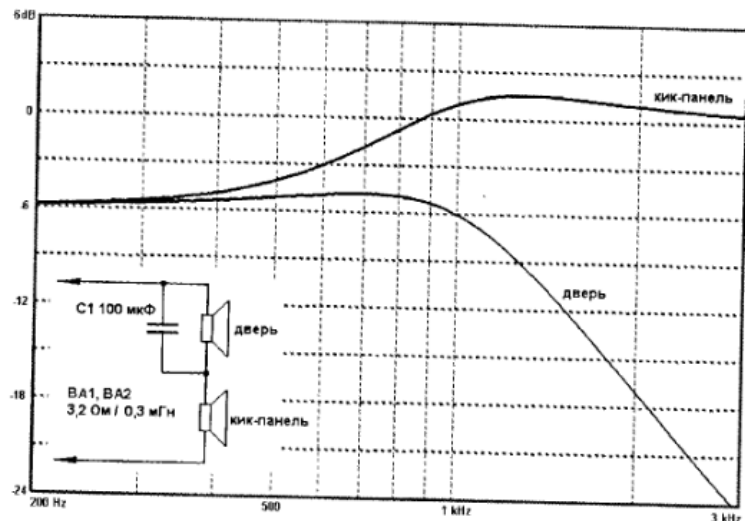


Рис. 2.10. Фильтр квазивторого порядка, использующий индуктивность двух одинаковых низкочастотных головок, работающих в разном акустическом оформлении

Одна из головок была установлена в передней двери легкового автомобиля, вторая — рядом с ней в кик-панели. Дабы сфокусировать звуковую сцену, полосу частот «дверной» головки нужно было ограничить сверху, а на головке в кик-панели — наоборот, выделить средние частоты. Решение — включить головки последовательно, «дверную» зашунтировать конденсатором емкостью 100 мкФ.

Получившийся фильтр относится к классу последовательных фильтров. Их характерная черта — геометрическая сумма напряжений, подводимых к головкам, остается постоянной. Входной импеданс системы при этом может изменяться, что в данном случае и происходит.

На низких частотах он близок к 8 Ом (работают обе головки), на средних — 4 Ом (работает головка в кик-панели). Система продемонстрировала высокое качество звучания.

Однако область применения предлагаемой методики расчета на основе простой модели динамической головки не ограничивается данными примерами. Еще один случай — улучшение звучания коаксиальных динамиков (рис. 2.11).

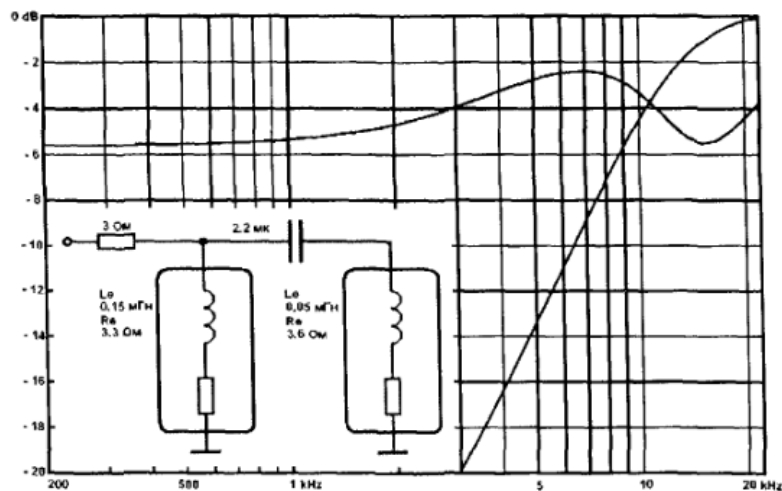


Рис. 2.11. Пути улучшения звучания с помощью коаксиальных динамиков

Несмотря на повсеместное распространение АС с отдельными динамическими головками, нередко удобнее использовать коаксиальные динамики, в том числе и в домашних АС. Причин может быть много. В автомобиле заменить штатные коаксиалы другими динамиками зачастую вообще невозможно без кардинальной переделки посадочных мест из-за специфических размеров или особенностей конструкции. Что же делать в этом случае? Постараться выжать максимум из имеющегося «сырья».

Чаще всего коаксиальные динамики установлены в торпедо и работают в акустическом оформлении «открытый корпус». Вследствие акустического короткого замыкания воспроизведение частот ниже 200...300 Гц значительно ослаблено независимо от размера диффузора и частотной характеристики самого излучателя. Все попытки воспро-

извести хоть какое-то подобие баса без доработки штатного места лишены смысла. Поэтому будем рассматривать коаксиал в торпедо исключительно как СЧ-ВЧ излучатель и исследуем, как можно улучшить его характеристики в этой роли.

Три источника и три составные части (не марксизма, конечно, а коаксиала):

- 1) основной излучатель;
- 2) дополнительный излучатель;
- 3) кроссовер.

Основной излучатель массовых конструкций снабжен диффузором из полипропилена различных модификаций, а в штатных коаксиалах он нередко бумажный. С точки зрения качества звучания последний вариант предпочтительнее. Почему — понятно: плавный переход из поршневого режима работы в зонный, отсутствие призвуков, малая масса, достаточно высокая верхняя граница частотного диапазона (7...10 кГц).

Если обратиться к статистике, то большинство коаксиалов «торпедного» калибра (10...13 см) снабжены одним дополнительным излучателем. Чаще всего это пищалка с текстильным или пластиковым куполом диаметром 13...18 мм, иногда металлизированным. Собственная частота резонанса таких излучателей 1,5...3 кГц, это запомним на будущее.

Кроссовер большинства коаксиалов работает только с пищалкой и образован единственным конденсатором емкостью 3,3...4,7 мкФ, чаще всего — электролитическим. Таким образом, это простейший фильтр первого порядка с частотой среза 6...9 кГц, поэтому подавление внеполосных сигналов недостаточное, возможна перегрузка пищалки. Следствие — «поросячий визг» и заметные резонансные призвуки.

Итак, первый и самый очевидный путь повышения качества звучания — заменить оксидный конденсатор в кроссовере более приличным, а заодно и пересмотреть его номинал. Если основной излучатель бумажный, то он уверенно отыгрывает диапазон средних частот, и помощь пищалки требуется лишь на высокочастотном участке диапазона. В таком случае емкость конденсатора можно снизить вплоть до 2 мкФ, это сдвинет максимальную отдачу в область частот выше 10 кГц. Как отмечалось выше, электрический резонанс емкости фильтра с индуктивностью звуковой катушки пищалки формирует небольшой «горб» на АЧХ, вот его мы и «завдвинем» вверх, чтобы улучшить отдачу в этом диапазоне частот. Повышение частоты раздела повысит и перегрузочную способность пищалки, это позволит без риска подводить к динамикам более высокую мощность.

Теперь займемся основным излучателем. Поскольку в коаксиалах не используются склонные к внутренним резонансам «жесткие» диффузоры, то переход из поршневого режима работы в зонный происходит плавно. Поэтому дополнительно ограничивать полосу частот сверху не требуется.

Для компенсации влияния индуктивности и снижения интермодуляционных искажений последовательно с головкой включим последовательный резистор (*диссипатор*). Практика показывает, что достаточно установить резистор с сопротивлением, приблизительно равным 0,5...1 номинального импеданса головки. Для частоты раздела выше 300 Гц мощность рассеяния резистора должна равняться 15...20% номинальной мощности головки. Следует также учитывать снижение отдачи и ухудшение электрического демпфирования основного резонанса, но мы договорились не рассматривать низкочастотную область.

Теперь посмотрим, к чему приведет включение резистора последовательно с коаксиальной головкой. На частотной характеристике основного излучателя появился плавный подъем в области 3...10 кГц величиной около 3 дБ. Величина подъема определяется индуктивностью звуковой катушки и сопротивлением добавочного резистора. В зависимости от характеристик динамика это или компенсирует завал АЧХ, или прибавит детальности звучания. Завал АЧХ выше 10 кГц — влияние режекторного контура, образованного емкостью фильтра и индуктивностью пищалки. На артефакты в области выше 15 кГц можно не обращать внимания, на этом участке еще наложится естественный спад АЧХ динамика. Таким образом, почти без усилий у нас появилось некоторое подобие кроссовера для основной головки. Благодаря индуктивности основного излучателя характеристики кроссовера пищалки тоже изменились. Несмотря на очевидный первый порядок, крутизна спада АЧХ достигает 9 дБ/октава.

Это плюсы. Теперь минусы. Ухудшенное демпфирование может привести к некоторому «бубнению» в области частоты резонанса основного динамика (100...150 Гц). Но, поскольку чувствительность снизилась примерно на 6 дБ, о подключении доработанного коаксиала к встроенному усилителю головного устройства, скорее всего, придется забыть. А раз так — во внешнем усилителе найдем активный кроссовер, чтобы ограничить снизу рабочую полосу частот. В конце концов, НЧ можно ограничить простейшим фильтром первого порядка.

В порядке эксперимента доработке были подвергнуты несколько коаксиальных динамиков разных марок:

- AUDAX (штатные Renault)
- Prology PX-1022
- JBL P-452

Во всех случаях было отмечено «просветленное» звучание средне-частотного диапазона, исчезла «сиплость» пищалки при большой подводимой мощности, улучшился общий тональный баланс. Даже грубые AUDAX с тяжелыми картонными диффузорами и отвратительными пищалками — и те обрели второе дыхание.

В конструкции фильтров можно использовать отечественные конденсаторы К73-17. Монтаж в большинстве случаев можно делать навесной, в разрыв проводов и на выводах головок. Элементы и пайки желательно защищать термоусадочной трубкой. Поскольку конструкции содержат минимум деталей, такое упрощение вполне оправдано. Для более сложных вариантов необходимо выполнить монтаж на плате или на монтажных стойках.

Литература

1. Агеев С. Должен ли УМЗЧ иметь малое выходное сопротивление? // Радио. 1997. № 4.
2. Шихатов А. О бедной пищалке замолвите слово // Мастер 12 вольт. 2003. № 47 (февраль—март).
3. Шихатов А. Сиамские близнецы // Мастер 12 вольт. 2004. № 57 (май—июнь).
4. Шихатов А. Улучшение звучания коаксиальных динамиков. — Мастер 12 вольт. 2004. № 60 (октябрь).

2.2. Мощный профессиональный усилитель SK3000

С. Сакевич

г. Луганск

Этот усилитель предназначен для озвучивания спортивных площадок и концертных залов. Он обладает высокой надежностью, имеет достаточно высокие качественные показатели, оснащен системой регулирования величины выходного сопротивления, что позволяет заметно повысить качество работы комплекта «усилитель + акустика» при работе с различными видами акустических систем. Все это позволяет использовать этот усилитель в звуковых системах самого высокого класса.

Усилитель разработан с учетом нестабильности отечественных сетей питания и обеспечивает нормальную работу при перепадах сетевого напряжения от 160 до 260 В. Его мощность может быть искусственно ограничена примерно до 1/4 от номинала. Это сделано специально для тех случаев, когда высокая мощность усилителя не требуется, — на репетициях, при озвучивании собраний или спортив-

ных мероприятий, где чрезмерно высокая громкость нежелательна. Это полезное новшество реализовано просто — понижается напряжение питания выходного каскада в 2 раза отдельным переключателем, вынесенным на лицевую панель.

К особенностям схемотехнических решений усилителя относятся комбинированное включение выходных транзисторов, отказ от применения подстроечных резисторов во всех узлах усилителя. В конструкцию включена система автоматического контроля тока покоя выходных транзисторов без применения термодатчиков для измерения температуры радиаторов. Ток покоя измеряется непосредственно, автоматически в строго заданных пределах при любых вариациях температуры выходных транзисторов, разброса их параметров и т. д.

В этой модели применены выходные транзисторы фирмы Toshiba 2SA1943 и 2SC5200. При испытаниях на прочность они показали высокие результаты: предельное напряжение К-Э для всех испытанных образцов превышало 315 В (по данным 230 В). При постоянном токе 8 А и напряжении К-Э 40 В (мощность 320 Вт, по заявленным данным предельная мощность — 150 Вт) транзисторы работают длительное время без малейшего последующего изменения параметров.

Основные технические характеристики усилителя

Номинальная выходная мощность одного канала (синусоидальная), не менее:

на нагрузке 8 Ом 650 Вт
на нагрузке 4 Ом 1100 Вт
на нагрузке 2 Ом 1450 Вт

Выходная мощность одного канала при работе в режиме 1/4 мощности:

на нагрузке 8 Ом 160 Вт
на нагрузке 4 Ом 320 Вт
на нагрузке 2 Ом 450 Вт

Диапазон регулирования выходного сопротивления 0...25 Ом

Диапазон частот по уровню -1 дБ 15...30000 Гц

Коэффициент гармоник на частоте 1 кГц <0,003%

Скорость нарастания выходного сигнала 40 В/мкс

Уровень номинального входного напряжения 1,3 В (+4 дБ)

Отношение сигнал/шум -110 дБ

Вес — 32 кг, размеры корпуса 440 × 440 × 133 мм

Электрическая схема усилителя приведена на рис. 2.12. Рассмотрим ее подробнее: цепи С5R6 и R4C6 ограничивают диапазон в целях уменьшения проникновения на вход инфра- и ультразвуковых

составляющих, способных привести к амплитудной и скоростной перегрузке усилителя мощности (УМ) и возможному выходу из строя динамиков акустической системы (АС). ОУ DA1 нагружен на эмиттерный повторитель VT3, который совместно с R14 выполняет функции преобразователя напряжение-ток. Сигнал затем сдвигается по уровню каскадом с ОБ на VT2, нагруженному на управляемый генератор тока на VT1. VT1, в свою очередь, нагружен на генератор тока VT4. Усилитель тока выполнен трехкаскадным с комбинированным последовательно-параллельным включением выходных транзисторов. Это решение имеет следующие преимущества:

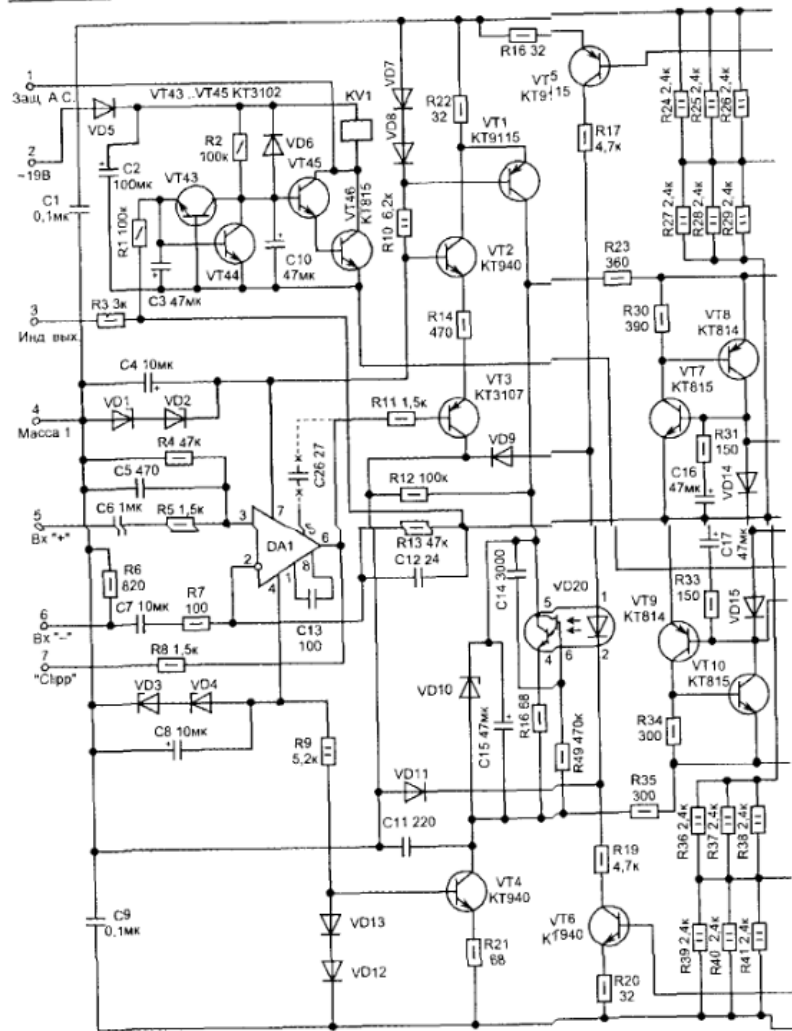
- можно увеличивать размах выходного напряжения до любого необходимого значения;
- использование транзисторов в более оптимальном режиме путем снижения действующего напряжения. Как известно, область безопасных режимов максимальна при небольших напряжениях, и при повышении рабочего напряжения свыше определенной величины предельно допустимая мощность линейно снижается, например у транзисторов КТ864(865) при температуре 25 °С сужение области безопасных режимов выглядит следующим образом:

Напряжение К-Э, В	Макс. ток коллектора, А	Макс. мощность*, Вт
10	10	100
25	4,0	100
100	0,2	20
140	0,025	3,5

* При температуре корпуса 90 °С мощность снижается в 2 раза.

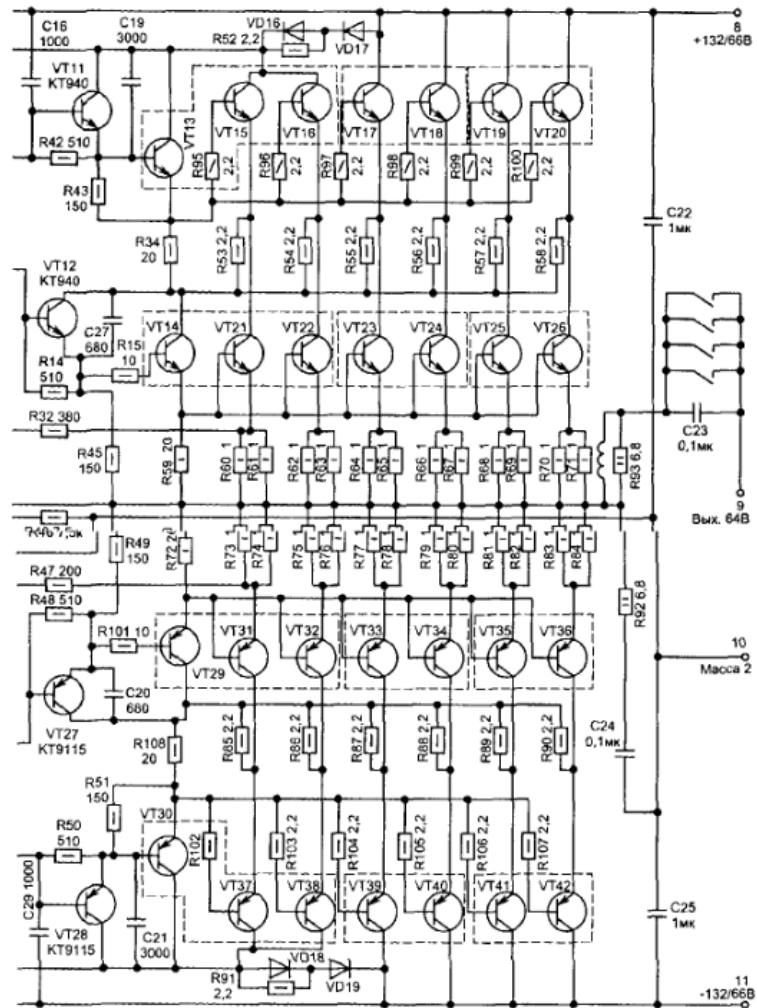
- возможность продолжения работы при выходе из строя одного или нескольких выходных транзисторов «верхнего» плеча;
- уменьшение вероятности возникновения сквозных токов при работе на высоких частотах, что весьма благоприятно сказывается на надежности работы при возникновении нештатных ситуаций.

Защита от короткого замыкания (к.з.) в нагрузке выполнена на транзисторах VT7—VT8 и VT9—VT10 для «положительного» и «отрицательного» плеч соответственно, включенных по схеме транзисторного аналога тиристора. Такое включение выбрано из следующих соображений: в выключенном состоянии схема защиты не оказывает влияния на выходной каскад (выражающегося в увеличении Кг УМ



VD5 - КД103; VD16 - VD19 - КДКД213А; VD10 - КС156; VD20 - АОТ127, DA1 - К544УД2А (К574УД1);
VD1 - VD4 - ДВ14А; VD6 - VD9, VD11 - VD15 - Д223

Рис. 2.12. Принципиальная электрическая схема одного канала усилителя мощности



VT11, VT12 - КТ940; VT13 - VT26 - 29С5200; VT29, VT30 - КТ9115; VT29 - VT42 - 25А1943;

на высоких частотах, по сравнению с традиционной схемой ограничения тока выходных транзисторов); второе значительное отличие от традиционной схемы — полное выключение выходных транзисторов соответствующего плеча при возникновении условий для срабатывания схемы защиты. Таким образом ток потребления УМ при к.з. и номинальном входном напряжении даже меньше, чем в режиме холостого хода. Поэтому в режиме к.з. выхода УМ может находиться неограниченно долгое время. В отличие от других ключевых схем защиты эта не требует для возвращения в исходное состояние принудительного сброса или выключения питания: она возвращается в исходное (выключенное) состояние при установлении величины нагрузки в пределах 2,5...16 Ом и подаче на вход усилителя полезного сигнала величиной 25% от номинала и выше.

Цепи R31-C16 и R33-C17 устраняют возможность ложного срабатывания схемы защиты вследствие сдвига фазы тока в нагрузке, возникающего вследствие ее реактивного характера. Индикатор ограничения выходного сигнала и к.з. выхода питается импульсами отрицательной полярности на выходе ОУ DA1, возникающими вследствие

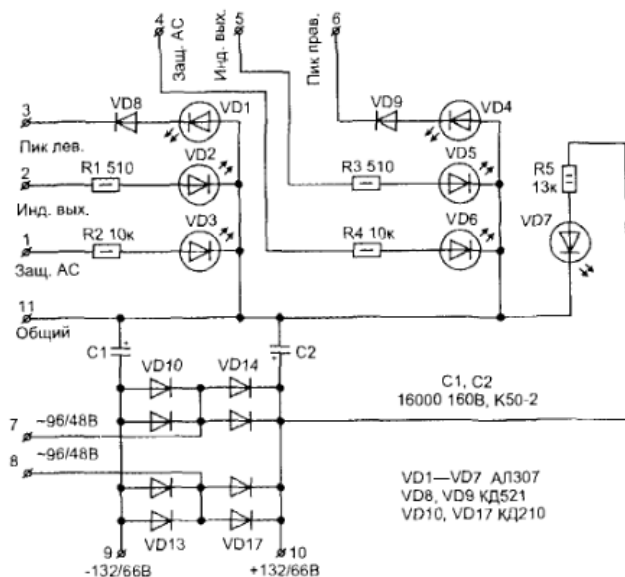


Рис. 2.13. Схема индикации и питания

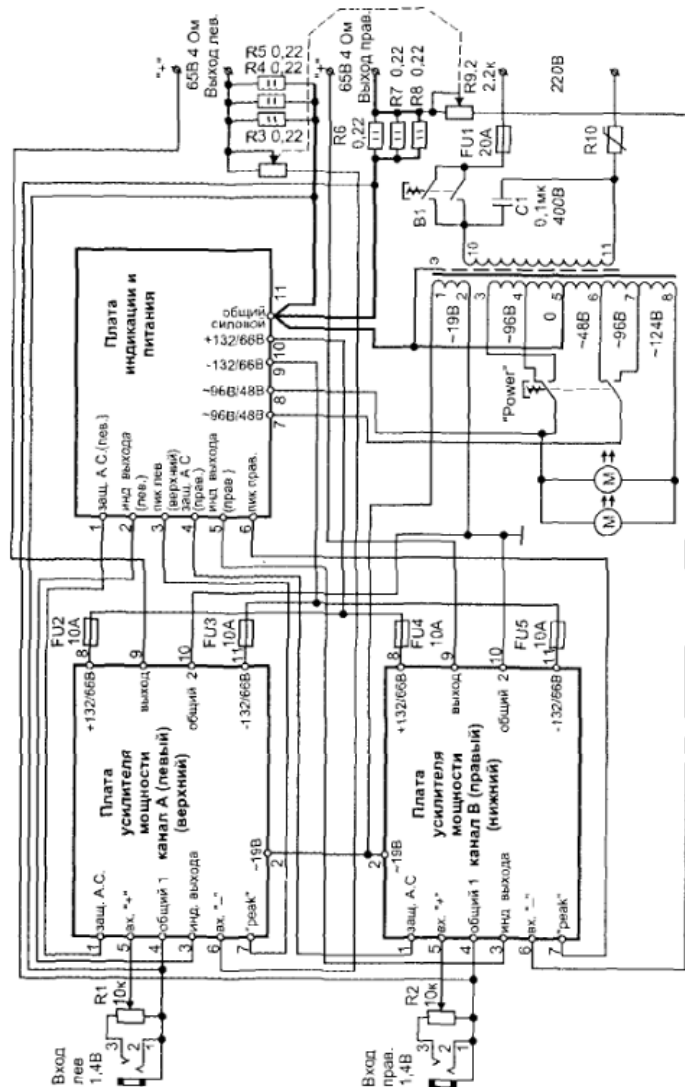


Рис. 2.14. Схема соединений узлов

отключения действия цепи ООС при ограничении выходного сигнала или срабатывания схемы защиты от к.з.

Также введена система автоматического контроля тока покоя выходных транзисторов с применением оптопарной развязки (VD20), без применения термодатчиков для измерения температуры радиаторов — ток покоя измеряется непосредственно, что дает возможность устанавливать его автоматически в строго заданных пределах при любых вариациях температуры выходных транзисторов, разброса их параметров и т. д. (хотя у «Тошибы» разброс минимальный и не превышает 5%).

Схема задержки подключения АС на транзисторах VT43—VT46 пояснений не требует, как и схема для индикации и питания (рис. 2.13). На рис. 2.14 показано соединение узлов.

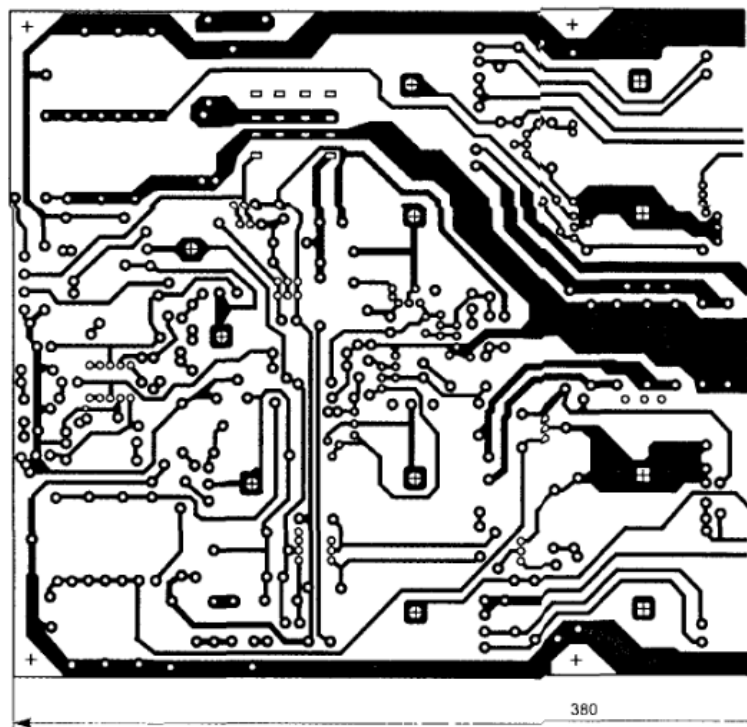


Рис. 2.15. Топология печатной платы одного канала усилителя в масштабе 1 : 2 (200 × 380 мм)

Конструкция и детали

Конструктивно УМ выполнен на трех печатных платах — две одинаковые платы усилителей (рис. 2.15, 2.16) и плата питания и индикации (рис. 2.17). Они размещены в прочном корпусе, фотография которого приведена на рис. 2.18. Органы управления, индикации и коммутации расположены на лицевой и задней панелях. На лицевой панели находятся индикаторы сигнала, ограничения (перегрузки), контроля срабатывания системы защиты АС от постоянного тока, переключатель максимальной мощности и включение питания. На задней панели находятся регуляторы усиления и регулирования выходного сопротивления, гнезда входов и клеммы выходов.

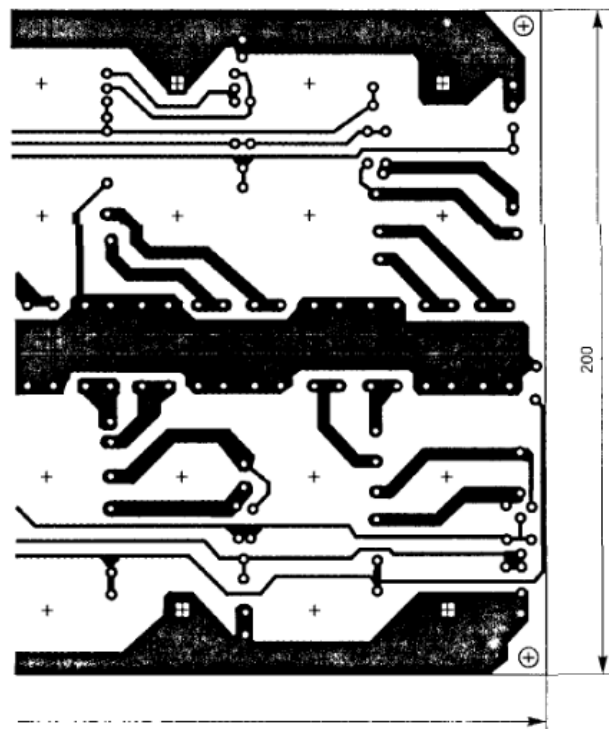


Рис. 2.15. Окончание

Полный комплект чертежей конструкции корпуса не приводится, так как при повторении усилителя в домашних условиях приходится ориентироваться на имеющиеся в наличии материалы, но желающие могут познакомиться с такими чертежами на сайте автора усилителя (<http://savevich.ru>).

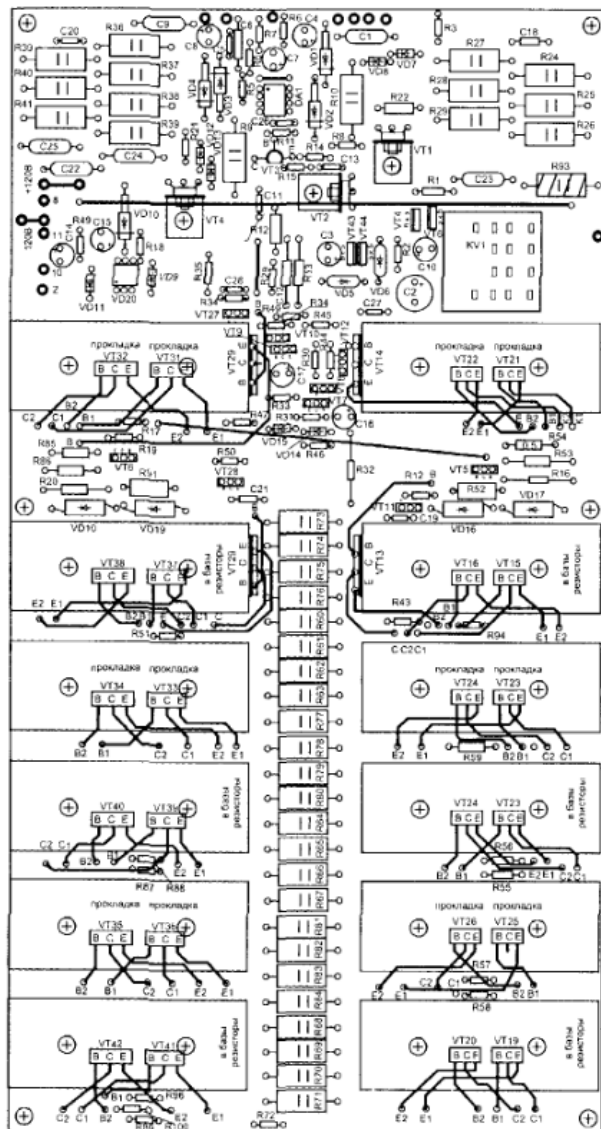


Рис. 2.16. Расположение элементов при монтаже на плате усилителя мощности

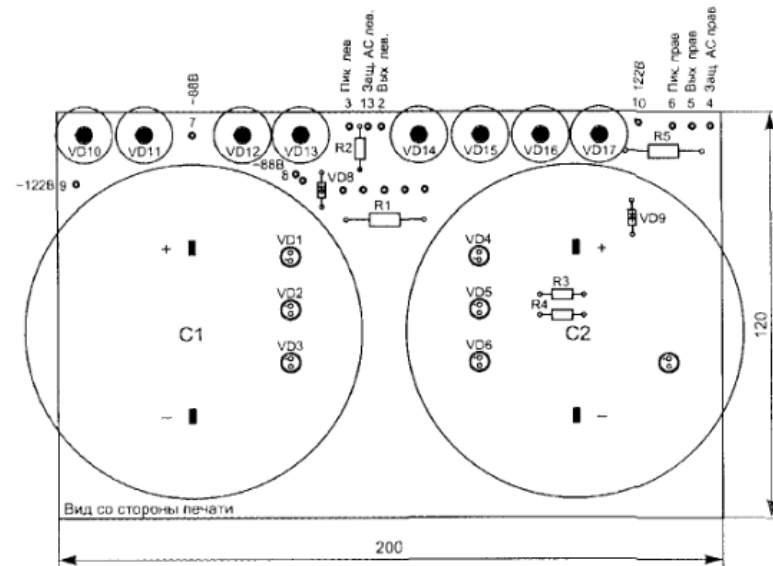


Рис. 2.17. Расположение элементов при монтаже на плате индикации и питания (120 × 200 мм)

Радиаторы для силовых транзисторов типа P1 производства Винницкого ПО «Маяк» (ТУ 8.650.022) с профрезерованными площадками для установки двух транзисторов 2SA1943/2SC5200 на каждый. Такой вариант охлаждения требует двух вентиляторов Sunon DP200, расположенных на задней стенке усилителя. Питание вентиляторов понижается при переходе на пониженную мощность, для уменьшения акустического шума, когда большого обдува не требуется.

В блоке питания применены конденсаторы К50-21 16000 мкФ на 160 В, на которых и крепится плата индикации. Силовой трансформатор выполнен на четырех секциях от трансформатора ТС180, общее сечение магнитопровода 36 см². Намоточные данные приведены в табл. 2.1 и на рис. 2.19.

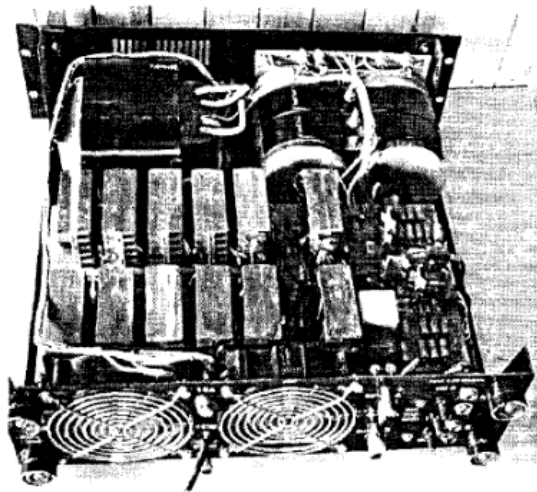


Рис. 2.18. Внешний вид конструкции (крышка снята)

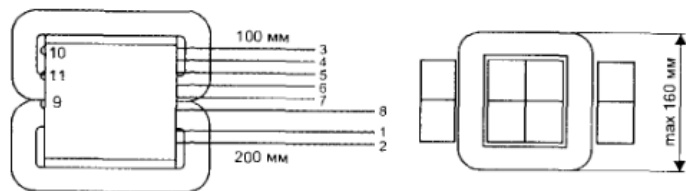


Схема трансформатора SK3000

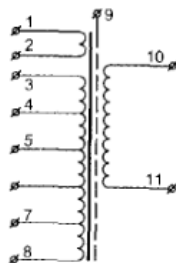


Рис. 2.19. Силовой трансформатор для усилителя SK3000

Таблица 2.1

Наименование		Обмотки						
		1-2	10-11	3-4	4-5	5-6	6-7	7-8
Провод	Марка	ПЭТВ-2						
	Ø, мм	0,3	1,5	2,0	2,0	2,0	2,0	0,3
Число витков		18	192	42	42	42	42	25
Число витков в слое		—	50	37	37	37	37	25
Число слоев		—	4	1,3	1,3	1,3	1,3	1
Коэффициент трансформации		1/11	—	1/5,5	1/4,58	1/4,58	1/5,5	1/5,5
Напряжение холостого хода		20	220	48	48	48	48	28
Ток холостого хода		<360 мА		—	—	—	—	—
Напряжение в режиме номинальной нагрузки		19	220	44	44	44	44	25
Ток нагрузки, А		0,02	7,3	10	10	10	10	0,1
Сопротивление постоянному току, Ом		—	0,31	0,04	0,05	0,05	0,04	—
Вес — 15,4 кг, R _{вых} — 0,16 Ом								

Первый запуск и настройка

Для настройки усилителя, кроме осциллографа и генератора, потребуется ЛАТР 0—250 В. Подключив один из каналов (питание надо подавать через плавкие предохранители с током не более 0,5 А) и контролируя ток потребления амперметром и выходной сигнал осциллографом, крайне медленно нужно повышать питающее напряжение ЛАТР от 0 до нормы 115...120 В. Ток потребления не должен превысить 300 мА, в противном случае необходимо немедленно отключить питание и тщательно проверить монтаж. Вначале на выходе будет присутствовать положительное постоянное напряжение, почти равное питанию, и по достижении питания примерно 40% от нормы выходное напряжение скачкообразно вернется в 0, вследствие включения ООС по постоянному току. Если все нормально, но ток покоя отличается от нормальной величины 250...280 мА, ток покоя подбирается резистором R49.

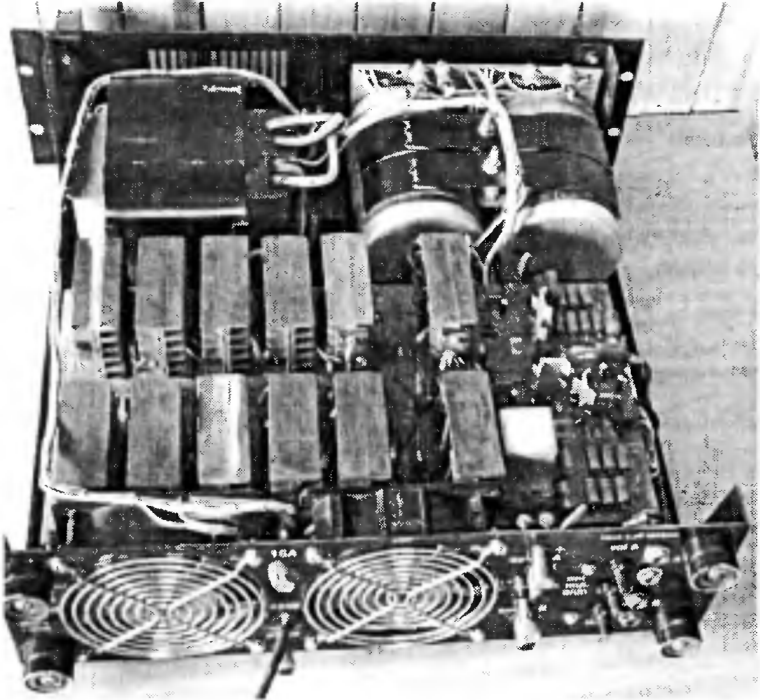


Рис. 2.18. Внешний вид конструкции (крышка снята)

Как показывает практика, на величину тока покоя больше всего влияет разброс оптопар, в данном усилителе можно применить как отечественные АОТ127, так и импортные 4N33, но первые предпочтительнее.

Далее проверяется работа от генератора без нагрузки. Регулятор величины выходного сопротивления ($R9.1$ — $R9.2$ на схеме соединений) должен быть выведен в максимум — выходное сопротивление усилителя при этом минимально. Установив частоту 1...2 кГц, необходимо удостовериться, что выходное напряжение без нагрузки составляет не менее 80 В, проверить работу индикатора «реак», который должен загораться с началом ограничения выходного сигнала.

Заменяв предохранители на предел 8...10 А, проверьте работу под нагрузкой, вначале 8, а затем 4 Ом. Размах неограниченного сигнала должен составлять не менее 70 В и 64 В соответственно. Возможное возбуждение устраняется подбором емкостей $C11$, $C12$ (в некоторых случаях также и $C19$, $C20$).

Затем — проверка работы в режиме повышенного выходного сопротивления. Проверку надо производить на нагрузке 4 Ом, именно при этом сопротивлении нагрузки сигнал с датчика тока АС примерно равен входному, и не возникает заметного изменения коэффициента усиления. Здесь иногда требуется увеличить емкость коррекции на опережение $C12$, если возникает самовозбуждение при включении этого режима.

Теперь проверка действия схемы защиты от к.з. выхода. Для этого вначале под нагрузкой 8 Ом и размахе выходного напряжения 20...30 В необходимо замкнуть базы $VT7$ — $VT8$, а затем $VT9$ — $VT10$. Вследствие этого должны «отрезаться» положительная и отрицательная полуволны соответственно. Далее необходимо провести проверку на нагрузку 0,33 Ом (3...6 Вт), имитирующую к.з. Убрать входной сигнал, подключить к одному из плеч амперметр, к выходу — вольтметр. Подключив эту нагрузку к выходу, медленно увеличивать входное напряжение, контролируя выходное напряжение, потребляемый ток и форму сигнала. При уровне выходного напряжения 2,5...3 В должна сработать защита для одного плеча (как правило, положительного, форма сигнала показана на рис. 2.20, а), при дальнейшем увеличении напряжения сработает защита для другого плеча (форма на рис. 2.20, б). Ток потребления при этом должен упасть до 160...200 мА. После этого проверку работы можно считать законченной.

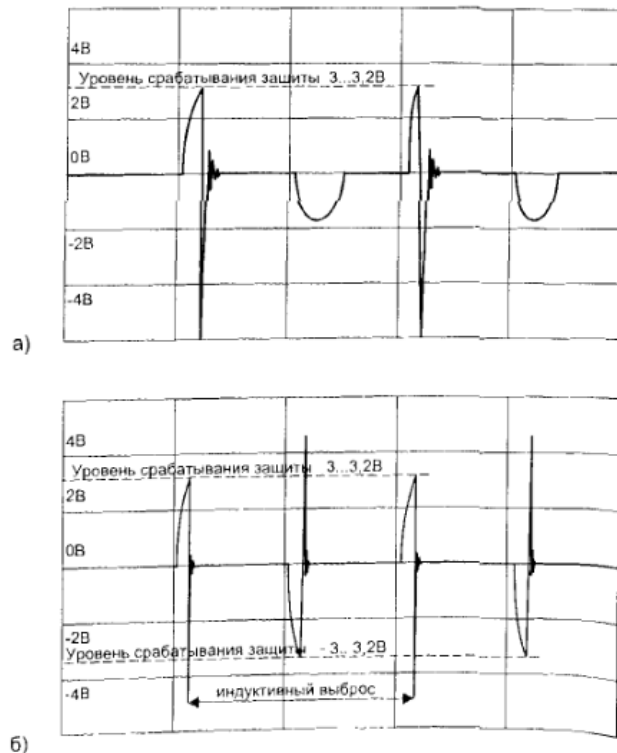


Рис. 2.20. Форма напряжения

Глава 3. Блоки питания

3.1. Блоки питания с балластным конденсатором

С. Бирюков

г. Москва

В самых различных устройствах, работающих от сети переменного тока, часто используются бестрансформаторные блоки питания, в которых в качестве балластного элемента установлен конденсатор. Они удобны своей простотой, малыми габаритами и массой, но не всегда применимы из-за гальванической связи выходной цепи с сетью 220 В. Данная статья посвящена их расчету, а также некоторым новым вариантам таких блоков.

Традиционная схема блока питания с балластным конденсатором и мостовым выпрямителем приведена на рис. 3.1. Гасящий конденсатор $C1$ включен в сеть последовательно с диодным мостом $VD1$ и ограничительным резистором $R1$, а нагрузка R_H , зашунтированная стабилитроном $VD2$ и конденсатором $C2$, питается от выходной диагонали моста. Цепь является резко нелинейной и форма тока, протекающего через мост и гасящий конденсатор, отличается от синусоидальной.

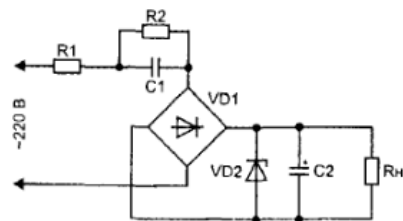


Рис. 3.1. Традиционная схема блока питания с балластным конденсатором и мостовым выпрямителем

Каковы процессы, происходящие в источнике со сглаживающим конденсатором $C2$ емкостью, достаточной для того, чтобы считать пульсации выходного напряжения пренебрежимо малыми? Для гася-

щего конденсатора $C1$ диодный мост (вместе с $C2$, $VD2$ и R_H) в установившемся режиме представляет собой эквивалент симметричного стабилитрона. При напряжении на этом эквиваленте, меньшем некоторого значения (оно практически равно напряжению $U_{\text{вых}}$ на конденсаторе $C2$), мост закрыт и ток через него не проходит, при большем — через открытый мост течет ток, не давая увеличиваться напряжению на входе моста.

Рассмотрение начнем с момента t_1 , когда напряжение сети максимально (рис. 3.2). Конденсатор $C1$ заряжен до амплитудного напряжения сети $U_{\text{с.амп}}$ за вычетом напряжения на диодном мосте U_M , примерно равного $U_{\text{вых}}$. Ток через конденсатор $C1$ и закрытый мост равен нулю. Напряжение в сети уменьшается по косинусоидальному закону (график 1), на мосте также уменьшается (график 2), а напряжение на конденсаторе $C1$ не меняется.

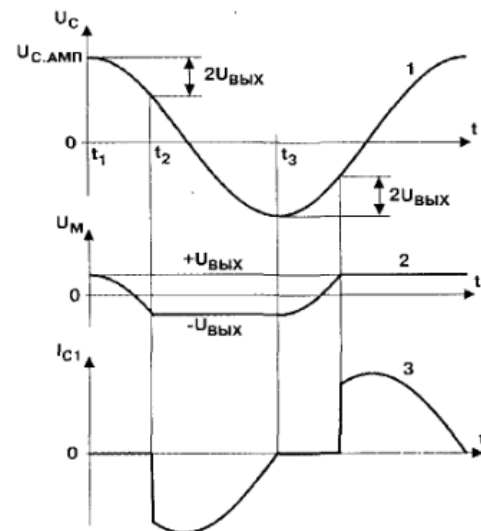


Рис. 3.2. Временные диаграммы работы блока

Ток конденсатора останется нулевым до тех пор, пока напряжение на диодном мосте, сменив знак на противоположный, не достигнет значения $-U_{\text{вых}}$ (момент t_2). В этот момент скачком появится ток I_{C1} через конденсатор $C1$ и мост. Начиная с момента t_2 напряжение на мосте не меняется, а ток определяется скоростью изменения напря-

жения сети и, следовательно, будет точно таким же, как если бы к сети был подключен только конденсатор С1 (график 3).

Когда напряжение сети достигнет отрицательного амплитудного значения (момент t_3), ток через конденсатор С1 снова станет равным нулю. Далее процесс повторяется каждый полупериод.

Ток через мост протекает лишь в интервале времени $t_2 - t_3$, его среднее значение может быть рассчитано как площадь оставшейся части синусоиды на графике 3. Несложные расчеты, требующие, однако, знания дифференциального и интегрального исчисления, дают такую формулу для среднего тока I_{CP} через нагрузку R_H :

$$I_{CP} = 4fC1(U_{C,AMP} - U_{ВЫХ}) = 4fC1(\sqrt{2}U_C - U_{ВЫХ}). \quad (1)$$

Если из устройства по схеме рис. 3.1 исключить стабилизатор VD2, а в формуле (1) выходной ток приравнять к нулю, получим $U_{ВЫХ} = \sqrt{2}U_C$, т. е. при токе нагрузки, равном нулю (при случайном отключении нагрузки, скажем, из-за ненадежного контакта), выходное напряжение источника становится равным амплитудному напряжению сети. Это означает, что все элементы источника должны выдерживать такое напряжение. При уменьшении тока нагрузки, например, на 10% выходное напряжение (при отсутствии стабилизатора) увеличится так, чтобы выражение в скобках также уменьшилось на 10%, т. е. примерно на 30 В (при $U_{ВЫХ} = 10$ В). Вывод — включение стабилизатора параллельно нагрузке R_H практически обязательно.

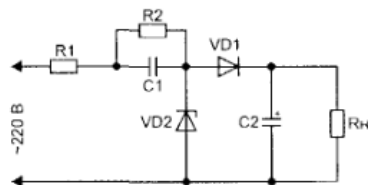


Рис. 3.3. Схема однополупериодного выпрямителя

Для однополупериодного выпрямителя (рис. 3.3) ток рассчитывается по формуле:

$$I_{CP} = 2fC1(U_{C,AMP} - U_{ВЫХ}/2) = 2fC1(\sqrt{2}U_C - U_{ВЫХ}/2). \quad (2)$$

Естественно, при малых значениях выходного напряжения ток нагрузки будет вдвое меньше, чем для двухполупериодного выпрямителя, а выходное напряжение при нулевом токе нагрузки — вдвое больше, ведь это выпрямитель с удвоением напряжения!

Порядок расчета источников по схеме рис. 3.1 следующий. Вначале задаются выходным напряжением $U_{ВЫХ}$, максимальным $I_{H,MAX}$ и минимальным $I_{H,MIN}$ значениями тока нагрузки, максимальным $U_{C,MAX}$ и минимальным $U_{C,MIN}$ значениями напряжения сети. Выше уже было указано, что при меняющемся токе нагрузки обязателен стабилизатор, включенный параллельно нагрузке R_H . Как его выбрать? При минимальном напряжении сети и максимальном токе нагрузки через стабилизатор должен протекать ток не менее допустимого минимального тока стабилизации $I_{CT,MIN}$. Можно задаться значением в пределах 3...5 мА. Теперь определяют емкость гасящего конденсатора С1 для двухполупериодного выпрямителя:

$$C1 = 3,5(I_{CT,MIN} + I_{H,MAX})/(U_{C,MIN} - 0,7U_{ВЫХ}). \quad (3)$$

Формула получена из (1) подстановкой соответствующих значений. Ток в ней — в миллиамперах, напряжение — в вольтах; емкость получится в микрофарадах. Результат расчета округляют до ближайшего большего номинала; можно использовать батарею из нескольких конденсаторов, включенных параллельно.

Далее рассчитывают максимальный ток через стабилизатор при максимальном напряжении сети и минимальном потребляемом от источника токе:

$$I_{CT,MAX} = (U_{C,MAX} - 0,7U_{ВЫХ})C1/3,5 - I_{H,MIN}. \quad (4)$$

При отсутствии стабилизатора на необходимое напряжение $U_{ВЫХ}$, допускающего рассчитанный максимальный ток стабилизации, можно соединить несколько стабилизаторов на меньшее напряжение последовательно.

Подставлять в формулу (4) минимальный ток нагрузки $I_{H,MIN}$ следует лишь тогда, когда этот ток длителен — единицы секунд и более. При кратковременном минимальном токе нагрузки (доли секунды) его надо заменить средним (по времени) током нагрузки. Если стабилизатор допускает ток, больший рассчитанного по формуле (4), целесообразно использовать гасящий конденсатор несколько большей емкости для уменьшения требований к точности его подбора.

При однополупериодной схеме выпрямления (рис. 3.3) емкость гасящего конденсатора и максимальный ток через стабилизатор рассчитывают по формулам:

$$C1 = 7(I_{CT,MIN} + I_{H,MAX})/(U_{C,MIN} - 0,35U_{ВЫХ});$$

$$I_{CT,MAX} = (U_{C,MAX} - 0,35U_{ВЫХ})C1/7 - I_{H,MIN}.$$

Рассчитаем в качестве практического примера источник питания по схеме рис. 3.1, обеспечивающий выходное напряжение 9 В при токе нагрузки, изменяющемся от $I_{H \text{ MAX}} = 15 \text{ мА}$ до $I_{H \text{ MIN}} = 5 \text{ мА}$; напряжение сети может изменяться от $U_{C \text{ MAX}} = 240 \text{ В}$ до $U_{C \text{ MIN}} = 200 \text{ В}$.

Принимаем $I_{CT \text{ MIN}} = 5 \text{ мА}$. По формуле (3) находим емкость гасящего конденсатора:

$$C1 = 3,5(5 + 15)/(200 - 0,7 \times 9) = 0,361 \text{ мкФ.}$$

Выбираем номинальное значение емкости 0,39 мкФ и по формуле (4) проверяем максимальный ток через стабилитрон:

$$I_{CT \text{ MAX}} = (240 - 0,7 \times 9)0,39/3,5 - 5 = 21 \text{ мА.}$$

По справочнику выбираем стабилитрон Д814Б, имеющий необходимое напряжение стабилизации.

Для оценки емкости конденсатора С2, обеспечивающей заданную амплитуду пульсаций выходного напряжения, будем считать, что для источника по схеме рис. 3.1 зарядка этого конденсатора длится четверть периода напряжения сети и столько же разрядка. При таком приближении двойное напряжение пульсаций $2U_{п}$ (размах) равно:

$$2U_{п} = 0,25I_{H \text{ MAX}}/fC.$$

Аналогично можно считать, что для источника по схеме рис. 3.3 зарядка длится то же время, а разрядка — три четверти периода:

$$2U_{п} = 0,75I_{H \text{ MAX}}/fC.$$

Для выходного напряжения менее 100 В реально зарядка длится большее время, разрядка — меньшее, и эти выражения дают заметно завышенный результат, поэтому расчет емкости сглаживающего конденсатора по полученным из них формулам обеспечивает некоторый запас:

$$C = 5I_{H \text{ MAX}}/2U_{п} \quad (\text{для рис. 3.1});$$

$$C = 15I_{H \text{ MAX}}/2U_{п} \quad (\text{для рис. 3.3}),$$

где ток — в миллиамперах, емкость — в микрофарадах, напряжение — в вольтах.

Хотя стабилитрон и уменьшает напряжение пульсаций, использовать сглаживающий конденсатор емкостью менее рассчитанной не рекомендуется. В ранее рассмотренном примере при размахе пульсаций 0,2 В емкость сглаживающего конденсатора равна:

$$C2 = 5 \times 15/0,2 = 375 \text{ мкФ.}$$

Для ограничения броска тока через диоды выпрямительного моста в момент включения источника в сеть последовательно с гасящим конденсатором включен токоограничивающий резистор R1. С одной стороны, чем меньше сопротивление этого резистора, тем меньше потери в нем, с другой — тем больше бросок тока через него, диоды моста VD1, конденсаторы C1 и C2, диод VD2. Максимальное напряжение, которое прикладывается к резистору R1, из-за дребезга контактов выключателя или вилки в сетевой розетке может составить удвоенное амплитудное напряжение сети, т. е. 620 В, а с учетом разброса и импульсных помех — и 700 В. Резистор сам по себе должен выдерживать это напряжение, хотя и очень короткое время. Обычно такое напряжение допустимо для резисторов мощностью 1 Вт и более. Из практики следует, что резисторы МЛТ-0,5 в роли R1 иногда выходят из строя.

Для популярных диодов 1N4001—1N4007 импульсная кратковременная перегрузка по току может достигать 30 А, поэтому минимальное сопротивление резистора R1 при использовании этих диодов в составе моста VD1 составит: $R1 = 700 \text{ В}/30 \text{ А} = 22 \text{ Ом}$.

Для менее мощных диодов сопротивление этого резистора должно быть соответственно больше. Рассеиваемую на резисторе R1 среднюю мощность P для максимального напряжения сети 250 В можно определить по формуле:

$$P = 6,1C1^2R1,$$

где емкость — в микрофарадах, сопротивление — в омах, мощность — в милливаттах. Для рассмотренного выше примера:

$$P = 6,1 \times 0,39^2 \times 22 = 20 \text{ мВт.}$$

Резистор R2, подключенный параллельно балластному конденсатору C1, исключает неприятные последствия при касании штырей вилки выключенного из сети устройства. Его сопротивление может составлять 0,51...1 МОм. Этот резистор должен выдерживать амплитудное напряжение сети с некоторым запасом, поэтому при применении резисторов МЛТ и других аналогичных достаточно его мощность 0,5 Вт.

Существует значительно более простой вариант расчета выходного тока блока питания, приводящий к аналогичному результату. В измерителях емкости и аналоговых частотомерах часто используют перезарядку конденсатора с последующим выпрямлением тока, текущего через него. Известно, что в этом случае при двухполупериодном выпрямлении выходной ток I составляет

$$I = 2fCU, \quad (5)$$

где U — полная амплитуда входного напряжения от пика до пика, причем эта формула справедлива для любой формы сигнала.

При вычислении выходного тока блока по схеме рис. 3.1 следует иметь в виду, что из полной амплитуды напряжения сети, составляющей $2\sqrt{2}U_C$, следует вычесть удвоенное выходное напряжение, определяемое стабилитроном VD2, поскольку оно уменьшает напряжение перезарядки конденсатора. Поэтому формула для максимального тока нагрузки блока по схеме рис. 3.1 выглядит так:

$$I_{\text{вмх}} = 2fC1(2\sqrt{2}U_C - 2U_{\text{вмх}}) = 4fC1(\sqrt{2}U_C - U_{\text{вмх}}), \quad (6)$$

что совпадает с формулой (Г).

Для однополупериодного выпрямителя (рис. 3.3) выходной ток примерно в 2 раза меньше. При его расчете из полной амплитуды следует вычесть только одно выходное напряжение, поскольку при перезарядке конденсатора ток протекает через нагрузку только в одном полупериоде, а в другом — через стабилитрон VD2 в прямом направлении, и аналогичная формула выглядит так:

$$I_{\text{вмх}} = fC1(2\sqrt{2}U_C - U_{\text{вмх}}). \quad (7)$$

При малом выходном напряжении (порядка 5...15 В) его значением в формулах (6) и (7) по сравнению с амплитудным напряжением сети можно пренебречь и получить, что при номинальном напряжении сети 220 В конденсатор емкостью в 1 мкФ обеспечивает в нагрузке блока по схеме рис. 3.1 ток 60 мА, а для блока по рис. 3.2 — 30 мА.

Разработка мощных полевых транзисторов, управляемых от микросхем КМОП, обусловила появление различных устройств, в которых требуется выпрямленное сетевое напряжение для «силовой» части и низкое (5...10 В) для цепей управления. Если для выпрямления сети пригоден однополупериодный выпрямитель, то его несложно объединить с блоком по схеме рис. 3.3, как это показано на рис. 3.4. При необходимости двухполупериодного выпрямления в «силовой» части низкое напряжение для управляющих цепей обычно получают при помощи гасящего резистора и стабилитрона (рис. 3.5), что приводит к значительному бесполезному рассеянию мощности.

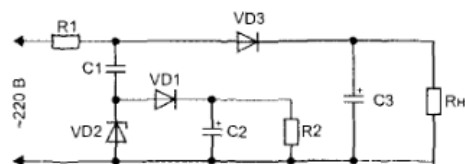


Рис. 3.4. Объединенный однополупериодный выпрямитель

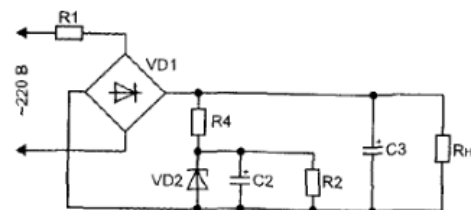


Рис. 3.5. Схема двухполупериодного выпрямителя с гасящим резистором и стабилитроном

На рис. 3.6 приведена схема объединения мостового выпрямителя сетевого напряжения и однополупериодного блока питания с балластным конденсатором. Нетрудно видеть, что входы блока по рис. 3.3 (без R1 и R2) подключены к выводам диода VD3 выпрямительного моста «силовой» части. Полная амплитуда напряжения на этом диоде составляет $\sqrt{2}U_C$, поэтому ток, который может обеспечить такой блок, составляет:

$$I_{\text{вмх}} = fC1(\sqrt{2}U_C - U_{\text{вмх}}), \quad (8)$$

что примерно вдвое меньше, чем для блока по схеме на рис. 3.3, при той же емкости конденсатора C1.

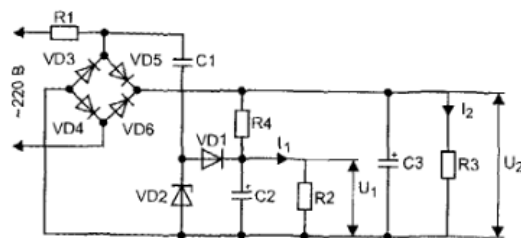


Рис. 3.6. Схема объединения мостового выпрямителя сетевого напряжения и однополупериодного блока питания с балластным конденсатором

Соответственно, емкость балластного конденсатора следует рассчитывать по следующей формуле:

$$C = 14(I_{\text{СТ МИН}} + I_{\text{Н МАХ}})/(U_{\text{С МИН}} - 0,7U_{\text{ВМХ}}). \quad (9)$$

Устройство, собранное по схеме на рис. 3.6, обладает неприятной особенностью. Если ток I_2 , потребляемый «силовой» нагрузкой R3,

меньше, чем определяемый по формуле (8), выходное напряжение «силовой» части U_2 увеличивается, а выходной ток низковольтной части I_1 уменьшается до величины тока I_2 , потребляемого «силовой» частью, т. е. $I_1 = I_2$. Предельный случай — при нулевом токе через «силовую» нагрузку напряжение на ней увеличивается вдвое — примерно до 620 В (при номинальном значении 310 В), а ток, который можно получить от низковольтного выпрямителя, равен нулю (рис. 3.7).

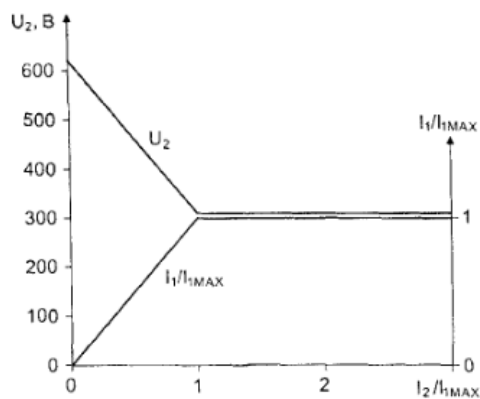


Рис. 3.7. Зависимость U_2 и отношения I_1/I_{1MAX} от I_2

Если ток «силовой» части с гарантией всегда больше, чем ток низковольтной нагрузки, эта особенность роли не играет. Если же это не так, можно дополнительно нагрузить выход «силового» источника резистором, ток через который следует пропустить через низковольтную нагрузку (резистор R4 на рис. 3.6). Если ток «силовой» нагрузки может уменьшаться до нуля, ток через резистор R4 должен составлять половину тока низковольтной нагрузки, а емкость конденсатора C1 нужно уменьшить в 2 раза. Такой вариант объединения блоков позволяет вдвое уменьшить бесполезно рассеиваемую в резисторе R4 мощность по сравнению с устройством по схеме, приведенной на рис. 3.5. Если ток нагрузки низковольтной части на рис. 3.6 может уменьшаться в процессе работы до тока через резистор R4, стабилитрон VD2 необходимо установить параллельно R2, а на его место поставить обычный выпрямительный диод.

Если, как показано на рис. 3.8, в источник по схеме рис. 3.6 добавить еще один канал выпрямления с балластным конденсатором C4,

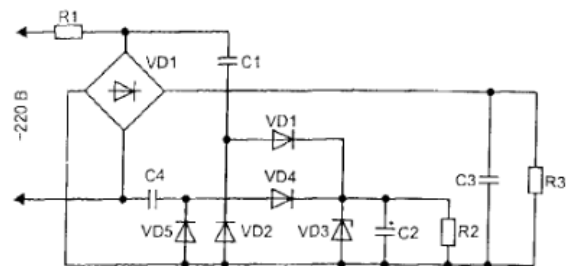


Рис. 3.8. Блок источника питания с дополнительным каналом выпрямителя с балластным конденсатором

то рассмотренная выше неприятная особенность исчезнет. Емкость каждого из конденсаторов C4 и C1 должна составлять половину от рассчитанной по формуле (9). Кроме исключения бесполезных потерь мощности в балластном резисторе, такой вариант обладает тем преимуществом, что низковольтный выпрямитель также становится двухполупериодным. Отметим также, что в качестве выпрямительных диодов низковольтного канала может использоваться обычный диодный мост.

Если необходим двуполярный низковольтный источник, его можно получить из устройства по схеме на рис. 3.8 разделением выходов каналов низковольтной части и сменой полярности диодов и конденсаторов в одном из них (рис. 3.9). Как и в предыдущем устройстве, важно, чтобы емкости балластных конденсаторов в обоих каналах были равны между собой, их рассчитывают по формуле (9). И в этом блоке питания ток «силовой» нагрузки может быть равен нулю.

В каждой из схем рис. 3.4–3.6, 3.8, 3.9 присутствует резистор R1, ограничивающий максимальный ток через диоды в момент включения устройств в сеть. При первоначальном включении основной ток течет через диоды «силового» выпрямителя, а ток через диоды низковольтного канала меньше во столько раз, во сколько емкость балластного конденсатора меньше емкости конденсатора фильтра «силового» канала. Однако при повторном включении, если конденсатор фильтра «силового» канала не успеет разрядиться, весь ток, ограниченный резистором R1, потечет через диоды низковольтного канала. Такой же результат может произойти при дребезге контактов сетевого выключателя. Поэтому следует или в низковольтном канале применять диоды с такой же перегрузочной способностью, что и в «силовом», или последовательно с балластным конденсатором устанавливать свой ограничительный резистор с большим сопротивлением.

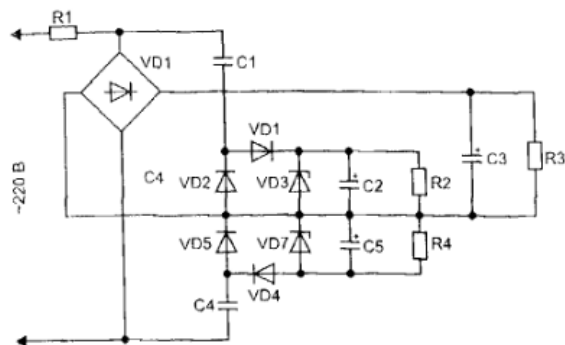


Рис. 3.9. Схема блока питания с двухполярным низковольтным каналом

Для того чтобы исключить возможность поражения электротокком при налаживании устройств с рассматриваемыми источниками, питать их следует не от сети, а от сетевого лабораторного низковольтного блока питания постоянного тока через токоограничительный резистор. Выходное напряжение лабораторного блока устанавливается больше напряжения питания налаживаемого устройства настолько, чтобы ток через токоограничительный резистор был близок к $I_{CT\ MIN} + I_{H\ MAX}$.

Иногда удобно использовать в роли токоограничительного резистора R1, ограничивающий бросок тока через диоды выпрямительного моста. В этом случае достаточно замкнуть выводы гасящего конденсатора проволочной перемычкой. Не забудьте удалить эту перемычку или дополнительный резистор перед включением устройства в сеть!

И последнее. Конструкция бестрансформаторных источников и устройств, питающихся от них, должна исключать возможность прикосновения к любым проводникам в процессе эксплуатации. Особое внимание нужно уделить изоляции органов управления.

Литература

1. Бирюков С. Расчет сетевого источника питания с гасящим конденсатором // Радио. 1997. № 5. С. 48–50.
2. Бирюков С. Блоки питания с балластным конденсатором // Схемотехника. 2004. № 6. С. 28, 29.
3. Федоров О. Еще раз о бестрансформаторных блоках питания с гасящим конденсатором // Схемотехника. 2004. № 6. С. 30–32; № 7. с. 26–28.

3.2. Стабилизированный блок питания для «люстры Чижевского»

С. Бирюков

г. Москва

В различной литературе описано немало блоков питания для аэроионизаторов, известных как «люстра Чижевского». Эти блоки должны вырабатывать отрицательное напряжение порядка 30 кВ по абсолютной величине при токе не более 10 мкА. Почти во всех конструкциях выходное напряжение не стабилизировано, что снижает эффективность работы аэроионизаторов, поскольку при напряжении менее 25 кВ аэроины бесполезны [1]. Кроме того, практически очень трудно как в процессе настройки, так и при эксплуатации проверить и установить необходимое напряжение, приходится довольствоваться различными внешними признаками работы ионизатора. Автором предпринята попытка разработки стабилизированного преобразователя без самодельных моточных изделий с объективным контролем выходного напряжения.

Схема предлагаемого преобразователя приведена на рис. 3.10. Устройство представляет собой генератор с ударным возбуждением. Индуктивности обмоток стандартного выходного трансформатора строчной развертки Т1 от телевизора совместно с межвитковой емкостью и входной емкостью умножителя на элементах C10–C21, VD8–VD19 образуют колебательный контур с резонансной частотой около 50 кГц и добротностью порядка 15...20. Генератор импульсов на элементах DD1.1 и DD1.2 (триггерах Шмитта) настраивается на резонансную частоту этого контура подстроечным резистором R5. Выходные импульсы генератора дифференцируются цепочкой R6C7R7 и поступают на вход запуска ждущего мультивибратора на элементах DD1.3 и DD1.4.

Ждущий мультивибратор генерирует импульсы положительной полярности, поступающие на затвор высоковольтного полевого транзистора VT5 через резистор R14 и эмиттерный повторитель на транзисторе VT4. Резистор R14 ограничивает выходной ток элемента DD1.4 и входной емкостный ток затвора транзистора VT5, а транзистор VT4 с ограничительным резистором R15 обеспечивают форсированное выключение VT5.

Длительность импульсов, генерируемых ждущим мультивибратором, зависит от нескольких факторов. Максимальная длительность определяется подстроечным резистором R9 и регулируется в пределах примерно от 200 нс до 2 мкс. Относительно этой величины длительность может быть уменьшена за счет коллекторного тока транзистора

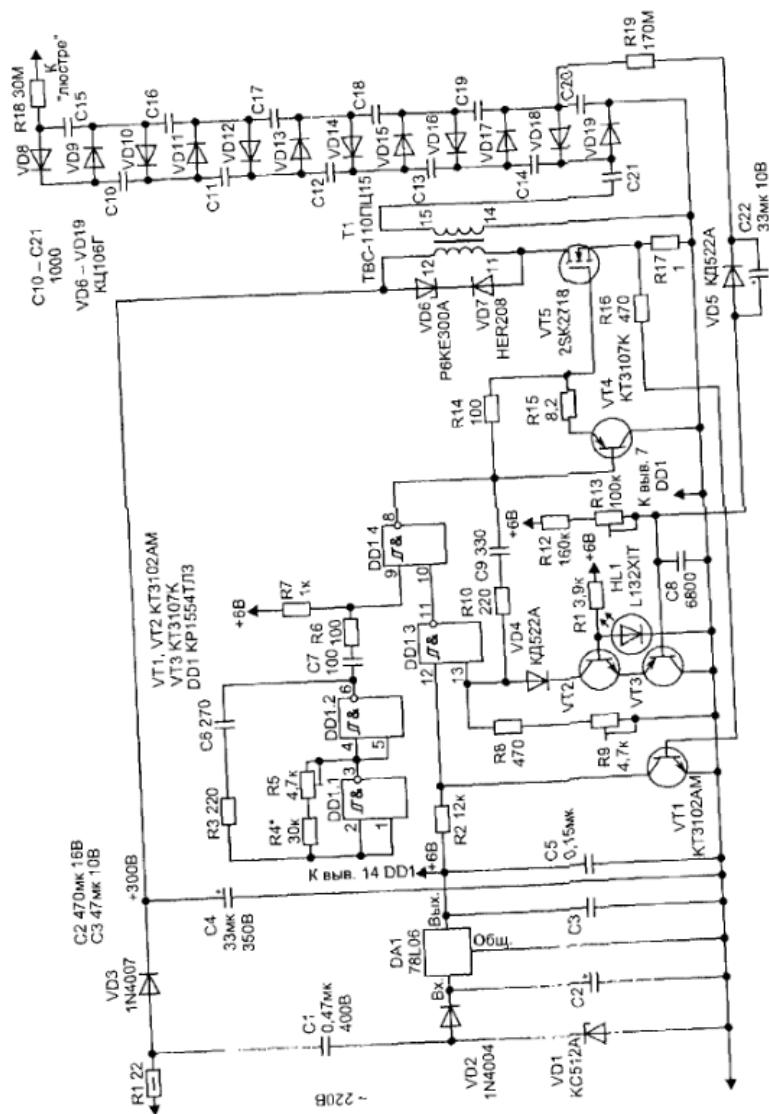


Рис. 3.10. Принципиальная схема стабилизированного преобразователя

VT2, практически равного току коллектора VT3. Ток коллектора транзистора VT3, в свою очередь, задается напряжением на его базе. Это напряжение определяется делителем, состоящим из резисторов R19, R12 и R13. Резистор R19 подключен к выходу первой ступени высоковольтного умножителя напряжения. Напряжение на нем составляет 1/6 часть выходного напряжения преобразователя, следовательно, ток через него примерно равен

$$I_{R19} = 1/6 \times U_{\text{вых}}/R19$$

и при выходном напряжении 30 кВ составляет около 30 мкА. В результате при увеличении выходного напряжения (по абсолютной величине) сверх заданного значения ток коллекторов транзисторов VT2 и VT3 увеличивается, уменьшая длительность импульсов, подаваемых на затвор транзистора VT5, и стабилизируя выходное напряжение. Конденсатор C8 служит для подавления высокочастотных наводок на цепь обратной связи. Светодиод HL1 задает напряжение на базе транзистора VT2 и может служить индикатором включения преобразователя.

Второй причиной, уменьшающей длительность импульсов, является работа ограничителя тока через транзистор VT5, собирающего на транзисторе VT1 и резисторах R16 и R17. При превышении указанного тока значения 1 А транзистор VT1 открывается и обрывает импульс на выходе ждущего мультивибратора. Для обеспечения быстрой реакции на рост тока через VT5 и применена КМОП микросхема серии KP1554 с высоким быстродействием.

Импульсы высокого напряжения, возникающие на вторичной обмотке, поступают на умножитель, выполненный на диодных столбах VD8—VD19 и конденсаторах C10—C21. Отрицательное напряжение с выхода умножителя подается через токоограничительный резистор R18 на «люстру».

В моменты закрывания транзистора VT5 на его стоке образуются импульсы с полной амплитудой порядка удвоенного выпрямленного сетевого напряжения, т. е. около 600 В. Эти импульсы при включении преобразователя и при различных переходных процессах могут быть и больше, для их ограничения установлен защитный диод VD6.

Высокое напряжение на первичную обмотку трансформатора T1 и ключ на транзисторе VT5 подается с простейшего однополупериодного выпрямителя на диоде VD3 и конденсаторе C4. Формирователь импульсов на микросхеме DD1 получает питание от гасящего избыток напряжения конденсатора C1 и однополупериодного выпрямителя на диодах VD1, VD2 и конденсаторе C2. Стабилизатор VD1 выполняет также роль первой ступени стабилизатора, вторая ступень выполнена на микросхеме DA1.

В источнике использованы в основном резисторы МЛТ, R1 мощностью 0,5 Вт, остальные — 0,125 или 0,25 Вт. Резистор R18 составлен из трех последовательно включенных C2-29 сопротивлением 10 МОм (подойдут и МЛТ с таким же суммарным сопротивлением), подстроечные резисторы — СПЗ-19а. Резистор R17 — импортный аналог С1-4 мощностью 0,5 Вт, R19 составлен из 17-ти таких резисторов с номинальным сопротивлением 10 МОм. Эти резисторы проще найти, и они дешевле, чем один или два высоковольтных резистора соответствующего номинала. Из приобретенных автором резисторов С1-4 10 МОм 5% имели в большинстве своем отклонение от номинала не более 1% и лишь 3 из 20-ти — около 4%, поэтому их можно использовать без подбора.

Оксидные конденсаторы использованы импортные (аналоги К50-35), С1 — К73-17, остальные — керамические КМ-5, КМ-6. Конденсаторы умножителя С10—С21 — К15-5 на напряжение 6,3 кВ.

Биполярные транзисторы можно заменить практически любыми кремниевыми соответствующей структуры малой мощности, однако VT3 должен иметь как можно больший коэффициент передачи тока базы. Проще не подбирать этот транзистор, а установить КТ3107К или КТ3107Л. Полевой транзистор VT5 должен быть с p-каналом на рабочее напряжение 800...900 В и ток не менее 2 А. Подойдут, например, КП707В, BUZ80 с различными индексами и многие другие.

Стабилитрон VD1 — любой на 12 В, VD2 и VD3 — любые выпрямительные на рабочее напряжение не менее 50 и 800 В соответственно. Диоды VD4 и VD5 — любые кремниевые импульсные. Диод VD6 — защитный на 300 В, например, P6KE300CA. Диод VD7 на рабочее напряжение не менее 600 В, ток не менее 1 А и с временем восстановления обратного сопротивления не более 100 нс, например HER106—HER108, HER206—HER208, SF18, SF28. Высоковольтные столбы VD8—VD19 — КЦ106В или КЦ106Г.

Светодиод HL1 диаметром 3 мм красного цвета свечения.

Микросхема DA1 — любой стабилизатор напряжения на 6 В, например KP1157ЕН602. Заменить микросхему KP1554ТЛ3 можно только ее импортными аналогами, например 74AC132 различных изготовителей. Хотя устройство и будет работоспособным при установке на место DD1 микросхемы KP1554ЛА3, делать это не следует по причине значительно худшей стабильности частоты генераторов на двух элементах при их выполнении на микросхеме без гистерезиса [11].

В качестве Т1 использован телевизионный выходной трансформатор строчной развертки ТВС-110ПЦ15, без изменений можно установить ТВС-110ПЦ16. Можно попробовать и другие строчные трансформаторы [12] с близким коэффициентом трансформации (1 : 10...1 : 11),

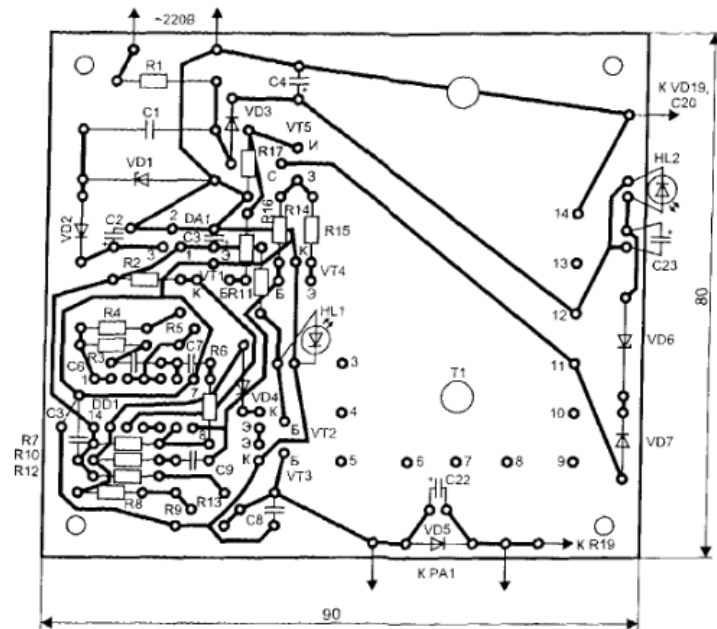


Рис. 3.11. Печатная плата блока питания

при этом потребуется настройка задающего генератора на частоту, соответствующую резонансной для этого трансформатора.

Источник собран в корпусе размерами 80 × 120 × 270 мм, склеенном из листового полистирола толщиной 3 мм. Все элементы источника, кроме умножителя, смонтированы на печатной плате размерами 80 × 90 мм из односторонне фольгированного стеклотекстолита, чертеж которой показан на рис. 3.11. Умножитель вместе с резисторами, образующими R19, собран навесным монтажом и размещен в полистироловом пенале размерами 24 × 70 × 170 мм, изготовленном из коробки, в которую были упакованы отечественные мощные транзисторы. При сборке между элементами необходимо выдерживать зазор не менее 2 мм (между резисторами, составляющими R18, — 4 мм), а после пайки их отмыть от остатков канифоли спиртом, просушить и залить парафином. Парафин следует приобрести в аптеке, его необходимо 200 г. Три провода — к Т1, общему проводу и VD5, С2 выводят из одного торца пенала, провод МГШВ-0,75 к «люстре» — из другого

торца. В корпусе печатную плату размещают в нижней части, умножитель — вертикально в верхней.

Настройку преобразователя удобнее произвести до полной сборки умножителя. Для этого собирают только первую ступень — удвоитель C21, C20, VD18, VD19 — и подключают его к плате вместе с R19. Для имитации емкости умножителя в качестве VD18 и VD19 следует соединить параллельно по шесть используемых столбов. К выводам диода VD5 подключают микроамперметр с током полного отклонения 50 мкА.

Замыкают выводы C1 перемычкой, резистор R13 устанавливают в положение минимального сопротивления (максимального выходного напряжения), резистор R9 — в среднее положение и подключают вход преобразователя к источнику постоянного тока напряжением 20 В. Подстраивают резистор R5 до получения максимального отклонения стрелки микроамперметра. Если максимум соответствует крайнему положению движка резистора R5, на место R4 следует установить последовательно включенные постоянный резистор 22 кОм и переменный того же номинала, их после окончательной настройки заменить на резистор с эквивалентным сопротивлением. Не следует устанавливать на место R5 резистор с большим сопротивлением, так как он уже не обеспечит необходимой плавности настройки.

Далее, убрав перемычку с C1, подключают вход преобразователя к выходным зажимам лабораторного регулируемого автотрансформатора (ЛАТР) через предохранитель на 1 А. Плавно повышая напряжение и подстраивая R5, проверяют работу преобразователя по микроамперметру. При этом необходимо не допускать превышения тока через микроамперметр величины 36 мкА, при необходимости следует уменьшать длительность импульсов резистором R9. Ток силой в 1 мкА соответствует напряжению 1 кВ полностью собранного преобразователя.

При настройке полезно последовательно с диодом VD6 включить миллиамперметр на 3...5 мА, зашунтированный конденсатором, аналогичным C22. По этому миллиамперметру можно судить о мощности, рассеиваемой на VD6, ток не должен превышать 2 мА. Удобно также вместо этого миллиамперметра поставить однотипный с HL1 светодиод. Сравнивая яркость его свечения с яркостью HL1, можно судить о токе через VD6. После окончательной настройки свечение дополнительного светодиода должно быть практически незаметно. На печатной плате предусмотрены посадочные места для установки этого светодиода и конденсатора.

Окончательную настройку преобразователя следует произвести так. На ЛАТРе установить минимальное напряжение сети, при кото-

ром должен работать ионизатор, например 180 В. Резистором R9 установить ток микроамперметра, превышающий численно на единицу необходимое максимальное выходное напряжение в киловольтах, например 36 мкА для максимального выходного напряжения 35 кВ. Напомним, что резистор R13 пока находится в положении минимального сопротивления. Увеличивая сопротивление резистора R13, установить ток 35 мкА. Настройка закончена.

Теперь резистором R13 можно устанавливать любое выходное напряжение в пределах 25...35 кВ. Рекомендуемое напряжение — 29...30 кВ. На рис. 3.12 приведены зависимости выходного напряжения преобразователя от напряжения сети для указанного варианта регулировки и различных положений движка R13. Микроамперметр можно отключить, а можно и установить в корпус устройства для постоянного контроля выходного напряжения. Автор использовал микроамперметр M42305 с током полного отклонения 50 мкА и классом точности 1,5, его шкала имеет 50 делений, и каждому делению в результате соответствует 1 кВ напряжения на «люстре».

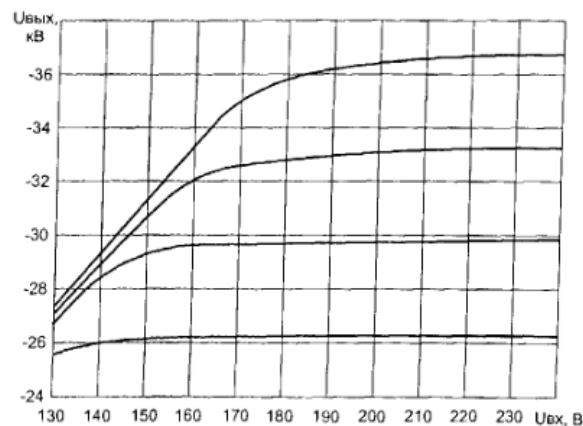


Рис. 3.12. Зависимость выходного напряжения от напряжения сети

После полной сборки устройства можно уточнить настройку задающего генератора на резонансную частоту трансформатора и необходимое выходное напряжение. При настройке и работе выходной провод умножителя должен быть максимально удален от всех остальных проводников устройства, а провод, соединяющий вывод 15 трансформатора и вход умножителя, не должен касаться других проводов.

Процесс стабилизации выходного напряжения, описанный выше, реализуется лишь вблизи точки настройки. При существенном превышении в сети напряжения, при котором проводилась настройка, работа ждущего мультивибратора становится прерывистой. Частота выдачи «пачек» импульсов составляет около 500 Гц, иногда происходит синхронизация выдачи «пачек» с частотой сети. Колебания в трансформаторе в паузах имеют значительно меньшую амплитуду и поддерживаются за счет прямого прохождения синхроимпульсов через элемент DD1.4. В любом случае амплитуда пульсаций высокого напряжения на выходе умножителя не превышает, как это можно рассчитать, 300 В, что составляет около 1% от выходного напряжения.

Собственно «люстру» целесообразно изготавливать в соответствии с рекомендациями статьи [2].

Вначале в качестве игл нужно заготовить соответствующее число канцелярских булавок с колечком. Колечки залудить, окуная их в расплавленный припой, на поверхность которого предварительно насыпают твердый хлористый цинк (он при этом плавится). Можно просто перед лужением опустить колечки в раствор хлористого цинка (пальную кислоту).

Далее необходимо изготовить кольцо диаметром 700...1000 мм, согнув его из металлической трубки диаметром 6...20 мм и соединив концы трубки встык с помощью отрезка металлического стержня подходящего диаметра и заклепок. Вырезать из гофрированного картона круг, свободно проходящий в кольцо. Круг разметить сеткой со стороной квадратов 35...45 мм и в узлы сетки воткнуть иглы, после чего через колечки игл протянуть луженую медную проволоку в двух направлениях и пропаять колечки. Круг вставить в кольцо и концы проволоки намотать на него, витки желательнее пропаять. Аккуратно снять картонный круг, немного растянуть сетку для получения нужного прогиба — «люстра» готова (рис. 3.13).

Устанавливают «люстру» на расстоянии не менее 800 мм от потолка, стен, осветительных приборов и 1200 мм от места нахождения людей в комнате. Целесообразно расположить ее над кроватью, закрепив на двух туго натянутых между стенами комнаты лесках диаметром 0,8...1 мм. Лески удобно натянуть треугольником — два крючка для ее крепления устанавливают на стене, к которой «люстра» ближе, один — на противоположной стене. Саму «люстру» крепят к леске небольшими проволочными крючками.

Источник напряжения желательно установить на высоте около 2 м, например на шкафу, с тем чтобы ни он, ни подводящий высоковольтный провод не были доступны.

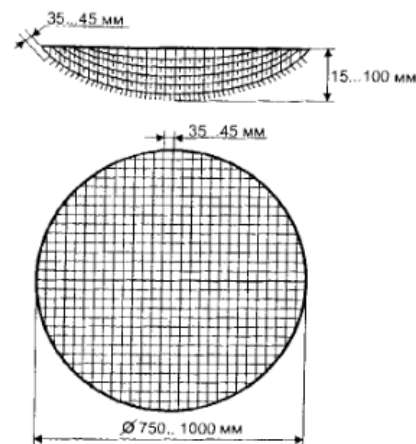


Рис. 3.13. Конструкция «люстры»

Следует помнить, что крупные металлические предметы в комнате, в которой работает аэроионизатор, например люстра или кровать, а также люди могут накапливать электрический заряд. Искра, возникающая при прикосновении к ним, может быть весьма болезненной.

Кроме того, после накопления заряда осветительной люстрой, находящейся в той же комнате, возможен пробой изоляции ее электропроводки, безвредный, но сопровождающийся достаточно громким щелчком.

Поэтому целесообразно заземлить металлические предметы, лучше через резистор сопротивлением несколько мегаом. Металлический каркас осветительной люстры можно соединить через такой же резистор с одним из сетевых проводов.

Аэроионизатор автор включает перед сном на два часа, используя для этих целей простой таймер.

Литература

1. Иванов Б. «Люстра Чижевского» — своими руками // Радио. 1997. № 1. С. 36, 37.
2. Бирюков С. «Люстра Чижевского» — своими руками // Радио. 1997. № 2. С. 34.
3. Иванов Б. Блок питания для «люстры Чижевского» // Радио. 1997. № 5. С. 35, 36.

4. Иванов Б. «Люстра Чижевского»: вопросы и ответы // Радио. 1997. № 6. С. 33.
5. Иванов Б. Все ли аэроионизаторы можно называть «люстрой Чижевского»? // Радио. 1998. № 11. С. 42, 43.
6. Глухенький Т. Еще один блок питания «люстры Чижевского» // Радио. 1998. № 11 С. 44.
7. Зуев Л. Регулируемый бестрансформаторный блок питания для «Люстры Чижевского» // Схемотехника. 2003. № 1. С. 16—18.
8. Зуев Л. Улучшение характеристик регулируемого бестрансформаторного блока питания для «Люстры Чижевского» // Схемотехника. 2003. № 7. С. 9, 10.
9. Гончаров А. Блок питания «Люстры Чижевского» // Схемотехника. 2004. № 1. С. 22, 23.
10. Бирюков С. Генераторы и формирователи импульсов на микросхемах КМОП // Радио. 1995. № 7. С. 36, 37; № 9. С. 54, 55.
11. Кузнец Л. М., Соколов В. С. Узлы телевизионных приемников. М.: Радио и связь, 1987.
12. Бирюков С. Стабилизированный блок питания для «Люстры Чижевского» // Схемотехника. 2004. № 4. С. 15—17.

3.3. Лабораторный трансформатор

А. Евсеев

г. Тула

В радиолюбительской практике часто возникает необходимость получения регулируемых переменных напряжений, причем регулировка может быть плавной или дискретной с определенным шагом. Это бывает необходимо при разработке электронных устройств, при зарядке аккумуляторных батарей и в других случаях. Если при этом допускается искажение синусоидальной формы напряжения, можно применять тиристорные регуляторы; если же искажение формы недопустимо, следует применять трансформатор. Удобными для таких целей являются лабораторные автотрансформаторы, обмотка которых выполнена на тороидальном (кольцевом) сердечнике, а подвижный контакт скользит по торцевой поверхности обмотки, очищенной от изоляции. Однако надежность подвижного контакта со временем ухудшается, ток через контакт ограничен. Кроме того, гальваническая связь с сетью выходных зажимов не всегда допустима.

Один из путей решения указанной проблемы — применение трансформаторов с отводами во вторичной обмотке или с несколькими отдельными обмотками. При этом важно, чтобы количество обмоток или отводов было минимальным, а коммутация их была бы пре-

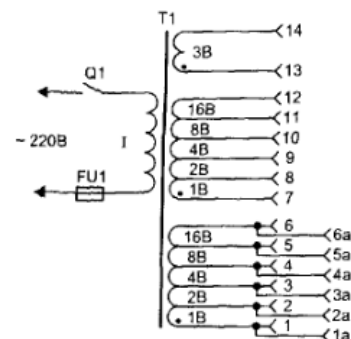


Рис. 3.14. Принципиальная схема первого варианта лабораторного трансформатора

дельно простой. Ниже рассмотрены два варианта такого лабораторного трансформатора.

Принципиальная схема первого варианта представлена на рис. 3.14. Трансформатор Т1 содержит одну первичную обмотку и три вторичных, причем две из них — с отводами. Коммутируя выводы вторичных обмоток в соответствии с табл. 3.1, можно получить выходное напряжение от 1 до 65 В с дискретностью 1 В. Гнезда 1а и 6а необходимы для параллельного соединения выводов обмоток 1—6 и 7—12 в целях увеличения в 2 раза допустимого значения тока.

Трансформатор Т1 выполнен на магнитопроводе ШЛ32×50 (использован магнитопровод от стандартного трансформатора ОСМ-0,25). Намоточные данные всех обмоток и максимальные токи указаны в табл. 3.2. Начала обмоток на принципиальной схеме обозначены точками. Марка обмоточного провода — ПЭТВ-2.

При проверке намотанного трансформатора следует иметь в виду, что напряжения вторичных обмоток при отсутствии нагрузки (т. е. на холостом ходу) должны быть больше указанных в таблице примерно на 5%.

При последовательном соединении обмоток ток нагрузки определяется наименьшим допустимым током одной из включенных обмоток. При кратковременном режиме работы нагрузки (несколько минут, что в ряде случаев вполне достаточно для проведения эксперимента) ток через обмотки может быть в 2...3 раза больше указанного в табл. 3.2, однако при этом значения напряжений на обмотках могут быть ниже указанных в таблице.

На рис. 3.15 представлена схема второго варианта лабораторного трансформатора, имеющего более широкий диапазон регулирования

Таблица 3.1

Выходное напряжение, В	Выходное напряжение снимается с выводов	Выводы, соединенные перемычками	Выходное напряжение, В	Выходное напряжение снимается с выводов	Выводы, соединенные перемычками
1	1-2	—	34	2-10	6-9
2	2-3	—	35	1-10	6-9
3	1-3	—	36	2-10	6-8
4	3-4	—	37	1-10	6-8
5	1-10	2-9	38	1-10	6-7
6	2-4	—	39	1-11	6-10
7	1-4	—	40	3-11	6-9
8	4-5	—	41	1-14	6-7, 10-13
9	4-8	5-7	42	3-11	6-8
10	4-9	5-8	43	1-11	6-9
11	4-9	5-7	44	3-12	6-11
12	3-5	—	45	1-11	6-8
13	3-8	5-7	46	1-11	6-7
14	2-5	—	47	1-12	6-11
15	1-5	—	48	4-12	6-10
16	5-6	—	49	2-14	6-11, 12-13
17	1-8	6-7	50	1-14	6-11, 12-13
18	1-9	6-8	51	2-13	6-10, 12-14
19	1-9	6-7	52	3-12	6-10
20	1-10	6-9	53	3-13	6-9, 12-14
21	2-10	5-7	54	2-12	6-10
22	2-11	5-10	55	1-12	6-10
23	5-10	6-7	56	3-12	6-9
24	4-6	—	57	2-14	6-10, 12-13
25	4-8	6-7	58	2-12	6-9
26	4-9	6-8	59	1-12	6-9
27	4-9	6-7	60	2-12	6-8
28	3-6	—	61	1-12	6-8
29	3-8	6-7	62	1-12	6-8
30	2-6	—	63	2-14	6-8, 12-13
31	1-6	—	64	1-14	6-8, 12-13
32	1-8	6-7	65	1-14	6-7, 12-13
33	8-14	12-13			

Таблица 3.2

Номера выводов обмотки	Напряжение обмотки, В	Число витков	Диаметр провода, мм	Ток обмотки, А
Первичная	220	420	0,71	1,2
1-2	1	2	2,5	15
2-3	2	4	2,5	15
3-4	4	8	2,5	15
4-5	8	16	2,0	9
5-6	16	32	1,32	4
7-8	1	2	2,5	15
8-9	2	4	2,5	15
9-10	4	8	2,5	15
10-11	8	16	2,0	9
11-12	16	32	1,32	4
13-14	3	6	1,32	4

выходного напряжения — от 1 до 347 В ступенями через 1 В. Изменение выходного напряжения производится в трех поддиапазонах, которые выбираются переключателями SA8 «Прибавить-Вычесть» и SA9 «Вольтодобавка». При указанном на схеме положении переключателей SA8 и SA9 напряжение на выходных гнездах XS1 определяется положением контактов переключателей SA1—SA7. Напряжения обмоток имеют значения, равные в вольтах степеням числа 2: $2^0, 2^1, \dots, 2^6$. Переключением в нижнее по схеме положение контактов переключателей включают обмотки II—VIII в любом сочетании, что позволяет получить выходное напряжение в диапазоне от 1 до 127 В ступенями через 1 В. В показанном на схеме положении переключателей все обмотки выключены и напряжение на выходе равно нулю. Гальваническая связь с сетью вторичных обмоток при этом отсутствует.

Для выбора двух других диапазонов выходного напряжения переключатель SA9 переключают в нижнее положение. При этом, в зависимости от положения контактов переключателя SA8, напряжение обмоток II—VIII суммируется с напряжением сети или вычитается из него. В первом случае выходное напряжение может изменяться от 220 В (220 В + 0 В) до 347 В (220 В + 127 В). Во втором случае (когда контакты переключателя SA8 находятся в нижнем по схеме положе-

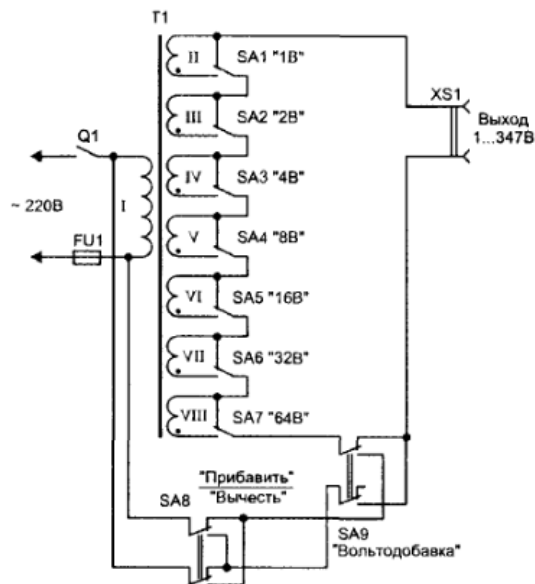


Рис. 3.15. Принципиальная схема второго варианта лабораторного трансформатора

нии) выходное напряжение можно регулировать от 93 В (220 В – 127 В) до 220 В (220 В – 0 В). Следует помнить, что в этих двух поддиапазонах имеется гальваническая связь нагрузки и питающей сети.

Трансформатор Г1 выполнен на таком же магнитопроводе, как и в первом варианте устройства (ШЛ32×50). Намоточные данные и допустимые токи обмоток приведены в табл. 3.3.

Первой наматывают обмотку I, затем VIII, VII, ..., II. Такая «обратная» очередность намотки обмоток вызвана тем, что из технологических соображений провод большего диаметра целесообразно мотать поверх провода меньшего диаметра. Начало обмоток желательно обозначить маркировкой.

В качестве выключателя питания Q1 (рис. 3.14 и 3.15), переключателей SA1—SA7 (рис. 3.15) можно использовать тумблеры типа ТВ1-4, ТВ2-1 или ТП1-2, а также аналогичные элементы зарубежного производства. Переключатели SA8, SA9 (рис. 3.14) необходимо использовать с нейтральным положением, чтобы замыкание контактов одной группы происходило гарантированно после размыкания контактов другой группы. Подойдут переключатели отечественного производ-

Таблица 3.3

Номер обмотки	Напряжение обмотки, В	Число витков	Диаметр провода, мм	Ток обмотки, А
I	220	420	0,71	1,2
II	1	2	2,5	15
III	2	4	2,5	15
IV	4	8	2,5	15
V	8	16	2,0	9
VI	16	32	1,32	4
VII	32	64	0,95	2
VIII	64	128	0,85	1,7

ва типа П2Т-1, а также зарубежные аналоги. В качестве гнезд 1—14, 1а—6а (рис. 3.14) используют одинарные гнезда с внутренним диаметром 4 мм. Для коммутации обмоток в первом варианте устройства используют перемычки, изготовленные из монтажного провода сечением 1...1,5 мм² и длиной 20...25 см, к которым с обеих сторон подпаяны одинарные вилки типа Г4 или аналогичные им.

Если в распоряжении конструктора имеются сердечники трансформаторов другого типа, то они также могут быть использованы для изготовления лабораторного трансформатора. При этом число витков обмоток N_i должно быть рассчитано по формуле:

$$N_i = 30 \times U_i / S,$$

где U_i — напряжение соответствующей обмотки, 30 — коэффициент, учитывающий свойства трансформаторной стали, S — площадь сечения керна сердечника трансформатора.

Число витков вторичных обмоток должно быть увеличено на 3...5% относительно расчетных значений, так будет учтено падение напряжения на омическом сопротивлении обмоток под нагрузкой. Диаметры D_i проводов обмоток рассчитываются исходя из предельных токов обмоток I_i и плотности тока J , которая выбирается равной 2...4 А/мм², по формуле $D_i = 1,13\sqrt{I_i/J}$.

Так, для мощности трансформатора 0,4 кВА может быть использован сердечник ШЛ40×50 (от трансформатора ОСМ-0,4), для мощности 0,63 кВА — сердечник ШЛ50×50 (от трансформатора ОСМ-0,63),

для мощности 1 кВА — сердечник ШЛ50×80 (от трансформатора ОСМ-1,0). После расчета числа витков обмоток и диаметра провода следует проверить вычислением, разместится ли провод в окне сердечника. При отсутствии провода большего диаметра можно использовать два провода меньшего диаметра эквивалентного сечения.

Для изменения напряжения вторичных обмоток в небольших пределах (1...3%) целесообразно выполнить отводы в первичной обмотке, соответствующие напряжениям 214, 216 и 218 В.

Глава 4. Конструкции для начинающих

4.1. Приемники прямого усиления

В. Мосягин

г. Великий Новгород

Рассмотрены две схемы приемников прямого усиления для начинающих радиолюбителей. Первая конструкция использует устаревшую, но распространенную элементную базу (транзисторы КТ315, КП303, ГТ404), а вторая реализована на интегральных микросхемах. Обе конструкции прошли проверку в течение нескольких лет в качестве «огородных» приемников.

Первый приемник (рис. 4.1) выполнен на шести транзисторах и предназначен для работы в одном из радиовещательных диапазонов — средневолновом (СВ) 187...570 м (1600...525 кГц) или длинноволновом (ДВ) 750...2000 м (400...150 кГц).

Приемник состоит из колебательного контура L1C2 (магнитной антенны WA2), двухкаскадного усилителя высокой частоты на транзисторах VT1, VT2, амплитудного детектора на германиевых диодах VD1, VD2, трехкаскадного усилителя звуковой частоты (транзисторы VT3—VT6), динамической головки BA1 и источника питания (батареи), подключаемого к гнезду X2. К гнезду X1 через конденсатор C1 к колебательному контуру может быть подключена наружная антенна WA1.

Согласно терминологии, принятой еще в ламповой радиоприемной технике, структуру данного приемника можно характеризовать как 2—V—3. Здесь символ V обозначает детектор, цифра слева от него — число каскадов усиления высокой частоты, а справа — низкой (звуковой).

Чувствительность приемника при работе с магнитной антенной составляет 7...10 мВ/м, а выходная мощность усилителя звуковой частоты достигает 0,6 Вт, что позволяет обеспечить громкоговорящий прием мощных радиовещательных станций, находящихся на удалении 200...300 км.

К особенностям радиоприемника следует отнести применение полевых транзисторов с р-п-переходом в первых каскадах усиления высокой и низкой частоты, а также независимую установку режимов

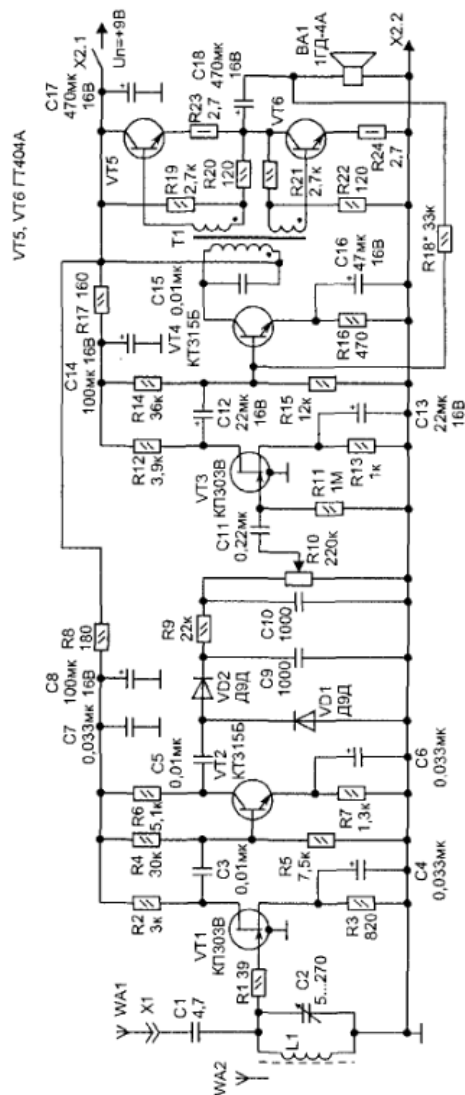


Рис. 4.1. Принципиальная схема приемника на транзисторах

всех каскадов по постоянному току. Применение высокоомных входных каскадов улучшило условия согласования и упростило схему радиоприемника.

Колебательный контур L1C2 магнитной антенны WA2 подключен к затвору полевого транзистора VT1 через резистор R1, образующий совместно с входной емкостью полевого транзистора фильтр нижних частот. Это повышает устойчивость ступени усиления к самовозбуждению. Каскад усиления на полевом транзисторе VT1 включен по схеме с общим истоком. Нагрузкой служит резистор R2; резистор R3 обеспечивает необходимое смещение на затворе полевого транзистора и закорочен по высокой частоте конденсатором C4.

Через разделительный конденсатор C3 усиленный сигнал радиостанции поступает на второй каскад усиления, выполненный на высокочастотном кремниевом биполярном транзисторе VT2 по реостатной схеме. Режим работы транзистора задается с помощью делителя R4, R5 в базовой цепи и резистора R7 в цепи эмиттера. Благодаря тому, что ток через делитель значительно превышает базовый ток VT2, а падение напряжения на R7 (в данном случае около 0,8 В) больше напряжения база-эмиттер транзистора, обеспечивается высокоэффективная температурная стабилизация режима работы каскада. Если по каким-нибудь дестабилизирующим причинам ток коллектора VT2 увеличится, увеличится и падение напряжения на резисторе R7, что приведет к уменьшению напряжения база-эмиттер и, следовательно, к уменьшению тока коллектора. При уменьшении коллекторного тока VT2 указанные выше процессы протекают в обратном направлении, приводя к стабилизации режима каскада.

В цепь коллектора VT2 включена нагрузка — резистор R6. Через переходный конденсатор C5 усиленное напряжение модулированного сигнала радиовещательной станции подается на вход детекторного каскада VD1, VD2. Последний собран по схеме удвоения напряжения, позволяющей получить больший уровень сигнала на выходе по сравнению с однокаскадным детектором. После фильтрации цепью C9, R9, C10 напряжение звуковой частоты выделяется на нагрузке детектора — резисторе R10. Он служит регулятором громкости.

Поскольку во входном каскаде усилителя звуковой частоты используется полевой транзистор, обладающий высоким входным сопротивлением, применены высокоомные цепи фильтрации и нагрузки детектора, позволяющие дополнительно поднять уровень сигнала приемника, а значит, и громкость приема радиостанций.

Каскады усиления высокой частоты получают питание через развязывающий фильтр, состоящий из резистора R8 и двух конденсаторов — керамического C7 и оксидного C8. Фильтр обеспечивает устой-

чивость приемника к самовозбуждению при разряде батареи, когда ее внутреннее сопротивление увеличивается.

Усилитель звуковой частоты (УЗЧ) выполнен на основе схемы, описанной В. А. Васильевым [1]. Он содержит всего четыре транзистора: два малой мощности (полевой VT3 и кремниевый биполярный VT4) и два средней мощности (германиевые VT5 и VT6).

Первый каскад УЗЧ на полевом транзисторе VT3 аналогичен ступени усилителя высокой частоты и отличается номиналами переходных конденсаторов C11 и C12, а также конденсатора C13, устраняющего отрицательную обратную связь по переменному току. Питание этого каскада и базовых цепей делителя напряжения R14, R15 второго осуществляется через развязывающий фильтр R17, C14.

Второй каскад УЗЧ нагружен на первичную обмотку трансформатора T1. Конденсатор C15, включенный параллельно первичной обмотке трансформатора, служит для улучшения воспроизведения высших звуковых частот. Вторичные обмотки трансформатора T1 отделены друг от друга и используются для прогнитофазного возбуждения оконечного каскада VT5, VT6, включенных по постоянному току последовательно. Начальное напряжение смещения на базах транзисторов VT5, VT6, необходимое для работы в режиме класса АВ, обеспечивается с помощью делителей R19, R20 и R21, R22. Резисторы R23, R24 создают отрицательную местную обратную связь по току и повышают стабильность режима работы при изменении температуры окружающей среды.

Нагрузкой УЗЧ служит динамическая головка ВА1, подключенная к выходу оконечного каскада через переходной конденсатор C18. Каскад усиления мощности VT5, VT6 и фазоинверсный каскад VT4 через резистор R18 охвачены общей отрицательной обратной связью, уменьшающей нелинейные искажения усилителя в целом.

УЗЧ рассчитан на нагрузку сопротивлением 8 Ом, но можно использовать головки с сопротивлением 4...6 Ом. Желательно применять мощные головки с повышенной отдачей (например, 4ГДШ1, старое обозначение 4ГД8-Е) и в корпусе достаточных размеров. Полевые транзисторы КП303В заменяются на транзисторы с индексами Ж, И или на КП307Е, но, возможно, придется установить режим по постоянному току резисторами R3, R13. На месте VT2, VT4 могут работать транзисторы КТ315 с любым буквенным индексом, а также другие, например КТ312, КТ306, КТ316. Транзисторы VT5, VT6 типа ГТ404А, Б желательно подобрать в пару с близкими значениями коэффициента усиления по току $h_{21э} = 40...120$.

На рис. 4.2 показаны цоколевки транзисторов приемника (со стороны выводов). Корпус полупроводниковых приборов изображен

упрощенно. При изменении полярности батареи питания, диодов и оксидных конденсаторов можно применить транзисторы противоположной структуры. В качестве VT1, VT3 — КП103Е; VT2, VT4 — КТ361Б, а VT5, VT6 — ГТ402А, Б. Цоколевки транзисторов идентичны показанным на рис. 4.2, за исключением того, что полевые транзисторы серии КП103 не имеют вывода корпуса (корпус соединен внутри транзистора с затвором).

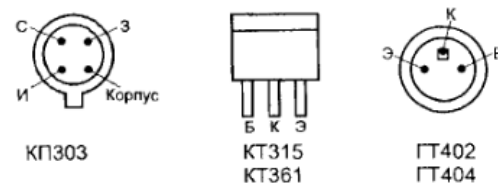


Рис. 4.2. Цоколевки транзисторов приемника (И — сток, З — затвор, С — сток; Э — эмиттер, Б — база, К — коллектор)

Диоды в детекторе VD1, VD2 — любые германиевые высокочастотные, например Д18, Д311, ГД507.

Магнитную антенну L1 и КПЕ лучше взять готовые от какого-либо радиоприемника. Предпочтение следует отдать ферритовым стержням достаточно больших размеров. Для диапазона СВ подойдет стержень из феррита 400НН диаметром 10 мм и длиной 200 мм. Катушка L1 наматывается на бумажном пропарафиненном каркасе длиной 40 мм и содержит 50 витков лицендрата ЛЭШО 6×0,06. Намотка ведется виток к витку, а каркас должен с наибольшим трением перемещаться по стержню. Длина выводов катушки 40...60 мм.

При отсутствии многожильного провода — лицендрата — его можно изготовить из провода ПЭВ или ПЭЛ 0,08, свив 5—6 проводов требуемой длины. Особые требования предъявляются к пайке контурной катушки: все проводники должны быть тщательно зачищены, облужены и припаяны к конденсатору переменной емкости C2. Если оставить непripаянным хотя бы один проводник, добротность контура резко уменьшится, что приведет к ухудшению избирательности приемника.

Стержни из феррита с магнитной проницаемостью 600 или 1000, длиной 160 мм и диаметром 8 мм лучше подходят для диапазона ДВ. Катушка L1 в этом случае содержит 250 витков ПЭВ 0,1...0,15 в 5—6 секциях шириной по 2...3 мм с расстоянием между секциями около 3 мм.

Конденсатор переменной емкости может быть с воздушным или твердым диэлектриком и максимальной емкостью до 500 пФ.

Низкоомные резисторы R23, R24 типа МОН-0,5, С2-10; переменный резистор R10 любого типа, можно совмещенный с выключателем питания, остальные МЛТ-0,125, МЛТ-0,25. Оксидные конденсаторы К50-35 или аналогичные зарубежного производства. Конденсаторы в усилителе высокой частоты К10-7, К10-17, К10-47, в УЗЧ (С11, С15) — К73-9, К73-17. В качестве Т1 используется переходной трансформатор от переносных радиоприемников «Альпинист», «ВЭФ», «Спидола» с небольшой доработкой. Дело в том, что вторичные обмотки этих трансформаторов соединены последовательно. Следует аккуратно разделить обмотки на две секции и вплавить в каркас катушки дополнительный медный штырек, к которому припаять освободившийся вывод вторичной обмотки. На принципиальной схеме начала обмоток обозначены точками.

Перед изготовлением печатной платы желательно собрать приемник на макетной плате. Простейшая макетная плата выполняется из гетинакса или текстолита толщиной 1,5...2 мм. В крайнем случае, подойдет плотный картон. Размеры платы 200 × 100 мм, по ее длинным сторонам сверлят 4—6 отверстий диаметром 2...3 мм, в которые развальцовывают пустотелые латунные заклепки. В качестве токопроводящих шин используются отрезки медного провода диаметром 1...1,5 мм. Нижнюю шину делают непрерывной, а верхнюю выполняют с разрывами, что позволяет в дальнейшем установить на нужном участке резистор развязывающего фильтра. Нижнюю шину используют в качестве общего провода, а верхнюю — для подведения питания. Детали макетируемого приемника закрепляют «на весу» между шинами питания макетной платы. Выводы деталей не укорачивают, а их пайку к шинам или между собой выполняют без механического крепления, с тем чтобы можно было легко разобрать смонтированное устройство.

При переносе деталей на печатную плату особое внимание следует уделить фазировке выводов трансформатора Т1. При неправильном включении отрицательная обратная связь через резистор R8 превращается в положительную, и УЗЧ самовозбуждается.

Печатная плата приемника с размещением деталей показана на рис. 4.3. Материалом платы служит односторонний фольгированный текстолит толщиной 2 мм. Вне печатной платы располагаются магнитная антенна, регулятор громкости, батарея питания и динамическая головка.

Наладивание приемника начинают с тщательной проверки монтажа деталей. Обычно приемник сразу начинает принимать сигналы ра-

диовещательных станций, но все-таки желательно уточнить режимы работы транзисторов по постоянному току. Их измеряют относительно общего провода вольтметром с входным сопротивлением более 10 кОм/В при отсутствии сигнала. Для этого закорачивают накоротко катушку L1. Кроме того, временно убирают общую обратную связь, для чего выпаивают правый (по принципиальной схеме рис. 4.1) вывод резистора R18 и соединяют его с общим проводом.

В табл. 4.1 приведены режимы транзисторов по постоянному току и указаны элементы, позволяющие при необходимости (в случае отклонения более чем на 10%) их подкорректировать. Часто напряжение на коллекторе VT6, равное половине напряжения питания (+4,5 В), удается установить, просто поменяв местами резисторы R19 и R21.

Таблица 4.1. Режимы транзисторов по постоянному току

Транзистор	Напряжение относительно общего провода			Элемент регулировки режима
	Э (И)	Б (З)	К (С)	
VT1	0,8	—	3,9	R3
VT2	0,8	1,4	4,0	R6
VT3	0,8	—	4,5	R13
VT4	1,6	2,2	7,8	R14
VT5	4,53	4,7	9,0	R19
VT6	0,03	0,2	4,5	R21

После установив режимов по постоянному току полезно проконтролировать потребляемый приемником ток в режиме молчания — около 12 мА.

Далее убирают перемычку с катушки магнитной антенны и запаивают вывод резистора R18 на место. С помощью образцового радиоприемника уточняют границы принимаемого диапазона перемещением катушки L1 по стержню антенны. Подбором резистора R18 устанавливают наилучшее качество звучания УЗЧ.

Источником питания служит батарея из шести элементов габаритного исполнения D (подобные элементу 373). Потребляемый в режиме максимальной громкости ток достигает 150 мА. Приемник сохраняет работоспособность при снижении напряжения питания до 3,8 В.

Будучи размещенным в корпусе от старой ламповой радиолы, радиоприемник обеспечивал приятное звучание. В дальнейшем эта кон-

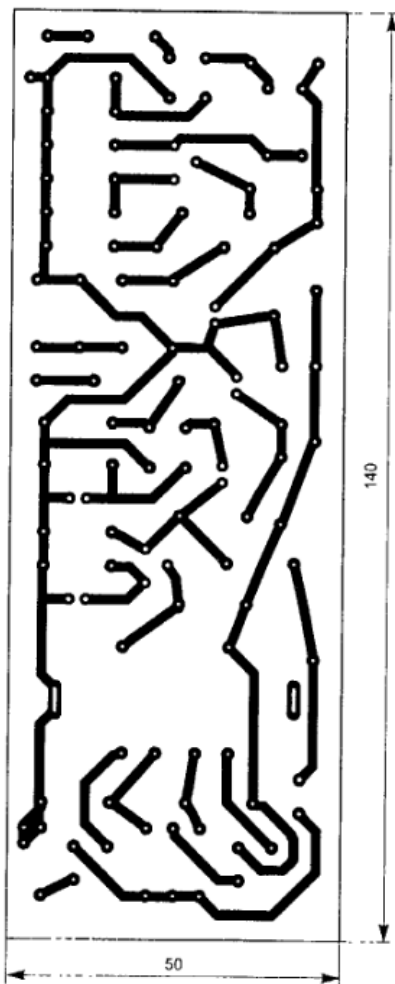


Рис. 4.3, а. Печатная плата радиоприемника на транзисторах

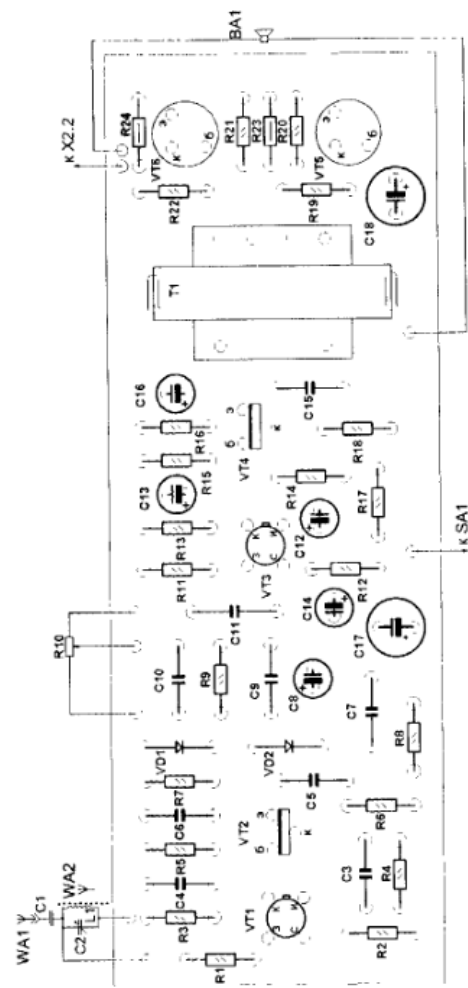


Рис. 4.3, б. Размещение деталей на печатной плате

струкция послужила основой для проведения целого ряда усовершенствований и экспериментов:

- двухдиапазонный СВ и ДВ (рис. 4.4);
- двухконтурный полосовой фильтр на входе [2, 3];
- охват усилителя высокой частоты цепью автоматической регулировки усиления;
- СВ регенератор, синхродин [3];
- сетевой адаптер — источник питания [4];
- интегральные микросхемы в усилителях высокой и звуковой частоты [3, 5–8].

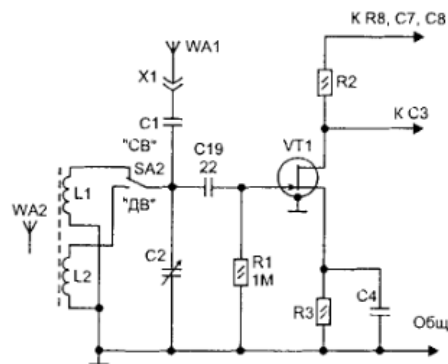


Рис. 4.4. Коммутация диапазонов

Принципиальная схема приемника прямого усиления на микросхемах изображена на рис. 4.5. Радиочастотная часть выполнена на трехвыводной микросхеме ZN414Z фирмы Plessey [9]. Функциональная схема этой весьма удачной ИС представлена на рис. 4.6. Она состоит из входного каскада, обладающего высоким входным сопротивлением (4 МОм), трехкаскадного усилителя радиочастоты и активного детектора. Микросхема обладает высоким коэффициентом усиления (72 дБ) и малым энергопотреблением: при напряжении питания от 1,1 до 1,6 В потребляемый ток составляет 0,35...0,5 мА. Полоса рабочих частот микросхемы лежит от 150 кГц до 3 МГц, т. е. перекрывает диапазоны СВ и ДВ.

Обратимся снова к рис. 4.5: радиотракт кроме микросхемы DA1 содержит всего шесть деталей. Входной контур L1—C1, как и в предыдущей конструкции, может перестраиваться в диапазонах СВ или ДВ. Цепь R1, C2 служит для автоматической регулировки усиления. Через

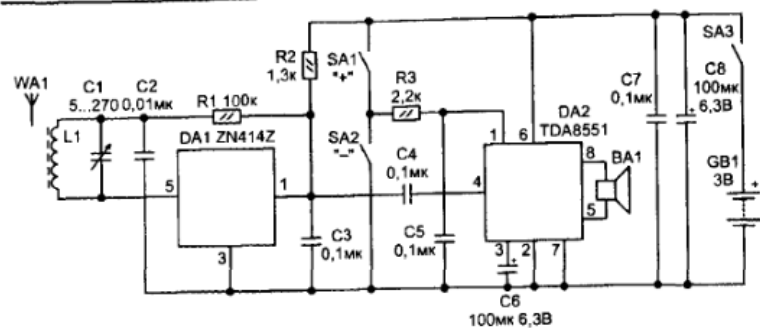


Рис. 4.5. Принципиальная схема радиоприемника на микросхемах

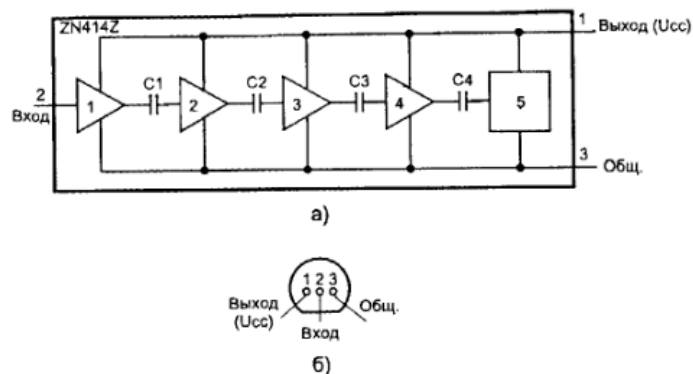


Рис. 4.6. Микросхема ZN414Z

- a* — функциональная схема: 1 — ступень с высоким входным сопротивлением; 2, 3 и 4 — усилительные радиочастотные ступени; 5 — транзисторный детекторный каскад; *b* — цоколевка микросхемы, вид со стороны выводов корпуса TO-92

резистор R2 на микросхему поступает питающее напряжение, он же является нагрузкой детектора. Конденсатор C3 служит для фильтрации выходного сигнала звуковой частоты. Постоянная времени цепи R2C3 выбрана исходя из полосы пропускания приемника около 4 кГц.

В качестве УЗЧ применена микросхема TDA8551 фирмы Philips, представляющая собой мостовой усилитель с цифровым управлением уровнем громкости и выходной мощностью до 1 Вт [10]. Усилитель упакован в корпус DIP-8, его функциональная схема изображена на рис. 4.7, назначение выводов ИС представлено в табл. 4.2. Для управ-

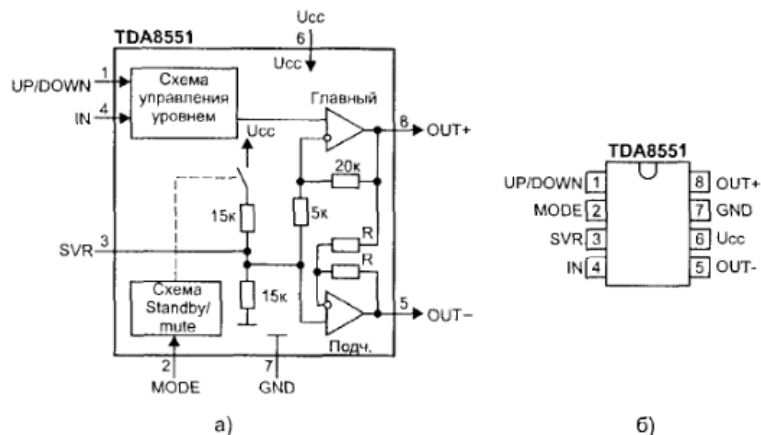


Рис. 4.7. TDA8551: а — функциональная схема, б — корпус микросхемы DIP-8

ления уровнем используется вывод 1 микросхемы: при подаче низкого уровня происходит дискретное (с шагом 1,25 дБ) уменьшение уровня громкости, высокого — увеличение. При отключенном выводе управления сохраняется установленный уровень громкости. Диапазон регулировки составляет от -60 до $+20$ дБ.

Таблица 4.2. Назначение выводов мостового усилителя мощности TDA8551

Выход микросхемы	Обозначение	Описание
1	UP/DOWN	Цифровой трехуровневый вход управления усилением
2	MODE	Цифровой трехуровневый вход выбора режима (Standby, mute, operating)
3	SVR	Средняя точка, вход подавления помех
4	IN	Вход
5	OUT-	Инвертирующий выход для подключения громкоговорителя
6	Ucc	Питание
7	GND	Общий
8	OUT+	Неинвертирующий выход

Микросхема имеет цепи защиты выходов от замыкания в нагрузку с общим проводом и источником питания. Выходные каскады отключаются при температуре кристалла 150°C . Вывод 2 микросхемы управляет режимом работы, он трехуровневый. При высоком уровне на этом выводе усилитель переходит в режим ожидания (Standby). Выходные каскады находятся в запертом состоянии и ток, потребляемый усилителем, минимальный. Соединение этого входа со средней точкой (выводом 3) переводит усилитель в режим глушения сигнала (Mute). Входной сигнал подавляется на 60 дБ, а выходные каскады отключаются, что позволяет избавиться от щелчков, возникающих при включении усилителя. При низком уровне на входе выбора режима усилитель находится в рабочем состоянии. Для бесшумной работы микросхемы при управлении режимом к средней точке делителя напряжения (вывод 3 микросхемы, точка соединения резисторов по 15 кОм) должен быть подключен конденсатор, емкость которого выбирается из условий хорошей фильтрации и небольшого времени включения.

В схеме, показанной на рис. 4.5, управление режимом работы не используется, поэтому вывод 2 микросхемы соединен с общим проводом. Конденсатор С4 переходной; цепочка R3, С5 служит для устранения «звона» при нажатии кнопок управления громкостью SA1 («+», увеличение) и SA2 («-», уменьшение). Конденсатор С6 установлен в цепи подавления пульсаций SVR. Для устойчивой работы микросхемы фильтрующий оксидный конденсатор С8 зашунтирован керамическим конденсатором С7. Питается приемник от батареи, состоящей из двух элементов AA.

В этой конструкции применены резисторы МЛТ-0,125, оксидные конденсаторы К50-35, остальные К10-17. Кнопки SA1, SA2 — малогабаритные без фиксации, выключатель SA3 — любого типа. Микросхема ZN414Z может быть заменена на МК484, имеющую аналогичные параметры и идентичную цоколевку, а также на микросхему IR3R26N фирмы Sharp в корпусе SOP-8 [11, 12]. В качестве УЗЧ кроме микросхемы TDA8551 подойдет KP174УН23. Схема УЗЧ изображена на рис. 4.8. Регулятором громкости служит переменный резистор R3, имеющий линейную характеристику регулирования.

Печатная плата для данной конструкции не разрабатывалась, основная часть элементов размещается на макетной плате (размером 60×35 мм) с металлизированными отверстиями. Монтаж элементов между собой выполнен проводом МГТФ.

После проверки правильности соединений включают питание и проверяют потребляемый приемником ток в режиме покоя (около

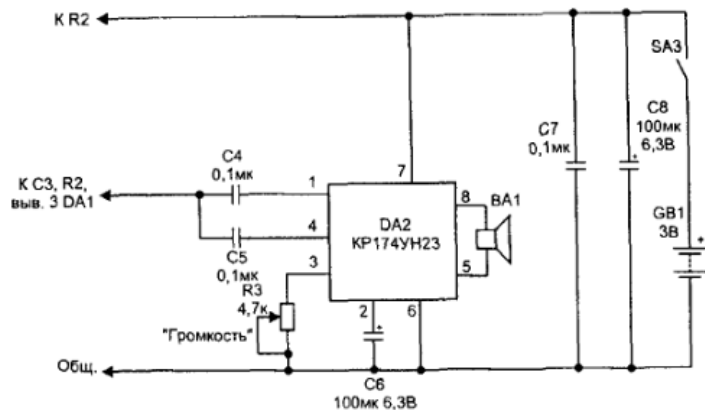


Рис. 4.8. Принципиальная схема усилителя звуковой частоты на низковольтном усилителе КР174УН23

4.2. Автомобильный УМЗЧ

А. Шихатов

г. Москва

Многие автомобилисты используют в автомобиле портативные CD-плееры, подключая их к усилителю мощности. Предлагаемое устройство обладает рядом достоинств, отличающих его от аналогичных конструкций.

На страницах радиолобительских изданий опубликовано немало вариантов автомобильных УМЗЧ любительской разработки. Наиболее высокими характеристиками обладают усилители на дискретных элементах, однако для их повторения требуется определенная квалификация. Кроме того, для большинства из них требуется повышенное напряжение питания. Судя по переписке автора, преобразователь напряжения является главной проблемой для большинства радиолобителей. Причем даже повторение подробно описанной конструкции не всегда гарантирует ее нормальную работу, нужно приобретать собственный опыт (и съезд немало полевых транзисторов). С появлением в продаже готовых узлов и наборов для самостоятельной сборки усилителей задача несколько упростилась. Однако при этом приходится сопрягать между собой блоки, разработанные разными конструкторами, согласовывать импедансы и уровни сигнала, что для начинающих радиолобителей тоже не просто. Всегда лучше проектировать изделие комплексно, а не строить «Тришкин кафтан».

Усилители на микросхемах намного проще и в большинстве своем рассчитаны на напряжение питания 12...15 В. Однако конструкторы (видимо, по соображениям дешевизны и доступности) отдают предпочтение безнадежно устаревшим микросхемам TDA2005 и их клонам, требующим большого количества внешних элементов. Некоторые любительские усилители на микросхемах насыщены электронными регуляторами, коммутаторами, устройствами индикации и другими элементами, усложняющими и удорожающими конструкцию.

Простоту конструкции и приличные характеристики можно совместить, применив в самодельном усилителе современные микросхемы УМЗЧ, предназначенные для автомобильной радиоаппаратуры. Они не требуют внешних цепей ООС и коррекции, обходятся минимальным количеством навесных элементов и снабжены встроенной защитой от короткого замыкания выходных клемм, перегрева и других превратностей судьбы.

Удобно выполнить усилитель на основе распространенной микросхемы TDA8560Q (Philips). В нее входит два мостовых усилителя, мак-

3,3 мА). При исправных элементах налаживание сводится к установке границ выбранного диапазона.

Литература

1. Васильев В. Высококачественный усилитель НЧ // В помощь радиолобителю. Вып. 37. М.: ДОСААФ, 1971. С. 72—76.
2. Поляков В. Двухконтурный преселектор приемника прямого усиления // Радио. 1993. № 12. С. 12—14.
3. Поляков В. Техника радиоприема: простые приемники АМ сигналов. М.: ДМК Пресс, 2001. 256 с.
4. Бирюков С. Стабилизированный адаптер из нестабилизированного // Радио. 1998. № 9. С. 51, 52; 1999. № 5. С. 42.
5. Нечаев И. Радиолобительские конструкции на микросхеме КР174УН23 // Радио. 1997. № 2. С. 36, 37; 1997. № 3. С. 32, 33.
6. Самелюк В. Миниатюрный приемник на микросхеме К157УД2 // В помощь радиолобителю. Вып. 91. М.: ДОСААФ, 1985. С. 26—30.
7. Быков В. Приемник на операционном усилителе // В помощь радиолобителю. Вып. 108. М.: Патриот, 1990. С. 28—32.
8. Мосягин В. В. Юному радиолобителю для прочтения с паяльником. М.: СОЛОН-Пресс, 2003. 208 с.
9. http://www.chipinfo.ru/docs/f/ZN414Z_PLES.pdf
10. <http://anklab.pirnt.info/Reference/Micro/PDF/tda8551.pdf>
11. <http://dSPACE.dial.pipex.com/town/pipexdsl/r/arar93/mds975/Content/tfradios01.html>
12. Микросхемы для аудио- и радиоаппаратуры — 3. М.: Издательский дом «Долэка-XXI», 2001. С. 51.

симальный выходной ток которых составляет 7,5 А. Благодаря этому усилитель легко переносит комплексную нагрузку — пассивные разделительные фильтры многополосных АС и может при необходимости работать с нагрузкой 2 Ом.

Параметры усилителя таковы:

- Чувствительность — 500 мВ
- Сопротивление нагрузки — 2...4 Ом
- Номинальная выходная мощность на нагрузке 4 Ом — 2×25 Вт ($U_{н} = 15$ В, $K_{г} = 0,5\%$)
- Максимальная выходная мощность на нагрузке 4 Ом — 2×35 Вт ($U_{н} = 15$ В, $K_{г} = 10\%$)
- Максимальная выходная мощность на нагрузке 2 Ом — 2×40 Вт ($U_{н} = 15$ В, $K_{г} = 10\%$)
- Коэффициент гармоник при выходной мощности 1 Вт — 0,1%
- Напряжение питания — 10...16 В
- Максимальный потребляемый ток — 10 А
- Ток покоя, не более — 0,15 А
- Ток потребления в состоянии «standby» — 0,1 мА

Конструкция усилителя максимально упрощена, а номиналы элементов унифицированы. Схема на рис. 4.9 содержит элементы топологии монтажа и поэтому несколько отличается от требований ГОСТа.

Сигнал с входного гнезда XS1 типа jack поступает на пассивный регулятор тембра (A1). Необходимый диапазон регулирования обеспечивается за счет запаса усиления микросхемы (40 дБ). Это решение не только проще и дешевле, чем применение специализированных микросхем аудиорегулировки, но и обеспечивает более высокое качество звучания.

В основу блока регулировки громкости и тембра положена схема, применявшаяся в приемниках и магнитолах фирмы Grundig в конце 70-х годов. Незначительные изменения вызваны стремлением сократить количество деталей и изменить диапазон регулирования. Как показывает практика, глубокая регулировка тембра в современном аудиотракте не требуется, а регулятор баланса — и вовсе атавизм. Поэтому принята несимметричная регулировка тембра — «завал» меньше «подъема», причем происходит только на краях диапазона. Сдвоенные переменные резисторы VR1, VR2, VR3 регулируют соответственно тембр НЧ, тембр ВЧ и громкость.

С выхода блока регулировок сигнал поступает на усилитель мощности (A0), выполненный на микросхеме TDA8560Q в типовом включении. Для получения максимальной неискаженной выходной мощности большее значение имеет емкость фильтра в цепи питания мик-

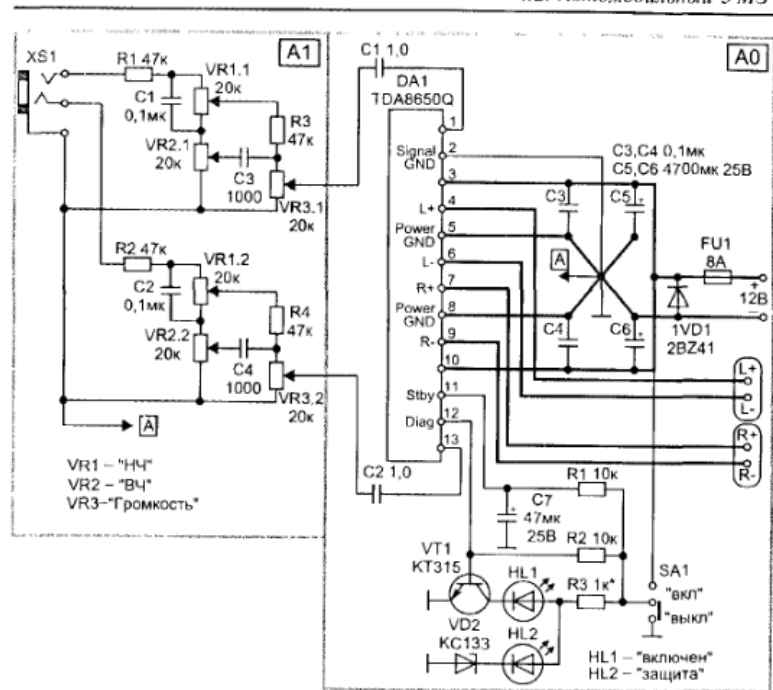


Рис. 4.9. Принципиальная схема усилителя

росхемы. В большинстве автомагнитол и CD-ресиверов эта емкость не превышает 2200 мкФ, поэтому качество звучания часто оставляет желать лучшего. Особенно заметно это при воспроизведении современных записей с расширенным низкочастотным диапазоном. Чтобы устранить этот недостаток, в предлагаемой конструкции емкость фильтра составлена из двух конденсаторов емкостью не менее 4700 мкФ, расположенных в непосредственной близости от микросхемы.

Микросхема подключена к источнику питания постоянно, для включения на вывод 11 нужно подать высокий логический уровень (7 В). В выключенном состоянии выходы переводятся в высокоимпедансное состояние, а ток потребления не превышает 100 мА. Состоянием микросхемы управляет выключатель питания SA1, через него же подается напряжение питания на каскад управления индикацией. Диод VD1 защищает микросхему от подачи напряжения питания в обратной полярности.

В составе микросхемы имеется детектор динамических искажений DDD (Dynamic Distortion Detector) и схема защиты от короткого замыкания и перегрева, ограничивающая ток выходного каскада на уровне 40 мА. Информация этих систем выводится на диагностический вывод 12, выполненный по схеме с открытым коллектором.

В нормальном состоянии на выводе диагностики присутствует высокий логический уровень. В моменты ограничения (клиппирования) сигнала на время перегрузки высокий уровень сменяется низким. При коротком замыкании выходов между собой диагностический сигнал представляет собой последовательность «игольчатых» положительных импульсов длительностью 50 мкс, следующих с периодом 20 мс. Наконец, при замыкании любого из выходов на общий провод или шину питания на выводе 12 устанавливается постоянный низкий логический уровень. Высокий уровень сигнала на выводе 12 восстанавливается через 20 мс после устранения замыкания. Такой же сигнал появляется при повышении температуры кристалла до 150 °С.

Микропроцессор магнитолы анализирует состояние диагностического вывода и предпринимает соответствующие действия (ограничивает усиление, выводит на дисплей диагностические сообщения). В нашем случае значение имеет только то, что любая нештатная ситуация сопровождается появлением на выводе 12 сигнала низкого уровня — постоянного при замыкании и перегреве, импульсного — при перегрузке. Этот сигнал закрывает нормально открытый транзистор VT1, в результате светодиод HL1 гаснет, а HL2 начинает светиться, сигнализируя о проблеме. Стабилитрон VD2 исключает свечение HL2 в нормальном режиме работы.

Детали и конструкция

Оксидные конденсаторы C5—C7 (A0) — К50-16 или аналогичные импортные на рабочее напряжение не ниже 25 В. Конденсаторы C1, C2 (A0, A1), C3, C4 (A1) — К73-17, БМ, МБМ, ПМ, КСО. Блокирующие конденсаторы C3, C4 (A0) — керамические любого типа. Все постоянные резисторы — МЛТ 0,125. Сдвоенные переменные резисторы должны быть с показательной зависимостью сопротивления от перемещения (В).

Тип остальных деталей не критичен. Ключевой транзистор КТ315В(Г) можно заменить любым п-р-п-транзистором с коэффициентом передачи тока не менее 50 и допустимым током коллектора не менее 20 мА. Светодиод HL2 желательно выбрать красного цвета свечения, HL1 — любого другого, но с близким значением рабочего тока. Можно использовать и двухцветный светодиод. Рабочий ток (яркость

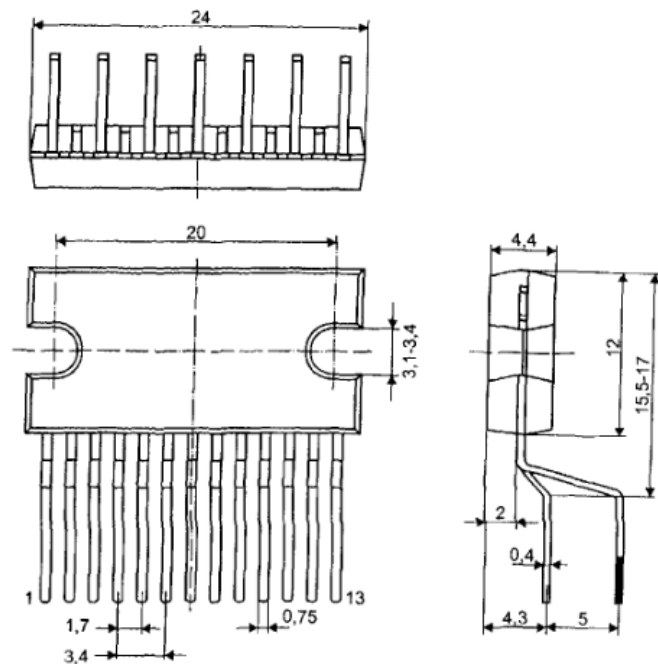


Рис. 4.10. Чертеж корпуса микросхемы

свечения) устанавливается резистором R3 (A0), для номинала 1 кОм он примерно равен 10 мА.

Стабилитрон VD2 необходим в случае применения светодиодов с резко отличающимся прямым падением напряжения (например, HL2 — красный, HL1 — голубой). При близких значениях падения напряжения стабилитрон вполне можно заменить одним-двумя кремниевыми диодами, включенными в проводящем направлении. В любом случае сумма напряжения стабилизации VD2 и прямого падения напряжения на HL2 должна быть хотя бы на 0,6 В больше, чем прямое падение напряжения на HL1.

Тип защитного диода VD1 значения не имеет, важен только максимальный ток (не менее 10 А в импульсе). Его задача — «выстоять» 1...2 с, пока будет перегорать предохранитель. Если вероятность правильного подключения питания исключена, диод можно не устанавливать.

В силу простоты усилитель вполне можно собрать на макетной плате или навесным монтажом на плате из изоляционного материала, используя для соединения выводы деталей и монтажный провод. При использовании печатной платы проводники питания следует облудить, а лучше — припаять поверх дорожки медный проводник диаметром 0,8...1 мм. Конденсаторы С3, С4 (А0) необходимо разместить как можно ближе к микросхеме.

Для монтажа цепей питания и акустических систем необходимо использовать провод сечением не менее 0,75 мм². Радиатор можно изготовить из дюралевого уголка 30 × 50 мм или использовать готовый радиатор от автомагнитолы (такой радиатор использовался в авторском варианте).

Учитывая огромное разнообразие типов переменных резисторов и разъемов, темброблок в любом случае удобнее собрать навесным монтажом, поскольку все детали можно разместить на выводах переменных резисторов. Компоновка и внешнее оформление определяются поставленной задачей и возможностями радиолюбителя.

Налаживания собранный усилитель не требует. При включении достаточно убедиться в наличии на выводах 4, 6, 7, 9 напряжений, равных половине напряжения питания. Допустимое отклонение — 10%.

Оглавление

От автора-составителя	3
Глава 1. Микроконтроллерная технология	
1.1. Микроконтроллерный автомат плавного выключения освещения в автомобиле.	4
1.2. Автомат «вечерний свет».	33
1.3. Дачный радиозвонок	36
Глава 2. Аудиотехника	
2.1. Пассивные разделительно-корректирующие фильтры	45
2.2. Мощный профессиональный усилитель SK3000	59
Глава 3. Блоки питания	
3.1. Блоки питания с балластным конденсатором	74
3.2. Стабилизированный блок питания для «Люстры Чижевского»	85
3.3. Лабораторный трансформатор	94
Глава 4. Конструкции для начинающих	
4.1. Приемники прямого усиления	101
4.2. Автомобильный УМЗЧ	115