

# ТРАНСИВЕРЫ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Издательство ДОСААФ СССР. 1984 г.

## ВВЕДЕНИЕ

Время от времени в истории науки и техники случаются события, до неузнаваемости преобразующие жизнь всех людей. К таким событиям относится и изобретение радиосвязи. Радио оказалось могучим средством общения между людьми, передачи информации практически мгновенно на огромные расстояния, обеспечило возможность организационно-управленческих мероприятий в масштабе целых государств. Попробуйте представить современный мир без радиосвязи — у вас ничего не получится. Без связи останутся промышленность, транспорт, замрет экономическая, политическая и общественная жизнь. В настоящее время линии радиосвязи многократно опоясывают весь земной шар.

Одним из интереснейших увлечений многих радиолюбителей является радиосвязь на коротких (КВ) и ультракоротких (УКВ) волнах в специально отведенных для радиолюбителей диапазонах. Правовые вопросы любительской радиосвязи решаются рядом внутригосударственных и международных организаций.

В области радиосвязи любителями сделано очень много. Ими открыто и освоено дальнейшее распространение коротких волн, они впервые использовали радиоволны для связи с летательными аппаратами, исследовали распространение ультракоротких волн в условиях горной и пересеченной местности, ими непрерывно разрабатывается и совершенствуется связная аппаратура. Лучшие профессионалы, специалисты по радиосвязи, прошли школу радиолюбительства и часто навсегда сохраняют приверженность этому увлечению. Путь в эфир для радиолюбителя начинается с получения разрешений на постройку и эксплуатацию радиостанции и присвоения позывного сигнала. Но нужно построить и саму радиостанцию. В ряде стран, например в США, Японии, налажен промышленный выпуск любительских радиостанций (трансиверов), но даже и там наибольшим уважением пользуются радиолюбители, сами построившие свои станции. Повторить трансивер промышленного производства, а тем более профессиональную связную радиостанцию, достаточно сложно. Нужны знания, опыт, соответствующее оборудование, дефицитные детали, наконец. Знания и опыт приобретаются любителем в процессе постройки своей станции и других сопутствующих экспериментов. Часто радиостанция конструируется с использованием своих, оригинальных схемных решений и затем постоянно совершенствуется. Часто шутят, что для увлеченного радиолюбителя-коротковолновика и конструктора постройка станции не кончается никогда. В процессе подобного творчества радиолюбителями предложено немало новых идей, методов и схем, относящихся к связной аппаратуре. К ним относится и техника прямого преобразования, позволяющая при минимальных затратах получать очень неплохие результаты.

Техника гетеродинного приема была изобретена и широко использовалась еще на заре радиосвязи (1901 — 1922 гг.) в первых, тогда еще примитивных радиостанциях, работающих незатухающими колебаниями. Появление гетеродинных (т. е. прямого преобразования) приемников резко увеличило дальность радиосвязи. С появлением радиоламп и разработки на их основе регенеративных и супергетеродинных приемников принцип прямого преобразования был прочно забыт. Вернулись к нему радиолюбители в 70-х годах, когда с использованием современной элементной базы появилась возможность создавать очень простые приемники и трансиверы прямого преобразования, обладающие тем не менее высокой чувствительностью и селективностью. Прогресс в этой области еще далеко не закончился и следует ожидать новых интересных разработок. Развитие современной радиоэлектроники связано с широким использованием аналоговых и цифровых интегральных микросхем. Техника прямого преобразования, где основное усиление и обработка сигналов производятся на низких частотах, отвечает этим тенденциям как нельзя лучше. В трансиверах прямого преобразования можно применить интегральные усилители, синхронные и цифровые фильтры, цифровые синтезаторы частоты, формирователи однополосных сигналов и т. д.

Эта книга посвящена описанию принципов действия и практических схем радиостанций (трансиверов), выполненных на основе метода прямого преобразования сигнала. Начинающие радиолюбители смогут по ней разобраться в некоторых теоретических основах связной техники и найти несложные конструкции для повторения.

Множество из разобранных в книге схем пригодны не только для трансиверов прямого преобразования, но и для приемников, передатчиков, радиостанций, выполненных на основе традиционных методов формирования и обработки сигнала. Например, задающие генераторы, смесители, модуляторы, усилители высокой и низкой частоты, усилители мощности используются в любой связной аппаратуре. Интересна собранная в книге информация о фильтрах и ограничителях сигналов звукового диапазона. Она может быть полезна не только при разработке систем и аппаратуры радиосвязи, но и телефонной связи по проводам.

Книга содержит всего три главы. В первой главе разбираются теоретические основы радиосвязи, способы формирования и приема сигналов. Изложение этих вопросов, с целью облегчения понимания материала, дано в сопровождении лишь самых элементарных математических выкладок. В первой главе приведены структурные схемы трансиверов, использующих метод прямого преобразования сигнала: простейшего телеграфного трансивера, однополосных фазовых и фазофильтровых телефонных трансиверов. Структурные схемы аппаратов сопровождаются описанием принципа их действия.

Вторая глава посвящена детальному разбору принципиальных схем отдельных элементов трансиверов прямого преобразования. В ней описаны схемы и конструктивные особенности задающих генераторов, преобразователей частоты и модуляторов, фазовращателей, фильтров, ограничителей, усилителей высокой и низкой частоты.

В третьей главе описаны шесть практических конструкций коротковолновых трансиверов различной сложности и на различные диапазоны волн — от 160 до 10 м. Даны эскизы их конструктивного выполнения и рекомендации по налаживанию. Все трансиверы опробованы при реальной работе в эфире, а некоторые из них уже неоднократно повторялись радиолюбителями.

Вероятно, книга заинтересует и подготовленных радиолюбителей-коротковолнников, интересующихся различными вариантами схемной и конструктивной реализации трансиверов. Они также могут использовать приведенные здесь описания либо целиком, либо как составные части для самостоятельно разрабатываемой аппаратуры.

## ГЛАВА ПЕРВАЯ.

# ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ТРАНСИВЕРОВ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

## 1. ПРОСТЕЙШИЙ ТЕЛЕГРАФНЫЙ ТРАНСИВЕР

В любительской радиосвязи на КВ и УКВ в настоящее время используются в основном два вида сигналов: телеграфные (*CW*) и однополосные (*SSB*). Остановимся сначала на первых. Телеграфные сигналы представляют собой длинные и короткие посылки синусоидальных высокочастотных сигналов, соответствующие тире и точкам азбуки Морзе. Хотя телеграф и был изобретен полтора столетия назад, он остается самым «дальнобойным» и помехоустойчивым видом связи. Объясняется это тем, что телеграфный сигнал передается как бы в двоичном коде, где различаются всего два состояния — наличие и отсутствие сигнала. Для уверенного приема, т. е. различения этих состояний, достаточно отношения сигнал/шум или сигнал/помеха на выходе приемника порядка единицы. Наименьшее еще допустимое отношение сигнал/шум получается при слуховом приеме, в основном и используемом радиолюбителями. Ограниченное распространение получил и любительский буквопечатающий прием (телетайп), помехоустойчивость которого несколько хуже.

Для слухового приема *CW* сигналов их можно сначала промодулировать по амплитуде в одном из высокочастотных каскадов приемника, а затем продетектировать обычным детектором АМ (детектором огибающей). Такой способ приема, называемый модуляционным, имел некоторое распространение в 30-х годах и до сих пор применяется в некоторых приемниках СВЧ и инфракрасного (ИК) диапазонов, т. е. на чрезвычайно высоких частотах. При модуляционном приеме высота принятого тона не зависит от частоты сигнала, поэтому сигналы двух близких по частоте станций различить практически невозможно. Помехоустойчивость модуляционного приема невысока, поскольку часть энергии принимаемого сигнала теряется при модуляции, а детектор огибающей значительнее ухудшает отношение сигнал/шум, особенно при слабых сигналах.

На КВ гораздо эффективнее гетеродинный прием. В этом случае принимаемый сигнал преобразуется по частоте в звуковой диапазон, фильтруется, усиливается и воспроизводится телефонами или громкоговорителем. В супергетеродинном *CW* приемнике частота сигнала преобразуется не менее двух раз — сначала в промежуточную (ПЧ), для этого служит первый смеситель, а затем, после усиления и фильтрации на ПЧ, в низкую звуковую. Последнее преобразование выполняет второй смеситель или второй детектор, связанный с телеграфным гетеродином. Таким образом, телеграфный супергетеродин является, по сути дела, гетеродинным приемником с двукратным или трехкратным преобразованием частоты. Преобразователи частоты — линейные элементы, не изменяющие отношения сигнал/шум (разумеется, если собственные шумы преобразователя достаточно малы). Поэтому отношение сигнал/шум на звуковой частоте при гетеродинном приеме получается таким же, как и на входе приемника. Этим и объясняется высокая эффективность данного способа приема.

Поясним сказанное примером. Пусть частота принимаемого сигнала равна 7010 кГц. Для получения ПЧ 501 кГц частота первого гетеродина должна иметь значение либо 7511 кГц, либо 6509 кГц. В первом случае первый смеситель вычитает частоту сигнала из частоты гетеродина, т. е.  $f_m = f_r - f_c$ , во втором наоборот, т. е.  $f_m = f_c - f_r$ . После усиления трактом ПЧ сигнал преобразуется по частоте во второй смесителе, частота гетеродина

которого фиксирована и имеет значение 500 кГц. После второго преобразования образуется сигнал НЧ с частотой 1 кГц, подаваемый на оконечный УНЧ приемника. Отметим сразу же существенную для трансиверов особенность супергетеродинного приема: ни один из гетеродинов не работает на частоте, близкой к частоте сигнала, что не позволяет использовать гетеродины как задающие генераторы при передаче без дополнительных частотных преобразований.

В отличие от супергетеродина приемник прямого преобразования содержит только один смеситель, установленный либо непосредственно на входе приемника, либо после УВЧ с небольшим коэффициентом усиления. Гетеродин настраивается примерно на частоту сигнала, разница составляет 0,5...1 кГц. На выходе смесителя выделяется сигнал звуковой частоты, подаваемый на фильтр нижних частот (ФНЧ), служащий для ослабления сигналов соседних по частоте станций, и далее на УНЧ с большим коэффициентом усиления. В нашем примере при частоте сигнала 7010 кГц частота гетеродина должна составлять либо 7009, либо 7011 кГц. И в том и в другом случае преобразованная звуковая частота составит 1 кГц. Гетеродин приемника прямого преобразования с успехом может служить задающим генератором передатчика радиостанции. Небольшая дополнительная подстройка на частоту сигнала корреспондента, 7010 кГц в нашем примере, может осуществляться цепью независимой подстройки приемника, о которой будет рассказано далее.

Структурная схема простейшего телеграфного трансивера прямого преобразования показана на рис. 1. Приемник трансивера содержит входной контур или фильтр  $Z1$  (преселектор), смеситель  $V1$  с гетеродином  $G1$ , ФНЧ  $Z2$  и УНЧ  $A1$ . Звуковой сигнал в виде точек и тире телеграфных посылок воспроизводится телефонами или громкоговорителем  $B1$ . При передаче ключом  $S1$  приводится в действие усилитель мощности  $A2$ , поднимающий уровень мощности ВЧ сигнала гетеродина  $G1$  до необходимого. Усиленный сигнал излучается антенной  $W1$ . Смеситель  $V1$  и усилитель НЧ приемника  $A1$  на время передачи могут отключаться. Необходимы также средства защиты входных цепей приемника от мощного сигнала передатчика. Полезными добавлениями могут явиться цепи независимой подстройки гетеродина при приеме и цепь самоконтроля. Последняя представляет собой маломощный звуковой генератор, связанный с оконечными каскадами УНЧ или непосредственно с телефонами и включаемый при нажатии ключа. Генератор позволяет контролировать качество и четкость собственной работы на ключе.

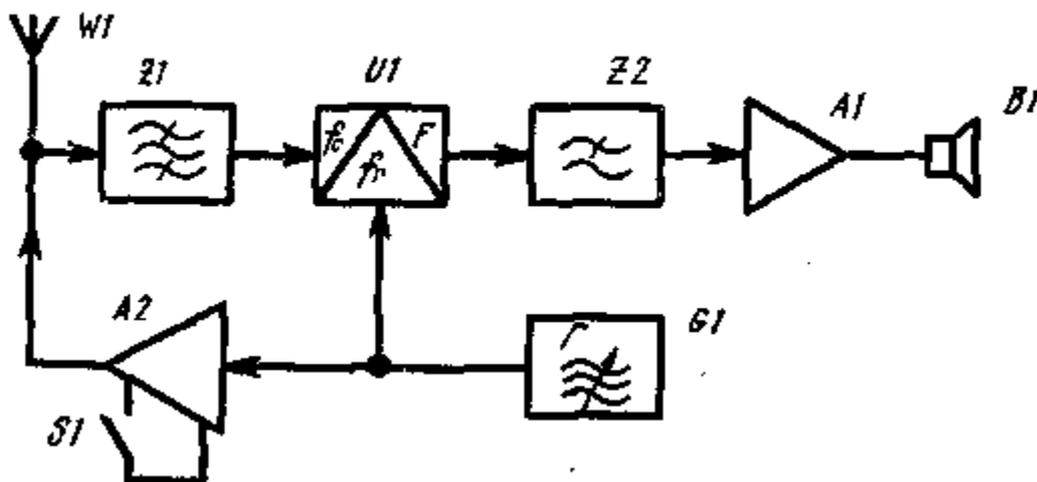
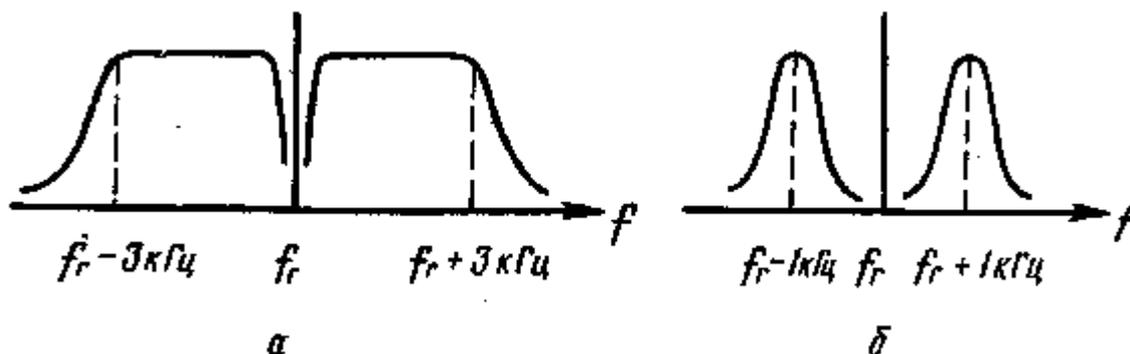


Рис. 1. Структурная схема телеграфного трансивера

Рассмотрим более подробно назначение отдельных узлов, показанных на структурной схеме. Входной фильтр  $Z1$  нужен для предварительной селекции принимаемого сигнала. Чаще всего он выполняется непереключаемым, с полосой пропускания, соответствующей частотной полосе довольно узких любительских диапазонов. Затухание фильтра за пределами полосы пропускания должно быть по возможности больше. Это уменьшает вероятность появления перекрестных и интермодуляционных помех, создаваемых мощными служебными и радиовещательными станциями. Самым ответственным узлом приемника является смеситель  $V1$ . Он должен преобразовывать сигналы принимаемых станций по частоте, но ни в коем случае не детектировать их. Иначе приемник прямого преобразования превращается в обычный детекторный с УНЧ, и в телефонах будет слышна передача наиболее мощной в диапазоне станции независимо от частоты настройки гетеродина. По этой причине для приемника прямого преобразования непригодны смесители, выполненные по одноконтурной схеме на одном диоде или транзисторе. Прямое детектирование гораздо меньше сказывается в балансных и кольцевых смесителях, а также в смесителях на встречно-параллельных диодах или полевых транзисторах, особенно рекомендуемых для приемников прямого преобразования. Частота гетеродина для смесителей такого типа должна быть вдвое ниже частоты сигнала, что повышает развязку входных и гетеродинных цепей, а также уменьшает влияние наводок на гетеродин со стороны усилителя мощности.

ФНЧ  $Z2$ , установленный на выходе смесителя, определяет кривую односигнальной селективности всего приемника. Чаще всего используют одно- или двухзвенный  $LC$  фильтр нижних частот с частотой среза 2,7...3 кГц.

Частоты ниже 300 Гц хорошо ослабляются в УНЧ при соответствующем выборе емкостей переходных конденсаторов. Результирующая полоса пропускания ФНЧ и УНЧ соответствует общепринятой в любительской практике полосе низкочастотного телефонного канала 0,3...3 кГц. Кривая селективности приемника при таком выборе полосы ФНЧ и УНЧ показана на рис 2, а. Будут приниматься сигналы с расстройками  $\pm 0,3...3$  кГц относительно частоты гетеродина. Наличие двух боковых полос приема является существенным недостатком приемной части простого трансивера прямого преобразования. При вращении ручки настройки, т. е. при изменении частоты гетеродина, например вверх, тон сигналов станций, расположенных в верхней боковой полосе приема (ВБП) будет понижаться, а в нижней (НБП) — повышаться. При некотором навыке это позволяет распознать, в какой боковой полосе приема расположен сигнал нужной станции.



**Рис. 2. Кривая селективности:**

**а - соответствующая общепринятой полосе низкочастотного телефонного канала; б — приемника с узкополосным фильтром**

Селективность приемника для телеграфных сигналов можно повысить, установив между каскадами УНЧ (лучше всего между первым и вторым) узкополосный НЧ фильтр с центральной частотой 700...1000 Гц. При приеме телефонных сигналов фильтр должен отключаться. Кривая селективности приемника с узкополосным фильтром приобретает вид двух узких пиков, как показано на рис. 2, б. В этом случае заметно облегчается процесс выделения сигнала нужной станции в «густонаселенных» диапазонах. Вероятность же попадания частоты мешающей станции на частоту соседнего, нерабочего пика кривой селективности сравнительно невелика. При использовании узкополосного фильтра значительно возрастают требования к стабильности частоты гетеродина и к плавности хода механизма настройки, иначе поиск желаемых станций будет затруднен.

В простом трансивере (рис. 1) принимаемый сигнал усиливается только в УНЧ, поэтому его коэффициент усиления должен быть довольно большим, от  $10^4$  до  $10^6$ . Стабильное усиление такого порядка при использовании современных транзисторов и микросхем, а также при рациональном монтаже и расположении деталей получить несложно. Чувствительность приемной части трансивера даже без УВЧ можно довести до долей микровольта. При этом смеситель и первый каскад УНЧ необходимо выполнить на маломощных элементах (диодах и транзисторах). Тракт сигнала от антенны до первого усилительного каскада должен вносить минимальные потери, что достигается сквозным согласованием сопротивлений входного фильтра, смесителя, ФНЧ и УНЧ. Подробнее об особенностях конструирования приемников прямого преобразования можно прочитать в литературе [1].

Гетеродин трансивера остается включенным постоянно как при передаче, так и при приеме. Собственно же передающая часть получается очень простой — это усилитель мощности высокочастотных колебаний, выполненный по какой-либо стандартной схеме. Содержит он обычно от одного до трех каскадов усиления, связанных между собой резонансными контурами низкой добротности или широкополосными трансформаторами. В случае если гетеродин трансивера работает на половинной частоте сигнала, первым каскадом в усилителе мощности должен быть удвоитель частоты. Все каскады усилителя включаются только при нажатии телеграфного ключа.

Описанный трансивер, отличаясь предельной простотой, имеет и ряд других важных достоинств. Во-первых, благодаря общему гетеродину и приемник и передатчик перестраиваются по частоте синхронно, обеспечивая так называемую «одноручечную» настройку. Услышав сигнал корреспондента, достаточно нажать ключ, чтобы позвать его, не делая никаких дополнительных регулировок или подстроек. Во-вторых, при отжатии ключа трансивер автоматически переходит на прием, т. е. получается полудуплексный режим работы. Сигналы корреспондента при этом можно слушать даже в паузах между собственными посылками. Имеются, однако, и недостатки. Чтобы нормально принимать сигнал корреспондента, гетеродин трансивера надо настроить на 0,5...1 кГц выше или ниже его частоты. Следовательно, и передача будет вестись на частоте, несколько отличающейся от частоты корреспондента. Этот недостаток не имеет большого значения при связи с использованием двух однотипных трансиверов, выполненных по схеме рис. 1, просто один из трансиверов будет настроен несколько ниже, а другой несколько выше по частоте. Проблемы возникают при ответе корреспондента точно на частоте вашего вызова — не перестроив трансивер, этот ответ принять нельзя, поскольку ответный сигнал попадает на частоту «нулевых биений». Вопрос полностью решается при установке

в трансивер цепи независимой подстройки приемника, позволяющей изменять частоту гетеродина в небольших пределах ( $\pm 5 \dots 15$  кГц) только при приеме. Другой недостаток простого трансивера связан с наличием двух боковых полос приема (рис. 2). Одну из них можно подавить методами фазовой селекции, которые мы рассмотрим в третьем разделе этой главы. Эти методы применяются при передаче и приеме однопольных (SSB) сигналов в трансиверах прямого преобразования. Поэтому рассмотрим сначала особенности телефонной связи с использованием модулированных сигналов.

## 2. МОДУЛЯЦИЯ И ПРИЕМ МОДУЛИРОВАННЫХ ТЕЛЕФОННЫХ СИГНАЛОВ

Немодулированный ВЧ сигнал (несущая) сам по себе не несет никакой информации. Для передачи телеграфного сообщения ВЧ сигнал манипулируют в соответствии с кодом Морзе. Для передачи же телефонного сообщения несущую необходимо модулировать, т. е. изменять в такт со звуковым напряжением параметры ВЧ сигнала — амплитуду, частоту или фазу. Чисто угловая модуляция, частотная или фазовая, на КВ в настоящее время не используется, поскольку ширина спектра сигнала, т. е. полоса частот, занимаемая радиостанцией в эфире, получается излишне широкой. Поэтому рассмотрим амплитудную модуляцию (АМ) сигнала.

Пусть звуковое напряжение, поступающее от микрофонного усилителя, описывается функцией  $s(t)$ , причем будем полагать, что  $-1 < s(t) < 1$ . Выражение для напряжения АМ сигнала выглядит следующим образом:

$$U_{AM}(t) = [1 + ms(t)]A_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0), \quad (1)$$

где  $m$  — коэффициент модуляции,  $0 < m < 1$ ;

$A_0$  — амплитуда высокочастотной несущей;

$\omega_0 = 2\pi f_0$  — угловая частота несущей;  $\phi_0$  — начальная фаза несущей.

При  $s(t) = 0$  или  $m = 0$  модуляция отсутствует, и передатчик излучает немодулированную несущую:

$$u_0(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0). \quad (2)$$

График АМ сигнала при модуляции синусоидальным звуковым напряжением

$$s(t) = \cos Qt \quad (3)$$

показан на рис. 3. Как видно из рисунка, а также из формулы (1), при АМ непрерывно передается несущая, которая информации не несет и нужна только для нормальной работы амплитудного детектора в приемнике. На передачу несущей тратится, даже при очень глубокой модуляции ( $m \rightarrow 1$ ), более половины излучаемой мощности. Спектр АМ сигнала при синусоидальной модуляции легко найти, подставив (3) в (1) и проведя тригонометрические преобразования:

$$u_{AM}(t) = A_0 \left\{ \cos(\omega_0 t + \phi_0) + \frac{m}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \phi_0] + \right. \\ \left. + \frac{m}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \phi_0] \right\}.$$

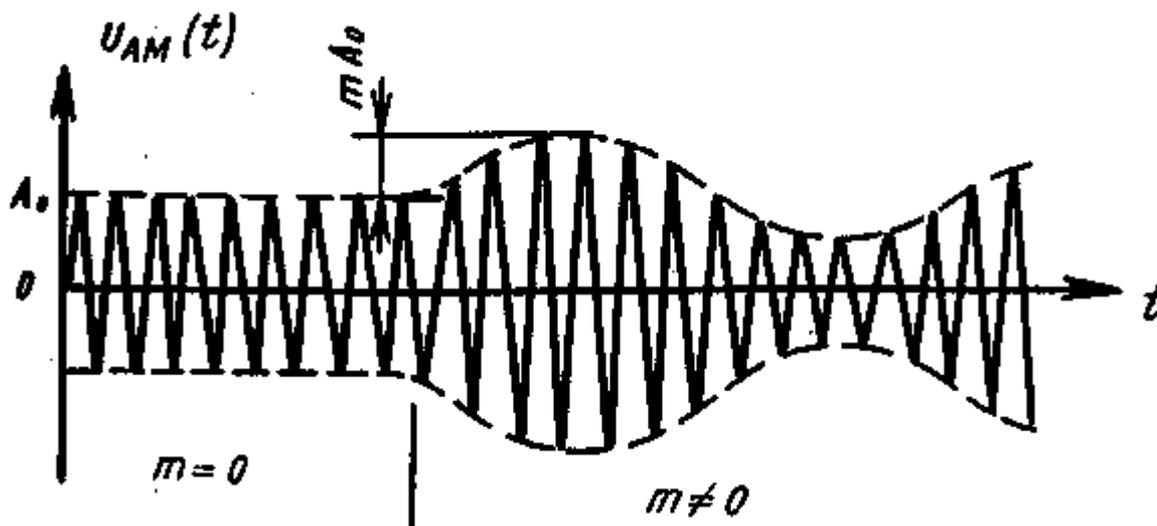


Рис. 3. АМ сигнал

Спектр содержит три частоты: несущую  $f_0$ , верхнюю боковую  $f_0 + F$  и нижнюю боковую  $f_0 - F$ , как показано на рис. 4, а. (Напомним, что  $\omega_0 = 2\pi f_0$  и  $Q = 2\pi F$ .) Если несущая промодулирована не чистым тоном, а звуковым сигналом, занимающим некоторый спектр, то обе боковые полосы симметрично отображают этот спектр, как

показано на рис. 4, б условными треугольниками. Легко видеть, что полоса частот, занимаемая в эфире АМ станцией, вдвое шире необходимой, соответствующей ширине спектра звукового сигнала.



**Рис. 4. Спектр АМ сигнала:**  
**а — синусоидальная модуляция; б — модуляция звуковым сигналом**

Вся информация о звуковом сигнале содержится в каждой из боковых полос. Поэтому для передачи телефонного сообщения достаточно излучать спектр частот, соответствующий одной из боковых полос, верхней или нижней. При этом получается четырехкратный выигрыш по мощности сигнала по сравнению с АМ при  $\tau = 1$ , поскольку половина мощности при АМ тратится на передачу несущей, а оставшаяся половина делится поровну между двумя боковыми полосами. Дополнительный двукратный выигрыш получается в приемнике, так как мощность шумов и помех в полосе *SSB* (3 кГц) вдвое меньше, чем в полосе АМ (6 кГц). Таким образом, переход к однополосной модуляции (*SSB*) дает восьмикратный выигрыш по мощности сигнала. В условиях селективных замираний, характерных для КВ диапазонов, выигрыш получается еще больше и оценивается примерно в 16 раз (12 дБ).

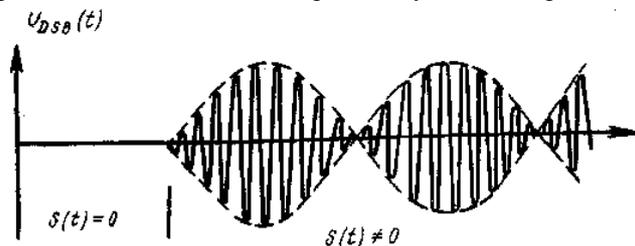
Если из АМ сигнала исключить несущую, получается двухполосный сигнал с подавленной несущей (*DSB* сигнал). Выполнить это технически довольно просто — достаточно установить в передатчике балансный модулятор. Математически он выполняет операцию перемножения напряжений звукового сигнала и несущей:

$$u_{DSB}(t) = s(t) A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (4)$$

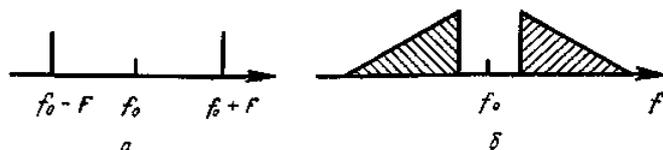
Форма *DSB* сигнала при модуляции синусоидальным колебанием (3) показана на рис. 5. Дважды за период модуляции амплитуда *DSB* сигнала падает до нуля, и в эти моменты фаза высокочастотного заполнения меняется на обратную. Спектр *DSB* сигнала легко получить из (4), подставив выражение для синусоидального модулирующего сигнала (3) (для простоты положим  $\varphi_0 = 0$ ):

$$u_{DSB}(t) = \frac{A_0}{2} [\cos(\omega_0 + \Omega)t + \cos(\omega_0 - \Omega)t].$$

Как и следовало ожидать, он содержит лишь две спектральные составляющие на частотах  $\omega_0 \pm \Omega$ , как показано на рис. 6, а. При модуляции спектром звуковых частот образуются две боковые полосы, такие же, как у АМ сигнала, но без несущей (рис. 6, б). Оценим выигрыш по мощности при переходе от АМ к *DSB*. Устранение несущей дает двукратный выигрыш. В детекторе приемника амплитуды боковых полос складываются, что увеличивает мощность НЧ сигнала по сравнению с мощностью одной боковой в 4 раза, тогда как независимые шумы двух боковых полос складываются по мощности. Это дает еще двукратный выигрыш над АМ и общий выигрыш получается в 4 раза.



**Рис. 5. DSB сигнал**



**Рис. 6. Спектр DSB сигнала:** **а — синусоидальная модуляция; б — модуляция звуковым сигналом**

Таким образом, при равных пиковых мощностях передатчика переход к *DSB* дает четырехкратный, а к *SSB* — восьмикратный выигрыш. Однако средняя излучаемая мощность при *DSB* получается вдвое меньше, чем при *SSB* за счет периодического уменьшения амплитуды излучаемого сигнала до нуля (см. рис. 5). При одинаковых же средних мощностях передатчика, или при одинаковых мощностях, подводимых к оконечному каскаду от источника питания, *DSB* и *SSB* модуляция эквивалентны по выигрышу и оказываются намного эффективнее АМ. В паузах речи *DSB* и *SSB* передатчики не излучают, а это повышает их экономичность и снижает общий уровень помех в эфире.

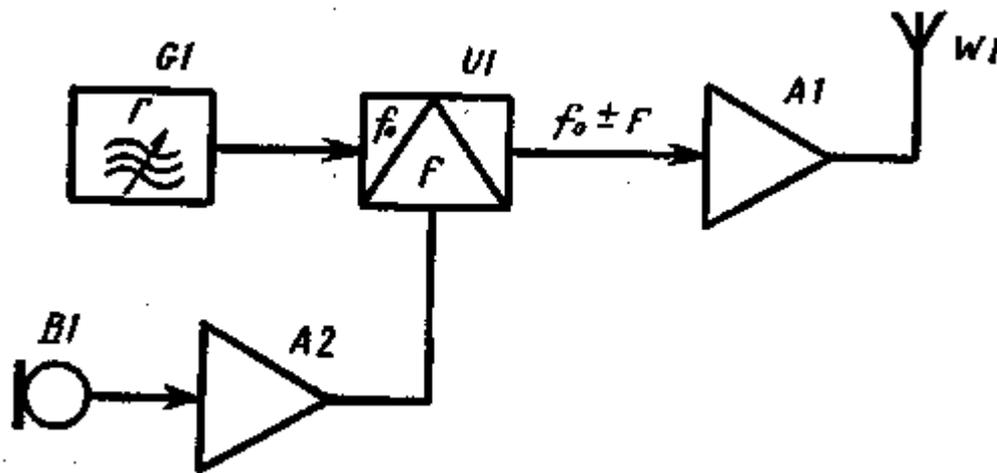


Рис. 7. Структурная схема *DSB* передатчика

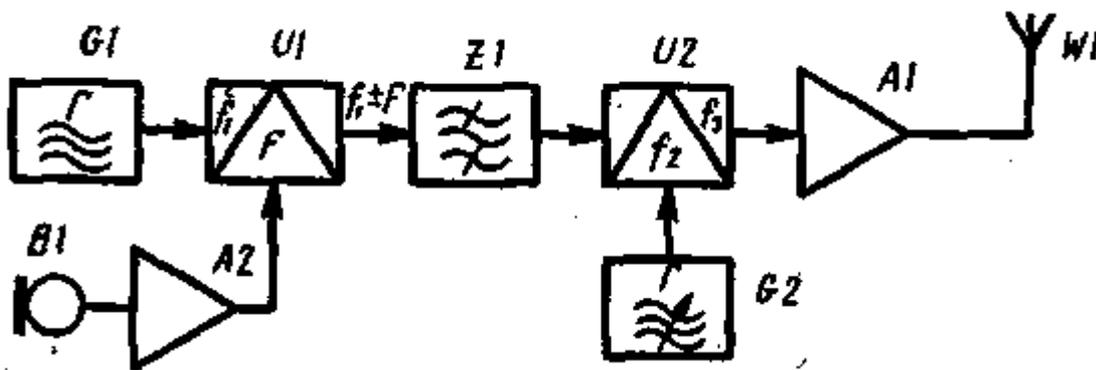


Рис. 8. Структурная схема фильтрового *SSB* передатчика

Структурная схема *DSB* передатчика (рис. 7) чрезвычайно проста. Он содержит задающий генератор *G1*, который может содержать также буферные каскады и умножители частоты, балансный модулятор *U1* и выходной усилитель мощности *A1*. Второй вход балансного модулятора соединен с микрофонным усилителем *A2*. Часто балансную модуляцию осуществляют в выходном мощном двухтактном каскаде.

Сформировать *SSB* сигнал значительно сложнее. Находят применение два способа — фазовый и фильтровый. Структурная схема фазового *SSB* передатчика не отличается от показанной на рис. 7, за исключением того, что вместо балансного модулятора *U1* должен использоваться однополосный модулятор, который мы рассмотрим в следующем разделе.

Фильтровый передатчик (рис. 8) содержит кварцевый генератор *G1*, балансный модулятор *U1* и микрофонный усилитель *A2*. *DSB* сигнал с выхода модулятора *U1* подается на узкополосный кварцевый или электромеханический фильтр (ЭМФ), выделяющий одну боковую полосу спектра сигнала. Поскольку фильтр с полосой пропускания 2,1 ... 3 кГц можно выполнить только на фиксированную частоту  $f_1$ , обычно 500 кГц для ЭМФ и 3...9 МГц для кварцевых, необходимо еще одно преобразование частоты, осуществляемое смесителем *U2*. Частота перестраиваемого гетеродина *G2* подбирается такой, чтобы сумма или разность частот  $f_1$  и  $f_2$  попала в рабочий диапазон.

К недостаткам фильтрового *SSB* передатчика относятся сложность схемы и наличие побочных каналов излучения, возникающих на частотах гетеродинов и комбинационных частотах при многократном преобразовании частоты. Например, при первой ПЧ  $f_1 = 500$  кГц для переноса *SSB* сигнала на высокочастотные диапазоны 14 ... 28 МГц при условии хорошей фильтрации побочных продуктов двух преобразований уже недостаточно, и в схему рис. 8 приходится вводить еще один смеситель с кварцевым гетеродином. Трансиверы, использующие фильтровый метод, еще сложнее, поскольку в приемнике трансивера необходимо установить

столько же преобразователей частоты, сколько их имеется в передатчике. Лишь гетеродины и фильтры получаются общими для передатчика и приемника. Естественно, что приемник трансивера получается супергетеродинным, по крайней мере с двухкратным преобразованием частоты.

Рассмотрим теперь способы приема модулированных сигналов. АМ сигналы детектируются общеизвестным детектором огибающей, таким же, как в любом радиовещательном приемнике. Естественно, что до детектирования АМ сигнал должен быть усилен до значительного уровня (0,1 ... 1 В), поэтому АМ приемники обычно выполняют по супергетеродинной схеме. При приеме *DSB* сигналов с подавленной несущей последняя восстанавливается в

тракте ПЧ самого приемника. Казалось бы, что приемник трансивера прямого преобразования (см. рис. 1), обладающий кривой селективности, как на рис. 2, идеально подходит для приема *DSB* сигнала со спектром рис. 6, б. На самом деле это не так. Даже при точной настройке гетеродина на частоту подавленной несущей  $\omega_0$  его колебания будут иметь произвольный фазовый сдвиг  $\varphi$ . Напряжения *DSB* сигнала и гетеродина приемника можно записать следующим образом:

$$u_c = s(t) A_c \cos \omega_0 t,$$

$$u_r = A_r \cos (\omega_0 t + \varphi).$$

Смеситель приемника осуществляет операцию перемножения этих сигналов:

$$\begin{aligned} u_c u_r &= s(t) A_c A_r \cos \omega_0 t \cdot \cos (\omega_0 t + \varphi) = \\ &= s(t) \frac{A_c A_r}{2} [\cos \varphi + \cos (2\omega_0 t + \varphi)]. \end{aligned}$$

ФНЧ на выходе смесителя выделяет только НЧ сигнал, соответствующий первому слагаемому, и отфильтровывает сигнал с удвоенной частотой  $2\omega_0$ . Звуковое напряжение НЧ оказывается пропорциональным косинусу разности фаз напряжений сигнала и гетеродина:

$$u_{нч} = s(t) \frac{A_c A_r}{2} \cos \varphi.$$

Оно максимально при  $\varphi = 0^\circ$  и  $\varphi = 180^\circ$ , но обращается в нуль при  $\varphi = 90^\circ$  и  $270^\circ$ . Физически это явление объясняется тем, что две боковые полосы *DSB* сигнала преобразуются в смесителе независимо друг от друга и складываются на его выходе. При этом верхняя боковая полоса приобретает фазовый сдвиг  $-\varphi$ , поскольку частота и фаза гетеродина вычитаются из частоты и фазы сигнала (последняя принята за нулевую). Нижняя боковая приобретает фазовый сдвиг  $+\varphi$ . При  $\varphi = 90^\circ$  или  $270^\circ$  НЧ колебания от двух боковых полос получаются противофазными и компенсируют друг друга. Существуют способы и схемы для приема *DSB* сигналов с автоматической подстройкой частоты и фазы гетеродина по принимаемому сигналу. В радиолюбительской практике они пока не использовались. А без автоподстройки при существующей стабильности частоты любительских передатчиков точная фазировка колебаний гетеродина практически невозможна. Если частоты гетеродина и подавленной несущей совпадают не точно, то сдвиг фазы  $\varphi$  непрерывно изменяется во времени ( $\varphi = Q t$ , где  $Q$  — расстройка частот) и амплитуда НЧ сигнала периодически изменяется от максимума до нуля. Это заметно ухудшает разборчивость и качество принимаемого сигнала.

*DSB* сигнал без всяких затруднений принимается на однополосный приемник. В этом случае для приема используется только одна боковая, а другая либо отфильтровывается (в супергетеродине), либо подавляется фазовым методом (в приемнике прямого преобразования). Точно так же, без всяких затруднений, принимаются и *SSB* сигналы на простейший приемник или трансивер прямого преобразования, выполненный, например, по схеме рис. 1. Неиспользуемая боковая полоса приема служит только источником помех, и ее желательно подавить. В трансиверах прямого преобразования это удобнее всего сделать фазовым методом.

### 3. ФАЗОВЫЙ МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ И ПРИЕМА *SSB* СИГНАЛОВ

Рассмотрим сначала фазовый формирователь *SSB* сигнала. Его структурная схема показана на рис. 9. НЧ сигнал от микрофонного усилителя подается на широкополосный НЧ фазовращатель *U1*, создающий относительный фазовый сдвиг  $90^\circ$  между выходными сигналами. Напряжение гетеродина также проходит через ВЧ фазовращатель *U4*. Сдвинутые по фазе НЧ и ВЧ сигналы попарно смешиваются в балансных модуляторах *U2* и *U3*, а затем складываются на выходе формирователя. Обозначим НЧ сигнал как  $A_c \cos Q t$ , а ВЧ сигнал как  $A_r \cos \omega t$ . Сдвинутые по фазе на  $90^\circ$  сигналы будут выражаться функциями  $A_c \sin Q t$  и  $A_r \sin \omega t$ . После перемножения в модуляторах и суммирования получаем выходное напряжение формирователя:

$$U_c = A_0 A_r (\cos Q t \cdot \cos \omega t + \sin Q t \cdot \sin \omega t) = A_c A_r \cos (\omega - Q) t.$$

Оно соответствует нижней боковой полосе сигнала. Легко убедиться, что переключение выводов одного из

фазовращателей (рис. 9) приведет к подавлению нижней и выделению верхней боковой полосы.

Работу формирователя можно пояснить также следующими соображениями: при преобразовании частоты верхняя и нижняя боковые полосы (ВВП и НВП) имеют нулевой фазовый сдвиг в смесителе  $U2$ . В смесителе  $U3$  сигналы НЧ и ВЧ имеют фазовый сдвиг по  $+90^\circ$  каждый. Частоты нижней боковой образуются по закону  $f_{НВП} = f - F$ , фазы сигналов также вычитаются. В результате сигнал НВП на выходе смесителя  $U3$  имеет такую же (нулевую) фазу, как и на выходе  $U2$ . Выходные напряжения смесителей на НВП складываются. Для ВВП частоты преобразуются по закону  $f_{ВВП} = f + F$ , фазы сигналов также складываются. Фаза колебаний ВВП на выходе смесителя  $U3$  оказывается равной  $180^\circ$ , т. е. они противофазны колебаниям ВВП на выходе смесителя  $U2$ . В результате полученные напряжения взаимно компенсируются и ВВП подавляется.

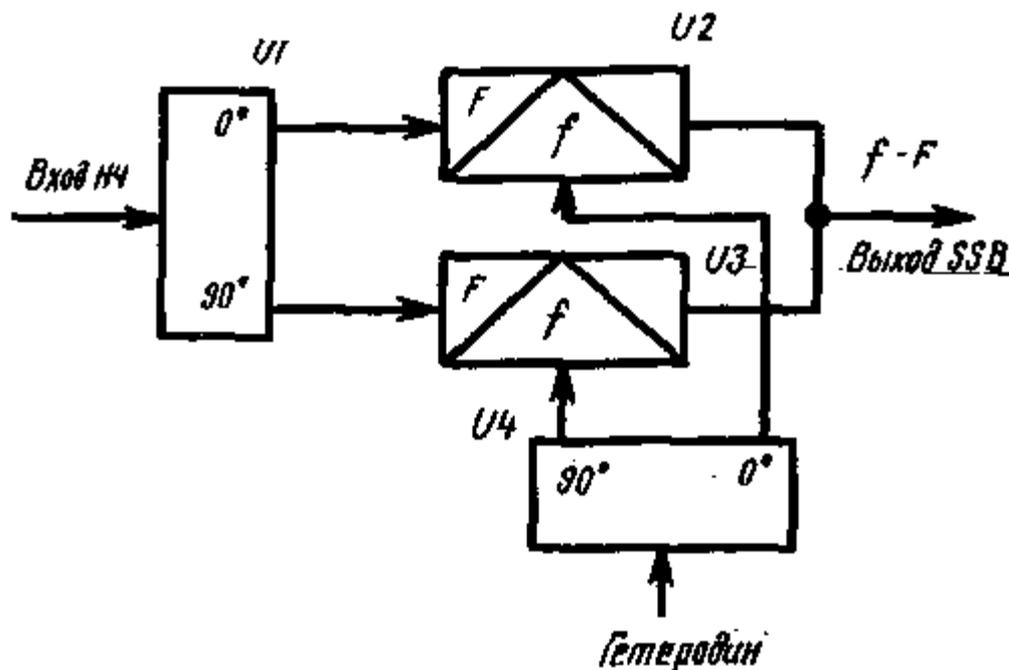


Рис. 9. Фазовый формирователь SSB сигнала

Полная компенсация одной из боковых полос в фазовом формирователе SSB сигнала возможна лишь при условии, что амплитуды сигналов на выходах двух смесителей (модуляторов) равны, а фазовые сдвиги входных сигналов составляют точно  $90^\circ$ . На практике, разумеется, эти условия не выполняются и подавляемая боковая полоса компенсируется не полностью. Ориентировочные значения допустимого разбаланса смесителей по амплитудам и фазам приведены в табл. 1.

Таблица 1

Подавление боковой, дБ	60	50	40	30	20
Амплитудный разбаланс, %	0,2	0,6	2	6,5	22
Отклонение фазы, град.	0,1	0,3	1,1	3,7	11,3

В любительской практике вполне достаточно подавление нежелательной боковой на 40 дБ, при котором амплитудный и фазовый разбаланс могут составить 2 % и  $1,1^\circ$  соответственно. Точность установки амплитуд на выходах обоих фазовращателей и фазового сдвига ВЧ фазовращателя на фиксированной частоте зависят только от тщательности регулировки и стабильности элементов. Получить же постоянный фазовый сдвиг в широкой полосе НЧ теоретически невозможно. Отклонения фазы НЧ сигнала зависят от вида (порядка) фазовращателя, например для фазовращателя четвертого порядка отклонение фазы получается не более  $1^\circ$  в десятикратной полосе частот 0,3 ... 3 кГц. Конкретные схемы и принцип действия фазовращателей рассмотрены далее.

Если в формирователе рис. 9 применяются только пассивные элементы, т. е. отсутствуют однонаправленные смесительные или усилительные каскады, то устройство оказывается обратимым. При подаче на его выход SSB сигнала на НЧ входе выделяется демодулированный НЧ сигнал. Однако если на передачу формирователь выделяет нижнюю боковую полосу, то при приеме он будет выделять верхнюю, и наоборот, В этом легко убедиться, выписав тригонометрические формулы или используя рассуждения, подобные приведенным выше. Поэтому в

схеме рис. 9 одновременно с переходом на прием надо коммутировать ветви одного из фазовращателей.

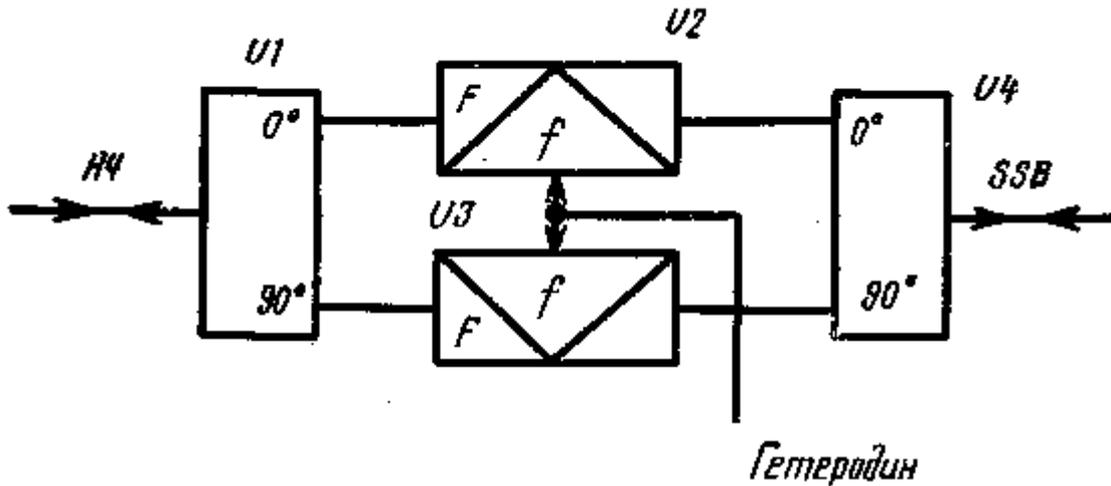


Рис. 10. Обратимый фазовый формирователь

Схема полностью обратимого устройства, выделяющего и при передаче, и при приеме одну и ту же боковую полосу, приведена на рис. 10. Здесь ВЧ фазовращатель установлен в цепях SSB сигнала, а напряжение гетеродина подается на балансные модуляторы (смесители) в одной и той же фазе. При работе устройства на передачу к смесителям  $U2$  и  $U3$  от НЧ фазовращателя подводятся сигналы  $A_c \cos \Omega t$  и  $A_c \sin \Omega t$  соответственно. На выходе смесителя  $U2$  образуется сигнал

$$A_c A_r \cos \Omega t \cdot \cos \omega t = \frac{A_c A_r}{2} [\cos (\omega - \Omega) t + \cos (\omega + \Omega) t],$$

а на выходе  $U3$  соответственно

$$A_c A_r \sin \Omega t \cdot \cos \omega t = \frac{A_c A_r}{2} [-\sin (\omega - \Omega) t + \sin (\omega + \Omega) t].$$

После сдвига на  $90^\circ$  в ВЧ фазовращателе синусы соответствующих аргументов превращаются в косинусы с изменением знака и сигнал, поступающий от смесителя  $U3$ , приобретает вид:

$$\frac{A_c A_r}{2} [\cos (\omega - \Omega) t - \cos (\omega + \Omega) t].$$

Складывая выходные сигналы фазовращателей, получаем:

$$u_c = A_c A_r \cos (\omega - \Omega) t,$$

т. е. нижнюю боковую полосу сигнала. Легко также убедиться, что переключение ветвей одного из фазовращателей меняет знаки у одного из слагаемых, т. е. приводит

к выделению верхней боковой полосы. При приеме сигнала с частотой, лежащей в пределах верхней боковой полосы, к смесителю  $U2$  от ВЧ фазовращателя подводится сигнал  $A_c \cos (\omega + \Omega) t$ , а к смесителю  $U3$  сигнал  $A_c \sin (\omega + \Omega) t$ . После преобразования на выходах смесителей получаются сигналы:

$$A_c A_r \cos (\omega + \Omega) t \cdot \cos \omega t = \frac{A_c A_r}{2} [\cos \Omega t + \cos (2\omega + \Omega) t]$$

$$\text{и } A_c A_r \sin (\omega + \Omega) t \cdot \cos \omega t = \frac{A_c A_r}{2} [\sin \Omega t + \sin (2\omega + \Omega) t].$$

Составляющие с удвоенными частотами отфильтровываются, а НЧ компоненты складываются после прохождения через НЧ фазовращатель, где функция  $\sin \Omega t$  после сдвига по фазе на  $90^\circ$  превращается в  $-\cos \Omega t$ . В результате выходной сигнал оказывается равным нулю. При приеме нижней боковой полосы на выходах смесителей  $U2$  и  $U3$  получаются сигналы:

$$A_c A_r \cos(\omega - \Omega) t \cdot \cos \omega t = \frac{A_c A_r}{2} [\cos \Omega t + \cos(2\omega + \Omega) t]$$

$$\text{и } A_c A_r \sin(\omega - \Omega) t \cdot \cos \omega t = \frac{A_c A_r}{2} [-\sin \Omega t + \sin(2\omega + \Omega) t].$$

(Напомним, что  $\cos \phi$  является четной функцией и  $\cos(-\phi) = \cos \phi$ , тогда как  $\sin \phi$  — нечетная функция и  $\sin(-\phi) = -\sin \phi$ ) После сдвига последнего сигнала по фазе на  $90^\circ$  и сложения получим  $u_{нч} = A_c A_r \cos \Omega t$ , т. е. демодулированный НЧ сигнал. Устройство по схеме рис. 10 особенно удобно для трансиверов, поскольку требует минимального числа переключений при переходе с передачи на прием. Рассмотрим теперь возможные структурные схемы телефонных однополосных трансиверов прямого преобразования.

#### 4. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ОДНОПОЛОСНЫХ ТРАНСИВЕРОВ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Когда-то любая радиостанция включала в себя два независимых устройства — передатчик и приемник. Стремление упростить станцию и уменьшить количество органов управления привело к разработке трансиверов — универсальных аппаратов, содержащих и передатчик и приемник. Трансиверы обладают характерной особенностью — некоторые узлы используются и при передаче и при приеме. К ним относятся гетеродины, фильтры, фазовращатели, усилители и, разумеется, источник питания. Общий гетеродин значительно упрощает процесс настройки — ведь и передатчик и приемник перестраиваются по частоте одновременно. Наряду с очевидными достоинствами «трансиверизация» аппаратуры имеет и ряд недостатков. Становится невозможной передача и прием на различных частотах или даже на различных диапазонах. Хотя такой вид связи и используется радиолюбителями не часто, для его осуществления в трансивер вводят два, а иногда и более задающих генераторов с возможностью их переключения, что усложняет трансивер и уменьшает выигрыш от «трансиверизации». Другой и, пожалуй, самый существенный недостаток трансивера состоит в невозможности прослушивать собственный сигнал в процессе передачи. Это особенно необходимо при доработке, налаживании или подстройке передатчика, а такие работы проводятся на любительской станции почти постоянно. Поэтому как дополнение к трансиверу обязательно нужен хотя бы простейший независимый контрольный приемник, хорошо заэкранированный, с аттенюатором на входе. Разумеется, при наличии отдельных передатчика и приемника для контроля может служить и основной приемник станции. Приемник и передатчик можно объединить конструктивно в один блок, разделив их электрические цепи. Правда, в этом случае необходимо позаботиться о хорошей развязке цепей передатчика и приемника, особенно входных и выходных, чтобы избежать перегрузки приемника при самоконтроле и, как следствие этого, больших искажений сигнала.

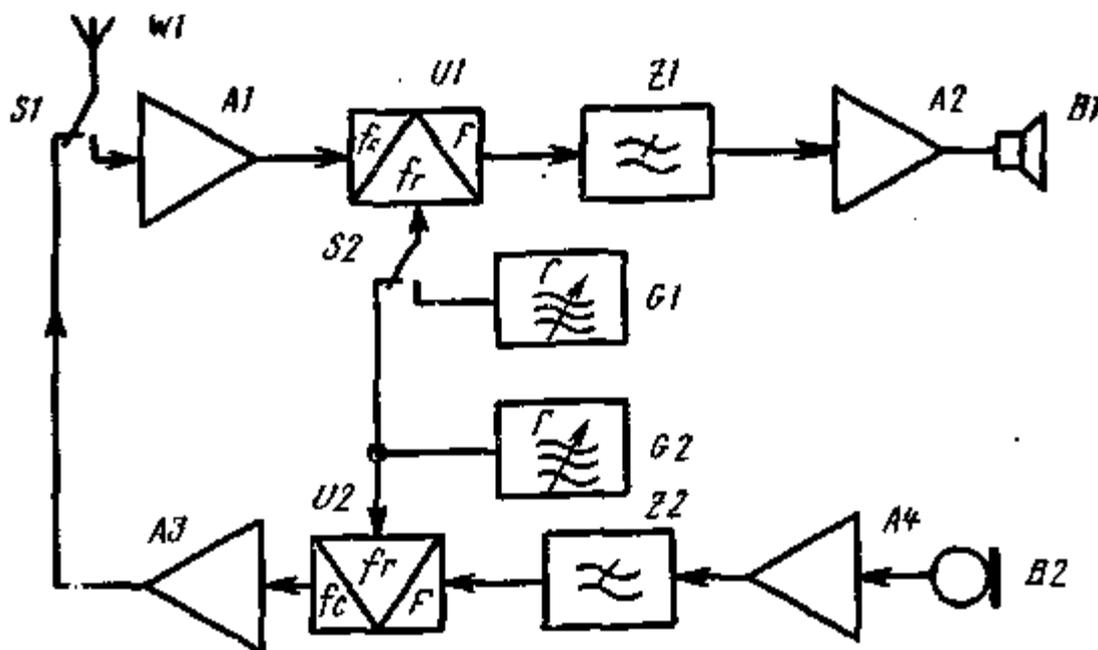


Рис. 11. SSB трансивер с отдельными трактами передачи и приема

На рис. 11 показана структурная схема однополосного трансивера прямого преобразования с отдельными

трактами передачи и приема. Принимаемый сигнал из антенны  $W1$  поступает через антенный переключатель  $S1$  на усилитель высокой частоты  $U1$ . УВЧ одновременно обеспечивает и предварительную селекцию, ослабляя сигналы внедиапазонных станций. На низкочастотных диапазонах можно обойтись и без УВЧ, а преселектор целесообразно выполнить в виде двух-, трехконтурного полосового фильтра. Усиленный сигнал поступает на однополосный фазовый смеситель  $U2$ , который можно выполнить по схеме рис. 9 или рис. 10. Фазовращатели однополосного смесителя приемника не должны значительно ослаблять сигнал, иначе чувствительность и реальная селективность приемника резко ухудшатся. Из этих соображений в блоке  $U1$  целесообразно применить  $LC$  или  $LCR$  низкочастотный фазовращатель, а ВЧ фазовращатель установить в цепи гетеродина (см. рис. 9). Преобразованный в звуковую частоту сигнал проходит через ФНЧ приемника  $Z1$ , определяющий селективность по соседнему каналу, и далее поступает на УНЧ  $A2$ . Воспроизводится сигнал громкоговорителем или телефонами  $B1$ . Для преобразования частоты на однополосный смеситель подается сигнал гетеродина от одного из двух генераторов  $G1$  или  $G2$ . Генератор  $G1$  независим, и при его подключении приемная часть трансивера становится совершенно автономной. Генератор  $G2$  служит задающим генератором передатчика, и при его подключении радиостанция превращается в трансивер. Тракт передачи также несложен. Звуковой сигнал от микрофона  $B2$  усиливается микрофонным усилителем  $A4$  и через ФНЧ  $Z2$  поступает на однополосный смеситель  $U2$ . ФНЧ  $Z2$  необходим из следующих соображений: сигнал микрофонного усилителя может содержать широкий спектр частот, простирающийся до 6... 10 кГц, а иногда и выше. Особенно вредны различные шумы, шорохи и шипящие звуки, спектр которых концентрируется в области высоких частот. Высокочастотные гармоники появляются и при ограничении НЧ сигнала. При модуляции ВЧ несущей таким сигналом спектр высокочастотного модулированного сигнала также оказывается излишне широким. А поскольку НЧ фазовращатель обычно проектируется лишь на диапазон частот до 3 кГц, более высокие частоты модуляции и в подавляемой боковой полосе подавлены не будут.

Как иллюстрация сказанного, на рис. 12 показан спектр излучаемых частот при наличии ФНЧ  $Z2$  (сплошная линия) и при его отсутствии (штриховая линия). Рисунок ясно показывает, что ФНЧ в передатчике совершенно необходим. Учитывая, что высокочастотные компоненты звукового сигнала относительно невелики по амплитуде, а также то, что чувствительность большинства микрофонов уменьшается на высоких частотах, вполне достаточно одного звена  $LC$  фильтра. Можно использовать и активные  $RC$  фильтры 3-го — 4-го порядков.

Однополосный модулятор передатчика  $U2$  (рис. 11) выполняется по любой из структурных схем рис. 9 или рис. 10. В случае выбора схемы рис. 9 ВЧ фазовращатель можно сделать общим для передатчика и приемника, но это вряд ли целесообразно. Упрощение схемы при этом невелико, а отдельные фазовращатели обеспечивают большую свободу регулировки и позволяют лучше подавить нежелательную боковую полосу как при передаче, так и при приеме.

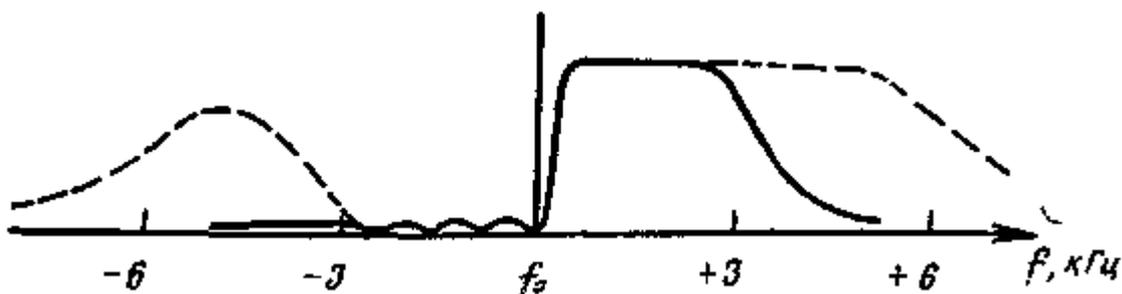


Рис. 12. Спектр излучаемых частот

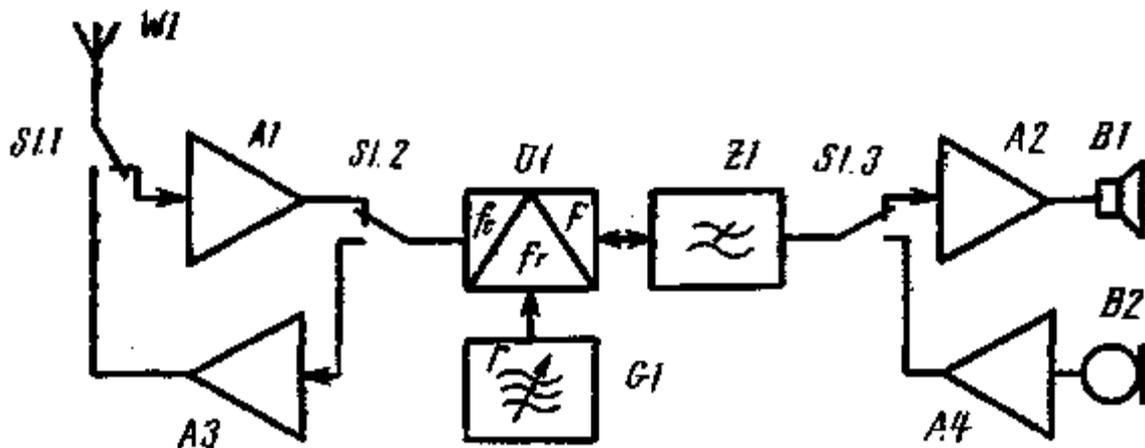


Рис. 13. SSB трансивер с обратимым модулятором-демодулятором

Требования, предъявляемые к однополосным смесителям передатчика и приемника, значительно различаются. В приемнике важны малые потери сигнала, для передатчика это требование несущественно. В то же время смеситель передатчика должен работать при значительных уровнях модулирующего и высокочастотного сигналов, таких, которых в приемнике заведомо не бывает. Коэффициент шума смесителя передающего тракта особого значения не имеет, поскольку смешиваемые сигналы намного превосходят уровень шумов, а для приемного тракта — чрезвычайно важен. Столь различным требованиям непросто удовлетворить одним и тем же устройством. В этой связи однополосные смесители передатчика и приемника могут выполняться на совершенно различных элементах. Например, для приемника хорошо подойдет диодный смеситель с  $LC$  или  $LCR$  фазовращателями, а для передатчика — смеситель на варикапах с  $RC$  фазовращателями. Сформированный в тракте передачи однополосный сигнал (см. рис. 11) подается на усилитель мощности  $A3$  и через антенный переключатель  $S1$  в антенну.

Рассмотрим теперь структурную схему однополосного трансивера с обратимым модулятором-демодулятором (рис. 13). Она чрезвычайно проста. При работе на прием-переключатель  $S1$  установлен в положение, показанное на схеме. Сигнал из антенны поступает в УВЧ приемника  $A1$  и далее на однополосный обратимый модулятор-демодулятор  $LJ1$ , который целесообразно выполнить по схеме рис. 10. Здесь смешиваются колебания сигнала и местного гетеродина  $G1$ , настроенного на частоту подавленной несущей. Выделенное звуковое напряжение, пройдя через фильтр НЧ  $Z1$ , определяющий селективность трансивера при приеме, подается через переключатель  $SL3$  на УНЧ приемника  $A2$ . Здесь происходит основное усиление сигнала. Затем НЧ сигнал воспроизводится громкоговорителем или телефонами  $B1$ . При работе на передачу звуковой сигнал от микрофона  $B2$  усиливается микрофонным усилителем  $A4$  и через переключатель  $S1.3$  и ФНЧ  $Z1$  подается на тот же однополосный модулятор-демодулятор  $U1$ : Сформированный однополосный сигнал поступает на усилитель мощности  $A3$  и с выхода последнего в антенну.

Как видно из рис. 13, данная схема однополосного трансивера содержит лишь самый минимум узлов, абсолютно необходимых для передачи и приема однополосного сигнала. Схему можно еще более упростить, применив вместо отдельных усилителей НЧ  $A2$  и  $A4$  один УНЧ, вход и выход которого переключаются при переходе с приема на передачу. Микрофоном в этом случае с успехом может служить громкоговоритель  $B1$ . Однако такое упрощение оправдано, вероятно, лишь в самых простейших портативных трансиверах. В ряде случаев, особенно на низкочастотных диапазонах, можно отказаться и от УВЧ приемника  $A1$ .

## 5. ФАЗОФИЛЬТРОВЫЙ ТРАНСИВЕР ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

В описанных трансиверах используется фазовый метод формирования и приема однополосного сигнала. К его недостаткам относится сравнительно невысокое подавление нежелательной боковой полосы (обычно не более 40 дБ), обусловленное неточностью регулировок и сложностью построения широкополосного НЧ фазовращателя. Кроме того, фазовый метод не избавляет от необходимости применения фильтров в каналах передачи и приема — об этом уже говорилось при разборе структурных схем рис. 11 и 12. Правда, эти ФНЧ достаточно просты, и на практике хорошие результаты дают уже однозвенные П-образные ФНЧ, содержащие по одной катушке и по два конденсатора. К достоинствам же фазового метода относятся исключительная простота схемы, хорошее качество однополосного сигнала (что объясняется компенсацией в фазовых смесителях некоторых побочных продуктов преобразования) и возможность формирования однополосного сигнала непосредственно на рабочей частоте. Попытки улучшить подавление боковой полосы при сохранении достоинств фазового метода привели к разработке Д. Уивером фазофильтрового метода формирования однополосного сигнала.

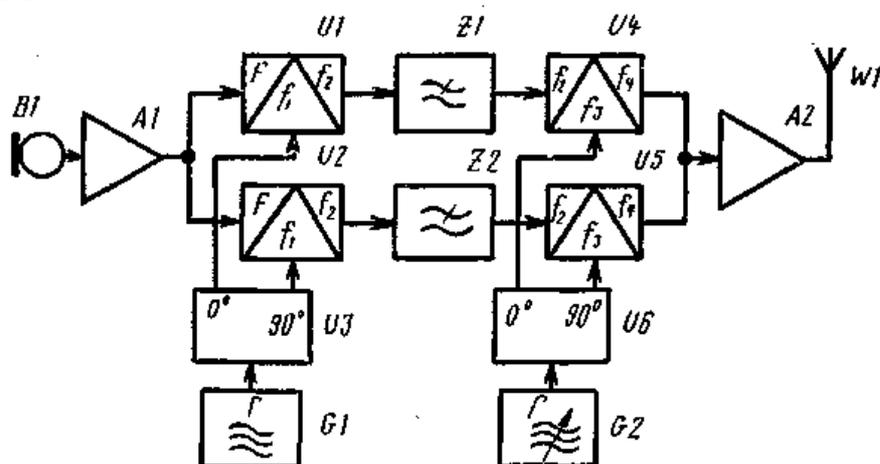


Рис. 14. Фазофильтровый SSB передатчик

Структурная схема фазофильтрового передатчика показана на рис. 14. Звуковой сигнал от микрофонного усилителя  $A1$  подается на два балансных модулятора  $U1$  и  $U2$ . На другие входы модуляторов подается сигнал вспомогательной частоты  $f_1$  от генератора  $G1$ . Этот сигнал предварительно проходит через фазовращатель  $U3$ , создающий  $90^\circ$ -градусный фазовый сдвиг между напряжениями, подаваемыми на модуляторы. Фазовращатель работает на фиксированной частоте и поэтому может быть узкополосным. Выходные сигналы модуляторов пропускаются через фильтры  $Z1$  и  $Z2$ , выделяющие одну боковую полосу частот. В результате получают два однополосных сигнала с подавленной несущей  $f_1$  и относительным фазовым сдвигом  $90^\circ$ . Эти сигналы поступают на два высокочастотных балансных модулятора  $U4$  и  $U5$ , к которым подводятся колебания гетеродина  $G2$ , работающего на частоте, близкой к излучаемой. Колебания гетеродина также предварительно проходят через ВЧ фазовращатель  $U6$ , создающий  $90^\circ$ -градусный фазовый сдвиг. Эта часть устройства работает как обычный фазовый однополосный формирователь и создает на выходе  $SSB$  сигнал с частотой подавленной несущей  $f_3 - f_1$  или  $f_3 + f_1$ . Он через усилитель мощности  $A2$  поступает в антенну.

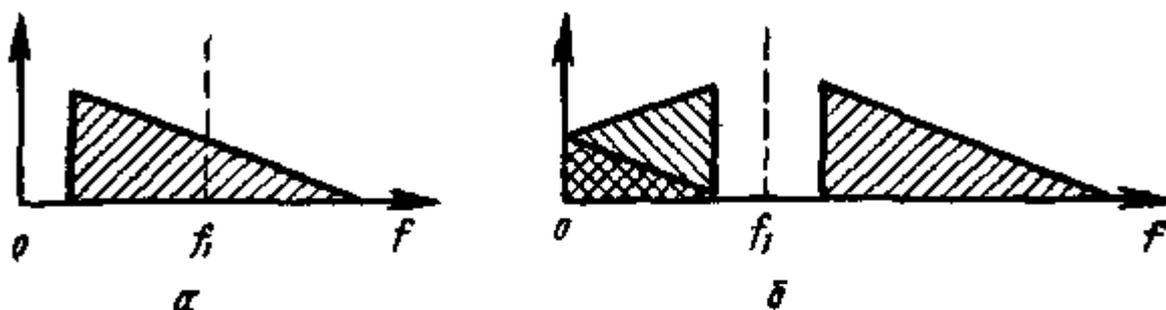


Рис. 15. Спектры сигналов при первом преобразовании частоты:  $a$  — исходный;  $b$  — преобразованный

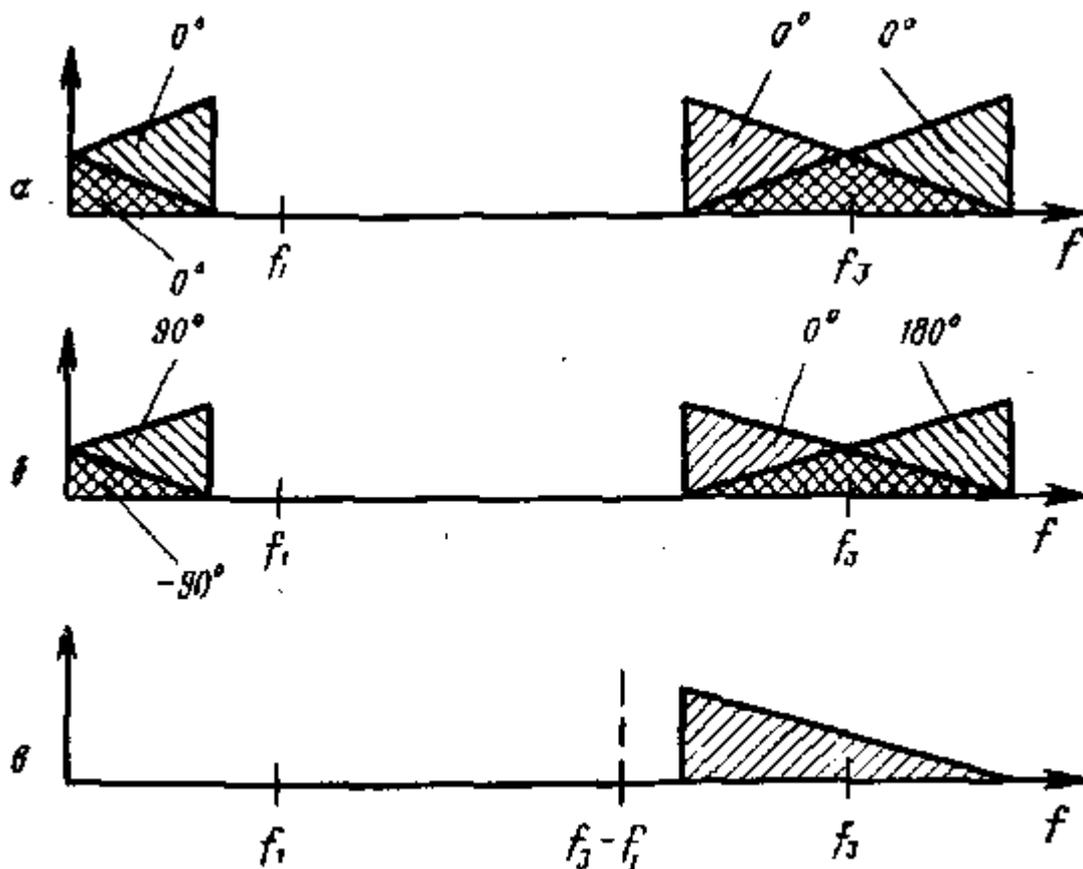


Рис. 16. Спектры сигналов при втором преобразовании частоты:  $a$  — в первом канале;  $b$  — во втором канале;  $c$  — на выходе

Из сравнения схем фильтрового (см. рис. 8) и фазофильтрового (см. рис. 14) *SSB* передатчиков видно, что последняя почти вдвое сложнее. Но благодаря фазовой селекции одной боковой полосы вспомогательную частоту  $f_1$  можно выбрать очень низкой, а это значительно упрощает и удешевляет однополосные фильтры  $Z1$  и  $Z2$ . Более того, строгий анализ показывает, что частота  $f_1$  может лежать даже в середине звукового диапазона. Например, при передаче речевого диапазона частот 400... 2800 Гц частоту  $f_1$  целесообразно выбрать равной 1600 Гц. Этот интересный случай заслуживает более подробного рассмотрения.

На рис. 15, *а* показан исходный спектр звукового сигнала и вспомогательная несущая с частотой  $f_1$ . После преобразования в балансном модуляторе  $VI$  образуются суммарные и разностные частоты. Последние образуют как бы сложенный пополам звуковой спектр, показанный в левой части рис. 15, *б* и занимающий полосу частот 0...1200 Гц. Суммарные частоты повторяют исходный спектр звуковых частот, но сдвинуты вверх в диапазон  $1600+(400...2800) = 2000...4400$  Гц. Однополосные фильтры  $Z1$  и  $Z2$  в данном случае должны быть ФНЧ с частотой среза 1200 Гц. Они пропускают только левую часть спектра (рис. 15, *б*), содержащую ВЧ и НЧ звуковые компоненты. Когда такой «сложенный» спектр частот подается на балансный модулятор  $U4$ , образуются два наложенных друг на друга однополосных сигнала, причем спектр одного из них инвертирован. На рис. 16, *а* слева показан спектр входного сигнала модулятора  $U4$ , а справа — выходного. Разумеется, излучать в эфир и принимать такой сигнал невозможно. Но мы не рассмотрели еще действие второго канала передатчика с модуляторами  $U2$  и  $U5$ . Если в первом канале относительные фазовые сдвиги гетеродинных напряжений приняты за нулевые, то и сформированные спектры (прямой и инвертированный) однополосного сигнала будут иметь нулевой фазовый сдвиг, как показано на рис. 16, *а*. Во втором канале напряжение гетеродина сдвинуто на  $+90^\circ$ , поэтому НЧ компоненты «сложенного» спектра на выходе модулятора  $U2$  будут иметь фазу  $+90^\circ$ , а ВЧ компоненты —  $90^\circ$ , как показано на рис. 16, *б* слева (напомним, что при преобразовании частоты вычитаются и складываются как частоты, так и фазы).

Легко убедиться, что в балансном модуляторе  $U5$  прямой однополосный спектр приобретает фазу  $0^\circ$ , а инвертированный спектр  $180^\circ$ , как показано на рис. 16, *б* справа. При сложении однополосных сигналов, поступающих с выходов модуляторов  $U4$  и  $U5$ , сигналы, имеющие прямой спектр, складываются, а инвертированный — взаимно компенсируют друг друга. В результате на усилитель мощности  $A2$  (рис. 14) поступает сигнал верхней боковой полосы с частотой подавленной несущей  $f_3$  — л, показанный на рис. 16, *в*. Если на модулятор  $U5$  подать ВЧ сигнал от гетеродина  $G2$  с фазой  $-90^\circ$ , то будет выделяться инвертированный спектр, соответствующий нижней боковой полосе с частотой подавленной несущей  $f_s+f_1$ . Тот же результат получится и при переключении выводов одного из фазовращателей.

Несмотря на кажущуюся сложность схемы и принципа действия, фазофильтровый формирователь *SSB* сигнала имеет ряд важных достоинств. НЧ фазовращатель  $U3$ , работающий на фиксированной частоте (1600 Гц в нашем примере), может быть очень простым, обеспечивая в то же время высокую точность установки фазы. ВЧ фазовращатель, как и в обычном фазовом формирователе, работает в узких любительских диапазонах и поэтому также несложен. Внеполосные излучения фазофильтровый передатчик создает при недостаточном подавлении суммарных частот (см. рис. 15, *б*) фильтрами  $Z1$  и  $Z2$ . Даже с простыми двухзвенными ФНЧ подавление вне-полосных излучений превосходит 50 дБ, т. е. получается не хуже, чем у фильтровых передатчиков. Глубина подавления несущей зависит от точности балансировки модуляторов  $U1$  и  $U2$ . На низких частотах легко получается подавление 50 дБ и более. Дополнительно еще на 15...20 дБ «несущая» с частотой 1600 Гц подавляется фильтрами  $Z1$  и  $Z2$ . Неточность балансировки модуляторов  $U4$  и  $U5$  приводит к появлению синусоидального сигнала в середине излучаемого спектра. Он прослушивается при приеме как свист с частотой 1,6 кГц. Поэтому подавление этого сигнала должно быть не менее 45...50 дБ. Неточность установки фазовых сдвигов фазовращателей, а также неидентичность амплитудных и фазовых характеристик каналов приводит к неполному подавлению инвертированного спектра, наложенного на полезный (см. рис. 16, *б* и *в*). Любопытно отметить, что все продукты неточной балансировки у фазофильтрового передатчика занимают тот же диапазон частот, что и полезный сигнал. Спектр излучения плохо налаженного фазофильтрового передатчика не расширяется, а ухудшается лишь качество сигнала. Экспериментально установлено, что при подавлении инвертированного сигнала всего на 20 дБ разборчивость речи еще не ухудшается. Помеха возникает одновременно с сигналом и пропадает в паузах передачи. При столь невысоких требованиях к подавлению нежелательной боковой (инвертированного спектра) изготовление фильтров, фазовращателей и настройка всего передатчика значительно упрощаются.

Фазофильтровый формирователь *SSB* сигнала (схема рис. 14, за исключением усилителей  $A1$  и  $A2$ ) полностью обратим, разумеется, если в балансных модуляторах используются только пассивные элементы, например диоды, ключи на полевых транзисторах. Это значит, что при подаче на модуляторы  $U4$  и  $U5$  *SSB* сигнала в точке соединения модуляторов  $VI$  и  $U2$  выделится демодулированный звуковой сигнал. Такое свойство фазофильтрового преобразователя позволяет использовать его в трансиверах и для передачи и для приема *SSB* сигнала. В принципе фазофильтровый трансивер можно построить по схеме рис. 13, заменив фазовый модулятор-демодулятор  $VI$  фазофильтровым. Однако на практике возникает несколько проблем, требующих решения. Одна из них состоит в недостаточном подавлении вспомогательного сигнала с частотой 1600 Гц модуляторами  $U1$  и  $U2$ , что сказывается при приеме. Пусть это подавление составит 50...60 дБ. Тогда при напряжении гетеродина  $G1$  около 1 В подавленный остаток этого напряжения составит 1...3 мВ, а это намного превосходит уровень слабого полезного сигнала, который в однополосном демодуляторе составляет

единицы микровольт. Путей решения проблемы по крайней мере два. Один состоит в установке ре-жекторного фильтра в УНЧ приемника, подключенном к низкочастотному выходу модулятора-демодулятора. Если полоса режекции будет достаточно узкой, а глубина ре-жекции достигнет 60 дБ, свист с частотой 1600 Гц не будет слышен, а разборчивость речевого сигнала практически не ухудшится. Другой путь состоит в применении усилителей, включенных в оба канала вслед за фильтрами  $Z1$  и  $Z2$ . Усилители поднимают уровень полезного сигнала до такого значения (десятки милливольт), при котором остатком неподавленного вспомогательного сигнала можно пренебречь.

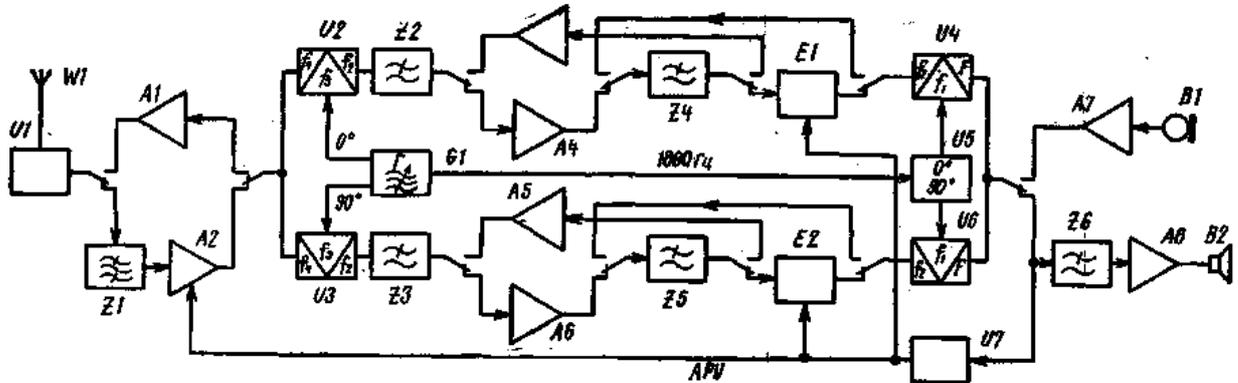


Рис. 17. Структурная схема фазофильтрового трансивера

Именно по этому пути пошли зарубежные конструкторы при разработке фазофильтрового УКВ приемника [2] и однополосного трансивера для военной связи [3]. Последний является, насколько известно автору, единственным серийно выпускаемым аппаратом, использующим фазовый или фазофильтровый метод. В печати приводились лишь подробная структурная схема и основные параметры, перечисленные ниже:

- диапазон частот 1,6 ... 30 МГц,
- чувствительность не хуже 1 мкВ при отношении сигнал/шум на выходе приемника 10 дБ,
- селективность не хуже 60 дБ при расстройке на 5 кГц,
- подавление паразитных каналов приема более 80 дБ,
- выходная пиковая мощность 20 Вт.

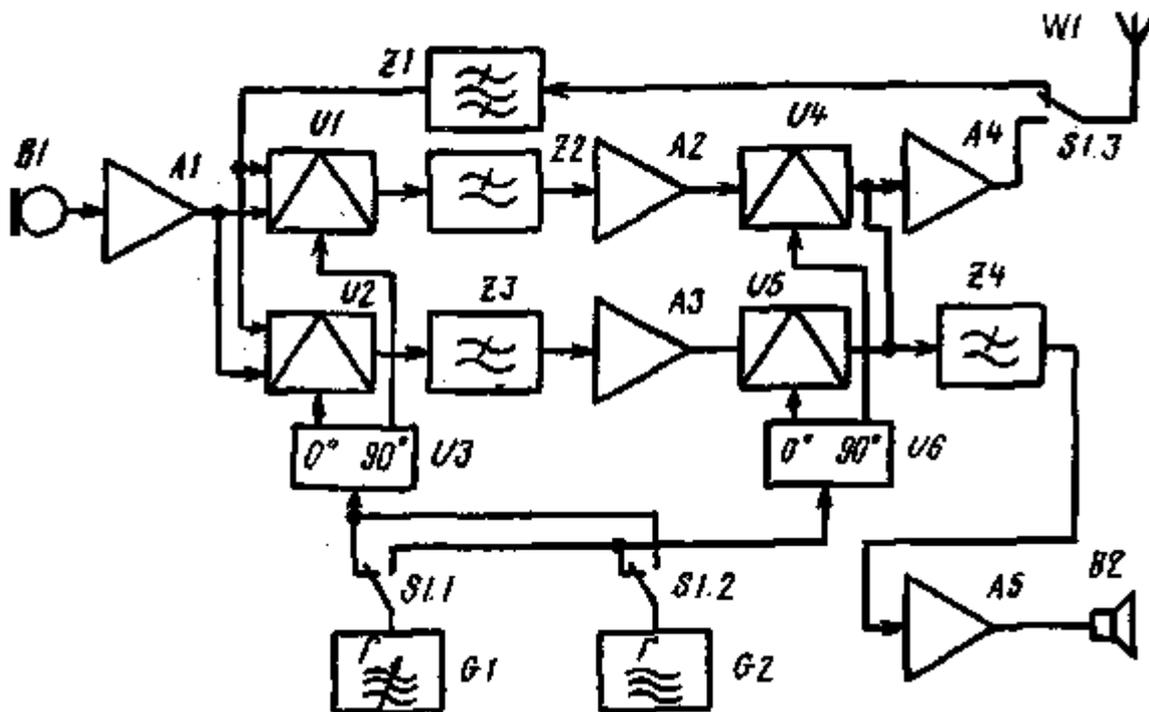


Рис. 18. Фазофильтровый трансивер с переключением гетеродинов

Структурная схема этого трансивера (фирмы MEL/Philips) приведена на рис. 17. Все переключатели прием/передача показаны в положении «прием». В этом режиме сигнал из антенны  $W1$  через согласующее устройство  $V1$  подается на один из восьми входных полосовых фильтров  $Z1$ , переключаемых в зависимости от

выбранного диапазона частот. Эти фильтры ослабляют прием на гармониках гетеродина и внеполосные помехи. Далее сигнал поступает через УВЧ приемника  $A2$  на балансные обратимые смесители  $U2$  и  $U3$ . Гетеродинные сигналы со сдвигом фаз  $90^\circ$  подаются на смесители от синтезатора частот  $G1$ , обеспечивающего перекрытие всего рабочего диапазона с шагом 100 Гц. Фазовый сдвиг  $90^\circ$  получается при делении частоты гетеродина синтезатора на четыре цифровыми счетчиками. Одновременно синтезатор вырабатывает и вспомогательный сигнал с частотой 1800 Гц для второго низкочастотного преобразования частоты. Сигналы в двух каналах с выхода смесителей  $U2$  и  $U3$  проходят через ФНЧ  $Z2...Z5$  с частотой среза 1500 Гц и усилители  $A4$  и  $A6$ . ФНЧ в каждом канале разделен на две секции, включенные до усилителя и после него, благодаря чему ослабляется влияние высокочастотных компонентов шума усилителей  $A4$  и  $A6$ . Отфильтрованные и усиленные сигналы через регулируемые аттенюаторы системы АРУ  $E1$  и  $E2$  поступают на низкочастотные смесители  $U4$  и  $U6$ . К ним же подводится вспомогательный гетеродинный сигнал с частотой 1800 Гц через фазовращатель  $U5$ . Выходной звуковой сигнал через ФНЧ  $Z6$  с частотой среза 3300 Гц поступает на оконечный УНЧ  $A8$  и громкоговоритель  $B2$ . Одновременно звуковой сигнал подается и на детектор АРУ  $U7$ , управляющий аттенюаторами  $E1$ ,  $E2$  и усилением УВЧ  $A2$ .

При передаче сигнал от микрофонного усилителя  $A7$  проходит через модуляторы (смесители) и фильтры в обратном направлении, причем в каналах фазофильтрового формирователя в этом случае включаются усилители  $A3$  и  $A5$ . Сформированный  $SSB$  сигнал поступает на усилитель мощности передатчика  $A1$  и с его выхода через согласующее устройство  $U1$  в антенну. Более подробных сведений об этом интересном трансивере, к сожалению, не имеется.

Существенного упрощения схемы, особенно в части коммутации прием-передача, можно достичь, применив ключевые балансные модуляторы и цифровые фазовращатели, описанные ниже. Эти устройства одинаково хорошо работают и на низких и на высоких частотах, поэтому можно коммутировать гетеродины, сохранив направление прохождения сигнала в каналах формирователя, подобно тому, как это сделано в трансиверах «Atlas» и «Радио-76». Структурная схема фазофильтрового трансивера с переключением гетеродинов показана на рис. 18. При приеме сигнал из антенны  $W1$  через пресе-лектор  $Z1$  подается на ВЧ входы смесителей  $U1$  и  $U2$ . К ним же через фазовращатель  $U3$  подводятся колебания высокочастотного гетеродина  $G1$ . Преобразованные сигналы двух каналов через ФНЧ  $Z2$  и  $Z3$  с частотой среза 1200 Гц и усилители  $A2$  и  $A3$  поступают на вторые смесители  $U4$  и  $U5$ . К последним через фазовращатель  $U6$  подводятся колебания гетеродина  $G2$  с частотой 1600 Гц. Демодулированный звуковой сигнал через ФНЧ  $Z4$  с частотой среза 2,8 кГц поступает на оконечный УНЧ  $A5$  и громкоговоритель  $B2$ . При переходе на передачу смесители и гетеродины как бы меняются местами. Звуковой сигнал от микрофонного усилителя  $A1$  поступает на модуляторы (смесители)  $U1$  и  $U2$ , смешиваясь с вспомогательным сигналом с частотой 1600 Гц. Далее, как и при приеме, смешанные сигналы проходят фильтры  $Z2$ ,  $Z3$ , усилители  $A2$ ,  $A3$  и поступают на модуляторы  $U4$  и  $U5$ . К ним теперь подводится напряжение от ВЧ гетеродина  $G1$ . Сформированный  $SSB$  сигнал поступает на усилитель мощности  $A4$ , а с его выхода через переключатель прием-передача в антенну. Описанная структурная схема только проект — практически она еще не реализована.

До сих пор мы рассматривали только телеграфные и однополосные трансиверы прямого преобразования, однако принцип можно с успехом применить и при других видах модуляции. АМ рассматривать не будем ввиду ее малой эффективности. На УКВ широко используется частотная и фазовая модуляция (ЧМ и ФМ). Они различаются только спектром НЧ сигнала, подводимого к модулятору. При ЧМ девиация (отклонение) частоты передатчика прямо пропорциональна мгновенному значению звукового напряжения. Если же к частотному модулятору подвести предварительно продифференцированный звуковой сигнал (что обычно и делается), получится фазовая модуляция. При этом уже не частота, а отклонение фазы сигнала будет пропорционально мгновенному значению исходного звукового напряжения. Для дифференцирования пригодна обычная RC цепочка с постоянной времени около 50 мкс. Практически емкость одного из разделительных конденсаторов в микрофонном усилителе выбирают в 5 ... 10 раз меньше обычной. Фазовая модуляция получается и при включении варикапа, к которому подведено звуковое напряжение, в один из промежуточных контуров передатчика. Предыскажения звукового спектра в этом случае не нужны. ФМ предпочтительнее ЧМ, поскольку при небольших индексах модуляции, порядка единицы, промодулированный сигнал содержит в своем спектре боковые полосы только первого порядка, и спектр получается таким же, как при АМ (см. рис. 4). Лишь фаза несущей оказывается сдвинутой по отношению к фазе боковых полос на  $90^\circ$ . Сигнал с такой модуляцией хорошо принимается и на обычные  $SSB$  приемники.

ФМ легко ввести в трансивер, выполненный по схеме рис. 1, включив во входном контуре усилителя мощности варикап и подав на него сигнал от микрофонного усилителя. Сложнее обстоит дело с приемником. Для приема ФМ сигнала гетеродин  $G1$  необходимо синхронизировать с несущей принимаемого сигнала. Без синхронизации прием хотя и возможен при настройке по нулевым биениям, но будет невысокого качества по причинам, уже описанным в случае  $DSB$  модуляции. Практически синхронизацию можно получить введением в приемник цепи фазовой автоподстройки гетеродина (цепи ФАПЧ). Усилитель  $A1$  (или его первые каскады) в этом случае должен быть усилителем постоянного тока, а выходное напряжение усилителя подается на варикап, включенный в контур гетеродина. Подробнее о приемниках с ФАПЧ можно узнать из книги [12]. Полоса удержания системы ФАПЧ, т. е. полоса расстроек, при которых еще не срывается слежение за частотой принимаемого сигнала, пропорциональна напряжению входного сигнала. При радиовещательном приеме ЧМ

сигналов уже достигнута чувствительность порядка 100 мкВ при полосе удержания 100 кГц. Это позволяет надеяться получить чувствительность порядка единиц микровольт при полосе удержания около 1 кГц, что вполне достаточно для приема ФМ с малым индексом модуляции. Подобные трансиверы еще не разрабатывались, но на их основе, вероятно, вполне возможно создать очень простые и дешевые УКВ радиостанции, в том числе и портативные.

Имеется и еще одна интересная возможность. Если в ФМ трансивере с ФАПЧ одновременно с приемом излучать сигнал передатчика, то можно осуществить дуплексную (двунаправленную) связь в одном и том же частотном канале. Излучаемый станцией сигнал одновременно будет служить и гетеродином для «своего» приемника. В этом случае оба гетеродина трансиверов синхронизируются друг с другом с точностью до фазы и при фазовой модуляции сигнала одного из передатчиков модулирующее сообщение будет услышано обоими корреспондентами с одинаковой громкостью. Для разработки дуплексных ФМ трансиверов еще нужно провести большую экспериментальную работу, которая тем не менее вполне по силам радиолюбителям. Несомненно, что есть и другие области применения описанных здесь принципов, которые будут выявляться по мере развития техники прямого преобразования.

Закончив обзор возможных принципов построения трансиверов прямого преобразования, перейдем к описанию их схемных решений.

## ГЛАВА ВТОРАЯ.

### ЭЛЕМЕНТЫ СХЕМ ТРАНСИВЕРОВ

#### 1. ЗАДАЮЩИЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Качество сигнала, излучаемого в эфир радиостанцией, — это ее лицо, ее «визитная карточка». Оно во многом определяется задающим генератором передатчика. Требования, предъявляемые к задающему генератору, общеизвестны: это прежде всего высокая стабильность частоты. Уход частоты за время проведения самой долгой связи не должен превосходить 50...100 Гц, лишь в этом случае корреспондент не будет вынужден подстраивать приемник. Относительная нестабильность частоты при таком уходе должна быть не хуже  $5 \cdot 10^{-5}$  в диапазоне 160 м и  $3 \cdot 10^{-6}$  в диапазоне 10 м. Если первую цифру получить сравнительно несложно, то вторую — можно лишь при тщательном выборе схемы, проектировании и изготовлении генератора. Другое, не менее важное требование состоит в отсутствии модуляции сигнала генератора шумом, фоном, изменениями напряжения питания и т. д.

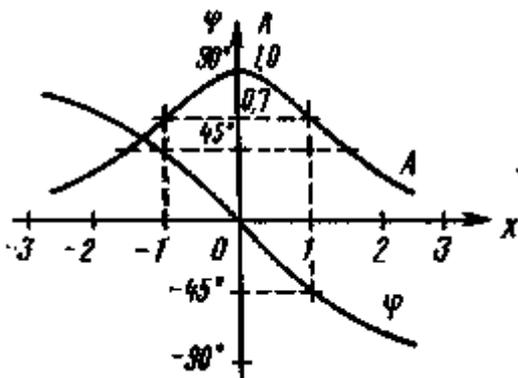


Рис. 19. АЧХ и ФЧХ колебательного контура

Посмотрим, как удовлетворить поставленным требованиям. Любой генератор содержит колебательную систему и активный элемент, служащий для усиления мощности сигнала, снимаемого с колебательной системы. Усиленный сигнал через цепь обратной связи подается снова в колебательную систему, компенсируя ее потери. Они обратно пропорциональны добротности колебательной системы. Наивысшую добротность имеют кварцевые резонаторы, кроме того, параметры кварца мало зависят от температуры. Поэтому кварцевые генераторы могут иметь относительную нестабильность частоты до  $10^{-7}$ . Но кварцевый генератор с помощью внешних цепей нельзя перестраивать по диапазону более чем на 0,1...0,3 %, что намного меньше ширины любительских диапазонов (1,5... 6 %). Поэтому любители чаще используют LC генераторы с перестраиваемым контуром.

Для возбуждения колебаний в контуре надо выполнить два условия: баланс амплитуд и баланс фаз. Условие баланса амплитуд требует, чтобы энергия, подводимая к контуру от активного элемента, в точности равнялась потерям энергии в самом контуре и цепях связи с другими элементами генератора. При более слабой обратной

связи колебания затухают и генерация прекращается, а при более сильной — амплитуда колебаний растет и активный элемент (обычно транзистор) либо входит в насыщение, либо закрывается напряжением, вырабатываемым цепью стабилизации амплитуды. В обоих случаях усиление уменьшается, восстанавливая баланс амплитуд. Связь контура с остальными элементами схемы генератора выгодно делать слабой, чтобы возможные неустойчивости этих элементов меньше влияли на частоту колебаний. Вносимые цепями связи потери в контур получаются малыми, а его нагруженная добротность — максимально высокой.

Условие баланса фаз состоит в том, чтобы колебания, усиленные активным элементом, подводились к контуру синфазно с его собственными. Следовательно, общий фазовый сдвиг по петле обратной связи должен составлять  $0^\circ$ . Любой транзисторный усилитель вносит некоторую задержку усиливаемого сигнала из-за конечного времени прохождения носителей тока, влияния паразитных емкостей и т. д. Это приводит к запаздыванию по фазе сигнала обратной связи. Оно тем меньше, чем больше отношение граничной частоты транзистора к генерируемой частоте. Поэтому в задающих генераторах следует применять транзисторы с граничной частотой, по крайней мере, в 10...20 раз выше генерируемой. Оставшийся фазовый сдвиг компенсируется контуром. На рис. 19 приведены АЧХ и ФЧХ одиночного колебательного контура. По оси абсцисс отложена относительная расстройка  $x = 2\Delta f Q/f_0$ . При  $x=1$  амплитуда колебаний падает до 0,7 резонансного значения, а фазовый сдвиг достигает  $45^\circ$ . В реальном генераторе колебания происходят не на собственной частоте контура, а на той, где его фазовый сдвиг противоположен и равен сдвигу фазы в активном элементе и цепях связи. При этом имеющееся частотное отклонение тем меньше, чем круче фазовая характеристика контура, а следовательно, и больше его добротность. Таким образом, существенного улучшения стабильности частоты можно добиться, применив контур высокой добротности и высокочастотный транзистор, как можно слабее связанный с контуром.

Остается еще собственная неустойчивость резонансной частоты контура. Она вызвана изменениями температуры и механической неустойчивостью элементов. Изменение индуктивности и емкости при нагреве на  $1^\circ\text{C}$  характеризуют температурными коэффициентами индуктивности и емкости (ТКИ и ТКЕ). В правильно спроектированном генераторе они должны быть равны и противоположны по знаку — в этом и состоит принцип температурной компенсации. ТКИ всех катушек, как правило, положителен, что объясняется увеличением их геометрических размеров при нагреве. Наименьший ТКИ у катушек с керамическими каркасами, изготовленных методом вжигания проводящих витков. Небольшой ТКИ и у катушек, намотанных на керамических каркасах с большим натяжением провода. Отрицательным ТКЕ обладают керамические конденсаторы с красным (—  $700 \cdot 10^{-6}$ ) и голубым (—  $50 \cdot 10^{-6}$ ) цветом окраски. Обычно в контур включают основной конденсатор с небольшим ТКЕ (серый или голубой) и термокомпенсирующий конденсатор меньшей емкости с большим отрицательным ТКЕ (красный). Подбирая соотношение их емкостей, добиваются примерного постоянства резонансной частоты контура при нагреве. Очень важно защитить контур от тепловых потоков, циркулирующих внутри аппарата. Недопустим обдув деталей контура задающего генератора конвекционными или иными потоками воздуха. Лучше всего поместить контур в закрытую металлическую коробку-экран. Если ее сверху покрыть теплоизолирующим материалом (дерево, пенопласт), то из-за большой тепловой инерции конструкции температурные уходы частоты будут медленными и незаметными при обычной оперативной работе в эфире. В особо важных случаях контур или даже весь задающий генератор термостатируют.

Монтаж генератора надо выполнять жестким одножильным проводом, соединительные проводники должны быть по возможности короткими. Не следует выбирать контур с малой индуктивностью и большой емкостью — это не способствует повышению добротности и увеличивает влияние паразитной индуктивности выводов катушки и конденсаторов. Механическая конструкция генератора должна полностью исключать возможность хотя бы малого перемещения его деталей относительно друг друга. Лучше всего в этом отношении литые корпуса. Переменный конденсатор надо выбирать наилучшего качества или вообще отказаться от него, применив электронную настройку.

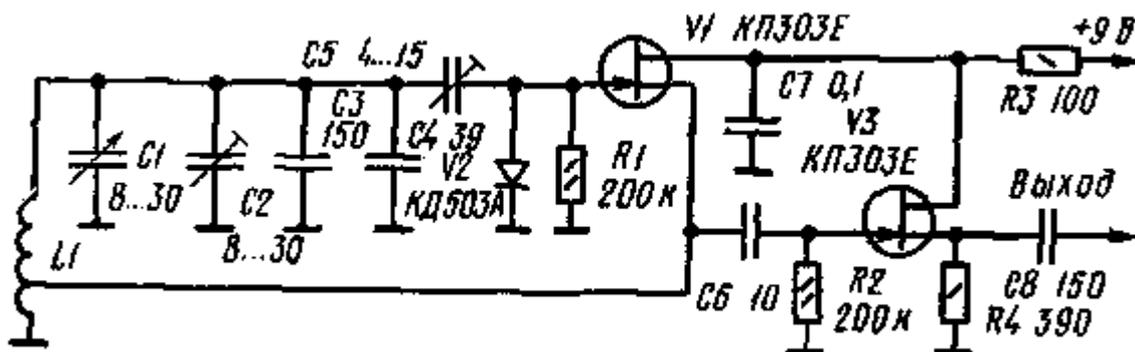


Рис. 20. Задающий генератор на полевых транзисторах

Рассмотрим теперь практические схемы задающих генераторов (гетеродинов). Несложен генератор на полевом транзисторе, выполненный по схеме индуктивной трехточки (схема Хартли), показанный на рис. 20. Контур генератора содержит катушку  $L1$  и конденсаторы  $C1...C4$ . Переменным конденсатором  $C1$  перестраивают генератор по диапазону, а подстроечным  $C2$  устанавливают среднюю частоту диапазона. Основную емкость контура составляют конденсаторы  $C3$  и  $C4$ , причем первый выбран с малым ТКЕ, а второй — с большим отрицательным. Связь контура с цепью затвора транзистора  $V1$  регулируют подстроечным конденсатором  $C5$ , устанавливая его емкость минимальной, при которой еще существует генерация. Для стабилизации амплитуды колебаний служит диод  $V2$ . Он выпрямляет ВЧ колебания и создает отрицательное смещение на затворе транзистора  $V1$ . При возрастании амплитуды колебаний смещение увеличивается и усиление транзистора падает, уменьшая коэффициент обратной связи. Собственно обратная связь получается при протекании тока транзистора по части витков катушки  $L1$ . Отвод к истоку сделан от  $1/4... 1/5$  части общего числа витков, считая от заземленного вывода. Импеданс контура, пересчитанный к отводу катушки, уменьшается в  $16...25$  раз, поэтому истоковая цепь транзистора также незначительно шунтирует контур.

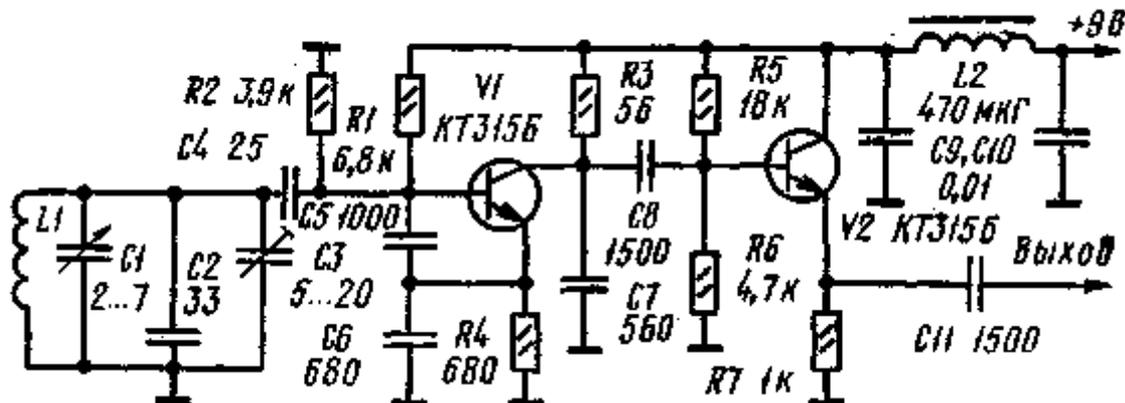


Рис. 21. Задающий генератор на биполярных транзисторах

Второй каскад генератора — буферный. Он нужен для ослабления влияния последующих каскадов на генерируемую частоту. Буферный каскад собран на полевом транзисторе  $V3$  по схеме истокового повторителя. Благодаря высокому входному сопротивлению он практически не шунтирует контур задающего генератора. Этому же способствует малая емкость конденсатора связи  $C6$  и подключение его к истоковому отводу катушки. Напряжение питания генератора, как и любого другого задающего генератора или гетеродина, должно быть стабилизировано. При использовании высококачественных деталей в генераторе частотный дрейф получается менее  $50$  Гц в течение часа на диапазоне  $3,5$  МГц.

Задающий генератор можно собрать и на биполярных транзисторах. Одна из удачных схем приведена на рис. 21. В контур генератора входят элементы  $L1$  и  $C1...C6$ . Электроды транзистора подключены к делителю, составленному из конденсаторов  $C4...C6$ . Слабая связь с контуром получается благодаря выбору минимально возможной емкости конденсатора  $C4$  и значительной емкости конденсаторов  $C5$  и  $C6$ . Поскольку последние подключены параллельно переходам транзистора, влияние междуэлектродных емкостей значительно ослаблено. Сигнал на буферный повторитель снимается с небольшого сопротивления нагрузки  $R3$ , включенного в коллекторную цепь транзистора  $V1$ . Выходное ВЧ напряжение генератора в диапазоне  $7$  МГц составляет  $100...150$  мВ.

Перестраивать частоту задающих генераторов можно не только переменным конденсатором, но и электронным способом — с помощью варикапа или, что лучше, варикапной матрицы. Схема ее включения показана на рис. 22. Матрицу можно составить и из двух отдельных варикапов, включив их так же, как на рисунке. Благодаря встречному включению варикапов для переменного тока уменьшается зависимость частоты от амплитуды высокочастотного напряжения. Параметры контура под имеющуюся варикапную матрицу легко рассчитать. Например, для КВС111Б емкость изменяется от  $20$  до  $40$  пФ при изменении смещения от  $9$  до  $2$  В. Изменение емкости составляет  $20$  пФ. Если перекрытие по частоте должно быть, скажем,  $6\%$ , то необходимое изменение емкости составит  $12\%$  (вдвое больше, так как индуктивность контура не изменяется). Отсюда находим полную емкость контура  $C = 20 \text{ пФ} / 0,12 = 167 \text{ пФ}$ . Индуктивность контура рассчитывается по общеизвестной формуле Том-сона:  $L = 1 / (2\pi f)^2 C$ . Емкость варикапов и варикапных матриц других типов при различных напряжениях смещения можно оценить по приближенной формуле  $c = 2C_0 / VU$ , где  $C_0$  — паспортное значение емкости при напряжении смещения  $4$  В,  $u$  — напряжение смещения. Чтобы не ухудшилась стабильность частоты, напряжение смещения варикапов должно быть очень хорошо стабилизировано и отфильтровано.

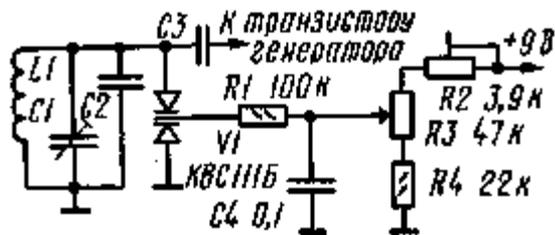


Рис. 22. Схема электронной настройки

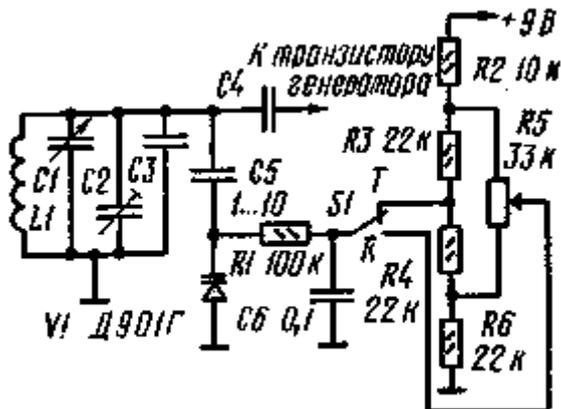


Рис. 23. Схема электронного сдвига частоты

Подобную же цепь можно применить и для сдвига частоты генератора при переходе с приема на передачу. Варикап в этом случае подключается через конденсатор небольшой емкости, поскольку требуемый сдвиг частоты невелик. Схема цепи показана на рис. 23. В положении переключателя *S1* «Т» (передача) на варикап подается фиксированное напряжение смещения с делителя *R3R4*. При переходе на прием (положение «R») смещение изменяется переменным резистором *R5*, сдвигая частоту. Пределы перестройки можно подобрать, изменяя емкость конденсатора *C5* или соотношение сопротивлений делителя *R2...R6*. В этой цепи вместо варикапа любого типа можно использовать и обычные кремниевые диоды, например серий Д101...Д105, собственная емкость которых также изменяется при изменении запирающего напряжения, хотя и в значительно меньших, чем у варикапа, пределах.

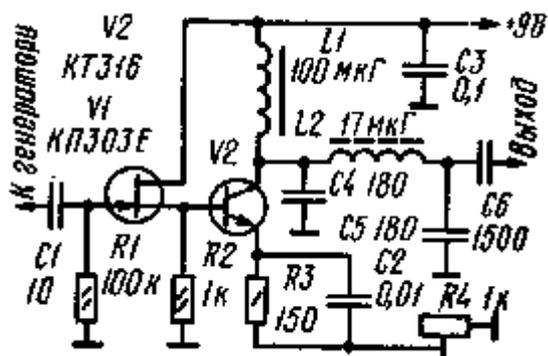


Рис. 24. Составной буферный каскад

Значительно ослабить влияние последующих каскадов на частоту генератора можно, применив двухкаскадный буферный усилитель по схеме рис. 24. Первый транзистор (полевой) включен по схеме истокового повторителя. Он обладает высоким входным сопротивлением. Второй каскад — обычный усилитель на биполярном транзисторе *V2*. Его нагрузкой служит дроссель *L1*, который на низкочастотных диапазонах можно заменить резистором с сопротивлением 300...900 Ом, а на ВЧ диапазонах — настроенным колебательным контуром. На выходе каскада включен фильтр гармоник *L2C4C5*, его данные приведены для диапазона 3,5 МГц. Для других диапазонов емкости и индуктивность фильтра изменяются обратно пропорционально частоте. Выходное ВЧ напряжение (0,1...0,5 В) устанавливают подстроечным резистором *R4*.

Для повышения чувствительности и реальной селективности приемника трансивера важен низкий уровень шумов гетеродина. Низкочастотные шумы транзисторов гетеродина слабо модулируют его сигнал по амплитуде и фазе. Детектируясь в смесителе, шум гетеродина может увеличить общий уровень шума

приемника, а смешиваясь с сигналами мощных внеполосных станций — вызвать явление шумовой модуляции. Для понижения уровня шума гетеродина целесообразно применять малошумящие транзисторы, шунтировать их переходы по низкой частоте конденсаторами большой емкости и выбирать такой вид связи гетеродина со смесителем, который препятствует непосредственному проникновению НЧ компонент шума в УНЧ. Хорошие результаты дает связь через высокочастотный трансформатор, худшие — через конденсатор малой емкости.

## 2. СМЕСИТЕЛИ И МОДУЛЯТОРЫ

Параметры приемной части трансивера во многом зависят от смесителя. Он должен иметь высокий коэффициент передачи, малый уровень шума (для повышения чувствительности) и хорошо подавлять мешающие АМ сигналы, т. е. не детектировать их (для повышения помехоустойчивости). Из обычных, широко известных смесителей пригодны только балансные и кольцевые, не детектирующие ни напряжение сигнала, ни напряжение гетеродина. Их схемы показаны на рис. 25, а и б соответственно. В обоих смесителях использованы симметрирующие трансформаторы, намотанные на кольцевых ферритовых сердечниках сложным вдвое проводом. После намотки начало одного провода соединяют с концом другого, образуя среднюю точку симметричной обмотки. Диаметр кольца может составлять 4...10 мм, магнитная проницаемость 150...1000 (большие значения лучше подходят для НЧ диапазонов). На ВЧ диапазонах достаточно 10...20 витков, на НЧ диапазонах следует намотать 60...100 витков. В большинстве случаев первичную обмотку можно настроить в резонанс, подключив параллельно ей конденсатор емкостью 40 ... 500 пФ (подбирается при настройке). Число витков первичной обмотки зависит от сопротивления цепей, подключенных к смесителю.

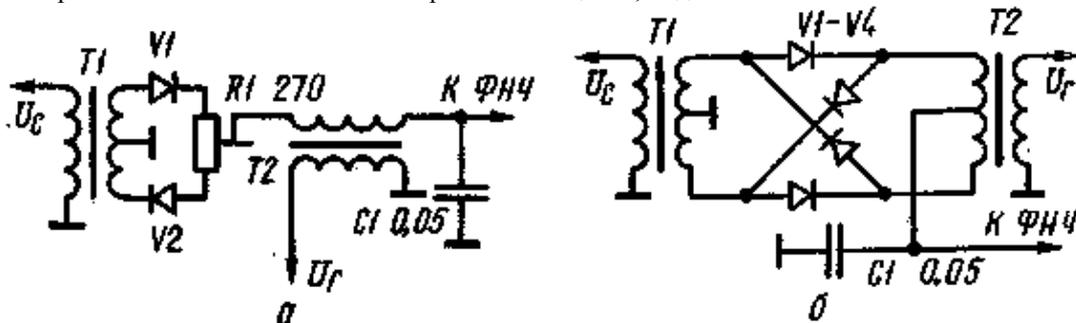
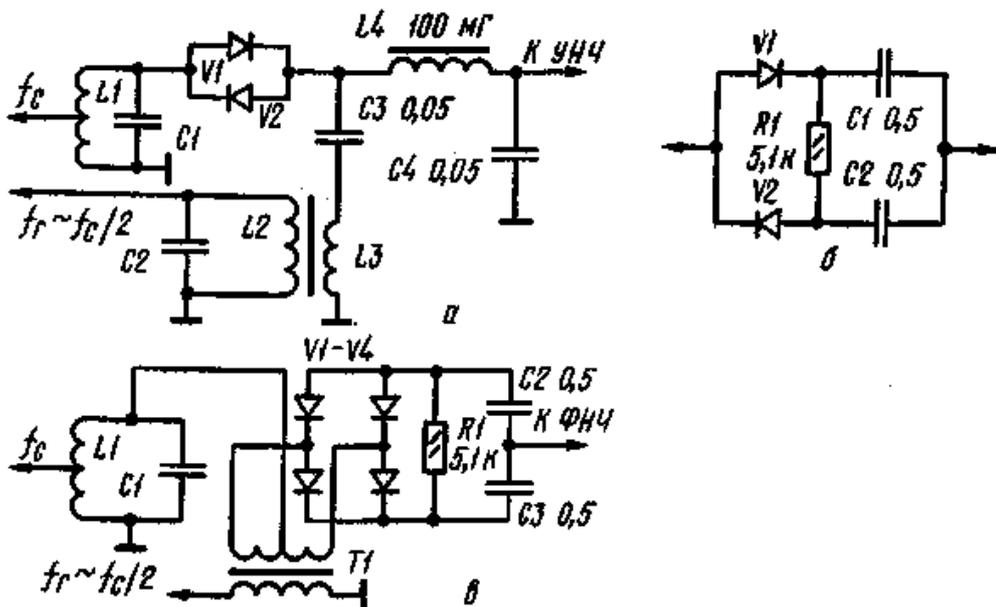


Рис. 25. Смесители:  
а — балансный; б — кольцевой

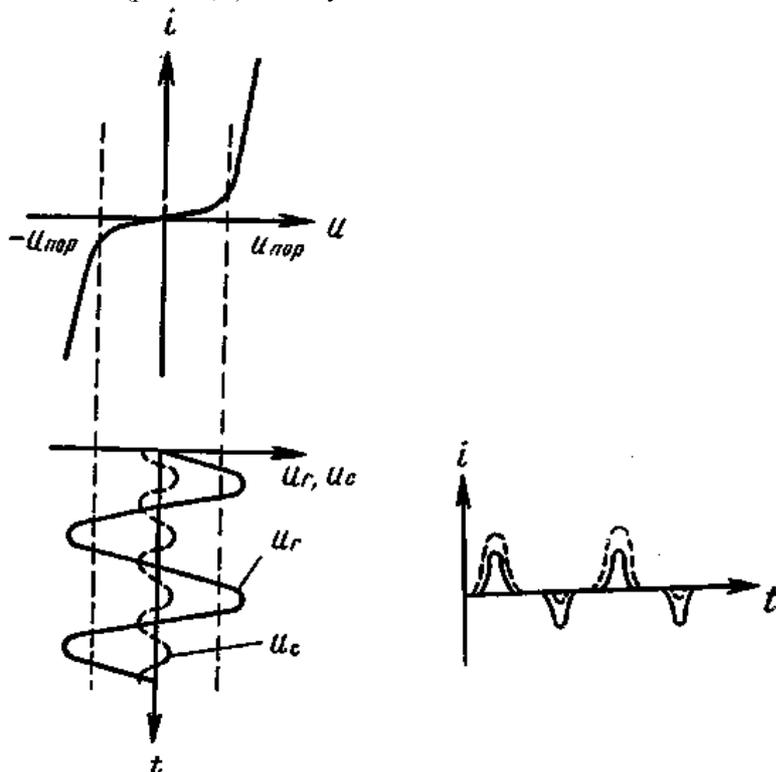
Оба смесителя полностью обратимы и при подаче на выход НЧ сигнала создают на входе *DSB* сигнал с подавленной несущей. Чем лучше сбалансирован смеситель, тем выше подавление АМ при приеме и подавление несущей при передаче. Для точной балансировки включают подстроечный резистор, как показано на рис. 25, а. В кольцевой смеситель также можно включить балансирующий резистор между крайними выводами симметричной обмотки трансформатора *T2*. Сигнал НЧ в этом случае снимают с движка резистора. Балансирующие резисторы вызывают потери сигнала и, как следствие, несколько ухудшают чувствительность приемника.



**Рис. 26. Смесители на встречно-параллельных диодах: а — простейший; б — с автоматическим смещением; в — балансный**

Для достижения максимальной чувствительности надо подобрать напряжение гетеродина. Недостаточное напряжение уменьшает коэффициент передачи, а излишнее — увеличивает шум самого смесителя. В обоих случаях чувствительность падает. Оптимальное напряжение лежит в пределах от долей вольта до 1...1,5 В (амплитудное значение). При работе на передачу выходное модулированное напряжение не может быть больше, чем наименьшее из входных, причем коэффициент передачи получается порядка 0,3. Для улучшения линейности модулятора приходится уменьшать напряжение НЧ. Оно выбирается не более 0,1...0,3 напряжения гетеродина. В результате при передаче довольно сложно получить модулированное ВЧ напряжение более нескольких десятков милливольт. Это большой недостаток диодных модуляторов, заставляющий увеличивать число каскадов усиления ВЧ передающей части трансивера.

В приемниках прямого преобразования очень хорошо зарекомендовали себя смесители на встречно-параллельных диодах, различные схемы которых показаны на рис. 26. В простейшем смесителе (рис. 26, а) к встречно-параллельным диодам подводится одновременно напряжение сигнала от входного контура  $L1C1$  и напряжение гетеродина через катушку связи  $L3$ . Последнее значительно больше, чем напряжение сигнала, и для нормальной работы смесителя на кремниевых диодах должно составлять 0,6...0,7 В (амплитудное значение). Частота гетеродина выбирается вдвое ниже частоты сигнала. В этих условиях один из диодов открывается на пиках положительных полувольт сигнала гетеродина, а другой — на пиках отрицательных. В результате сопротивление параллельно включенных диодов уменьшается дважды за период гетеродинного напряжения. Это поясняется рис. 27, где изображена вольтамперная характеристика встречно-параллельных диодов (зависимость тока через диоды  $i$  от напряжения на диодах  $u$ ). Она имеет резкие изломы при пороговом напряжении около 0,5 В для кремниевых и 0,15 В для германиевых диодов. При воздействии гетеродинного напряжения  $u_c$  (сплошная синусоидальная линия в нижней части рисунка) ток через диоды носит характер коротких разнополярных импульсов (показаны сплошной линией на графике справа). Среднее значение тока импульсов равно нулю, т. е. постоянная составляющая тока на выходе смесителя отсутствует. Если теперь к диодам подвести еще и напряжение сигнала  $u_c$  с частотой, вдвое большей частоты гетеродина (штриховая линия на нижнем графике), то положительные импульсы тока возрастают, а отрицательные уменьшаются, как показано штриховой линией на графике справа. На выходе смесителя появляется положительная составляющая тока. Если фазу сигнала поменять на обратную, на выходе появится отрицательная составляющая. При небольшом отличии частот  $f_c$  и  $2f_c$  (например, на 1 кГц) фаза сигнала непрерывно изменяется относительно фазы гетеродинного напряжения, и в цепи диодов будет протекать ток с разностной частотой биений (1 кГц). Этот ток проходит через П-образный ФНЧ  $C3L4C4$  (рис. 26, а) и поступает в УНЧ.



**Рис. 27. К принципу действия смесителя на встречно-параллельных диодах**

Главным достоинством описанного смесителя является то, что в цепи нагрузки отсутствует постоянный ток,

т. е. смеситель не детектирует ни сигнал, ни напряжение гетеродина. Здесь любопытно отметить, что для нормальной работы смесителя совсем не требуется замыкать цепь его нагрузки по постоянному току — на входе УНЧ можно установить разделительный конденсатор. Напротив, это даже улучшает работу смесителя из-за некоторой «самобалансировки» отличающихся по параметрам диодов. Поскольку сигналы смесителем не детектируются, ослабляются и помехи от внедиапазонных станций.

Помехоустойчивость смесителя приемника прямого преобразования характеризуют величиной подавления АМ. Измерить ее проще всего на работающем приемнике: от ГСС подают немодулированный ВЧ сигнал на частоте настройки приемника ( $\pm 1$  кГц от  $f_r$  или от  $2f_r$  для данного смесителя) с определенным напряжением, например 1 мкВ, и замечают уровень выходного сигнала. Затем расстраивают ГСС на 20...50 кГц, включают внутреннюю модуляцию и повышают уровень ВЧ напряжения до достижения прежнего уровня на выходе приемника. Глубина модуляции берется стандартной, 30 %. Отношение выходных сигналов ГСС, выраженное в децибелах, и будет коэффициентом подавления АМ.

Подавление АМ в балансных и кольцевых смесителях обычно не превосходит 60...65 дБ. Для смесителя на встречно-параллельных диодах оно составляет 70...80 дБ. Другое достоинство этого смесителя состоит в настройке гетеродина на более низкую частоту. Это улучшает стабильность частоты и значительно уменьшает наводки гетеродина на входные цепи смесителя. В подавлении наводок теперь участвуют и входные контура, поскольку частота их настройки намного — вдвое — отличается от частоты гетеродина. Подобные наводки вредны по следующим причинам: напряжение наводки синхронно детектируется смесителем и возникающее на выходе постоянное напряжение разбалансирует смеситель. Если же сигнал гетеродина излучается антенной или проводами питания в окружающее пространство, то помимо помех другим приемникам он может промодулироваться фоном переменного тока на плохих контактах электропроводки, окисленных контактах металлических конструкций, диодах выпрямителей и т. д. Возвращаясь в приемник, такой сигнал вызывает трудно устранимый фон переменного тока, исчезающий при отключении антенны. Поэтому для хорошей работы приемника прямого преобразования крайне важно добиться малого излучения сигнала гетеродина. Со смесителем на встречно-параллельных диодах благодаря пониженной частоте гетеродина излучение его сигнала получается на 30...60 дБ ниже, чем с обычными смесителями, и описанные неприятные эффекты практически полностью устраняются.

В смесителе по схеме рис. 26, а лучше всего использовать кремниевые диоды с пороговым напряжением около 0,5 В — они дают несколько большую помехоустойчивость, чем германиевые. В любом случае требуется подбор оптимального напряжения гетеродина по максимуму коэффициента передачи. Менее критичен к амплитуде гетеродинного напряжения смеситель на встречно-параллельных диодах с цепью автоматического смещения (рис. 26, б). Резистор  $R1$  создает начальное смещение на диодах, пропорциональное напряжению гетеродина, и автоматически устанавливает оптимальное пороговое напряжение. Схема соединения цепи рис. 26, б с остальными элементами такая же, как на рис. 26, а.

Дальнейшее улучшение развязки входных и гетеродинных цепей, а также уменьшение потерь мощности сигнала в цепях связи с гетеродином достигается в балансной схеме смесителя на встречно-параллельных диодах с автоматическим смещением, показанной на рис. 26, в. Две пары диодов и симметричная вторичная обмотка трансформатора  $T1$  образуют сбалансированный мост, не позволяющий попадать сигналу гетеродина ни во входные цепи, ни в ФНЧ. Цепочка  $R1C2C3$ , общая для двух пар диодов, создает начальное смещение, пропорциональное напряжению гетеродина. Последнее может изменяться от 0,7 до 4 В без заметного влияния на параметры смесителя. Подавление АМ сигналов этим смесителем более 80 дБ, а развязка входных и гетеродинных цепей более 60 дБ.

Катушку входного и гетеродинного контуров для описанных смесителей можно намотать на каркасах диаметром 5...6 мм проводом ПЭЛ или ПЭЛШО ОД5...0.25. В каркасы заворачиваются подстроечники СЦР-4. Ориентировочные числа витков и емкости контурных конденсаторов в пикофарадах приведены в табл. 2.

Таблица 2

Диапазон, м	$u$	$L2$	$L3$	$c1$	$C2$
160	40	60	10	360	680
80	20	30	6	360	680
40	14	20	5	240	470
20	10	14	4	180	360
15	8	12	3	120	240
10	7	10	2 — 3	91	180

Данные трансформатора  $T1$  такие же, как для кольцевого смесителя рис. 25 (см. выше).

Смесители на встречно-параллельных диодах обратимы, но НЧ напряжение для нормальной его работы не должно превосходить 0,05...0,1 В. Несколько повысить его можно в смесителях с автоматическим смещением при уровне гетеродинного напряжения 3...4 В. Оптимальное нагрузочное сопротивление для смесителей,

работающих «на прием» составляет несколько килоом. Такого же порядка получается и входное сопротивление для ВЧ сигнала. Попытки уменьшить это сопротивление к успеху не приводят, поскольку при низком сопротивлении смесителя возрастает мощность, потребляемая от гетеродина, а это увеличивает шум смесителя. Для смесителей, работающих «на передачу», понижать их сопротивление выгодно, так как возрастает отдаваемая мощность модулированного ВЧ сигнала.

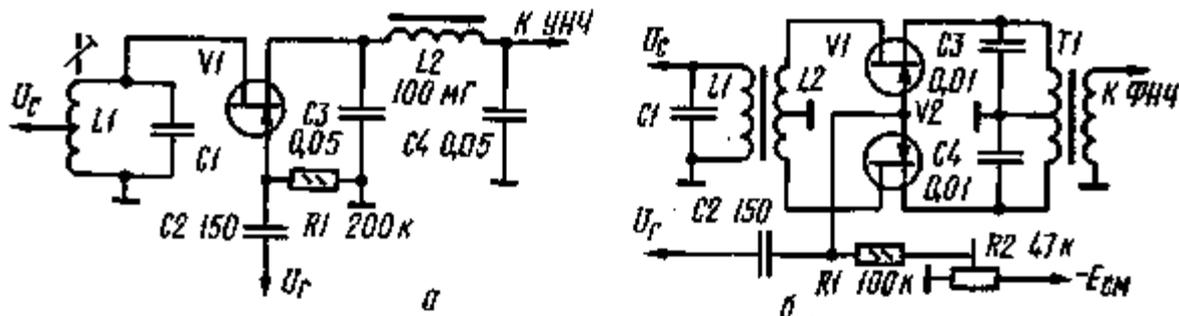


Рис. 28. Смесители на полевых транзисторах:  
а — одноконтный; б — балансный

Особого внимания заслуживают смесители на полевых транзисторах, включенных как управляемые активные сопротивления. Схема одноконтного смесителя показана на рис. 28, а, балансного — на рис. 28,б. При малых напряжениях сток-исток, независимо от его полярности, канал полевого транзистора ведет себя как обычное активное сопротивление. Значение этого сопротивления можно изменять от нескольких мегаом при запирающем напряжении на затворе до сотен ом. Таким образом, если подать гетеродинное напряжение на затвор, получится почти идеально подходящий для смесителей линейный элемент, управляемый только напряжением гетеродина (но не напряжением сигнала), что обеспечивает высокую помехоустойчивость и реальную селективность. В схеме рис. 28, а транзистор отпирается лишь положительными полуволнами гетеродинного напряжения. Если в эти моменты мгновенное напряжение сигнала также положительно, на выходе смесителя выделится постоянное положительное напряжение. При перемене фазы вход-

ного сигнала на обратную к каналу транзистора в моменты его отпираания будет приложено отрицательное напряжение, такое же напряжение будет и на выходе. При неточном совпадении частот  $f_c$  и  $f_r$  на выходе выделится сигнал биений, поступающий через ФНЧ в УНЧ. В смесителе хорошо работают транзисторы КП301, КП302, КП303, КП305. Желательно выбрать тип транзистора с напряжением отсечки, близким к нулю. В противном случае правый по схеме вывод резистора  $R1$  следует подключить к источнику смещения с напряжением, примерно равным напряжению отсечки.

К достоинствам смесителя относится очень малая мощность, потребляемая от гетеродина, поэтому последний практически не нагружается. В то же время мощность входного (модулируемого) сигнала может достигать десятков милливольт. Шумы смесителя малы, поскольку через канал транзистора протекает лишь очень слабый ток сигнала. При этом полевые транзисторы шумят немногим больше обычного активного резистора с сопротивлением, равным усредненному сопротивлению канала. Развязка входных и гетеродинных цепей определяется емкостью затвор-сток транзистора. Развязка невелика, но значительно увеличивается в балансной схеме (рис. 28, б). Здесь паразитные емкости и симметричная катушка связи  $L2$  образуют для гетеродинного напряжения сбалансированный мост. Балансный смеситель хорошо работает и модулятором при амплитуде НЧ напряжения до 1 В, а для некоторых типов транзисторов и более [4]. Для точной балансировки модулятора целесообразно разделить цепи смещения транзисторов  $V1$  и  $V2$  и подобрать смещение каждого транзистора индивидуально по максимальным коэффициенту передачи и подавлению несущей. ВЧ напряжение на затворах надо выбирать не менее нескольких вольт. К недостаткам балансного смесителя относится наличие симметрирующего НЧ трансформатора  $T1$  и работа гетеродина на частоте, близкой к частоте сигнала.

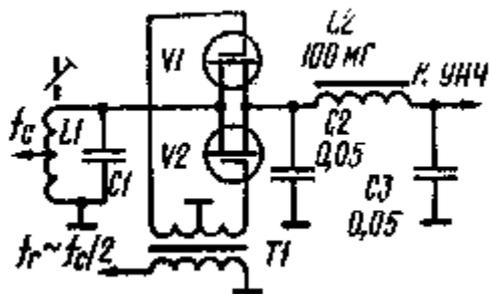


Рис. 29. Смеситель на встречноуправляемых полевых транзисторах

Попытки совместить достоинства смесителей на встречно-параллельных диодах и полевых транзисторах привели к разработке нового типа смесителя (рис. 29) [5]. Он содержит два полевых транзистора, каналы которых соединены параллельно и включены в цепь сигнала. На затворы транзисторов подано противофазное напряжение гетеродина с симметричной вторичной обмотки ВЧ трансформатора  $TJ$ . Этот смеситель не требует симметрирующего НЧ трансформатора, а частота гетеродина устанавливается вдвое ниже частоты сигнала. Развязка входных и гетеродинных цепей весьма значительна (более 60...70 дБ), во-первых, благодаря тому, что паразитные емкости затвор-сток транзисторов включены в диагонали сбалансированного моста, и, во-вторых, за счет селективных свойств входного контура, настроенного на частоту, вдвое отличающуюся от частоты гетеродина.

Работу смесителя поясняет рис. 30. На верхнем графике показано напряжение гетеродина на затворе транзистора  $V1$ , на среднем —  $V2$ . Когда напряжение на затворе превосходит напряжение отсечки  $U_{отс}$ , проводимость канала возрастает (уменьшается его сопротивление). Поскольку напряжения на затворах противофазны, проводимость  $G$  параллельно включенных каналов возрастает дважды за период гетеродинного напряжения, как показано на нижнем графике. В результате цепь сигнала замыкается дважды за период и происходит преобразование вида  $F = f_c - 2fr$ .

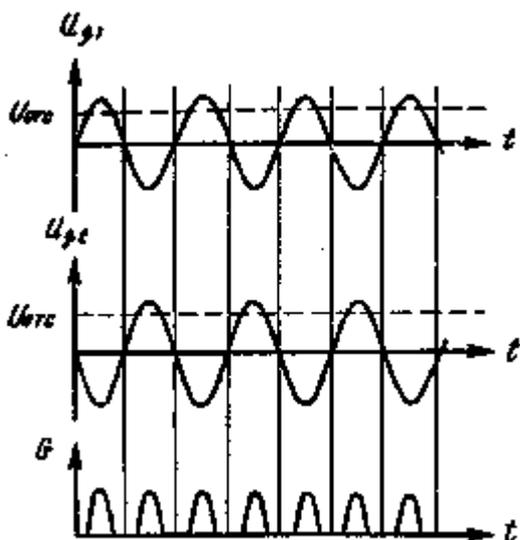


Рис. 30. К принципу действия смесителя на встречно-управляемых полевых транзисторах

В смесителе по схеме рис. 29 хорошо работают транзисторы КП301 или им подобные с «правой» характеристикой. Канал этих транзисторов начинает проводить при напряжении на затворе около 5 В, поэтому амплитуда гетеродинного напряжения на каждой из половин вторичной обмотки трансформатора  $T1$  должна достигать 6...7 В. Смеситель можно собрать и на полевых транзисторах с  $p-n$  переходом, например серии КП303. На средний вывод обмотки трансформатора в этом случае следует подать напряжение смещения около — 3 В, чтобы при отсутствии переменного напряжения гетеродина каналы транзисторов были заперты. Оптимальное напряжение гетеродина для транзисторов КП303 составляет 1,5...2В.

Практические испытания описанного смесителя в диапазоне 28 МГц подтвердили его ожидаемые высокие параметры. Чувствительность приемника прямого преобразования с этим смесителем достигала 0,25...0,3 мкВ даже без УВЧ. Подавление внедиапазонных АМ сигналов превосходило 70 дБ, такого же порядка было и ослабление гетеродинного напряжения на входе приемника.

При проектировании модулятора передающей части трансивера желательно выбрать тип смесителя, способный работать при высоких уровнях сигнала. Неплохие результаты получаются со смесителями на полевых транзисторах по схемам рис. 28 и 29. Они потребляют малую мощность от гетеродина, зато позволяют подвести значительную мощность НЧ сигнала (до 30...50 мВт). Пиковая мощность модулированного  $DSB$  сигнала при этом достигает 10...30 мВт. Из распространенных транзисторов наилучшими по отдаваемой мощности оказались полевые транзисторы КП302В.

Другой перспективный модулятор — это пассивный модулятор на варикапах. Теоретически доказано, что смесители на нелинейных реактивных элементах изменяют мощность преобразуемого сигнала пропорционально  $f_{ВЫХ}/f_{ВХ}$ , где  $f_{ВХ}$  и  $f_{ВЫХ}$  — соответственно входная и выходная частоты. Этот факт не позволяет применить смеситель на варикапах в приемнике прямого преобразования, поскольку потери преобразования были бы чрезвычайно велики. Напротив, модулятор на варикапах дает большое усиление по мощности, а требуемая для модуляции мощность НЧ сигнала оказывается чрезвычайно малой. В то же время мощность, подводимая от гетеродина, может быть значительной.

Схема балансного модулятора на варикапах показана на рис. 31. Напряжение гетеродина с симметричной обмотки ВЧ трансформатора  $T1$  подается на варикапы  $V1$ ,  $V2$ . Начальное смещение, около — 4,5 В на каждом варикапе, подводится через резисторы  $R1...R3$  и делитель  $R5...R7$ , подстроечным резистором  $R6$  балансируют

модулятор. При равенстве емкостей варикапов  $V1$  и  $V2$  ВЧ напряжение на выходе модулятора отсутствует. Модулирующий НЧ сигнал подается через развязывающую цепочку  $R4C4C5$  так, что при положительной полуволне емкость  $V1$  увеличивается, а  $V2$  уменьшается, при отрицательной — наоборот. Баланс моста, образованного половинами вторичной обмотки  $T1$  и варикапами, при этом нарушается в ту или другую сторону, и на выходе появляется модулированный  $DSB$  сигнал с подавленной несущей. Модулятор хорошо работает при уровнях ВЧ напряжения до 2...3 В, такого же порядка должно быть и напряжение НЧ сигнала, а его мощность очень мала из-за высокого входного сопротивления модулятора. Амплитуда модулированного  $DSB$  сигнала составляет 0,5...1,5 В в зависимости от сопротивления нагрузки.

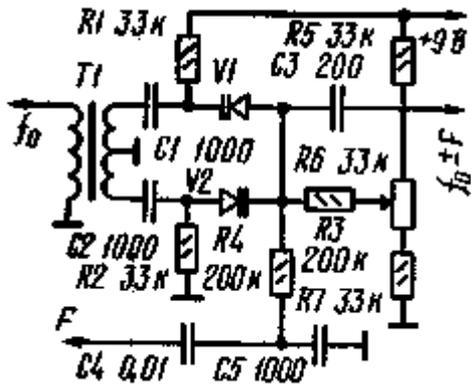


Рис. 31. Модулятор на варикапах

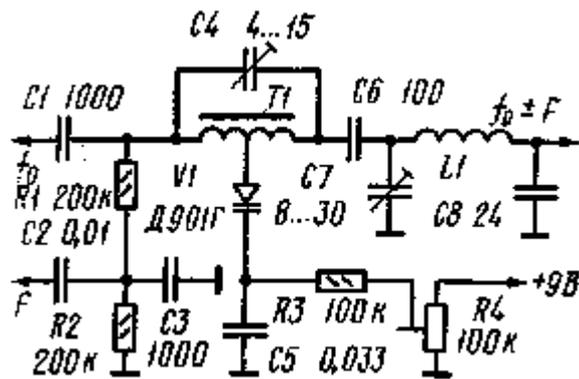


Рис. 32. Т-образно-мостовой модулятор на варикапе

На высокочастотных диапазонах в модуляторе можно применить варикапы с номинальной емкостью 20...40 пФ, например Д901, КВ 102, на низкочастотных — варикапы с большей емкостью, например КВ 104. Вообще, емкость варикапов не критична, от нее зависит, главным образом, входное и выходное сопротивление модулятора. Оно одного порядка с емкостным сопротивлением варикапов на рабочей частоте.

Модулятор можно выполнить и на одном варикапе, заменив второй подстроечным конденсатором. В этом случае целесообразнее применить Т-образную мостовую схему с несимметричными входом и выходом. Она показана на рис. 32. Данные деталей относятся к диапазону 28 МГц. Сумма входного ВЧ и модулирующего НЧ сигналов подается на Т-мост, содержащий симметричный трансформатор  $T1$ , конденсатор  $C4$ , составляющий емкость продольной ветви, и варикап  $V1$ , служащий емкостью поперечной ветви. Когда емкость варикапа равна учетверенной емкости конденсатора  $C4$ , мост сбалансирован и ВЧ напряжение на его выходе отсутствует. При воздействии модулирующего НЧ сигнала емкость варикапа изменяется, и на выходе выделяется  $DSB$  сигнал. Начальное смещение на варикапе (около 6В) устанавливается подстроечным резистором  $R4$ , он же служит и для точной балансировки модулятора. Т-мост нагружен выходным П-контуром  $L1C7C8$ , фильтрующим гармоники и согласующим модулятор с высокоомной нагрузкой (лампой или полевым транзистором). Для работы на низкоомную нагрузку емкость конденсатора  $C8$  надо увеличить до 100...200 пФ, а индуктивность катушки  $L1$  несколько уменьшить. Трансформатор  $T1$  намотан на кольце К8Х4Х2 из феррита 100НН и содержит 2Х10 витков провода ПЭЛШО 0,25. Катушка  $L1$  содержит 20 витков такого же провода, намотанных виток к витку на каркасе диаметром 6 мм.

Настройка модулятора сводится к грубой установке баланса конденсатором  $C4$  и точной — резистором  $R4$ . Выходной контур настраивают конденсатором  $C7$  по максимуму амплитуды  $DSB$  сигнала и минимуму искажений. При амплитуде ВЧ сигнала 1 В, НЧ сигнала 4 В и напряжении смещения 6В амплитуда  $DSB$  сигнала на выходе составила 0,35 В при подавлении несущей не хуже 30 дБ.

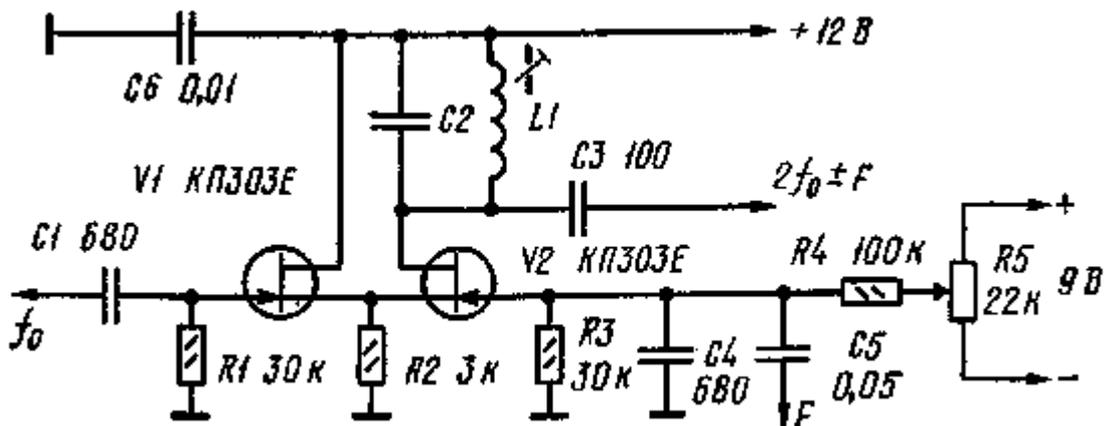


Рис. 33. Модулятор, удваивающий частоту гетеродина

Если в трансивере с отдельными трактами передачи и приема использован смеситель на встречно-параллельных диодах или противофазно-управляемых полевых транзисторах, то гетеродин работает на частоте вдвое ниже частоты сигнала. Тогда в передающем тракте необходим дополнительный удвоитель частоты, обойтись без него позволяет модулятор, преобразующий частоту по закону  $2f_0 \pm F$ . Схема одного из подобных модуляторов приведена на рис. 33. Это обычный дифференциальный каскад на полевых транзисторах  $V1$  и  $V2$ . Амплитуда ВЧ напряжения на одном из входов подбирается несколько большей, чем необходимо для начала ограничения. Форма выходного тока при этом является ограниченной синусоидой и содержит при симметричном ограничении лишь нечетные гармоники  $f_0, 3f_0, 5f_0$  и т. д. Когда на другой вход каскада приходит положительная полуволна НЧ сигнала, ограничение становится несимметричным и в выходном токе появляется вторая гармоника, выделяемая контуром  $L1C2$ , настроенным на частоту  $2f_0$ . При отрицательной полуволне НЧ сигнала также выделяется вторая гармоника, но уже с обратной фазой. Таким образом, на частоте  $2f_0$  получается  $DSB$  сигнал с подавленной несущей. Подстроечным резистором  $R5$  балансируют модулятор, добиваясь минимума сигнала с частотой  $2f_0$  на выходе в отсутствие модуляции.

### 3. ФАЗОВРАЩАТЕЛИ

Существует очень много различных цепей, сдвигающих фазу выходного сигнала относительно входного. Многие из них пригодны и для однополосных фазовых формирователей и демодуляторов  $SSB$  сигналов. Общее требование к фазовращателям — получение двух равных по амплитуде напряжений с относительным сдвигом фазы  $90^\circ$ . Это требование просто выполнить на одной частоте, труднее — в диапазоне частот. Относительная ширина любительских диапазонов составляет от 1,4 % (40 м) до 6% (10 м), поэтому схемы ВЧ фазовращателей обычно очень просты. На рис. 34 показано несколько схем ВЧ фазовращателей. В устройстве рис. 34, а ток вторичной обмотки трансформатора связи  $T1$ , протекая через последовательно включенные резистор и конденсатор, создает на них напряжения, сдвинутые по фазе на  $90^\circ$ . Напряжения равны, когда емкостное сопротивление равно активному, т. е.  $1/2\pi f C = R$ . Необходимую емкость конденсатора для настройки фазовращателя на частоту  $f$  при заданном сопротивлении резистора  $R$  находят по формуле  $C = 1/2\pi f R$ . При расчете все величины, если специально не оговорено, надо выражать в единицах системы СИ: частоту в герцах, емкость в фарадах, сопротивление в омах. Для данного фазовращателя при отклонениях частоты от расчетной разбаланс выходных напряжений прямо пропорционален расстройке (фазовращатель 1-го порядка). В диапазоне 10 м, например, разбаланс составит 3 % на краях диапазона. Если нежелательно, чтобы фазовращатель вносил потери, резистор  $R$  можно заменить катушкой индуктивности, образующей с конденсатором  $C$  контур, настроенный на частоту сигнала. Оба выхода в этом случае должны быть нагружены активными сопротивлениями, равными  $R$ . Ими могут быть входные сопротивления смесителей. Частотные и фазовые характеристики при такой замене не изменяются.

Фазовращатель 2-го порядка (рис. 34,б) значительно лучше поддерживает равенство выходных напряжений в диапазоне частот. В отличие от первого в нем последовательно с конденсатором включена катушка индуктивности  $L$ . Напряжение на ней также сдвинуто на  $90^\circ$  относительно тока, но в другую сторону, таким образом, оно противоположно по фазе напряжению на конденсаторе. Напряжение на индуктивности инвертируется второй половиной обмотки и складывается с напряжением на емкости, образуя выходное напряжение со сдвигом фазы  $90^\circ$ . Расчетные формулы фазовращателя таковы (индуктивность взята для одной половины обмотки):

$$C = 1/2\pi f_0 R, \quad L = R/2\pi f_0, \quad R1 = 2R.$$

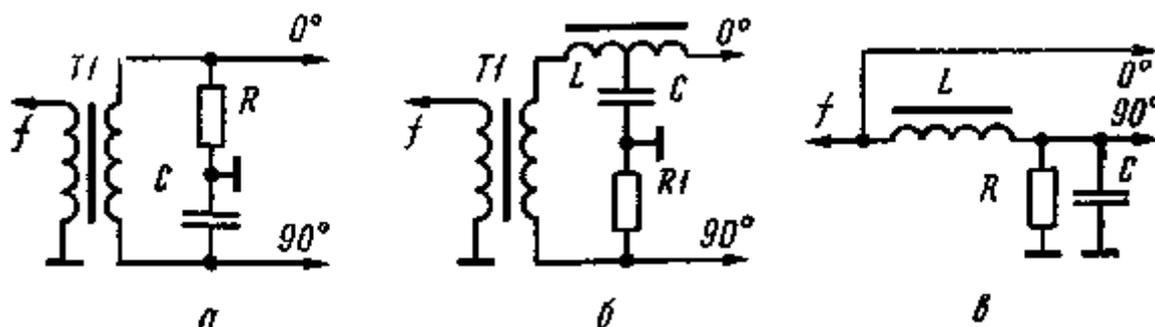


Рис. 34. Схемы ВЧ фазовращателей:

а — первого порядка; б — второго порядка; в — без симметрирующего трансформатора

При отклонениях частоты от  $f_0$  напряжения на емкости и индуктивности изменяются по-разному, одно растет, другое уменьшается, и это компенсирует изменение выходного напряжения в некотором диапазоне частот. Отношение выходных напряжений фазовращателя равно

$$2x/(x^2+1), \text{ где } x = f/f_0.$$

Фазовращатель, показанный на рис. 34, в, имеет од-нополярные вход и выходы и не требует симметрирующего трансформатора. Равенство выходных напряжений при  $90^\circ$  фазовом сдвиге получаются при равенстве емкостного, индуктивного и активного сопротивлений, т. е. при  $2\eta f_0 L = 1/2\pi f_0 C = R$ . Входное сопротивление и паразитную емкость смесителей можно учесть соответствующим изменением величин  $R$  и  $C$ . Диапазонные свойства получаются не лучше, чем у других фазовращателей 1-го порядка, поскольку при изменениях частоты меняются и амплитуда и фаза выходного сигнала. Более широкополосные ВЧ фазовращатели без потерь можно собрать по схемам, аналогичным схемам НЧ фазовращателей на  $LC$  элементах, описанным ниже.

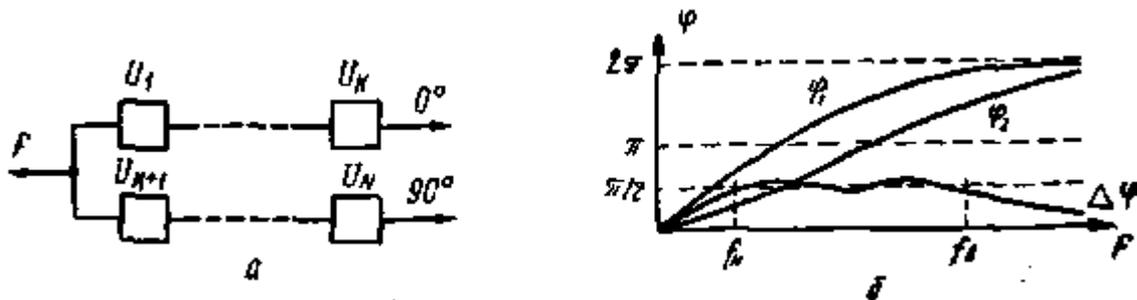


Рис. 35. НЧ фазовращатель: а — структурная схема; б — ФЧХ

Низкочастотные фазовращатели можно выполнить как на  $RC$ , так и на  $RLC$  и  $LC$  элементах. Фазовые характеристики фазовращателей одинакового порядка совпадают, различаются лишь вносимые потери. Они значительны у  $RC$  фазовращателей, около 6 дБ у  $RLC$  и практически отсутствуют у  $LC$  фазовращателей. НЧ фазовращатель составляют из элементарных фазовых звеньев, модуль коэффициента передачи которых равен единице (амплитуды входного и выходного сигналов равны), а фазовый сдвиг изменяется от 0 до  $180^\circ$  при повышении частоты. На собственной частоте звена фазовый сдвиг равен  $90^\circ$ . Общее число звеньев определяет порядок фазовращателя, оно может быть любым, но число звеньев в каналах не должно отличаться больше чем на единицу. Структура НЧ фазовращателя показана на рис. 35, а, его фазовая характеристика — на рис. 35, б. График  $\phi_1$  показывает изменение фазы в нижнем канале, а  $\phi_2$  — в верхнем. При соответствующем выборе собственных частот звеньев  $U_1 \dots U_N$  разность фаз на выходах фазовращателя  $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$  равна  $90^\circ$  с небольшими отклонениями. Наиболее широкополосны фазовращатели с чебышевской фазочастотной характеристикой (ФЧХ), у которой все отклонения разности фаз от  $90^\circ$  равны по абсолютной величине и противоположны по знаку. Число частот, на которых разность фаз точно равна  $90^\circ$ , совпадает с порядком фазовращателя. ФЧХ на рис. 35, б соответствует фазовращателю 4-го порядка, содержащему по два элементарных звена в каждом канале. Более сложные фазовращатели применять в любительской практике вряд ли целесообразно. Расчетные собственные частоты звеньев и другие необходимые параметры фазовращателей различных порядков приведены в табл. 3. Подавление боковой полосы относится к точкам, где отклонение фазового сдвига максимально, а на других частотах звукового спектра подавление будет больше. Частоты, где  $\Delta\phi = 90^\circ$ , соответствуют точкам «бесконечного» подавления.

Таблица 3

Порядок фазовращателя	2	3	4	4
Диапазон частот, Гц	600... 2400	400... 2700	300... 3000	400... 2800
Частоты звеньев канала $0^\circ$ , Гц	428	220, 4900	142, 1575	170, 1850
Частоты звеньев канала $90^\circ$ , Гц	3360	1040	570, 6300	610, 6700
Отклонения фазового сдвига, град.	9	3	1	0,5
Подавление боковой, дБ	20	30	40	46

Схема элементарного  $RC$  звена приведена на рис. 36, а. Постоянная времени  $R1C1 = R2C2$  определяет

собственную частоту звена  $f = 1/2\pi RC$ . Модуль коэффициента передачи звена постоянен на всех частотах и равен  $R2/(R1 \pm R2)$ . При высокоомной нагрузке элементы  $R2C2$  можно исключить, и тогда коэффициент передачи будет равен единице. Векторная диаграмма, иллюстрирующая работу звена в этом случае, показана на рис. 36, б. Вектор  $OA$  обозначает напряжение на верхней (по схеме рис. 36, а) половине обмотки симметрирующего трансформатора  $T1$ . Средний вывод обмотки (точка  $O$ ) соединен с общим проводом. Напряжение на нижней половине обмотки противоположно по фазе, ему соответствует вектор  $OB$ . Напряжение на конденсаторе  $u_c$  (вектор  $CB$ ) сдвинуто по фазе на  $90^\circ$  относительно напряжения на резисторе  $R1$   $U_R$  (вектор  $AC$ ), а сумма этих напряжений равна полному напряжению на вторичной обмотке ( $AB$ ). Напряжение НЧ на выходе цепочки обозначено вектором  $OC$ . При возрастании частоты звукового сигнала напряжение на конденсаторе уменьшается, поскольку падает его емкостное сопротивление, а на резисторе увеличивается. Конец вектора  $OC$  при этом движется вправо по окружности, обозначенной на рисунке штриховой линией. Его длина, соответствующая амплитуде выходного сигнала, не изменяется, а угол поворота, соответствующий фазе, изменяется от  $0$  до  $180^\circ$ .

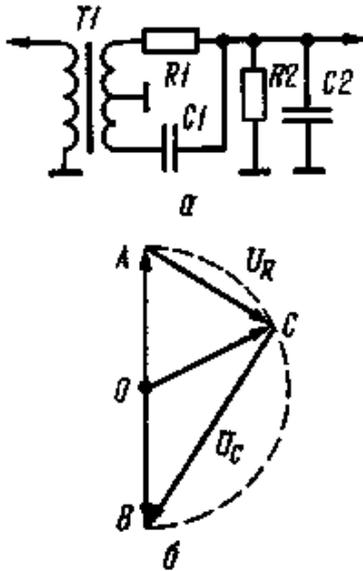


Рис. 36. Элементарное фазовращающее RC звено:  
а — схема; б — векторная диаграмма

Для построения фазовращателя второго порядка ко вторичной обмотке трансформатора  $T1$  присоединяют и второе элементарное звено, настроенное на другую частоту, в соответствии с данными табл. 3. Трансформатор можно заменить фазоинверсным каскадом на транзисторе. Для получения более высокого порядка элементарные звенья в каждом канале чередуются с фазоинверсными каскадами. Такой фазовращатель, разумеется, пригоден только для передающего тракта трансивера. Хотя его схема получается довольно сложной, фазовращатель с разделенными звеньями удобен тем, что позволяет независимо подстраивать частоты звеньев, например, с помощью подстроечных резисторов, и получать, таким образом, нужную фазовую характеристику.

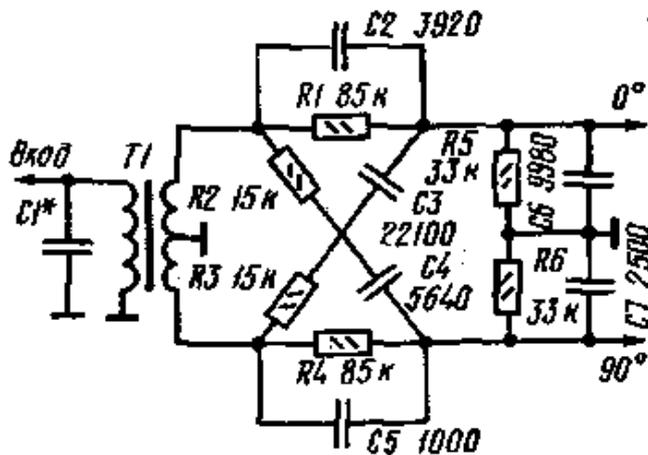


Рис. 37. Низкочастотный RC фазовращатель

При конструировании  $RC$  фазовращателей высоких порядков элементарные звенья часто совмещают, чтобы избавиться от дополнительных трансформаторов или фа-зоинвертеров. Практическая схема  $RC$  фазовращателя 4-го порядка приведена на рис. 37. Расчетные номиналы деталей указаны для диапазона частот 300 Гц ... 3 кГц при точности фазового сдвига  $1^\circ$ . Отклонения номиналов от расчетных не должны превосходить 1%. Трансформатор 77 имеет симметричную вторичную обмотку, ее симметрия очень важна, а остальные данные трансформатора не критичны. При самостоятельном изготовлении трансформатор можно намотать на сердечнике от переходного или выходного трансформатора портативных приемников. Первичная обмотка содержит 500, вторичная 2x300 витков провода ПЭЛ 0,07 ... 0,1. Вторичную обмотку целесообразно намотать сложным вдвое проводом, что автоматически обеспечит ее симметричность. Емкость конденсатора  $C1$  подбирают такой, чтобы контур, образованный этой емкостью и индуктивностью первичной обмотки, был настроен на частоту 2,5 ... 2,7 кГц. Это несколько поднимет, для улучшения разборчивости сигнала, указанные частоты и ослабит более высокие.

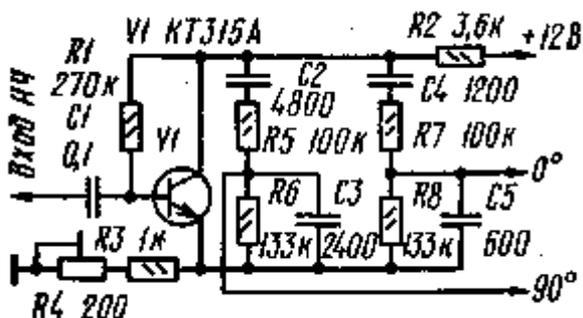


Рис. 38.  $RC$  фазовращатель с несимметричным питанием

Входное сопротивление следующих за фазовращателем каскадов можно учесть, соответственно увеличив сопротивление резисторов  $R5$  и  $R6$ . Без изменения ФЧХ все сопротивления резисторов фазовращателя можно уменьшить в некоторое число раз, во столько же раз увеличив емкости конденсаторов.

Меньше элементов содержит фазовращатель с несимметричным питанием, показанный на рис. 38. Здесь также указаны расчетные значения элементов, которые должны выдерживаться с точностью 1%. Для подстройки фазовращателя в эмиттерной цепи фазоинвертера включен резистор  $R4$ . Входное сопротивление следующих за фазовращателем каскадов должно быть высоким, не менее нескольких мегаом. Нагрузкой могут быть усилители (повторители) на полевых транзисторах или модуляторы на варикапах. В последнем случае резисторы цепей смещения варикапов, включенные на входе модулятора, также должны иметь сопротивление порядка мегаом.

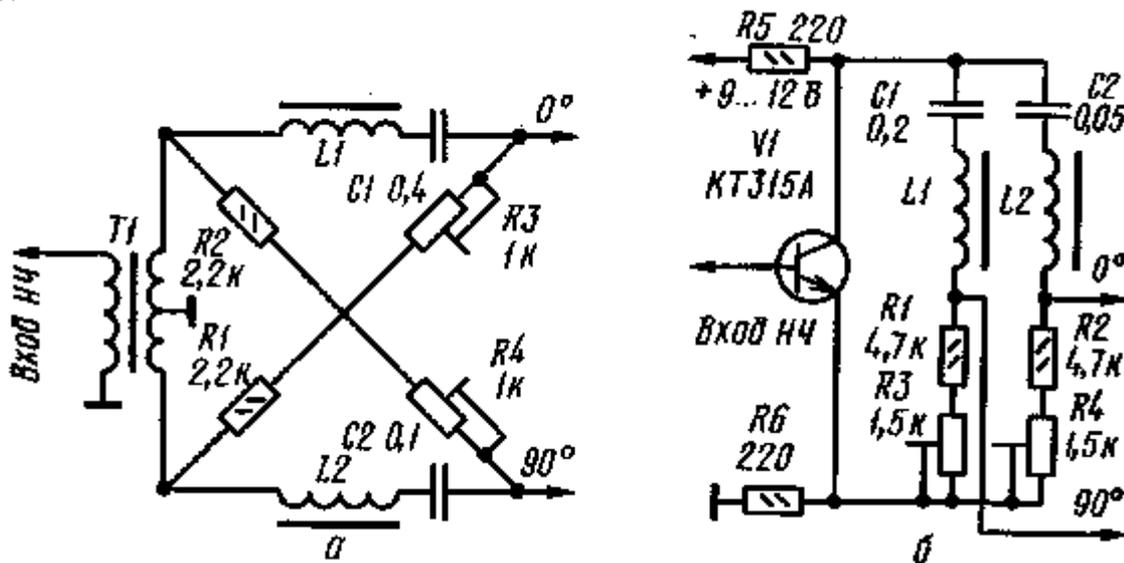


Рис. 39.  $RLC$  фазовращатели:  
а — с трансформатором; б — с фазоинвертором

$RLC$  фазовращатели чрезвычайно удобны из-за простоты настройки. В отличие от  $RC$  фазовращателей они не требуют предварительного подбора или подгонки деталей. На рис. 39 представлены схемы  $RLC$  фазовращателей 4-го порядка, работающих на высокоомную нагрузку. Фазовращатели питаются симметричным противофазным напряжением. В схеме рис. 39, а оно создается трансформатором  $T1$ , а в схеме рис. 39, б —

фазоинвертером на транзисторе *VI*. Ветви фазовращателя можно включить и противофазно, как на рис. 39, *а*, и синфазно, как на рис. 39, *б*, что для работы фазовращателя безразлично. Частоты настройки последовательных контуров *L1C1* и *L2C2* составляют соответственно, 475 и 1900 Гц (среднегеометрическое из частот настройки элементарных звеньев табл. 3). Они подчиняются соотношению

$$f_1 f_2 = f_n f_v = f_0^2$$

где  $f_n$ ,  $f_v$  и  $f_0$  — нижняя, верхняя и средняя частоты звукового спектра. Разнос частот  $f_1$  и  $f_2$  увеличивает широко-полосность фазовращателя, но ухудшает точность фазового сдвига.

Катушки фазовращателя намотаны на кольцах К16Х8Х6 из феррита 2000НМ, они содержат: для фазовращателя рис. 39, *а* *L1* 400 витков и *L2* 200 витков; для фазовращателя рис. 39, *б* *L1* 560 витков и *L2* 280 витков. Катушки можно намотать проводом ПЭЛ или ПЭЛШО ОД... 0,25.

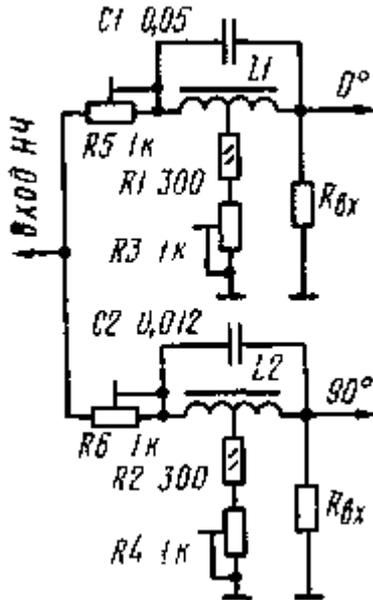
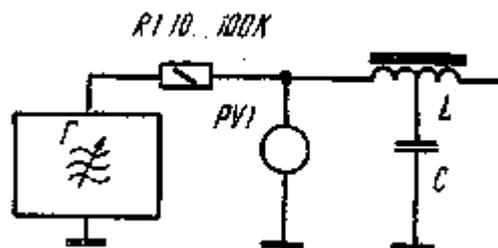
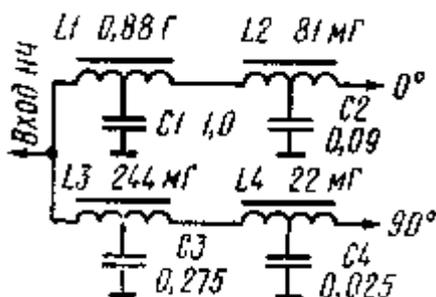


Рис. 40. Т-мостовой RLC фазовращатель

Настраивают фазовращатели с помощью звукового генератора и осциллографа со входами горизонтального отклонения *X* и вертикального отклонения *У*. Установив одинаковую чувствительность осциллографа по обоим входам, подсоединяют вход *X* ко входу фазовращателя, а вход *У* к выходу  $0^\circ$ . Регулируя частоту генератора, находят частоту, на которой фазовый сдвиг равен нулю, а эллипс на экране превращается в наклонную линию. Эта частота равна  $f_t$ . Переключив вход *У* осциллографа к выходу  $90^\circ$ , находят аналогичным образом частоту  $f_2$ . Частоты подгоняют, изменяя число витков катушек или емкость конденсаторов фазовращателя. В схеме рис. 39, *б* надо еще установить, возможно точнее, равенство напряжений НЧ на коллекторе и эмиттере транзистора, подбирая один из нагрузочных резисторов *R5* или *R6*. Затем, подключив входы *X* и *У* осциллографа к выходам фазовращателя и настроив генератор на частоту  $f_0$  резистором *R4* устанавливают фазовый сдвиг выходных сигналов  $90^\circ$ . При этом эллипс на экране превращается в окружность. Аналогичную операцию повторяют на частоте  $f_2$  резистором *R3*. Настройка закончена — остается проверить точность фазового сдвига в диапазоне звуковых частот. Форма окружности на экране не должна заметно искажаться. Настраивать фазовращатели рекомендуется при амплитуде сигнала не более нескольких сотен милливольт, чтобы не сказывались нелинейные свойства магнитного материала сердечников. В диапазоне частот 300...3000 Гц фазовращатель обеспечивает точность фазового сдвига не хуже  $1^\circ$  при выходном напряжении не более 0,1...0,3 В. RLC фазовращатель, изображенный на рис. 40, не требует симметрирующего каскада, трансформатора или фазоинвертера, но его катушки при том же характеристическом сопротивлении содержат большее число витков.



**Рис. 41. LC фазовращатель звеньев**

**Рис. 42. Схема соединения приборов для настройки**

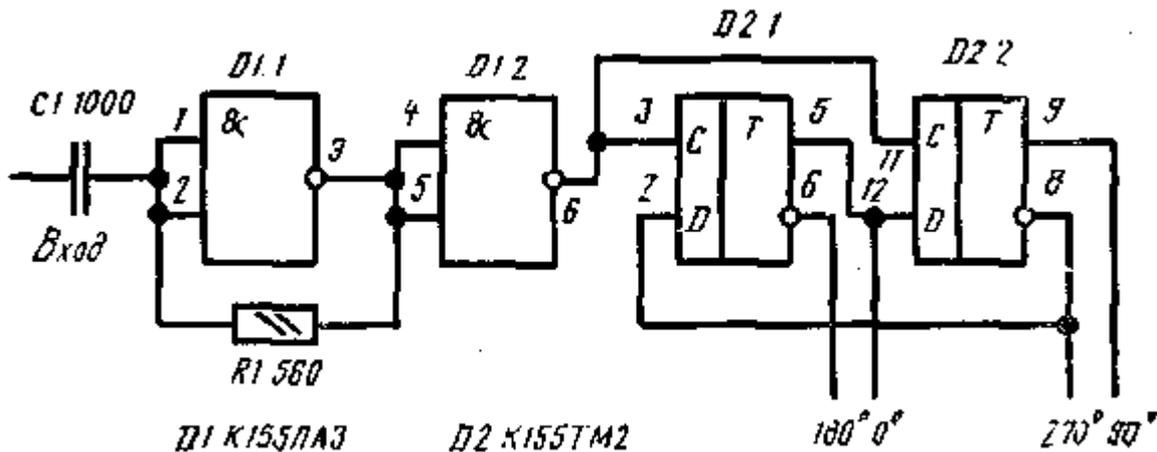
Другое, более важное для трансиверов, его достоинство состоит в том, что при нагрузке каналов входными сопротивлениями смесителей их влияние можно скомпенсировать введением резисторов  $R_5$  и  $R_6$ , причем чем меньше  $R_{BX}$ , тем большим должно быть сопротивление  $R_5$  и  $R_6$ . Это позволяет использовать фазовращатель в обратимых модуляторах-демодуляторах. Настройка фазовращателя не отличается от описанной выше, она производится при отключенных смесителях и при нулевом сопротивлении резисторов  $R_5$  и  $R_6$ . Нумерация аналогичных элементов на рис. 40 и 39 одинакова. Резисторы  $R_5$  и  $R_6$  регулируют по максимальному подавлению ненужной боковой полосы уже после установки настроенного фазовращателя в трансивер. Катушки на кльцах К18Х8Х5 2000НМ содержат 2х600 ( $L_1$ ) и 2Х300 ( $L_2$ ) витков.

LC фазовращатели практически не вносят потерь и полностью обратимы. Схема LC фазовращателя 4-го порядка показана на рис. 41. При расчете фазовращателя частоты звеньев берутся из табл. 3. Индуктивности катушек и емкости конденсаторов можно рассчитать по формулам:

$$L_{\Pi} = R / 4\pi f_{\Pi}, \quad C = 1 / \pi f_{\Pi} R,$$

где  $R$  — характеристическое сопротивление звеньев, на которое должен нагружаться каждый канал фазовращателя. Поскольку нагрузкой являются смесители, их входное сопротивление должно быть равно характеристическому. Значения индуктивностей относятся к одной половине обмотки. На схеме рис. 41 указаны номиналы элементов фазовращателя, рассчитанного на диапазон звуковых частот 400 ... 2800 Гц и обеспечивающего точность фазового сдвига  $0,5^\circ$  (подавление боковой полосы не хуже 46 дБ). Частоты настройки звеньев даны в последнем столбце табл. 3. Каналы фазовращателя нагружаются смесителями с входным сопротивлением 1 кОм. На общем входе фазовращателя включается ФНЧ с характеристическим сопротивлением 500 Ом. При намотке на кольцах К16Х8Х4 из феррита 2000НН или 2000НМ числа витков катушек  $L_1$  ...  $L_4$  составляют, соответственно 2Х810, 2Х250, 2Х430, 2Х130. Подойдет провод ПЭЛ или ПЭЛШО диаметром от 0,07 до 0,15 мм. Катушки наматывают сложенным вдвое проводом, затем начало одного провода соединяют с концом другого, образуя средний вывод.

Настраивать звенья фазовращателя удобно до установки их в конструкцию с помощью звукового генератора и осциллографа или милливольтметра переменного тока. Схема соединения приборов для настройки звеньев показана на рис. 42. Один из выводов катушки остается свободным. На собственной частоте звена показания милливольтметра минимальны. Частоты звеньев подгоняют с точностью не хуже 0,5 %, отматывая или доматывая одновременно оба провода катушки.



**Рис. 43. Фазовращатель на цифровых микросхемах**

Особый класс составляют цифровые фазовращатели. К сожалению, они непригодны для работы с речевыми сигналами, но с успехом могут применяться для получения фазового сдвига гетеродинных сигналов в фазовых и фазофильтровых трансиверах. Максимальная рабочая частота определяется быстродействием примененных микросхем, а точность фазового сдвига очень высока. Принцип действия цифровых фазовращателей — крайне прост: при делении частоты, обычно триггерами, пропорционально частотам делятся и фазы сигналов. Поэтому, если частоты двух противофазных сигналов, полученных от одного и того же генератора, поделить пополам, выходные сигналы окажутся в квадратуре (со сдвигом фазы  $90^\circ$ ). Для повышения точности противофазные сигналы также получают делением частоты с помощью триггера.

Практическая схема цифрового фазовращателя приведена на рис. 43. Входной синусоидальный сигнал от гетеродина подается через разделительный конденсатор  $C_1$  на формирователь прямоугольных импульсов, собранный на двух логических элементах 2И-НЕ микросхемы  $D_1$ . Частота входного сигнала должна быть в

четыре раза выше необходимой для смесителей. Сформированный прямоугольный сигнал подается на счетные входы триггеров микросхемы *D2*, включенных кольцевым счетчиком на четыре. На выходах счетчика образуется четырехфазная последовательность прямоугольных импульсов со скважностью 0,5 (длительность единичного состояния равна длительности нулевого). Выходные сигналы фазовращателя подаются непосредственно на смесители. Последние можно выполнить по балансной или кольцевой схеме на диодах или ключевыми — на полевых транзисторах.

## 4. ФИЛЬТРЫ

В трансиверах прямого преобразования, как уже выяснилось при разборе структурных схем, нужна фильтрация сигнала. Входные цепи приемника должны обеспечивать близкий к единице коэффициент передачи в рабочем диапазоне частот и как можно большее ослабление внедиапазонных сигналов, что повышает реальную селективность и уменьшает вероятность помех от посторонних станций. Это — свойство полосового фильтра, поэтому и выполнить входную цепь лучше всего в виде такого фильтра. Если усилитель мощности трансивера достаточно широкополосен, его выходной сигнал может содержать много гармоник. Для их фильтрации также нужен фильтр. Поэтому в трансивере между антенным переключателем и антенной целесообразно установить полосовой фильтр, общий для передатчика и приемника. В многодиапазонной конструкции таких фильтров устанавливают несколько, по числу диапазонов, а коммутируют их общим переключателем диапазонов. Характеристическое сопротивление фильтров логично выбрать равным сопротивлению фидера, 50 или 75 Ом.

Классическая схема Г-образного полосового фильтра дана на рис. 44, а. Расчет его чрезвычайно прост. Вначале определяется эквивалентная добротность  $Q = f_0/2\Delta f$ , где  $f_0$  — средняя частота диапазона,  $2\Delta f$  — полоса пропускания фильтра, она берется на 10 ... 30 % больше ширины диапазона. Индуктивности и емкости фильтра находятся по формулам:

$$L1 = RQ/2\pi f_0, L2 = R/2\pi f_0 Q, C1 = 1/2\pi f_0 RQ, C2 = Q/2\pi f_0 R,$$

где  $R$  — характеристическое сопротивление фильтра. На входе и выходе фильтр должен нагружаться сопротивлениями, равными характеристическому, ими могут быть входное сопротивление приемника (или выходное передатчика) и сопротивление антенны. Значительно лучшую селективность (более 30 дБ при расстройке на  $3\Delta f$ ) дает П-образный фильтр, составленный из двух Г-образных звеньев. Индуктивности и емкости продольных ветвей при этом объединяются (рис. 44, б). Расчетные формулы остаются прежними. Если сопротивление нагрузки меньше характеристического, ее можно подключить к отводу катушки  $L2$ . Сопротивление уменьшится в  $\kappa^2$  раз, где  $\kappa$  — коэффициент включения. Так сделано в двухконтурном фильтре с емкостной связью, предназначенном в основном для приемников (рис. 45). Его характеристическое сопротивление выбирается равным входному сопротивлению УВЧ или смесителя. Расчетные формулы для  $L2$  и  $C2$  прежние (нумерация деталей сохранена), а емкость конденсатора связи выбирается из расчета  $C2/Q = C3$ . Настраивается фильтр подстроечными сердечниками катушек по максимуму коэффициента передачи.

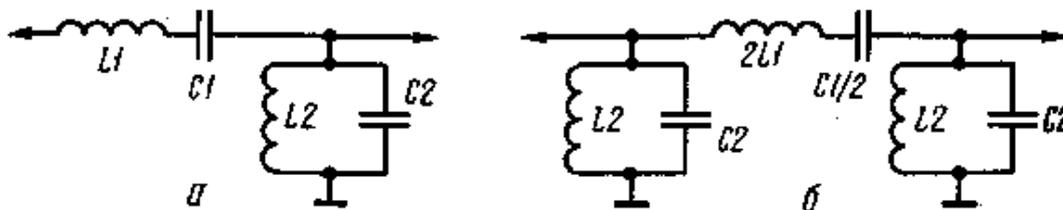


Рис. 44. Полосовые фильтры:  
а — Г-образный; б — П-образный

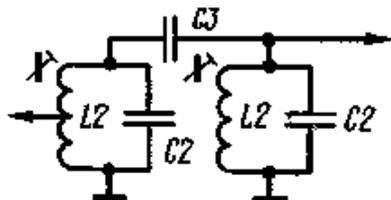


Рис. 45. Двухконтурный полосовой фильтр

Основная фильтрация сигнала в трансиверах прямого преобразования осуществляется на низкой частоте фильтрами нижних частот (ФНЧ). Международный стандарт устанавливает верхнюю граничную частоту телефонного канала 3400 Гц, что обеспечивает хорошую разборчивость речи. Улучшая помехоустойчивость и селективность приемников, любители довольствуются более узкой полосой с верхней граничной частотой 2700 ...

3000 Гц. Удовлетворительная разборчивость речи получается даже при полосе 2100 Гц. По-видимому, оптимальным на КВ диапазонах следует считать диапазон звуковых частот 400 ... 2700 Гц.

Простейший ФНЧ, устанавливаемый на выходе смесителя приемника или модулятора-демодулятора трансивера, целесообразно выполнить на  $LC$  элементах по  $\Pi$ -образной схеме рис. 46. Потери, вносимые фильтром, пренебрежимо малы, селективность его составляет 23 дБ на частоте  $2f_c$  и 32 дБ на частоте  $3f_c$ . Для больших расстройек она равна 60 дБ на декаду (десятикратное увеличение частоты). Соотношения между элементами фильтра определяются формулами:  $C1 = C2 = 1/2nf_cR$ ,  $L1 = R/nf_c$ , где  $f_c$  — частота среза. Сопротивлением  $R1$  обычно служит входное сопротивление УНЧ. Значения  $L$  и  $C$  достаточно выдержать с точностью 10 %, поэтому настройки фильтр не требует. Кривая селективности несколько изменяется при рассогласовании фильтра: при нагрузке на сопротивление  $R1$  в несколько раз меньше расчетного наблюдается спад АЧХ на несколько децибел в области частоты среза, в обратном случае наблюдается подъем. Небольшой подъем в области верхних частот звукового спектра полезен для улучшения разборчивости, поэтому целесообразно рассчитывать фильтр на сопротивление в 1,5 ... 2 раза меньше реального нагрузочного. Типовые значения элементов для  $f_c = 3$  кГц таковы:  $C1 = C2 = 0,05$  мкФ,  $Z1 = 0,1$  Гн,  $R = 1 ... 2$  кОм. Катушка наматывается на кольцевом магнитопроводе К16Х8Х4 из феррита 2000НМ и содержит 260 витков любого подходящего изолированного провода. Торoidalные катушки хороши тем, что мало подвержены посторонним магнитным наводкам и чаще всего не требуют экранировки. Кольца указанного размера легко изготовить из пермал-лентовой ленты шириной 4 ... 5 мм (от ненужных тороидальных сердечников), свив ее в рулон и проклеив торцы. Индуктивностью фильтра может служить и одна из обмоток миниатюрного трансформатора от портативных приемников, лучше всего подходит первичная обмотка выходного трансформатора.

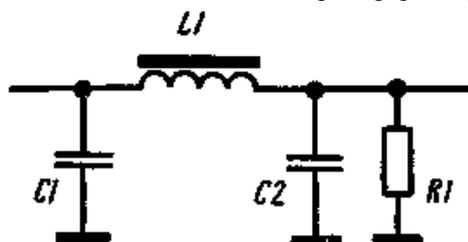


Рис. 46. Простейший ФНЧ

Большую селективность (120 дБ на декаду) дает двухзвенный фильтр, составленный из двух последовательно включенных  $\Pi$ -образных звеньев (рис. 47, а). Данные катушек остаются прежними, но наматываются они на кольцах из материала 1000НМ, Конденсаторы фильтра типа МБМ с допуском  $\pm 10$  %. Средний конденсатор  $C2$  составлен из двух параллельно включенных. Характеристическое сопротивление фильтра 500 Ом, Конструкция фильтра показана на рис. 47, б. Конденсаторы установлены вертикально между двумя платами из фольгированного гетинакса размерами 20Х40 мм. Катушки разделены пластинкой пенопласта и вклеены между платами. Сами же платы скреплены выводами конденсаторов, припаянными к фольге на наружной стороне плат. Всю конструкцию для защиты от возможных наводок можно заключить в экран из магнитомягкой стали с толщиной стенок 0,5 ... 1 мм.

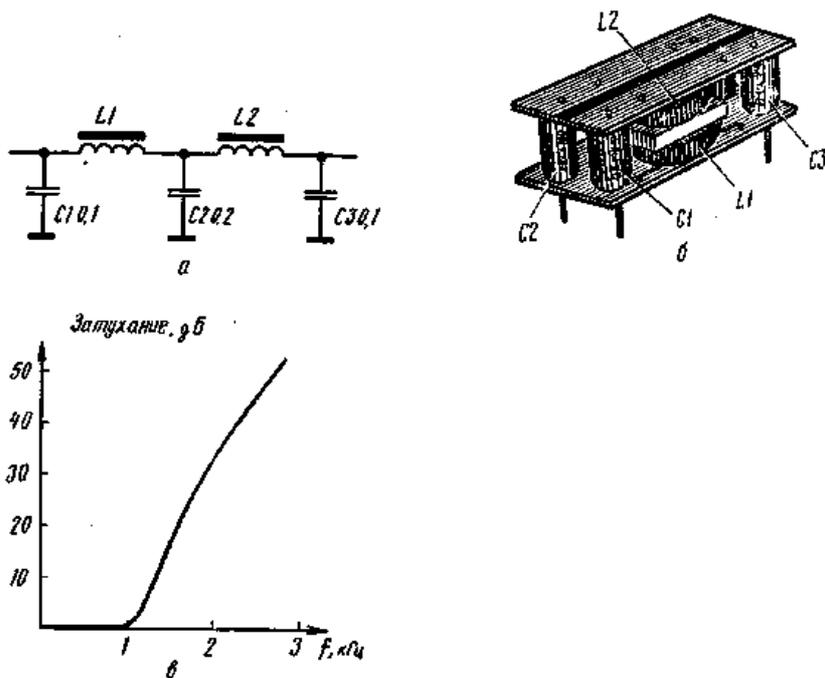


Рис. 47. Двухзвенный ФНЧ:  
а — схема; б — конструкция; в — АЧХ

Такие же по схеме и конструкции фильтры можно применить и в фазофильтровом трансивере. Катушки фильтра в этом случае наматываются на кольцах диаметром 16 или 18 мм из материала 2000НМ и содержат по 480 витков провода ПЭЛШО 0,15. Номиналы конденсаторов остаются прежними, характеристическое сопротивление возрастает до 1,3 кОм. Частота среза составляет 1200 Гц, ослабление на частоте 1600 Гц (поднесущая в фазофильтровом трансивере) 20 дБ, ослабление на частоте 2 кГц (начало подавляемой боковой) около 35 дБ, на частоте 2,7 кГц (середина подавляемой боковой) около 50 дБ.

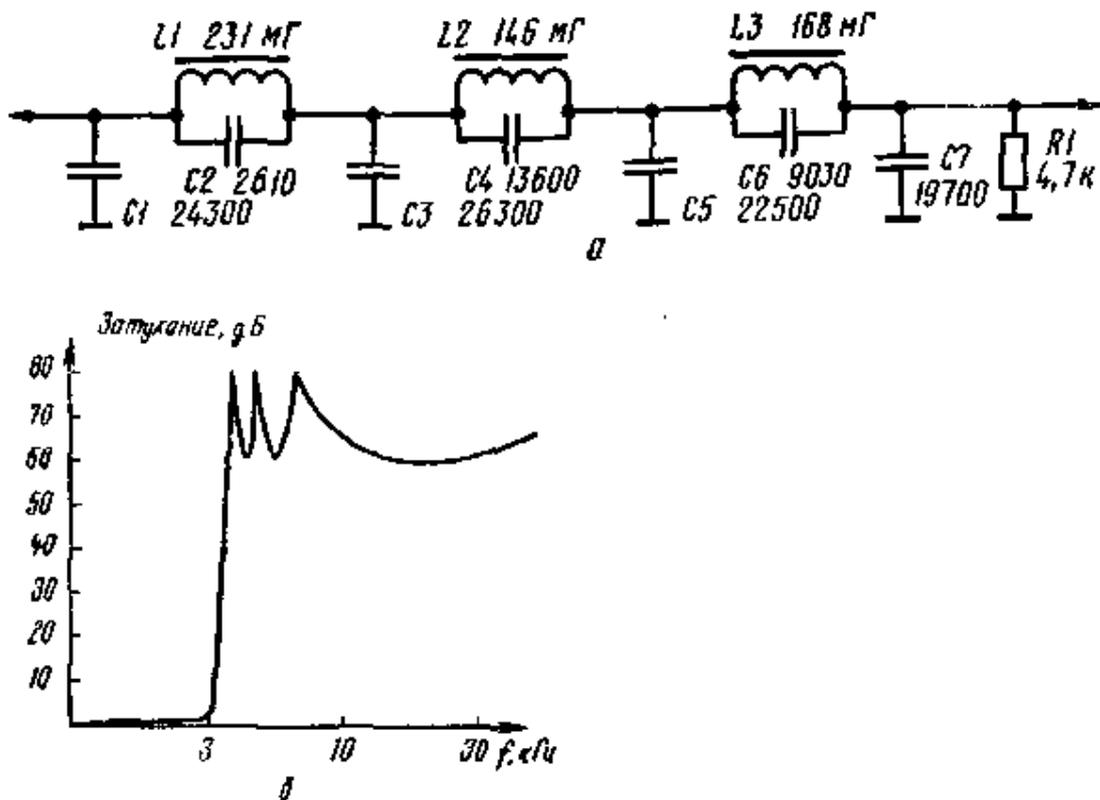


Рис. 48. Трехзвенный ФНЧ: а — схема; б — АЧХ

Описанные фильтры типа *к* имеют монотонно спадающую за частотой среза АЧХ, экспериментально снятый образец которой для последнего из описанных фильтров при  $R = 1,5$  кОм приведен на рис. 47, в. Если катушку одного из звеньев фильтра зашунтировать конденсатором, то образовавшийся параллельный контур вызовет появление глубокого провала в АЧХ на резонансной частоте, которая выбирается выше частоты среза фильтра. Получившееся звено типа *т* имеет большую крутизну спада АЧХ, зато затухание на частотах выше провала уменьшается. Комбинируя *т* звенья с различными частотами бесконечного затухания или *кит* звенья, можно получить АЧХ фильтра, близкую к прямоугольной. Схема и АЧХ подобного трехзвенного ФНЧ, разработанного английским радиолюбителем *G3PDA4*, показаны на рис. 48. Полоса пропускания фильтра 3 кГц по уровню 6 дБ, частоты бесконечного затухания составляют 3,6, 4,1 и 6,5 кГц. На всех частотах выше примерно 3,54 кГц затухание получается не менее 60 дБ, а потери в полосе пропускания не превосходят 1,25 дБ.

Фильтровать частоты ниже 300 ... 400 Гц обычно нет необходимости — эту роль выполняют разделительные конденсаторы в УНЧ, емкость которых выбирается из условия  $C = 1/2\pi f_n R$ , где  $f_n$  — нижняя частота звукового спектра,  $R$  — входное сопротивление следующего за разделительным конденсатором каскада. Тем не менее при особо жестких требованиях к селективности трансивера и ширине излучаемого им спектра целесообразно применить полосовой фильтр НЧ. Схема полосового фильтра с характеристическим сопротивлением 250 Ом и полосой пропускания по уровню 3 дБ 355 ... 2530 Гц приведена на рис. 49. Неравномерность АЧХ в полосе пропускания не превосходит 3 дБ, затухание на частотах ниже 150 и выше 5500 Гц более 60 дБ. Катушки фильтра можно намотать на ферритовых кольцах. Все контуры фильтра, параллельные  $L1C1$ ,  $L3C3$ ,  $L5C5$  и последовательные  $L2C2$  и  $L4C4$ , настраиваются на центральную частоту полосы пропускания 950 Гц.

Для приема телеграфных сигналов, особенно на перегруженных низкочастотных КВ диапазонах, полезно сузить полосу пропускания приемника до 300 ... 400 Гц. При этом несколько возрастает и чувствительность приемника из-за уменьшения мощности шума в суженной полосе. Дальнейшее сужение полосы к возрастанию чувствительности практически не приводит, поскольку шум приобретает узкополосный, звенящий характер и на его фоне становится труднее разбирать сигнал. Простейшим телеграфным фильтром может служить одиночный параллельный  $LC$  контур, включенный между первым и вторым каскадами УНЧ. Значительно лучшие результаты дает полосовой фильтр, АЧХ которого ближе к прямоугольной. У полосового фильтра значительно больше ослабление внеполосных сигналов, а «звон» и «размывание» телеграфного сигнала получаются даже меньше, чем у одиночного контура. Схема  $LC$  фильтра с полосой пропускания от 600 до 1000 Гц и характеристическим сопротивлением 600 Ом дана на рис. 50. Отводы сделаны от середины катушек  $L1$  и  $L3$ . Подключение продольной ветви фильтра к отводам катушек позволило понизить ее сопротивление вчетверо и соответственно вдвое уменьшить число витков катушки  $L2$  с наибольшей индуктивностью.

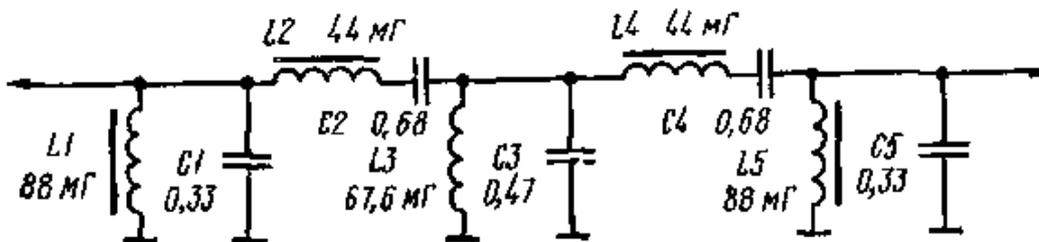


Рис. 49. Полосовой фильтр НЧ

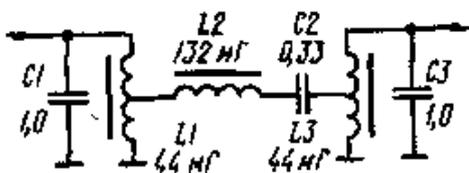


Рис. 50. Полосовой телеграфный фильтр

Заканчивая описание  $LC$  фильтров, приведем несколько полезных формул для расчета числа витков катушек индуктивности. Формулы пригодны и для расчета катушек фазовращателей. Общая формула для расчета индуктивности любых как НЧ, так и ВЧ катушек имеет вид:

$$L = \mu \mu_0 N^2 S / l,$$

где  $L$  — индуктивность катушки, Г,  
 $\mu$  — магнитная проницаемость сердечника,  
 $\mu_0$  — Магнитная константа,  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ , Г/м,

$N$  — число витков,  
 $S$  — сечение обмотки,  $\text{м}^2$ ,  
 $l$  — длина намотки или длина окружности тора, м.

Для ферритовых колец последние две величины удобно выразить через внешний  $D$  внутренний  $d$  диаметры и высоту кольца  $h$ :

$$l = \frac{\pi}{2} (D + d), \quad S = \frac{h}{2} (D - d).$$

При практических расчетах удобнее пользоваться приведенной формулой:

$$N \approx k \sqrt{L} \quad (\text{мГ}).$$

Значения коэффициента  $k$  для ряда широко распространенных кольцевых магнитопроводов приведены в табл.4.

Таблица 4

Типоразмер	К16Х8Х4			К10Х6Х4		
	$m$	3000	2000	1000	2000	1000
$k$	21	26	37	31	44	70

Активные фильтры, получившие значительное распространение в связи с успехами полупроводниковой элек хроники, также можно применять в трансиверах прямого преобразования. Не следует только устанавливать их в приемной части трансивера между смесителем и УНЧ, поскольку они шумят намного сильнее, чем пассивные, и будут ухудшать общий коэффициент шума приемника. В то же время фильтровать сигнал надо как можно ближе ко входу приемника, пока мешающие сигналы еще не усилены до значительного уровня. Поэтому в приемнике прямого преобразования нужен хотя бы однозвенный  $LC$  фильтр на выходе смесителя. В промежуточных же каскадах УНЧ приемника и в микрофонном усилителе передатчика использование активных фильтров вполне оправдано. Один из удачных активных фильтров с частотой среза 3 кГц, не только фильтрующий, но и усиливающий сигнал, описан в [1]. Практически не требуют налаживания и просты по схеме фильтры с эмит-терным повторителем. На рис. 51, а показана схема ФВЧ с частотой среза около 350 Гц, а на рис. 51, б — ФВЧ с частотой среза 3 кГц. Фильтры можно включать последовательно, один за другим, без всяких переходных цепей, получая таким образом полосовой фильтр. Коэффициент передачи фильтров в полосе пропускания близок к единице, а крутизна спада АЧХ за частотой среза составляет 18 дБ на октаву (двукратное изменение частоты), или 60 дБ на декаду. Повысить селективность на частотах выше 3 кГц можно, включив каскадно два ФНЧ.

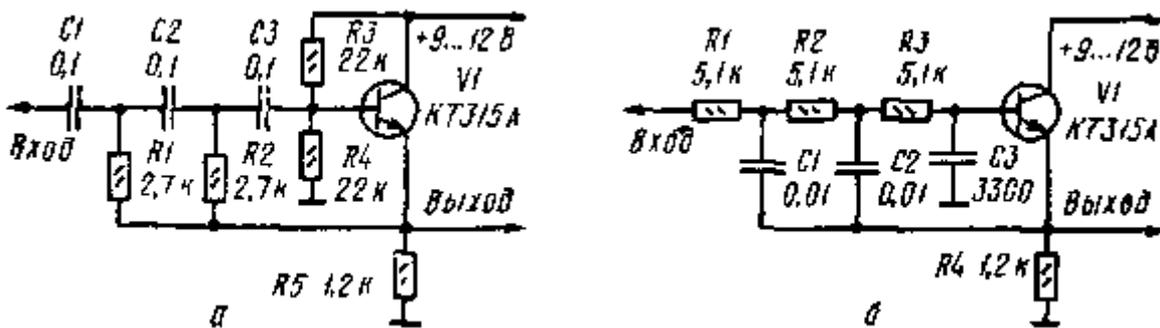


Рис. 51. Активные фильтры: а — ФВ-1; б — ФНЧ

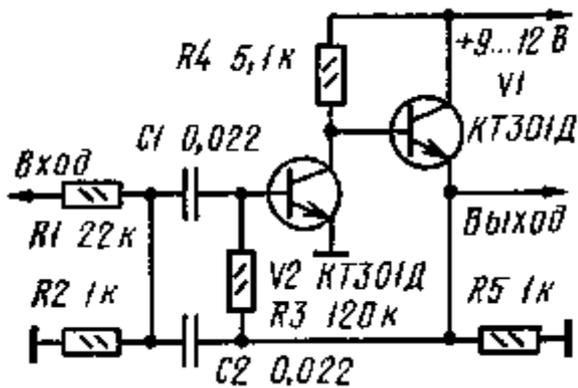


Рис. 52. Узкополосный активный фильтр

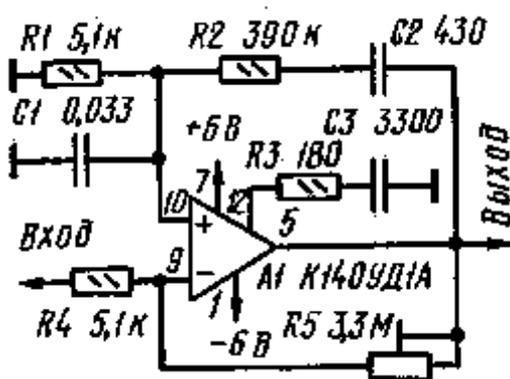


Рис. 53. Регенеративный фильтр

Для приема телеграфных сигналов в тракт НЧ целесообразно включить узкополосный активный фильтр по схеме рис. 52. АЧХ фильтра подобна резонансной кривой одиночного контура, центральная частота равна 1 кГц, полоса пропускания около 250 Гц, эквивалентная добротность  $Q=4$ . Затухание на частотах 600 Гц и 2 кГц составляет 20 дБ, на частотах 200 Гц и 5,5 кГц — 32 дБ. Коэффициент передачи на центральной частоте равен 1,2. Два таких фильтра можно соединить последовательно для повышения селективности.

Практически любую добротность и усиление можно получить в регенеративном фильтре на операционном усилителе с мостом Вина в цепи положительной обратной связи (рис. 53). При указанных на схеме номиналах деталей центральная частота равна 900 Гц, полоса пропускания по уровню 0,7 — 100 Гц, коэффициент усиления около 4000. АЧХ подобна резонансной кривой одиночного контура. Частота настройки фильтра определяется постоянной времени цепочек  $R1C1 = R2C2$ , усиление — отношением  $R2/R1$ , добротность регулируется подстроечным резистором  $R5$ . Настройка фильтра сводится к установке его движка в положение, соответствующее требуемому усилению и добротности. При этом отрицательная обратная связь через делитель  $R4R5$  сильнее положительной через мост Вина, и усилитель устойчив. Увеличение сопротивления резистора  $R5$  приводит (как в регенераторе) к возрастанию усиления, сужению полосы пропускания, а в дальнейшем и к возбуждению усилителя на центральной частоте фильтра.

Сложнее в изготовлении и налаживании полосовые активные фильтры. Но они зато обладают очень хорошей АЧХ. На рис. 54 показаны схема и экспериментально снятая АЧХ трехзвенного полосового фильтра с центральной частотой 830 Гц и полосой пропускания от 535 до 1285 Гц. Первое звено представляет собой ФВЧ, оно собрано на транзисторах  $V1, V2$ , второе — полосовое ( $V3, V4$ ), третье — ФНЧ ( $V5, V6$ ). Усиление транзисторных каскадов больше единицы, поэтому АЧХ звеньев имеют подъемы вблизи частоты среза. Эти подъемы образуют три «горба» на результирующей АЧХ всего фильтра. Настройка фильтра сводится к многократному наблюдению АЧХ с помощью перестраиваемого звукового генератора и осциллографа. Регулируя резисторы  $R5, R11$  и  $R17$ , добиваются одинаковой высоты «горбов» АЧХ при приемлемой общей неравномерности. Усиление фильтра в полосе пропускания составляет 47 дБ (210 раз по напряжению).

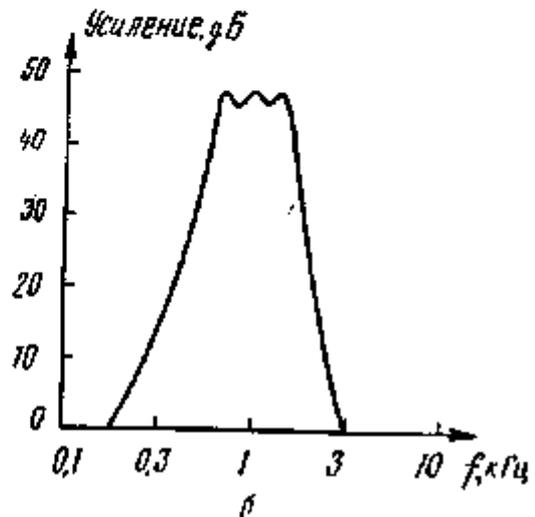
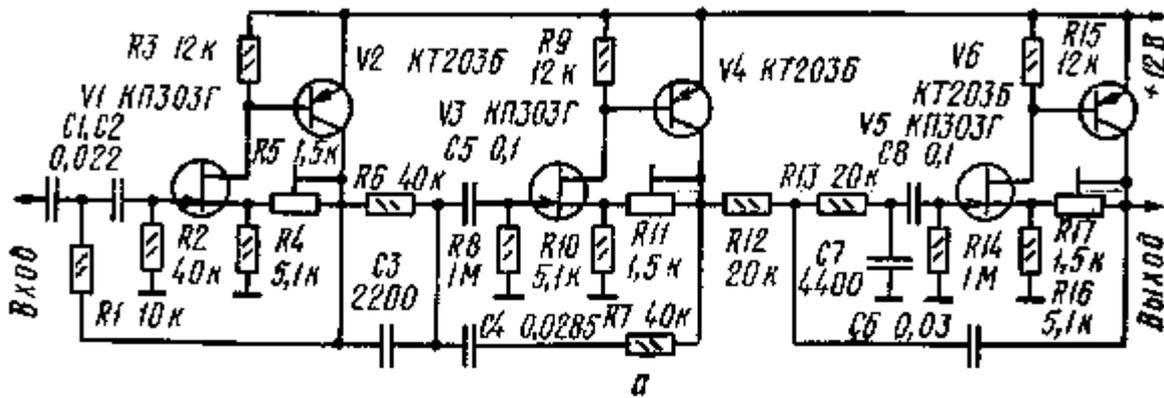


Рис. 54. Активный полосовой фильтр:  
а — схема; б — АЧХ

## 5. УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

В трансиверах прямого преобразования почти все усиление сигнала при приеме происходит в УНЧ. Он должен иметь большое усиление, порядка  $10^4 \dots 10^6$ , и низкий уровень собственных шумов. Требования к микрофонному усилителю несколько ниже, его усиление должно быть около  $10^3$ . Входные каскады УНЧ собирают на малошумящих транзисторах, например П27А, П28, КТ342, КТ208. Наименьший уровень шума получается при коллекторных напряжениях 0,5...1,5 В и токах 0,1...0,5 мА. Для упрощения схемы часто используют двух- и трехкаскадные УНЧ с непосредственной связью между каскадами, схемы которых показаны на рис. 55, 56. В них можно применить практически любые маломощные низкочастотные транзисторы. Коэффициент усиления усилителя по схеме рис. 55 составляет 1000...3000, усилителя по схеме рис. 56 — около 10...30 тысяч. Настройка усилителей несложно, оно сводится к подбору  $R1$  или  $R5$  (отмеченных на схеме звездочкой) до получения постоянного напряжения на выходе, равного половине напряжения питания.

В УНЧ трансивера целесообразно применить микросхемы, позволяющие упростить монтаж и сократить количество деталей. Для предварительного усиления хорошо подходит МС К122УН1 (рис. 57), внутренняя структура которой примерно соответствует рис. 55. МС указанного типа с буквенными индексами А и Б требуют напряжения питания 6,3 В, остальные — 12,6 В. Усиление определяется буквенным индексом и возрастает от 250 (индекс А) до 800 (индекс Д). Входное и выходное сопротивления МС около 1,5 кОм хорошо согласуются с фильтрами и другими транзисторными схемами.

Для оконечных каскадов УНЧ предназначена МС К174УН4 (К1УС744), способная развивать выходную мощность до 1 Вт (индекс А) или 0,7 Вт (индекс Б) при сопротивлении нагрузки 4 Ом. Если столь большой мощности не требуется, сопротивление нагрузки можно значительно увеличить. МС хорошо работает и при нагрузке просто на телефоны с любым сопротивлением. Схема оконечного УНЧ на данной микросхеме приведена на рис. 58. Имеется множество и других МС, пригодных для УНЧ трансиверов прямого преобразования.

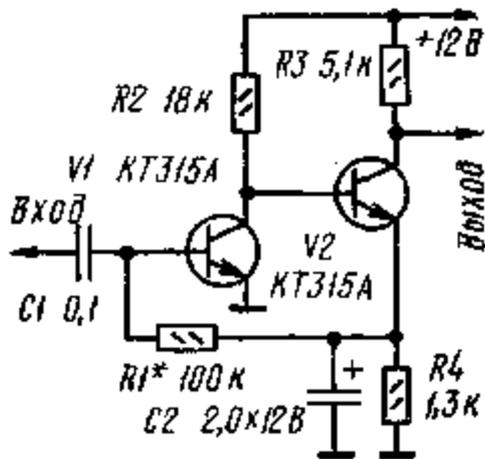


Рис. 55. Двухкаскадный УНЧ

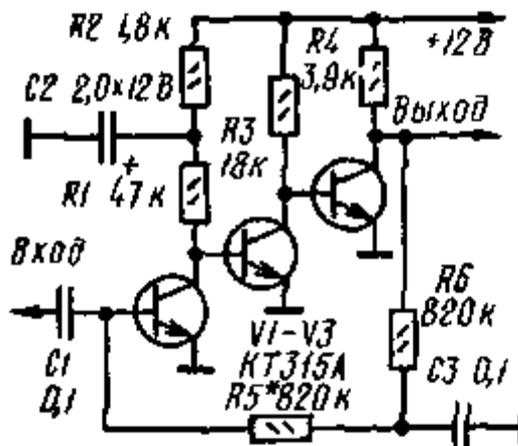


Рис. 56. Трехкаскадный УНЧ

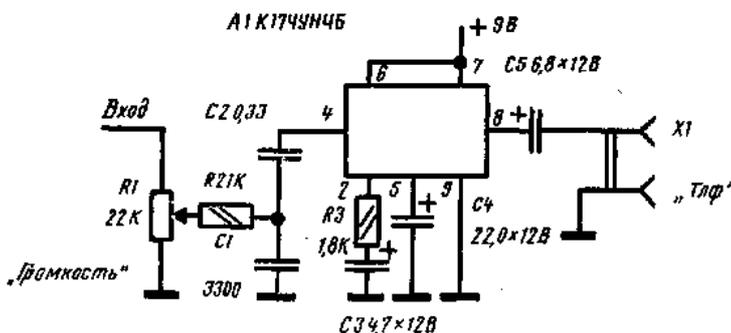
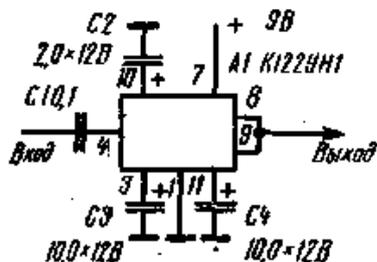


Рис. 57. УНЧ на интегральной микросхеме. Рис. 58. Оконечный УНЧ на интегральной микросхеме

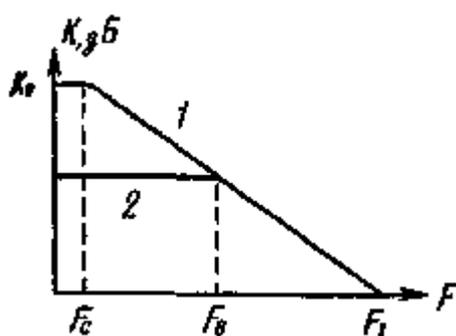


Рис. 59. АЧХ операционного усилителя

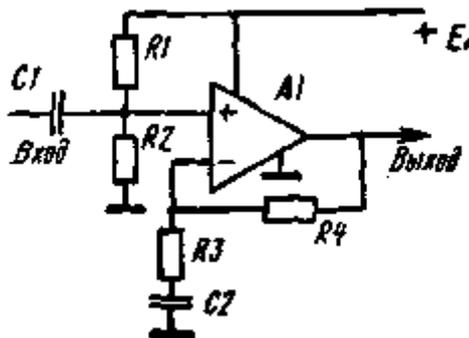


Рис. 60. Схема включения операционного усилителя

Хорошие результаты получаются с операционными усилителями. Благодаря их высокому усилению в ряде случаев весь УНЧ приемника можно собрать на одном операционном усилителе (ОУ). Однако следует иметь в виду, что полоса пропускания многих ОУ при большом усилении может оказаться недостаточной. Введение отрицательной обратной связи (ООС) расширяет полосу, но и снижает усиление. Это иллюстрирует рис. 59, где показаны АЧХ ОУ без ООС (кривая 1) и с ООС (кривая 2). Частоту среза АЧХ  $F_c$  надо узнать из паспортных данных. Если известна частота единичного усиления  $F_1$ , то  $F_c$  легко найти по формуле  $F_c = F_1/K_0$ , поскольку крутизна спада АЧХ усилителя с правильно выбранными цепями коррекции составляет 6 дБ на октаву. При такой крутизне спада АЧХ усилитель можно охватывать сколь угодно глубокой ООС. Большинство современных ОУ имеет встроенные цепи коррекции. Если же цепи коррекции внешние, то в ряде случаев удастся расширить полосу ОУ, изменив их данные или исключив совсем. Но охватывать ОУ обратной связью в этом случае уже нельзя — усилитель самовозбудится.

Поясним сказанное примером. Для ОУ K140УД7 коэффициент усиления  $k_0$  составляет 30 000, а частота единичного усиления  $F_1 = 0,8$  МГц. Рассчитываем  $F_c$ :  $F_c = 800000 \text{ Гц}/30\ 000 = 26 \text{ Гц}$ . Ясно, что без ООС усилитель использовать нельзя. Для полосы  $F_B = 3 \text{ кГц}$  коэффициент усиления составит  $F_1/F_B = 260$ . Соответственно

надо выбрать резисторы в цепи ООС. Типовая схема включения ОУ при однополярном питании показана на рис. 60. Коэффициент усиления равен отношению сопротивлений  $R_4/R_3$ . Сопротивление резисторов делителя  $R_1 = R_2$  выбирается 10 ... 100 кОм. Емкостное сопротивление конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  на низшей частоте звукового диапазона должно быть не ниже  $R_1/2$  и  $R_3$  соответственно. Цепи коррекции, индивидуальные для каждого типа ОУ, на рис. 60 не показаны.

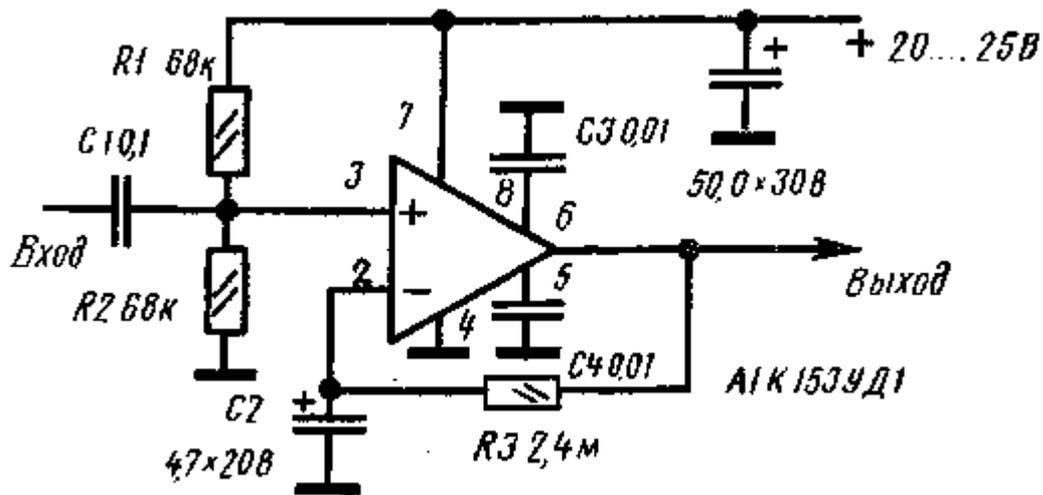


Рис. 61. УНЧ на операционном усилителе

На практике лучше применять ОУ с  $F_c$  около 3 кГц, тогда без ОС получаются необходимая полоса и высокий коэффициент усиления. Кроме того, ОУ без ОС менее склонен к самовозбуждению. К подобным типам ОУ относятся, например, К140УД1 (К1УТ401) и К153УД1 (К1УТ531).

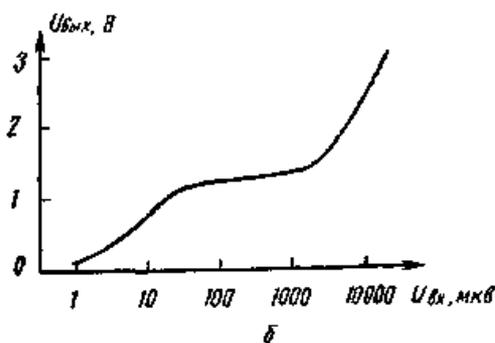
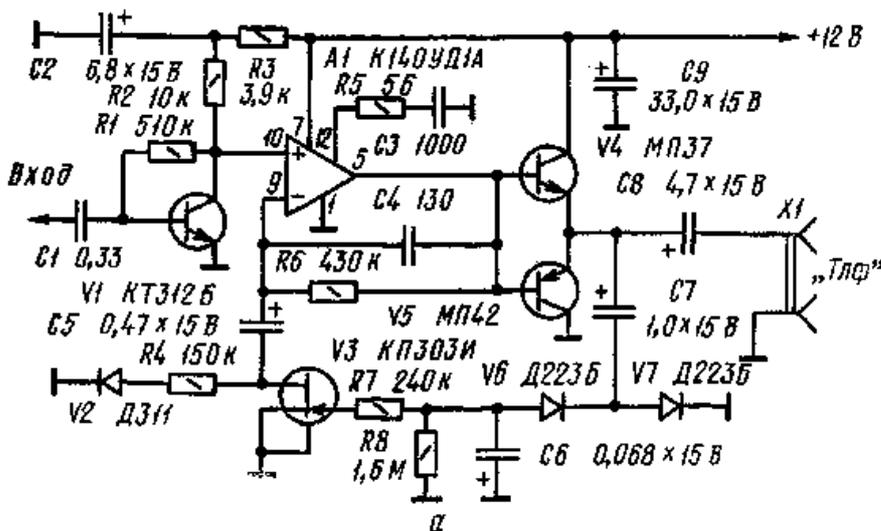


Рис. 62. УНЧ на операционном усилителе с АРУ:  
а — схема; б — амплитудная характеристика

Практическая схема УНЧ на ОУ последнего из указанных типов приведена на рис. 61. Экспериментально

измеренный коэффициент усиления составил 20 000 при полосе частот 300...2800 Гц. Нижнюю границу полосы пропускания можно смещать, подбирая емкость конденсатора  $C2$ , а верхнюю — конденсаторов  $C3$  и  $C4$ . По постоянному току усилитель охвачен стопроцентной ООС через резистор  $R3$ , поэтому режим усилителя устанавливается автоматически и никакого налаживания не требуется. Постоянное напряжение на выходе равно половине напряжения питания, поэтому при перегрузке сигнал ограничивается симметрично.

Изменяя глубину ООС, легко регулировать коэффициент усиления ОУ. Это позволяет конструировать УНЧ с довольно глубокой АРУ по звуковому сигналу, что может быть полезно как в приемной части трансивера, так и в микрофонном усилителе. Схема УНЧ приемника с АРУ приведена на рис. 62,а. Первый каскад, собранный на малощумящем транзисторе  $V1$ , усиливает сигнал и задает смещение (+ 6 В) на неинвертирующий вход ОУ. К инвертирующему входу подключен делитель обратной связи, составленный из резистора  $R6$  и сопротивления канала полевого транзистора  $V3$ . Цепочка стандартной коррекции  $R5C3$  предотвращает самовозбуждение ОУ при введении ООС. Конденсатор  $C4$  увеличивает ООС на высоких частотах и тем самым ограничивает полосу пропускания сверху. Нижние частоты ослабляются благодаря сравнительно небольшой емкости разделительного конденсатора  $C5$ . При понижении частоты его емкостное сопротивление возрастает, опять увеличивая ООС и снижая усиление. Выходной каскад собран по схеме двухтактного эмиттерного повторителя на транзисторах различной проводимости  $V4, V5$ . Сигнал с выхода усилителя подается на разъем телефонов  $X1$  и на выпрямитель, собранный по схеме с удвоением напряжения на диодах  $V6, V7$ . Благодаря использованию кремниевых диодов с пороговым напряжением 0,5 В АРУ приобретает пороговые свойства и начинает действовать лишь при выходном напряжении более 1 В. Выпрямленное напряжение отрицательной полярности приложено к затвору регулирующего транзистора  $V3$ . При возрастании выходного сигнала этот транзистор запирается, отчего возрастает глубина ООС и усиление ОУ падает. Рези-сторно-диодная цепочка  $R4V2$  уменьшает нелинейные искажения при сильном сигнале.

У изготовленного образца УНЧ полоса пропускания при малом сигнале составила 400 Гц...5 кГц с максимумом усиления на частотах около 2 кГц. Уровень шума, приведенный ко входу, не превосходил 0,5 мкВ. По мере возрастания уровня сигнала полоса пропускания расширяется, что несущественно, поскольку при этом относительный уровень шума падает. Коэффициент усиления при малом сигнале превосходит 100 дБ ( $10^5$  по напряжению). Амплитудная характеристика УНЧ показана на рис. 62,б. АРУ начинает работать при входном сигнале около 10 мкВ. Когда входной сигнал превосходит 10 мВ, регулирующий транзистор  $V3$  запирается полностью, а усиление ОУ становится близким к единице. Поскольку дальнейшее регулирование невозможно, снова наблюдается рост выходного сигнала. Таким образом, диапазон регулирования составляет около 60 дБ. Полный же диапазон входных сигналов УНЧ (от уровня шумов до начала ограничения сигнала) достигает 90 дБ.

## 6. ОГРАНИЧИТЕЛИ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ

Микрофонный усилитель однополосного трансивера можно выполнить по схемам, аналогичным схемам УНЧ приемника, а поскольку требуемое усиление меньше, достаточно бывает двух усилительных каскадов на транзисторах (см. рис. 55) или одного усилителя на микросхеме (см. рис. 57). Но обычный речевой сигнал, снимаемый с выхода усилителя, не слишком хорош для модуляции передатчика. Дело в том, что он имеет значительный пик-фактор, или отношение максимальной амплитуды к усредненной. Для необработанного сигнала он может достигать десятков, для стандартного телефонного канала принято значение 3,3. Передатчик должен проектироваться так, чтобы без искажений воспроизводить пики сигнала, тогда даже при пик-факторе 3,3 средняя излучаемая мощность оказывается в десять раз меньше пиковой. Для повышения эффективности и дальности связи широко применяют устройства для сжатия динамического диапазона речевого сигнала. К ним относятся компрессоры, использующие систему АРУ по огибающей речевого сигнала, и ограничители.

Простейший ограничитель НЧ сигнала содержит пару кремниевых встречно-параллельных диодов, включенных между микрофонным усилителем и фильтром нижних частот. Уровень ограничения при этом составит 0,5 В, а степень ограничения (отношение максимальной амплитуды сигнала к уровню ограничения) будет зависеть от усиления микрофонного усилителя и громкости разговора перед микрофоном. ФНЧ после ограничителя должен включаться обязательно, поскольку при ограничении возникают нечетные гармоники сигнала (третья, пятая, седьмая и т. д.), что приводит к значительному расширению спектра модулирующего сигнала. Гармоники с частотами выше 3 кГц срезаются ФНЧ, а гармоники с более низкими частотами только искажают сигнал — его форма после ограничения близка к прямоугольной. Тем не менее разборчивость сигнала при НЧ ограничении почти не ухудшается, особенно если перед ограничением поднять верхние частоты звукового спектра.

Практическая схема микрофонного усилителя с НЧ ограничителем дана на рис. 63. Динамический микрофон подключается к разъему  $X1$ . Дифференцирующая цепочка  $RIC2$  поднимает верхние частоты звукового спектра, а большая емкость конденсатора  $C3$  при невысоком сопротивлении резистора  $R1$  способствует уменьшению собственных шумов первого каскада. Три каскада усиления на транзисторах  $V1...V3$  имеют непосредственную связь, их режим стабилизирован цепью отрицательной обратной связи через резисторы  $R3$  и  $R7$ . Корректирующая цепочка  $R6C4$  дополнительно поднимает верхние частоты. Усиленный сигнал подается на ограничитель, содержащий резистор  $R9$  и встречно-параллельные кремниевые диоды  $V5, V6$ . За ограничителем

включен ФНЧ *C8L1C9*. Его катушка намотана на кольце К16Х8Х4 из феррита 2000НМ и содержит 400 витков. Сопротивление нагрузки на выходе фильтра должно быть около 3 кОм. В усилитель введена система голосового управления переключением прием/передача (*VOX*).

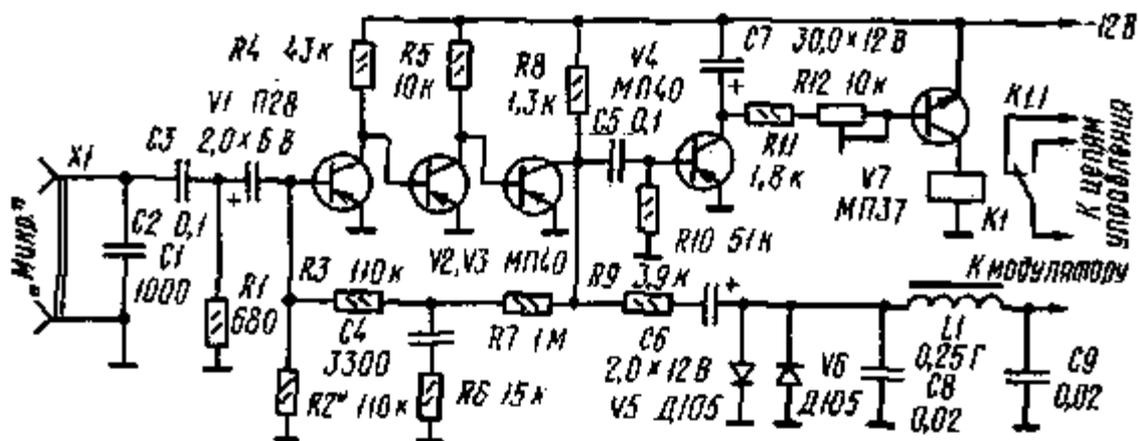


Рис. 63. Микрофонный усилитель с системой *VOX*

Усиленный звуковой сигнал детектируется переходом база-эмиттер транзистора *V4*, напряжение на его коллекторе при этом падает и конденсатор *C7* заряжается. Одновременно открывается транзистор *V7*, вызывая срабатывание реле *K1*. Время задержки обратного переключения системы определяется временем разряда конденсатора *C7* через резисторы *R11*, *R12* и эмиттерный переход транзистора *V7*. Оно регулируется подстроечным резистором *R12*. Порог срабатывания системы *VOX* в данном усилителе составляет 0,05...0,1 В, а порог ограничения — 0,5 В.

Попытки улучшить качество и натуральность звучания ограниченного сигнала привели к разработке ВЧ ограничителей, в которых сначала формируется *SSB* сигнал, который затем ограничивается и еще раз фильтруется *SSB* фильтром. Гармоники ограниченного сигнала в этом случае лежат далеко за пределами полосы пропускания второго фильтра. Тем не менее второй фильтр должен иметь крутые скаты и полосу пропускания не шире 3 кГц, поскольку при передаче сложного звукового спектра возникают комбинационные частоты, которые могут лежать очень близко или даже попадать в рабочий диапазон. Эти ограничители достаточно сложны и дороги, к тому же они мало подходят для трансиверов прямого преобразования, в которых вообще нет *SSB* фильтров.

Американские радиолюбители провели сравнительные испытания компрессора, НЧ и ВЧ ограничителей. Оценивался выигрыш от сжатия динамического диапазона речи при приеме на пределе разборчивости в условиях сильных шумов и помех, т. е. максимально приближенных к реальным при дальней связи. Результаты приведены на графиках рис. 64, где по горизонтали отложена степень ограничения (компрессии), а по вертикали — выигрыш в пороговой чувствительности, эквивалентный выигрышу в мощности передатчика. Как видно, НЧ компрессор почти не дает выигрыша, что объясняется инерционностью систем АРУ, подавляющих слабые звуковые колебания, следующие сразу за пиковыми выбросами (картина довольно типичная для речевого сигнала). Разборчивость сигнала передатчика с НЧ ограничителем несколько хуже, чем с ВЧ ограничителем, что объясняется большими нелинейными искажениями сигнала, которые на нижних частотах звукового спектра при предельном ограничении могут достигать 43 %. Для их уменьшения были предложены фазовые ограничители НЧ сигнала, эффективность которых практически так же высока, как и ВЧ ограничителей [6]. Например, при степени ограничения 20 дБ (см. рис. 64) получается восьмикратный выигрыш (9 дБ), и десятиваттный передатчик обеспечит такую же дальность связи, как восьмидесятиваттный, не превышая при этом установленной мощности!

В фазовом ограничителе параллельного действия входной НЧ сигнал через фазовращатель разветвляется на несколько каналов, в каждом из которых установлен ограничитель. Ограниченные сигналы затем снова суммируются. Относительные фазовые сдвиги, а также амплитуды суммируемых сигналов подбираются так, чтобы на выходе получилась ступенчатая форма напряжения, максимально близкая к синусоидальной. Гармоники, возникшие в процессе ограничения, при таком суммировании по большей части компенсируются. Схема пятиканального ограничителя приведена на рис. 65. Сигнал от микрофонного усилителя поступает на симметрирующий трансформатор *T1* (можно использовать переходной трансформатор транзисторных приемников), первичная обмотка которого настроена конденсатором *C1* на частоты 2,5...3 кГц для некоторого подъема верхних частот звукового спектра. Пять фазосдвигающих цепочек *R1C2*, *R2C3* и т. д. обеспечивают на частоте 500 Гц относительные фазовые сдвиги — 60°, — 30°, 0°, +30° и +60°, Фаза третьего канала принята за нулевую. На более низких и более высоких частотах относительные фазовые сдвиги уменьшаются, но это несущественно, поскольку частоты ниже 300...400 Гц ослабляются микрофонным усилителем, а гармоники частот выше 1 кГц эффективно подавляются ФНЧ, установленным на выходе всего устройства. Ограничители

содержат резисторы  $R6...R10$  и встречно-параллельные диоды  $V1...V10$ . Ограниченные сигналы суммируются резисторной матрицей  $R11...R23$ . Весовые коэффициенты суммирования (по каналам) составляют 0,5; 0,87; 1; 0,87; 0,5. На выходе установлен ФНЧ с частотой среза 3 кГц и характеристическим сопротивлением 2 кОм. Катушка  $L1$  содержит 260 витков провода на кольце К16Х8Х4 2000НМ.

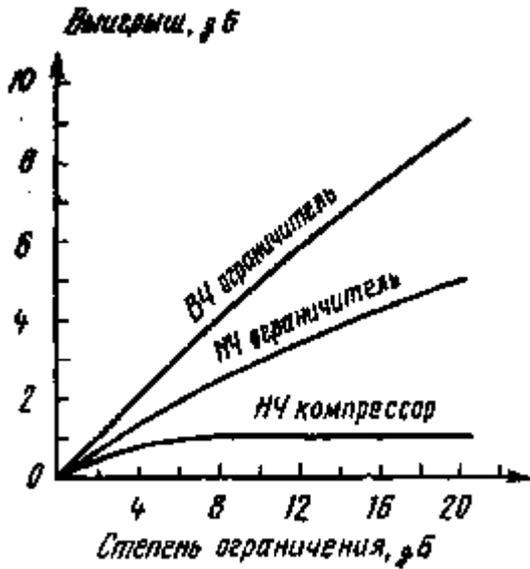


Рис. 64. Выигрыш при обработке речевого сигнала

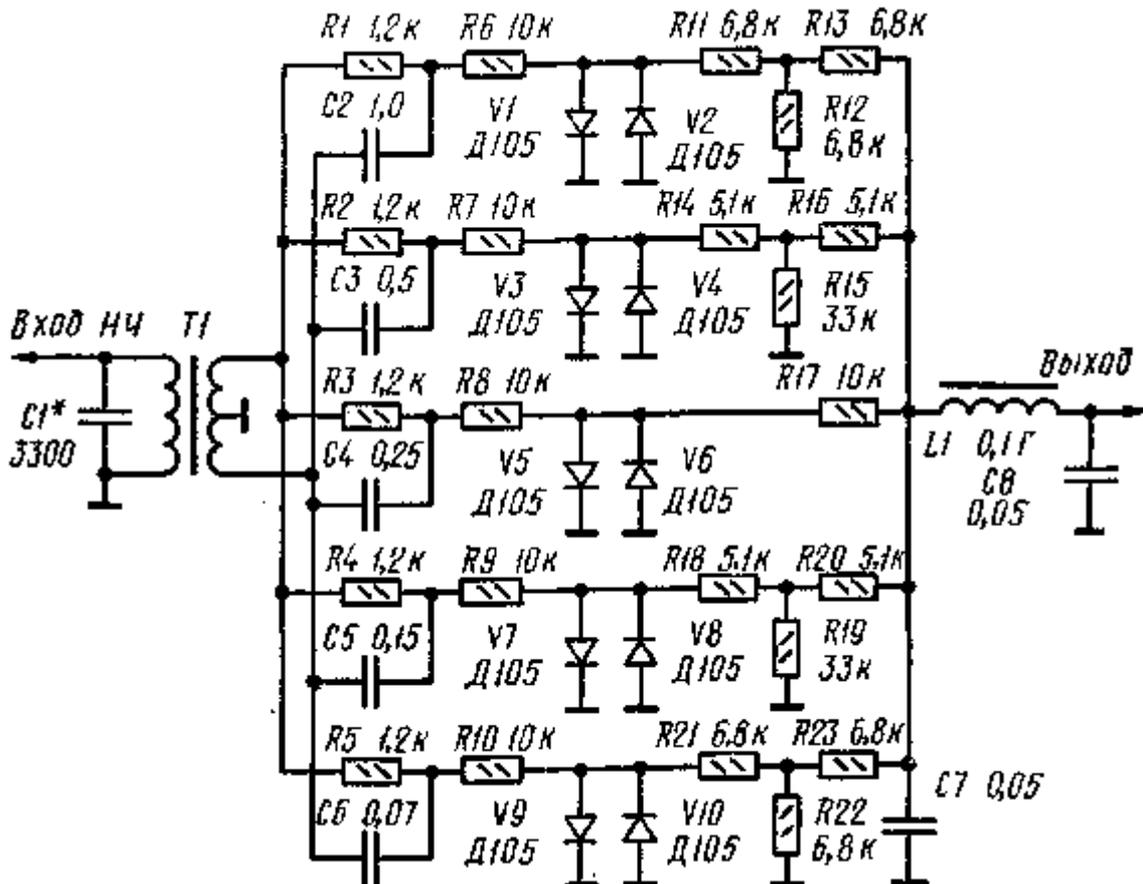


Рис. 65. Ограничитель параллельного действия

Работу устройства иллюстрируют осциллограммы рис. 66. На верхней осциллограмме показан входной синусоидальный сигнал (рис. 66,а), на средней (рис. 66,б) — ограниченный сигнал после сумматора. Ясно видна ступенчатая структура сигнала. «Ступеньки» сглаживаются выходным ФНЧ, и на выходе всего устройства получается почти синусоидальное колебание, показанное на нижней осциллограмме рис. 66, в. Существенное отличие выходного сигнала от входного состоит лишь в том, что при изменениях амплитуды входного сигнала амплитуда выходного не изменяется. Она составляет около 0,25 В.

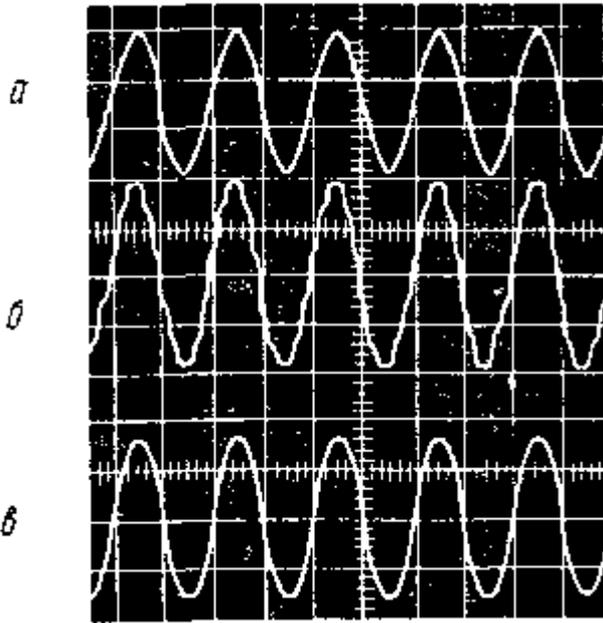


Рис. 66. Формы сигналов в ограничителе параллельного действия:  
 а — входной; б — ограниченный; а — выходной

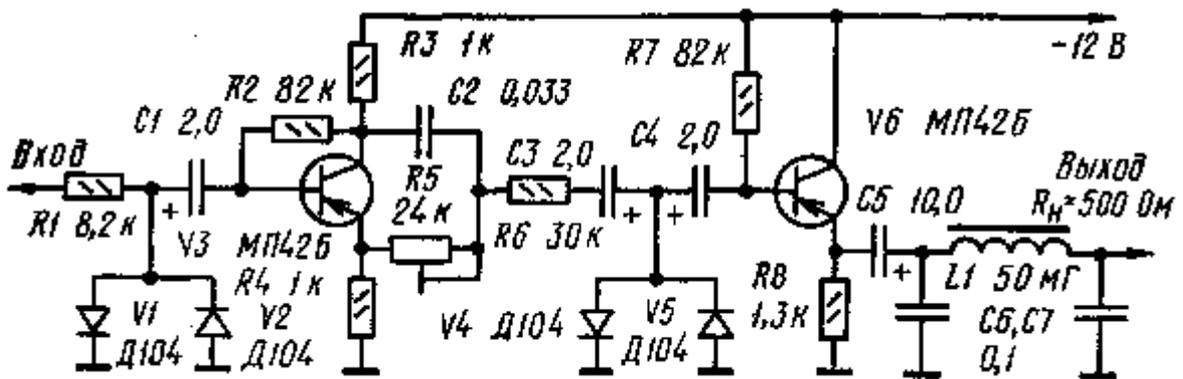


Рис. 67. Ограничитель последовательного действия

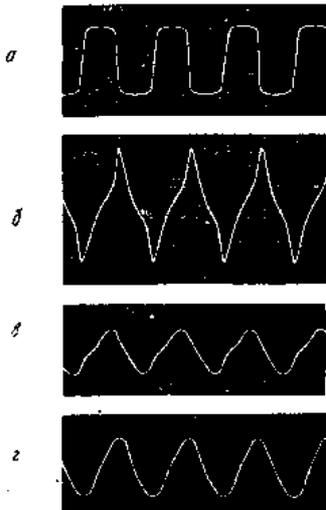
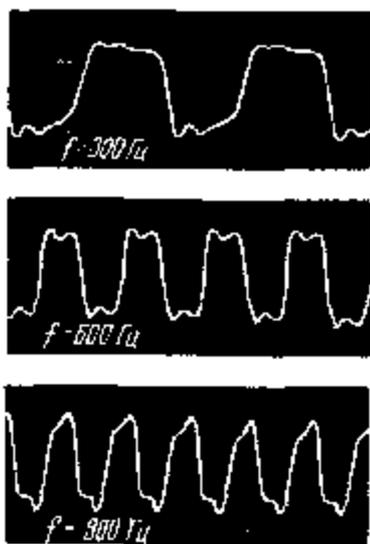


Рис. 68. Формы сигналов на выходах цепей устройства: а — первого ограничителя; б — фазовращателя; в — второго ограничителя; г — фильтра нижних частот (выходной сигнал)

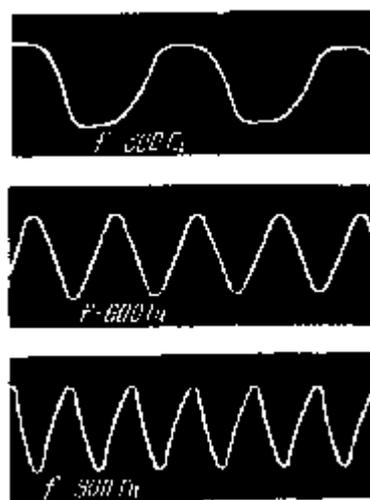
Фазовый ограничитель последовательного действия работает на несколько ином принципе. Входной НЧ сигнал сначала ограничивается по амплитуде, и получившееся прямоугольное напряжение подается на единственную фазосдвигающую цепочку. Ее фазовый сдвиг изменяется от нуля на очень низких частотах до

180° на высоких. Собственная частота цепочки, на которой фазовый сдвиг составляет 90°, выбирается около 500 Гц. При прохождении через цепочку ограниченного НЧ сигнала гармоники получают фазовый сдвиг около 70... 100° относительно основной частоты. Форма прямоугольного сигнала при этом сильно искажается, и гармоники, ранее формировавшие крутые фронты, теперь образуют выбросы около вершин синусоидального напряжения основной частоты. Эти выбросы срезаются вторым ограничителем. Практическая схема устройства дана на рис. 67. Первый ограничитель содержит резистор  $R1$  и встречно-параллельные диоды  $V1, V2$ . Вместо трансформатора в фазовращателе применен фазоинверсный каскад на транзисторе  $V3$ , имеющий повышенное входное сопротивление и не шунтирующий первый ограничитель. Подстроечный резистор фазосдвигающей цепочки  $R5C2$  позволяет подобрать ее собственную частоту по наилучшей форме выходного сигнала. Далее сигнал подается на второй ограничитель  $R6V4V5$  и эмиттерный повторитель  $V6$ , согласующий высокое сопротивление ограничителя с низким выходным. На выходе устройства включен ФНЧ  $C6L1C7$  с характеристическим сопротивлением 500 Ом.

Формы сигналов в различных точках устройства показаны на осциллограммах рис. 68. По сравнению с ограничителем параллельного действия здесь получается несколько меньшее подавление гармоник, тем не менее форма выходного сигнала (рис. 68, з) близка к синусоидальной.



**Рис. 69. Формы выходных сигналов устройства по схеме ограничитель-фильтр на различных частотах**



**Рис. 70. Формы выходных сигналов ограничителя последовательного действия на различных частотах**

Для наглядной оценки преимуществ описанного ограничителя по сравнению с обычным было проведено сравнение их выходных сигналов. Результаты сравнения приведены на осциллограммах рис. 69, 70. Обычный НЧ ограничитель получался из устройства, собранного по схеме рис. 67, путем отсоединения первого ограничителя и фазовращателя и подачи входного сигнала на левый по схеме вывод резистора  $R6$ . Форма выходного сигнала после ФНЧ на различных частотах показана на рис. 69. При частотах выше 1 кГц она близка к синусоидальной, поскольку нечетные гармоники, возникающие при ограничении, подавляются в ФНЧ. А на более низких частотах искажения весьма велики. При включении двух ограничителей и фазовращателя между ними искажения во всем диапазоне звуковых частот становятся малозаметными, лишь на самых низких частотах (300 Гц) форма выходного сигнала напоминает ограниченную синусоиду.

В заключение раздела необходимо заметить, что при подаче на вход ограничителя сигнала сложной формы, содержащего несколько частотных компонент с разной амплитудой, форма сигнала на выходе будет приближаться не к входной, а к синусоидальной. Это свойство любого ограничителя — сильные частотные компоненты в нем подавляют слабые, и на выходе остается преимущественно одна компонента с максимальной амплитудой.

## 7. УСИЛИТЕЛИ ВЧ СИГНАЛОВ

Усилитель ВЧ в приемной части трансивера прямого преобразования в принципе не обязателен. Хорошо спроектированный и налаженный тракт приема и без УВЧ может обеспечить чувствительность в несколько долей микровольта. Тем не менее установить УВЧ полезно, во-первых, для улучшения селективности — дополнительные контура или фильтры УВЧ ослабят сигналы внедиапазонных станций и, во-вторых, для улучшения развязки приемного и передающего трактов. Усиление УВЧ во избежание ухудшения реальной селективности не должно превосходить нескольких единиц. На время передачи УВЧ следует запирают или отключать по цепям питания. УВЧ также необходим в случае установки на входе приемника двух-,

трехконтурного перестраиваемого фильтра, предназначенного для улучшения реальной селективности. УВЧ в этом случае компенсирует потери в фильтре.

УВЧ можно собрать на биполярном транзисторе, но динамический диапазон приемника при этом получается невысоким из-за значительной нелинейности переходной характеристики транзистора. Гораздо лучшие результаты дают полевые транзисторы. Простой, но в то же время достаточно эффективный УВЧ на полевом транзисторе (рис. 71) содержит входной Г-образный двухконтурный фильтр  $L1C1L2C2$  и одиночный контур  $L3C4$  в цепи стока. Для снижения усиления и расширения полосы он зашунтирован резистором  $R2$ . Если расширять полосу не нужно, а желательно, напротив, повысить селективность, резистор  $R2$  из схемы исключают, а сток транзистора присоединяют к отводу контурной катушки.

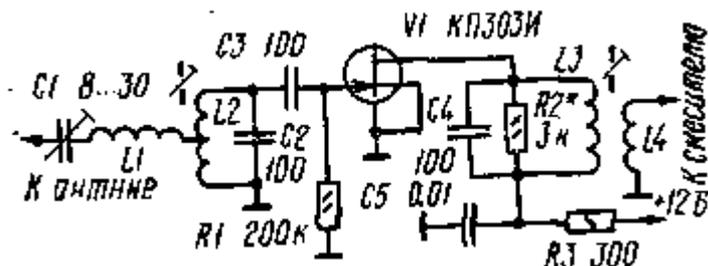


Рис. 71. Усилитель ВЧ

Еще большую развязку входа и выхода имеет усилитель на двухзатворном транзисторе (рис. 72). В обоих усилителях можно ввести цепь АРУ, подав отрицательное управляющее напряжение в цепь затвора. В усилителе по схеме рис. 72 управляющее напряжение удобно подать на второй затвор. При его изменении от +9 В до нуля диапазон регулировки достигает 50 дБ. Для диапазона 10 м данные катушек следующие: каркасы диаметром 6 мм, провод ПЭЛ 0,5...0,7. Число витков катушек  $L2$  и  $L3$  — 7, отвод катушки  $L2$  (рис. 71) сделан от 2-го... 3-го витка, число витков  $L1$  — 15. Катушки связи  $L1$  и  $L4$  содержат по 2...3 витка любого более тонкого провода (рис. 72), они наматываются около соответствующих контурных. Коллекторный ток обоих усилителей должен составлять 2...3 мА. Если он больше, увеличивается сопротивление в цепи истока ( $R2$  на рис. 72, аналогичная цепочка в случае необходимости вводится и в усилитель по схеме рис. 71). Дальнейшее налаживание сводится к настройке контуров по максимальной громкости сигнала.

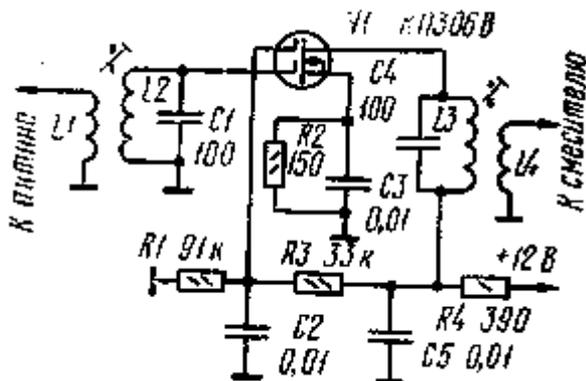


Рис. 72. УВЧ на двухзатворном транзисторе

Усилитель мощности передающей части трансивера можно выполнить как на лампах, так и на транзисторах. Ламповые усилители управляются напряжением и требуют высокого сопротивления нагрузки. Поэтому между каскадами лампового усилителя устанавливают колебательные контуры сравнительно высокой добротности. Часто они настолько узкополосны, что требуют перестройки по диапазону. Зато получается высокое подавление гармоник и других побочных продуктов усиления. В отличие от ламповых транзисторный усилительный каскад имеет низкое входное сопротивление (вплоть до долей ома) и требует низкого сопротивления нагрузки. Это токовый усилитель, и схемы согласования каскадов получаются совсем иными. Транзисторные усилители гораздо широкополоснее ламповых, фильтрация побочных продуктов усиления у них гораздо хуже и требуется применять специальные меры (устанавливать фильтры) для подавления внеполосных излучений.

По режиму работы различают усилители классов А, АВ, В и С. На рис. 73 показан график зависимости анодного (коллекторного, стокового) тока от напряжения на управляющей сетке (базе, затворе). В классе А рабочую точку выбирают на линейной части характеристики. При этом получают наименьшие искажения сигнала, но КПД усилителя низок из-за значительного тока покоя  $i_0$ . По мере увеличения смещения и амплитуды входного

ВЧ сигнала усилитель переходит последовательно в классы АВ, В и С. Класс В соответствует положению рабочей точки на нижнем сгибе характеристики. Угол отсечки тока, измеряемый в градусах, как доля полупериода возбуждающего напряжения, в течение которой протекает анодный ток, составляет при этом  $90^\circ$ . В классе С (угол отсечки меньше  $90^\circ$ ) при отсутствии ВЧ сигнала усилитель полностью заперт и анодный ток покоя отсутствует. Этот класс характеризуется наивысшим КПД. Возникает естественный вопрос: если в классах АВ — С анодный ток носит характер коротких импульсов (см. рис. 73), то как получить в антенне синусоидальный ток? Эту задачу выполняет выходной колебательный контур. Запасая энергию импульсов тока, он отдает ее в антенну в течение всего периода колебания. Следовательно, для получения малых искажений синусоидальных колебаний ВЧ сигнала, что соответствует малому содержанию гармоник, добротность выходного контура не должна быть малой. Если получить достаточную добротность контура (не менее 10...20) трудно, как это часто бывает в транзисторных каскадах, надо выполнить выходную цепь в виде ФНЧ (П-контур) или двух-, трехконтурного полосового фильтра.

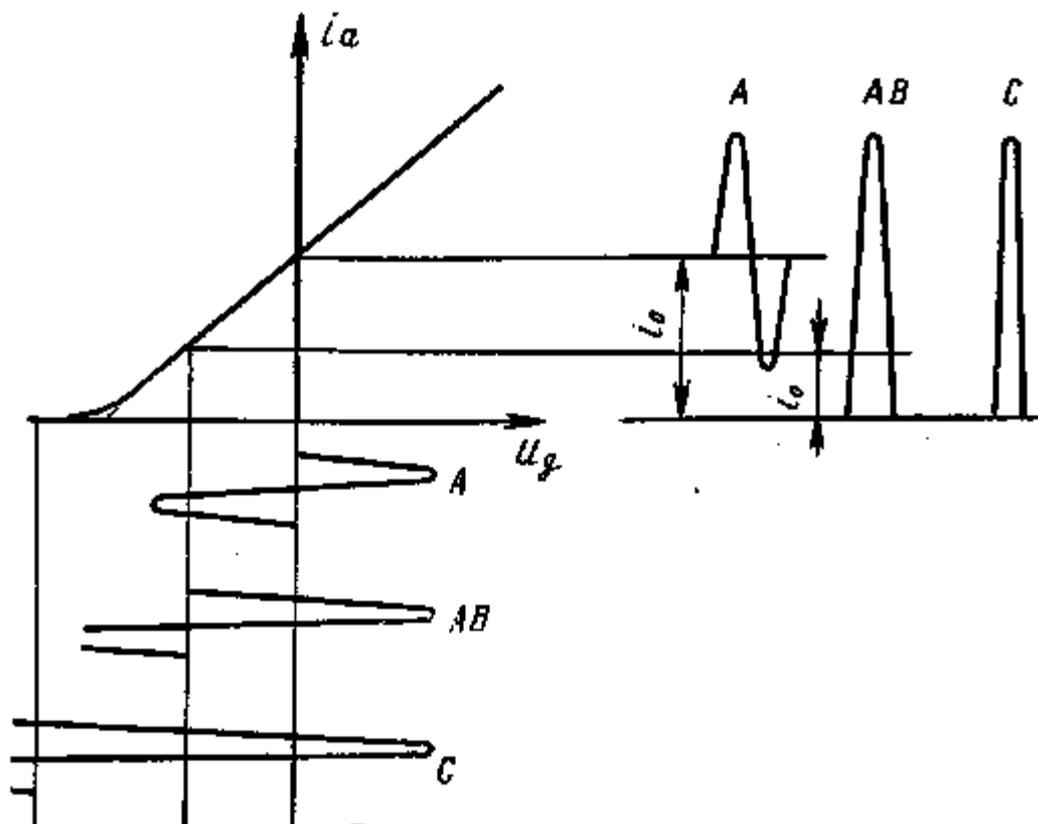


Рис. 73. Классы усиления

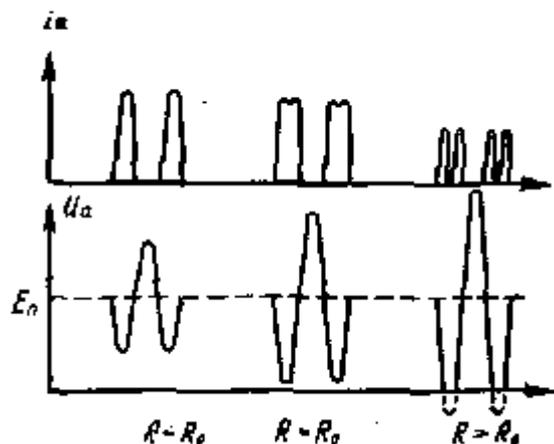


Рис. 74. Режимы усилителя мощности

Для усиления мощности телеграфных сигналов, уровень которых постоянен, пригодны усилители, работающие в любом классе усиления. Ввиду высокого КПД предпочтителен класс С. А для усиления *SSB* сигналов класс С непригоден, поскольку амплитудная характеристика усилителя, работающего в этом классе, очень

нелинейна при малых уровнях сигнала, что часто бывает при передаче *SSB* сигнала. В телефонных трансиверах используют усилители мощности, работающие только в классе АВ. При больших уровнях сигнала усилитель входит в насыщение, и выходная мощность уже не растет при увеличении возбуждения. Заход в область насыщения возможен в телеграфных усилителях, но недопустим в однополосных, поскольку при этом искажается огибающая *SSB* сигнала. Описанные причины приводят к тому, что однополосные усилители при прочих равных условиях работают с худшим КПД и отдают меньшую мощность, чем телеграфные.

При работе выходного каскада нельзя не учитывать реакцию выходной цепи. На пиках импульсов анодного тока напряжение на аноде минимально, поскольку мгновенное напряжение на контуре вычитается из напряжения анодного питания  $E_n$ . Это снижает амплитуду импульса анодного тока и приводит к появлению провала на его вершине (рис. 74). Если сопротивление нагрузки мало и переменное напряжение на контуре меньше напряжения питания, искажения формы импульсов тока нет, но каскад не отдает максимально возможной мощности. Такой режим называется недонапряженным. При оптимальном сопротивлении нагрузки  $JR = R_0$  форма импульсов слегка искажена, а переменное напряжение на контуре почти равно напряжению питания. Это критический, наиболее благоприятный режим. Перенапряженный режим получается при  $R > R_0$ , например при недостаточной связи выходного контура с антенной, когда эквивалентное сопротивление контура слишком велико. Переменное напряжение на контуре при этом больше напряжения питания, так что на пиках мгновенное анодное напряжение становится отрицательным и ток через лампу прекращается. Перенапряженный режим характеризуется глубокими провалами импульсов тока, часто до нуля. В транзисторных каскадах изменение полярности напряжения коллекторного перехода приводит к его отрыванию, и запасенная в выходном контуре мощность поступает обратно в цепи предварительного каскада, нарушая и его работу. В перенапряженном режиме падает отдаваемая мощность, возрастает излучение гармоник, увеличиваются искажения огибающей, а в транзисторных каскадах из-за перенапряжений возможен пробой переходов. Вот почему транзисторные каскады нельзя настраивать без нагрузки. Сопротивление нагрузки  $R$  определяется входным сопротивлением антенны, трансформированным выходным контуром или фильтром. Подбор оптимального коэффициента трансформации, как видно из приведенного описания, важен для нормальной работы выходного каскада и получения в антенне максимально возможной мощности.

Ориентировочно рассчитать выходной каскад можно, задавшись выходной мощностью и напряжением питания. Полагая для критического режима  $U = 0,9 E_n$ , находим амплитуду ВЧ напряжения на контуре  $U$ . Амплитуда первой гармоники тока в контуре составит:  $I = 2P/U$ , где  $P$  — выходная мощность. Затем определяем оптимальное сопротивление нагрузки каскада  $R_0 = U/I$ . Амплитуду импульсов и постоянную составляющую анодного тока можно найти, пользуясь коэффициентами разложения косинусоидальных импульсов, приведенными в табл. 5.

Таблица 5

Угол отсечки, град.	120	90	60
Класс усиления	АВ	В	с
$a_1$	0,53	0,5	0,39
$a_0$	0,4	0,32	0,22

$$I = \alpha_1 I_{\max}, \quad I_0 = \alpha_0 I_{\max}.$$

Выбранные лампа или транзистор должны отдавать максимально допустимый ток не менее  $I_{\text{тах}}$ . В заключение определяют мощность, подводимую от источника питания  $P_0 = I_0 E_n$  и КПД  $\eta = P/P_0$ . Реальный КПД и отдаваемая в антенную мощность будут несколько ниже из-за потерь в выходном контуре.

Рассмотрим практические схемы усилителей мощности. Схема транзисторно-лампового усилителя с подводимой мощностью 10 Вт для диапазона 10 м показана на рис. 75. Предварительный усилитель (драйвер) собран на транзисторе VI. На его вход достаточно подать сигнал менее 1 В от буферного каскада или умножителя частоты. Транзистор работает в режиме класса С без начального смещения. Напряжение питания на него подается от низковольтного выпрямителя через телеграфный ключ, подсоединяемый к гнездам XI. Усиленный сигнал выделяется контуром LIC3, настроенным на среднюю частоту диапазона 28...29,7 МГц. Диод V2 препятствует отпираанию коллекторного перехода в случае перенапряженного режима и тем самым значительно уменьшает влияние нагрузки на предыдущие каскады. При нормальном режиме диод открыт коллекторным током транзистора и не мешает его работе. Смещение на сетку лампы выходного каскада V3 подается с потенциометра R4 и устанавливается таким, чтобы полностью запереть лампу при отжатом ключе. Анодная цепь лампы собрана по схеме параллельного питания. Постоянная составляющая тока проходит через дроссель L2, а переменная ответвляется в выходной контур LC10 через конденсатор C9. Анодные и экранные цепи лампы питаются от выпрямителя на диодах V8, V9, включенных по схеме удвоения напряжения. Это позволило подать на анод +300 В, а на экранную сетку +150 В без использования гасящих сопротивлений или делителей,

рассеивающих значительную мощность.

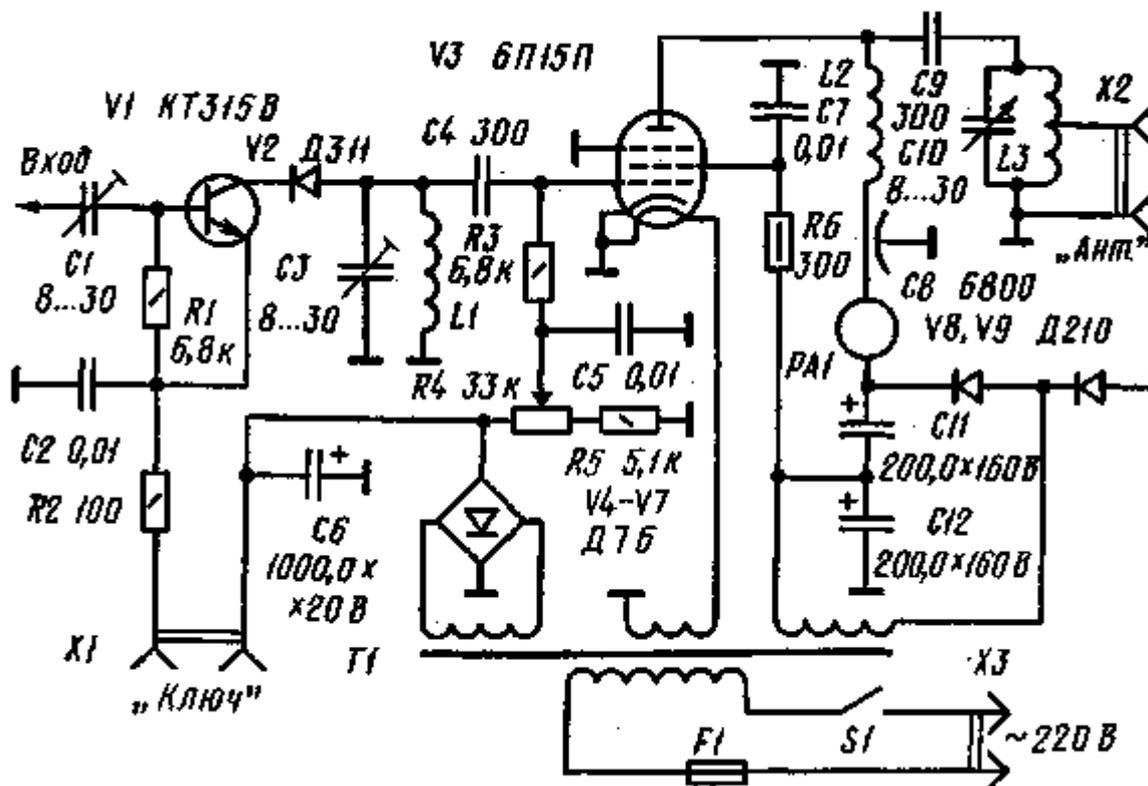


Рис. 75. Транзисторно-ламповый усилитель мощности

Катушка  $L1$  и дроссель  $L2$  намотаны на керамических каркасах диаметром 8 мм. Каркасами могут служить керамические трубочки или стержни резисторов ВС-2.  $L1$  содержит 15 витков провода ПЭЛ 0,5, длина намотки 15 мм, а дроссель наматывается виток к витку проводом ПЭЛШО 0,25 в один слой до заполнения каркаса, длина намотки 35...40 мм. Катушка выходного контура  $L2$  содержит 15 витков голого медного или посеребренного провода диаметром 0,8...1 мм. Она намотана на ребристом керамическом каркасе со средним диаметром витка 20 мм и длиной намотки 45 мм. Отвод к антенне с сопротивлением 75 Ом сделан от 2,5 витка, считая от заземленного вывода катушки. Трансформатор питания  $T1$  самодельный. Он намотан на сердечнике Ш 20X28. Первичная обмотка содержит 1630 витков провода ПЭЛ 0,25, вторичная высоковольтная 900 витков ПЭЛ 0,17, вторичная низковольтная 100 витков ПЭЛ 0,44 и накальная 48 витков ПЭЛ 0,69.

При монтаже передатчика дроссель  $L2$  и катушку  $L3$  следует расположить сверху шасси рядом с лампой. Анодный провод выводится через отверстие в шасси, просверленное рядом с лепестком ламповой панельки. Контур  $L1C3$  располагают в подвале шасси, рядом с панелькой со стороны сеточного вывода. Выводы блокировочного конденсатора  $C7$ , укоротив их до минимальной длины, припаивают непосредственно к лепесткам панельки, а сам конденсатор располагают между анодным и сеточным выводами лампы. Такая конструкция сводит к минимуму связь входных и выходных цепей мощного каскада и позволяет обойтись без экранировки катушек. Настройка усилителя сводится в основном к настройке контуров по максимуму отдаваемой мощности. Положение отвода катушки  $L3$  к антенне подбирают так, чтобы при настройке выходного контура в резонанс анодный ток уменьшался на 10... 15 %. Это примерно соответствует критическому режиму анодной цепи.

Подобный же усилитель можно собрать и на другие диапазоны. Схема остается прежней, изменяются лишь данные контуров. При пересчете полезно пользоваться следующим правилом: емкость контура увеличивается пропорционально длине волны, а число витков катушки — пропорционально корню квадратному из этой величины, причем диаметр и длина намотки остаются прежними. Соответственно уменьшается и диаметр провода. Например, при переходе с диапазона 10 м на 40 м емкости надо увеличить вчетверо, а число витков вдвое. На НЧ диапазонах надо также увеличить емкость разделительных конденсаторов  $C1$ ,  $C4$  и  $C9$ , хотя она и не критична.

Остановимся на практических схемах транзисторных усилителей мощности. Они, как правило, широкополосны, имеют низкие входное и выходное сопротивления, усиление их меньше, чем ламповых. В телеграфных передатчиках удобно соединять по постоянному току выводы базы и эмиттера, например, дросселем. Транзистор в этом случае работает в классе С с высоким КПД и хорошей термостабильностью, но требует большего напряжения возбуждения, в связи с чем может увеличиться общее число каскадов. Для усиления SSB сигналов (класс АВ) начальное смещение необходимо.

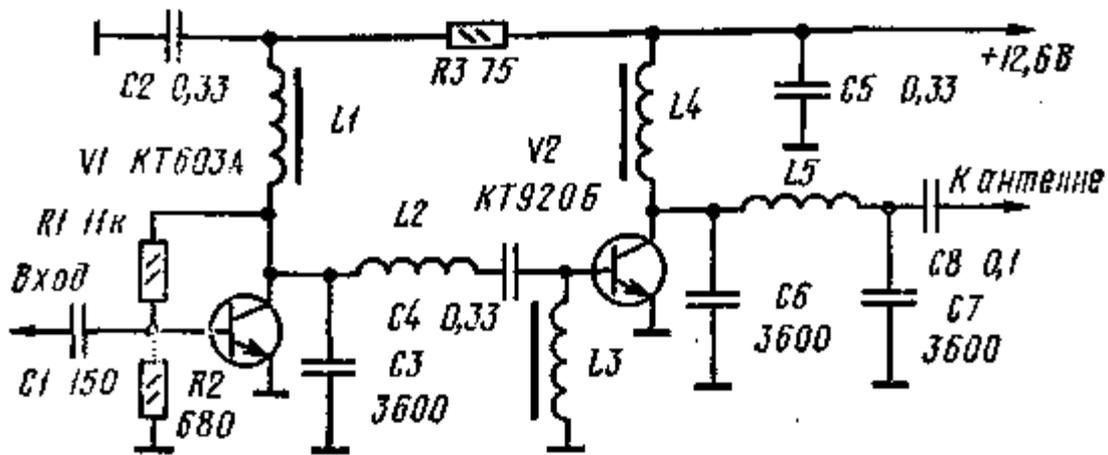


Рис. 76. Транзисторный усилитель мощности

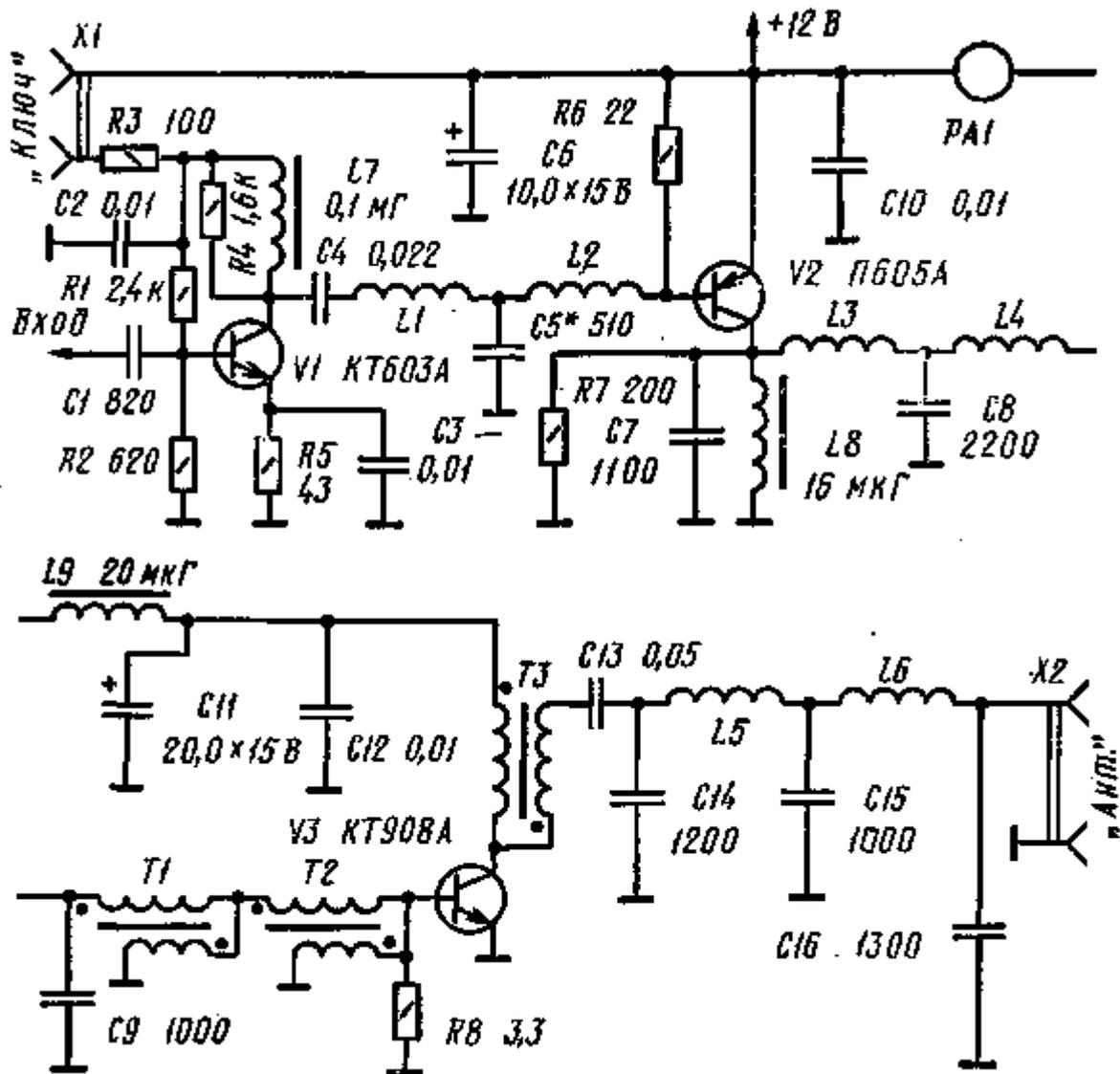


Рис. 77. Усилитель мощности с согласующими трансформаторами

Схема простого усилителя мощности телеграфного передатчика, разработанного *UA3ALW* на диапазон 160 м, приведена на рис. 76 [7]. Предоконечный каскад (*V1*), усиливающий относительно слабый сигнал, работает с небольшим начальным смещением на базе, задаваемым делителем *R1R2*. Входное сопротивление оконечного каскада очень мало, поэтому для межкаскадного согласования включено Г-образное звено — контур *L2C3*.

Входное сопротивление  $R_{вх}$  транзистора  $V2$  включено в контур последовательно. Тогда со стороны коллекторной цепи транзистора  $V1$  трансформированное сопротивление оказывается равным  $p^2/R_{вх}$ , где  $p$  — характеристическое сопротивление контура  $p = \omega L = 1/\omega C$ . Подобное же звено можно использовать и для согласования высокоомных антенн с низкоомным выходом передатчика. В данном случае выход рассчитан на подключение согласованного с антенной кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом. Выходной П-контур  $L5C6C7$  подавляет гармоники и согласует сопротивление кабеля с выходным сопротивлением оконечного каскада. Отдаваемая в антенну мощность достигает 8 Вт при потребляемом токе не более 1,5 А. Транзистор КТ603 можно заменить на КТ608, КТ920Б — на КТ925, КТ921, КТ922. Можно использовать и транзистор КТ903, но на его базу надо подать небольшое начальное напряжение смещения резисторным делителем аналогично тому, как это сделано в предоконечном каскаде. Сопротивления резисторов делителя 24 кОм и 120 Ом. Данные катушек и дросселей усилителя приведены в табл. 6. Дроссели применены фабричного изготовления, но можно изготовить и самодельные, рассчитав их число витков по формуле для индуктивности цилиндрических катушек:

$$L = 0,001DN^2 / (l/D + 0,44),$$

где  $D$  — диаметр катушки, мм,  $l$  — длина катушки, мм,  $N$  — число витков,  $L$  — индуктивность, мкГ.

Таблица 6

Параметры	$L1$	$L2$	$L3$	$L4$	$L5$
Индуктивность, мкГ	20	2,2	6	20	2,2
Число витков	—	17	—	—	14
Диаметр провода, мм	—	0,49	—	—	0,66
Диаметр катушки, мм	—	11	—	—	14
Длина катушки, мм	—	9	—	—	9,5

Для трансформации входных и выходных сопротивлений транзисторных каскадов можно с успехом применить ВЧ трансформаторы на ферритовых кольцах, как это сделано в усилителе мощности телеграфного трансивера прямого преобразования на диапазон 80 м  $UY5DJ$  (рис. 77) [8]. Усилитель трехкаскадный, малый сигнал задающего генератора усиливается каскадом на транзисторе  $V1$  и через согласующее Т-образное звено  $L1L2C5$ , настроенное на середину рабочего диапазона, подается на предоконечный каскад ( $V2$ ). В его коллекторную цепь включен двухзвенный П-образный фильтр нижних частот  $C7L3C8L4C9$ , хорошо подавляющий гармоники. При работе с пониженной мощностью к выходу фильтра (конденсатор  $C9$ ) вместо оконечного каскада можно подключить антенну. Малое входное сопротивление оконечного каскада ( $V3$ ) повышается двумя широкополосными трансформаторами  $T1$  и  $T2$  в 16 раз. Выходное сопротивление каскада также мало, оно согласуется с выходным фильтром трансформатором  $T3$ . На выходе передатчика установлен еще один двухзвенный фильтр нижних частот  $C14L5C15L6C16$ . Коллекторный ток выходного транзистора контролируется стрелочным прибором  $PA1$  с током полного отклонения не менее 2 А. Отдаваемая в 50-омную антенну мощность составляет 10 Вт. В выходном каскаде вместо указанного можно использовать транзисторы КТ802, КТ803, КТ805, КТ903. Данные катушек и трансформаторов усилителя указаны в табл. 7.

Таблица 7

Катушка	Индуктивность, мкГ	Провод	Число витков	Магнитопровод
$и$	24	ПЭВ0,17	33	К6Х3Х2,4 М50ВЧ2
$L2$	4,8	ПЭВ 0,17	15	К6х3х2,4 М50ВЧ2
$L3$	2	ПЭВ 0,8	8	Стержень 0 8х13 М400НН
$L4$	2,1	ПЭВ 0,8	9	Стержень 0 8х13 М400НН
$L5, L6$	4	ПЭВ 0,8	11	Стержень 0 8х15 М400НН
$T1, T2$	—	ПЭВ 0,47	2х12	К10х6х4 М1000НН
$T3$	—	ПЭВ 0,47	2х12	К20х10х6 М1000НН

Трансформаторы  $T1$  и  $T2$  намотаны двумя скрученными вместе проводами, а трансформатор  $T3$  — четырьмя, по два провода параллельно в каждой обмотке. Начала обмоток на принципиальной схеме показаны точками. Аналогичная описанной техника согласования каскадов транзисторного усилителя пригодна и для высокочастотных диапазонов, нужны лишь более высокочастотные транзисторы и ферритовые кольца.

В маломощных трансиверах десятиметрового диапазона хорошие результаты дают многоэмиттерные СВЧ

транзисторы. Схема предоконечного и оконечного каскадов телефонного передатчика показана на рис. 78. Начальные токи транзисторов  $V1$  и  $V2$  (при отсутствии ВЧ сигнала) составляют, соответственно 10 и 15 мА. Они подбираются резисторами  $R1$  и  $R3$ . Межкаскадное согласование достигается автотрансформаторным включением базы выходного транзистора в контур  $L1C4$ . Для фильтрации гармоник на выходе усилителя включен П-контур  $C7L2C8$ . Катушки усилителя намотаны на каркасах диаметром 8 мм проводом ПЭЛ 0,7. Катушка  $L1$  содержит 7, а  $L2$  5 витков. Длина намотки 8 мм. В выходном каскаде транзистор КТ606 отдает мощность до 1 Вт, а транзисторы КТ904 и КТ907 — до нескольких ватт. В последнем случае предоконечный каскад лучше собрать на транзисторе КТ606 и повысить напряжение питания до 24 В.

Во всех усилителях с выходной мощностью более 0,5 Вт выходной, а часто и предоконечный транзисторы надо устанавливать на радиаторах. Их площадь должна быть достаточной, чтобы транзисторы не перегревались даже при длительной работе на передачу. Многоэмиттерные транзисторы и им подобные с изолированным от выводов корпусом просто привинчиваются к шасси. Если же корпус транзистора соединен с коллекторным выводом, между корпусом и шасси (радиатором) надо проложить слюдяную прокладку. Образовавшаяся емкость составит часть емкости первого конденсатора П-контура.

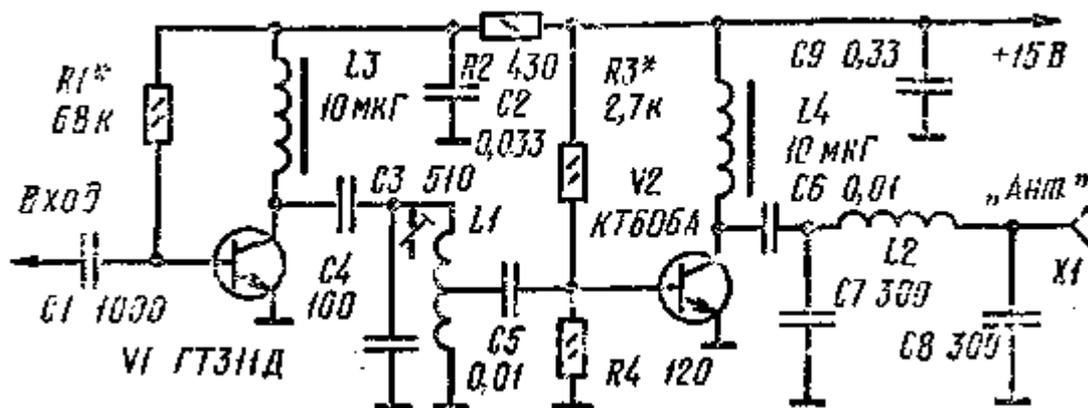


Рис. 78. Усилитель мощности диапазона 10 м

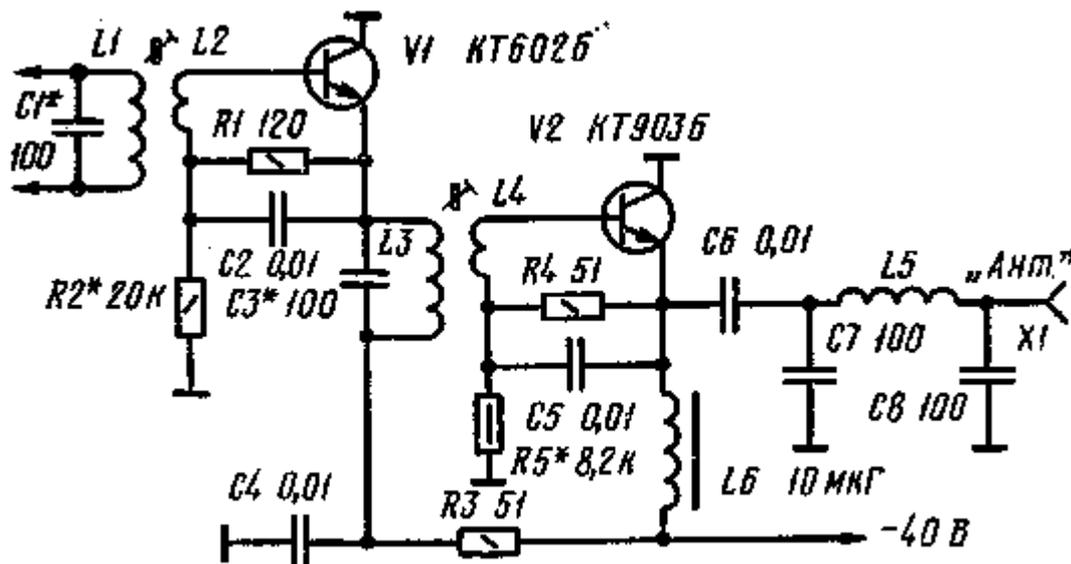


Рис. 79. Усилитель мощности с заземленными коллекторами транзисторов

Это вполне допустимо на НЧ диапазонах. На ВЧ диапазонах лучше применить схему включения транзисторов рис. 79. Коллекторы предоконечного и оконечного каскадов здесь соединены с шасси, а для межкаскадной связи служат катушки связи или обмотки ВЧ трансформаторов, изолированные от общего провода.

Усилитель мощности рис. 79 отдает в антенну мощность 5...6 Вт при потребляемом токе до 0,35 А. При этом напряжение возбуждения на контуре  $L1C1$  должно составлять 10... 12 В. Начальный ток транзисторов  $V1$  и  $V2$  устанавливается подбором резисторов  $R2$  и  $R5$  около 10 и 40 мА соответственно. При подборе резисторов надо остерегаться замыканий цепи базы на шасси, так как это немедленно приводит к порче транзистора. Катушки  $L1$ ,  $L3$  и  $L5$  содержат по 8 витков провода ПЭЛ 1,0, намотанных виток к витку на каркасах диаметром 7,5 мм. Катушки связи  $L2$  и  $L4$  содержат по 3...4 витка, любого изолированного провода и намотаны поперх

соответствующих контурных катушек. Для межкаскадной связи лучше подходят ВЧ трансформаторы с настроенной первичной обмоткой, намотанные на ферритовых кольцах с магнитной проницаемостью около 50...100. Числа витков уточняются экспериментально. Для увеличения выходной мощности до 30 Вт можно добавить еще один каскад на транзисторе КТ903, собранный по аналогичной схеме.

Несколько слов необходимо сказать о монтаже и налаживании усилителей мощности. В транзисторных усилителях паразитные связи и наводки «по воздуху» проявляются заметно слабее, чем в ламповых, благодаря низкому полному сопротивлению цепей и меньшему усилению каскадов. Зато связь по проводам питания может оказаться значительной. Транзисторные каскады потребляют большой ток, в этих условиях установка развязывающих резисторов невыгодна, а иногда и просто невозможна. Вместо них часто применяются дроссели. Блокировочные конденсаторы надо устанавливать вблизи коллекторных цепей, чтобы ВЧ токи замыкались на общий провод (шасси) и не протекали по проводам питания. Полезно включать параллельно несколько блокировочных конденсаторов различной емкости, чтобы эффективно развязать и ВЧ и НЧ токи. Эти меры способствуют предотвращению самовозбуждения на сверхвысоких и на низких частотах. На провода питания полезно надевать ферритовые бусинки (миниатюрные колечки), увеличивающие индуктивность и ВЧ потери в проводе.

Располагать каскады усилителя мощности целесообразно в линейку на дюралюминиевом шасси. Удобнее всего сделать навесной монтаж на выводах мощных транзисторов, монтажных лепестках и стойках. На ВЧ диапазонах хорошо использовать опорные и проходные блокировочные конденсаторы. Между каскадами иногда может потребоваться установка экранирующих перегородок.

При налаживании усилителя мощности надо постоянно контролировать токи выходного и настраиваемого каскада — ведь транзисторы в отличие от ламп не терпят даже кратковременных перегрузок. Нельзя включать транзисторный усилитель без эквивалента антенны или с ненастроенной или несогласованной антенной. Это может привести к перенапряжениям в выходном контуре и пробое транзистора. Короткие замыкания в цепи антенны почти так же опасны, как и работа без нагрузки. При неизвестном сопротивлении нагрузки следует постепенно увеличивать возбуждение усилителя мощности, контролируя и ток выходного каскада и ВЧ напряжение на коллекторе. Собственно, налаживание сводится к установке токов покоя при снятом возбуждении и настройке всех контуров в резонанс по максимуму отдаваемой в эквивалент мощности. После настройки надо снять возбуждение и убедиться в отсутствии паразитных колебаний — выходное напряжение должно быть равно нулю.

Ещё лучше проконтролировать отсутствие паразитного самовозбуждения с помощью какого-либо независимого приемника, желательно с широким диапазоном перестройки. С этой целью отключают питание задающего генератора, а антенну приемника (отрезок изолированного провода) располагают вблизи промежуточных или выходного каскада налаживаемого усилителя мощности. Паразитные колебания проявляются в приемнике сильным шумом, свистом или фоном.

В последнее время стали доступны мощные СВЧ транзисторы. В КВ диапазоне они дают большое усиление, что сокращает общее число каскадов усилителя мощности. Но вместе с тем возрастает и опасность самовозбуждения каскадов на ультравысоких и сверхвысоких частотах. Резонансными контурами в этом случае оказываются отрезки линий передачи, образованные монтажными проводниками, проложенными к электродам транзистора. Иногда СВЧ возбуждение появляется только при нажатии ключа или разговоре перед микрофоном, когда транзистор открыт полезным сигналом. Возбуждение на СВЧ может сильно понизить к. п. д. каскада, исказить полезный сигнал и даже вывести транзистор из строя. Самовозбуждение устраняется изменением конфигурации и укорочением проводников к выводам транзистора, применением ферритовых бусинок или резисторов малого сопротивления, включенных непосредственно около выводов транзистора. Для распознавания возбуждения полезен хотя бы простейший резонансный волномер, позволяющий найти самовозбудившийся каскад и ориентировочно определить частоту возбуждения. Этот же волномер значительно ускоряет и облегчает настройку контуров передатчика на рабочие частоты. Волномер содержит параллельный резонансный контур, образованный конденсатором переменной емкости 100 ... 200 пФ и одной из сменных катушек индуктивности. К контуру присоединен простейший детектор на точечном маломощном диоде. Индикатором может служить тестер, включенный вольтметром на минимальном пределе измерения.

## **ГЛАВА ТРЕТЬЯ.**

### **ПРАКТИЧЕСКИЕ КОНСТРУКЦИИ ТРАНСИВЕРОВ**

#### **1. ТЕЛЕГРАФНЫЙ МИКРОТРАНСИВЕР**

Этот простейший трансивер предназначен для экспериментальной работы и проведения местных связей телеграфом в диапазоне 10 м. Трансивер выполнен по схеме прямого преобразования, причем выходной транзистор передающего тракта используется и как смесительный элемент при приеме. В нем нет какой-либо коммутации по цепям высокой частоты. Трансивер имеет следующие технические характеристики: выходная

мощность в телеграфном участке диапазона 28,0...28,2 МГц не менее 0,35 Вт; сдвиг частоты при переходе с приема на передачу и наоборот — не более 400 Гц; чувствительность приемника при отношении сигнал/шум на выходе 10 дБ не хуже 2 мкВ; полоса пропускания приемника по уровню 3 дБ 2х2,9 кГц; селективность при расстройке 10 кГц не хуже 35 дБ; потребляемый ток от источника питания напряжением 15 В около 120 мА при передаче и около 30 мА при приеме; сопротивление нагрузки передатчика 75 Ом.

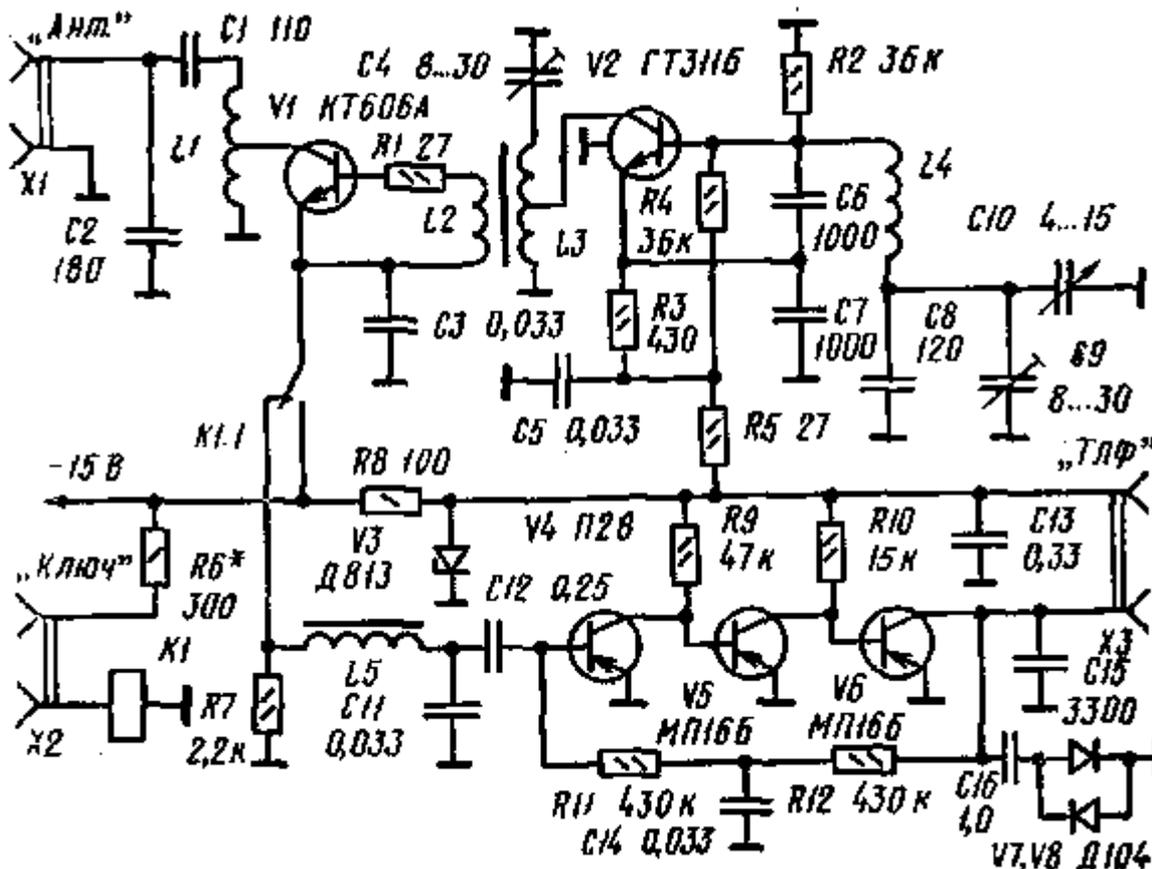


Рис. 80. Схема телеграфного микротрансивера

Принципиальная схема трансивера изображена на рис. 80. Задающий генератор (он же является гетеродином при приеме) выполнен на транзисторе  $V_2$ . Контур в цепи базы настроен на частоту 14 МГц, а в цепи коллектора — на ее вторую гармонику. При нажатом ключе через контакты  $K1.1$  реле  $K1$  на выходной транзистор поступает напряжение питания 15 В, и он работает как усилитель мощности. При отжатом ключе на этот транзистор поступает только высокочастотное напряжение от гетеродина. В этом случае транзистор представляет собой управляемый активный «резистор», так как сопротивление участка коллектор-эмиттер периодически изменяется с частотой гетеродина. Когда во входную цепь от антенны поступает сигнал, то продукты преобразования (сигналы разностной звуковой частоты) выделяются на резисторе  $R_7$ . Селективность приемника определяется фильтром нижних частот  $C3L5C11$ . Он имеет частоту среза 3 кГц, что позволяет принимать и однополосные станции. Сигнал звуковой частоты усиливается трехкаскадным усилителем низкой частоты на транзисторах  $V_4...V_6$ . Его коэффициент усиления превышает 10000. Нагрузкой УНЧ служат высокоомные головные телефоны (наушники) с общим сопротивлением постоянному току 3,2...4,4 кОм. Низкоомные телефоны на выход УНЧ включать нельзя. Ограничитель напряжения на встречно-параллельных диодах  $V_7, V_8$  защищает оператора от импульсных помех и щелчков, возникающих при ключевании. Напряжение питания УНЧ и задающего генератора стабилизировано простейшим параметрическим стабилизатором напряжения на элементах  $R_8, V_3$ .

Катушки трансивера имеют следующие намоточные данные:  $L_4$  — 18 витков на каркасе диаметром 8 мм, длина намотки 12 мм, провод ПЭЛ 0,6;  $L_3$  — 9 витков провода ПЭЛШО 0,25 (отвод от 6-го витка) на кольцевом магнитопроводе из альсифера, типоразмер КЮХ6ХЮ;  $L_2$  — 3 витка такого же провода и на том же магнитопроводе. Кольцо можно изготовить из ненужного цилиндрического сердечника от старых контуров, просверлив по оси сердечника отверстие. Катушка выходного контура  $L_1$  имеет 10 витков медного провода диаметром 0,6...0,8 мм на каркасе диаметром 10 мм, длина намотки 14 мм. Отвод сделан от 3-го витка. Катушка  $L_5$  ФНЧ должна иметь индуктивность 0,15 Г. Ее можно намотать на кольцевом магнитопроводе из феррита с проницаемостью 3000, типоразмер К10Х7Х5, провод ПЭЛШО 0,07, число витков 350. Вместо этой катушки можно включить и первичную обмотку выходного трансформатора от УНЧ портативных приемников.

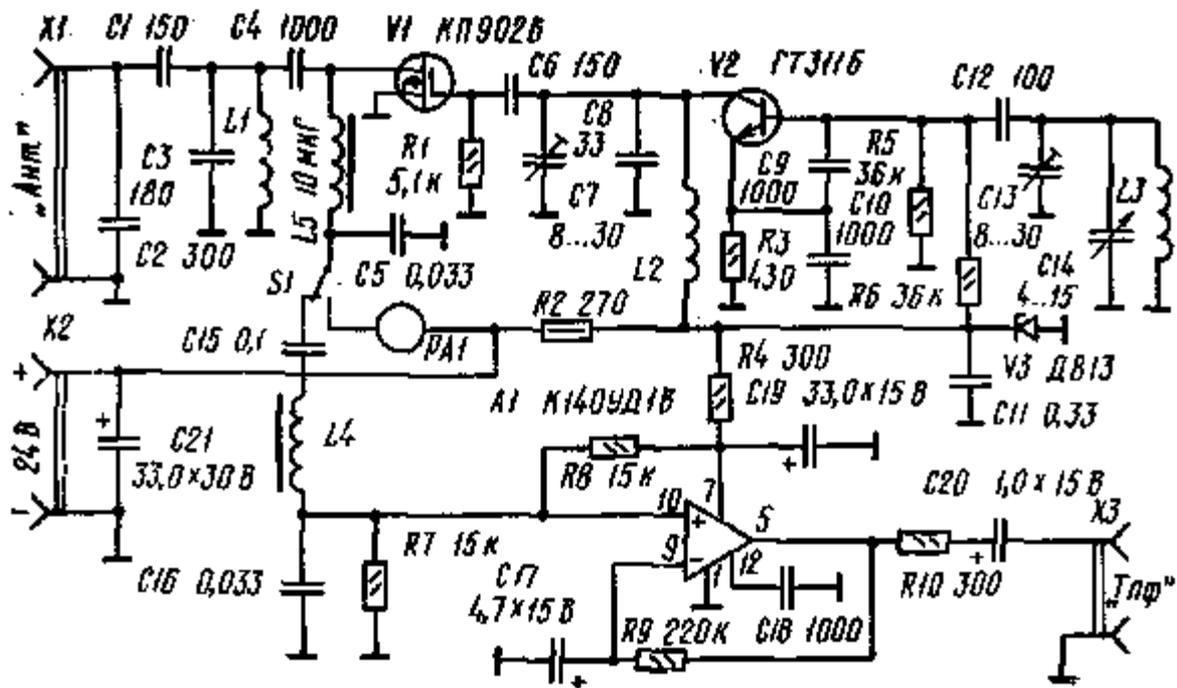


Рис. 81. Микротрансивер с мощным полевым транзистором

Изменив данные частотоопределяющих цепей, этот трансивер можно изготовить и на другие диапазоны. Сравнительно простой задающий генератор обуславливает заметное изменение частоты при ключевании, поэтому при усовершенствовании конструкций целесообразно между задающим генератором и выходным каскадом ввести буферный усилитель.

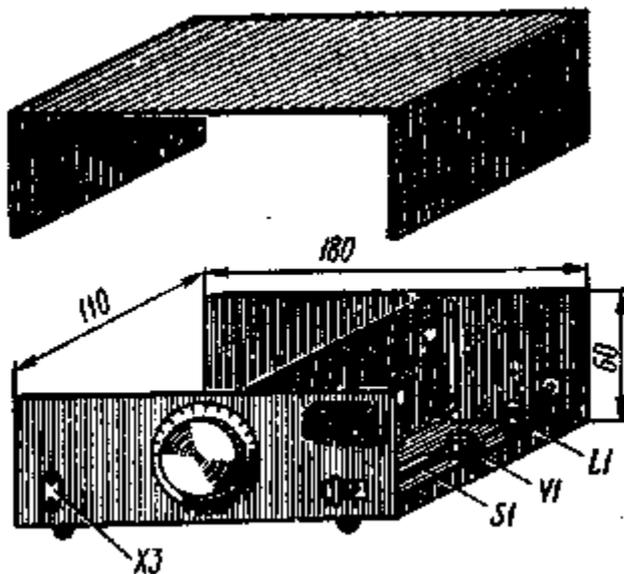


Рис. 82. Конструкция микротрансивера

Более совершенный трансивер на том же самом принципе можно построить, используя мощный полевой транзистор в выходном каскаде. Цепи изолированного затвора транзистора мало нагружают задающий генератор, и необходимость в буферном каскаде отпадает. Кроме того, благодаря использованию в системе (в режиме приема) более линейного элемента (полевого транзистора) заметно возрастает помехоустойчивость. Схема трансивера, рассчитанного на диапазон 20 м, приведена на рис. 81. Задающий генератор выполнен на транзисторе V2 по схеме, аналогичной предыдущей. Его контур настраивается в диапазоне 7...7,1 МГц конденсатором C14. В коллекторной цепи задающего генератора установлен контур L2C7C8, настроенный на среднюю частоту диапазона 14...14,2 МГц. Напряжение с контура подается на затвор выходного транзистора V1. При передаче (правое по схеме положение подвижного контакта ключа S1) на сток транзистора подается

напряжение питания 4-24 В. Ток стока контролируется миллиамперметром *PA1*. Цепь стока собрана по схеме параллельного питания с дросселем *L5*. Выходной контур *L1C3* связан с антенной емкостным делителем *C1C2*.

При приеме цепь стока выходного транзистора *VI* подсоединяется контактами ключа к УНЧ. На его входе установлен П-образный ФНЧ *C5L4C16*. УНЧ собран на операционном усилителе *AL*. По постоянному току он охвачен 100 % ООС. стабилизирующей режим (цепочка *R9C17*). Коэффициент усиления для данного типа усилителя составляет не менее 8000. УНЧ нагружен на высокоомные телефоны. При желании можно увеличить сопротивление резистора *R10* до 1 кОм и включить параллельно телефонам ограничивающие диоды, как это сделано в предыдущей конструкции.

Катушка *L1* намотана на керамическом каркасе диаметром 10 мм и содержит 10 витков провода ПЭЛ 0,7. Длина намотки 15 мм. Дроссель *L5* использован готовый с индуктивностью 10 мГ. Он должен быть рассчитан на ток не менее 0,3 А. Катушки *L2* и *L3* намотаны на керамических каркасах диаметром 8 мм виток к витку проводом ПЭЛШО 0,25. Катушка *L2* содержит 20 витков, а *L3* — 36 витков. Подстроечные конденсаторы *C7* и *C13* с воздушным диэлектриком содержат по 6 подвижных и 5 неподвижных пластин. Все конденсаторы высокочастотной части трансивера должны быть керамическими или типа КСО. Резисторы и другие детали могут быть любых типов. Миллиамперметр *PA1* типа М733/1 взят от бытовой радиоаппаратуры, параллельно ему подключен шунт, подобранный под ток полного отклонения 100 мА.

Эскиз шасси трансивера показан на рис 82. Дно шасси, передняя и задняя стенки образуют П-образную конструкцию, согнутую из дюралюминия толщиной 1,5...2 мм. Шасси разделено экранирующей перегородкой. В правом отсеке расположены детали выходного каскада, катушка *L1*, дроссель *L5*, измерительный прибор *PA1* и встроенный телеграфный ключ *S1*. Выходной транзистор *VI* укреплен на дне отсека, шасси служит для него радиатором. Телеграфный ключ самодельный, его .коромысло вырезано из толстого гетинакса. Контакты ключа закреплены на коромысле и соединены со схемой гибкими проводниками. На задней стенке в этом же отсеке установлен разъем антенны. В левом отсеке вблизи перегородки расположены конденсатор настройки *C14*, катушки *L2* и *L3*, транзистор задающего генератора *V2*. Остальные детали, ФНЧ и УНЧ располагаются в левой части шасси. Монтаж трансивера навесной, выводы деталей припаиваются к заземленным шинам и контактным лепесткам, установленным на изоляционных планках. Ось конденсатора настройки выходит примерно в середине передней панели, на ней закреплена ручка настройки большого диаметра с круглой шкалой. С левой стороны передней панели расположены гнезда телефонов *X3*. Клеммы питания укреплены в этом же отсеке шасси на задней стенке.

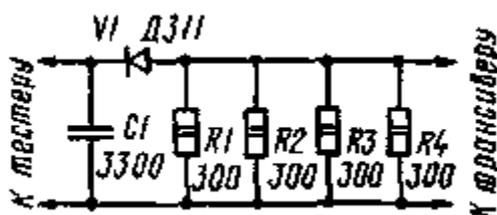


Рис. 83. Эквивалент антенны с ВЧ пробником

Налаживание трансивера начинают с подгонки диапазона задающего генератора. Это легко сделать с помощью калиброванного КВ приемника, прослушивая на кем сигнал генератора. Контур *L2C7C8* настраивают, измеряя высокочастотное напряжение на затворе транзистора *VI* высокочастотным вольтметром или простейшим пробником, состоящим из диода и конденсатора. Индикатором пробника служит обыкновенный тестер, включенный вольтметром на предел измерения 5...20 В. Этот же пробник, присоединенный к выходу передатчика параллельно с эквивалентом антенны (рис. 83), позволит настроить и выходной каскад. Подбором емкостей конденсаторов *C1...C3* настраивают выходной контур в резонанс и подбирают оптимальную связь с антенной по максимальному напряжению на эквиваленте. В режиме приема проверяют лишь чувствительность трансивера по сигналам удаленных любительских станций. Полосу пропускания УНЧ можно подкорректировать со стороны высоких частот, подбирая число витков катушки ФНЧ *L4* и емкость конденсатора *C18*, а со стороны низких частот, — подбирая емкость конденсатора *C17*. При наличии помех от внедиапазонных станций или при значительном излучении гармоник на входе трансивера придется установить двух-, трехконтурный полосовой фильтр.

## 2. ТЕЛЕГРАФНЫЕ ТРАНСИВЕРЫ ДИАПАЗОНА 80 м

Очень простой *QRP* трансивер на этот интересный диапазон (80 м) сконструирован шведским радиолюбителем SM6DWO [9]. Принципиальная схема трансивера приведена на рис.84. Задающий генератор (*VXO*) выполнен по схеме с кварцевой стабилизацией частоты на транзисторе *V3*. Катушкой переменной индуктивности *L1* (она подстраивается сердечником) можно в небольших пределах, порядка долей процента, подстраивать частоту генератора. Конденсатор *C7* необходимой емкости подбирается экспериментально по диапазону перестройки и стабильности колебаний. Частота кварцевого резонатора *B1* лежит в пределах

телеграфного участка диапазона 3500...3650 кГц. При нажатии ключа форсируется режим задающего генератора и включается усилитель мощности, собранный на транзисторе  $V4$ . Антенной служит «длинный луч» длиной 42 м. Электрическая длина антенны составляет полволны, поэтому ее входное сопротивление велико и она подключается ко всему выходному контуру  $L2C12$ . Четвертьволновую антенну следует подключать к отводу катушки  $L2$  или к дополнительной катушке связи, число витков которой составляет  $V_s - V_{10}$  числа витков контурной катушки. В этом случае необходимо хорошее заземление или четвертьволновый противовес.

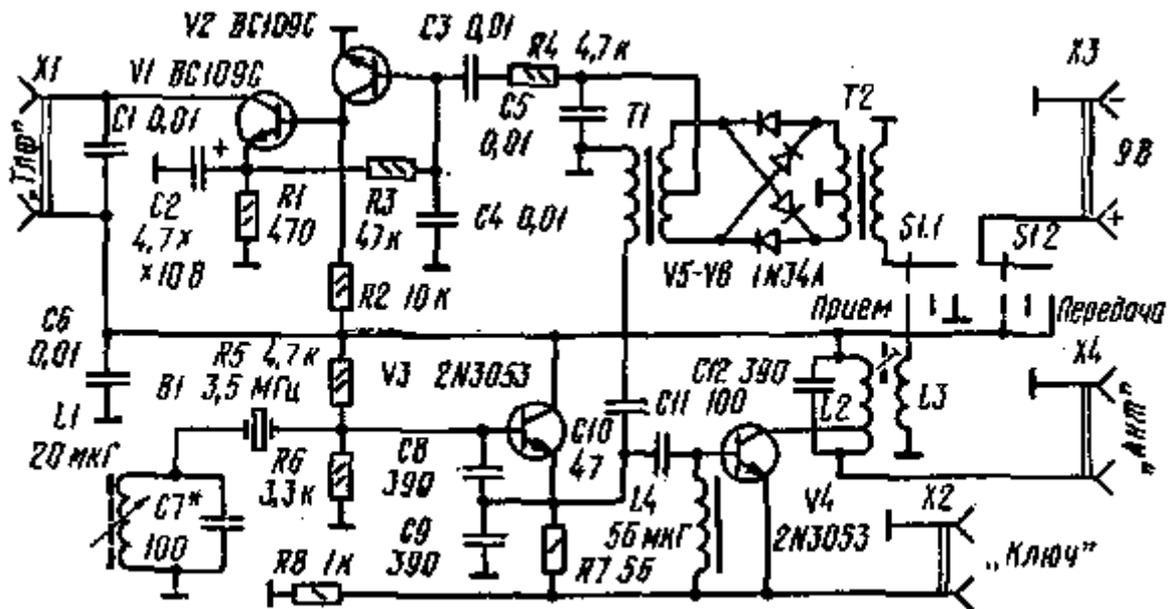


Рис. 84. QRP трансвер

Смеситель приемника собран по кольцевой балансной схеме на диодах  $V5...V8$ . Простейший ФНЧ содержит  $R4$  и конденсаторы  $C4C5$ . Двухкаскадный УНЧ приемника выполнен на транзисторах  $V1$  и  $V2$  и нагружен высокоомными телефонами. При сопротивлении постоянному току 3,6...4,4 кОм их сопротивление для токов звуковой частоты достигает 15 кОм, поэтому коэффициент усиления УНЧ получается большим, около 15...30 тысяч. Питается трансвер от батареи напряжением 9 В.

Трансвер можно собрать на транзисторах отечественного производства. Для УНЧ хорошо подойдут транзисторы  $KT312$  и  $KT315$ , желательно подобрать экземпляры с высоким статическим коэффициентом передачи тока. Такой же транзистор можно применить и в задающем генераторе. Для выходного каскада подойдут транзисторы  $KT606$  и  $KT904$ . В смесителе можно применить любые маломощные высокочастотные диоды, например  $D311, KД503$ .

Катушка выходного контура  $L2$  содержит 30 витков на каркасе диаметром 8 мм. Отвод к коллектору транзистора  $V4$  сделан от 5-го витка, считая от вывода, соединенного с проводом питания. Катушка связи  $L3$  имеет 4 витка, намотанных на том же каркасе. Трансформаторы кольцевого смесителя  $T1$  и  $T2$  намотаны на ферритовых кольцах внешним диаметром 8...16 мм с магнитной проницаемостью 400... 1500. Сложенным втрое проводом наматывают 10...20 витков, затем начало одного провода соединяют с концом другого, образуя средний вывод вторичной (соединенной с диодами) обмотки. Третий провод составляет первичную обмотку.

Налаживание УНЧ трансвера сводится к подбору резистора  $R3$  до получения напряжения 4,5 В на коллекторе транзистора  $V1$  (с подключенными телефонами). В режиме передачи следует проверить токи ВЧ каскадов. В случае перегрева транзисторов надо увеличить сопротивление резистора  $R7$ . Выходной контур настраивают по максимуму напряжения на антенне, причем оно может достигать, в зависимости от мощности, 30...40 В. С данным трансвером удавались связи на расстояние до 850 км.

Значительно совершеннее, но и сложнее трансвер, разработанный советским радиолюбителем  $UV3TQ$  [10], Приемник трансвера (рис. 85) содержит УВЧ на транзисторе  $V3$ , смеситель на встречно-параллельных диодах с автоматическим смещением ( $V6...V9$ ), двухзвенный ФНЧ  $L3L4C8...C11$  и УНЧ, собранный на двух транзисторах  $V10V11$  и микросхеме  $A1$ . Прием ведется на ферритовую магнитную антенну  $L1$ , настроенную конденсатором  $C1$  на среднюю частоту диапазона. Резистором  $R2$  регулируется чувствительность приемника. Встречно-параллельные диоды  $V1V2$  защищают приемную часть от сигналов «своего» передатчика. ФНЧ приемника имеет частоту среза около 1250 Гц, что повышает селективность трансвера. Прием телефонных сигналов не предусмотрен. Ослабление мешающих сигналов при расстройке 2,5 кГц достигает 50 дБ.

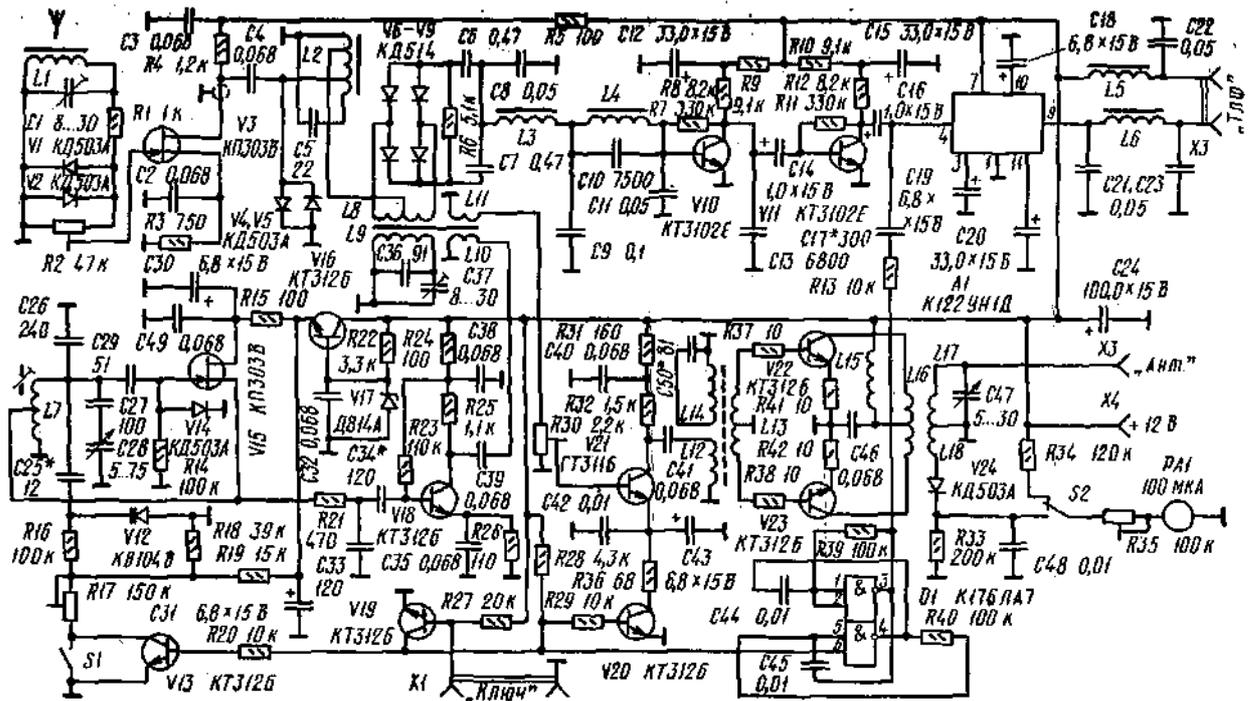


Рис. 85. Трансивер для РЛТ

Таблица 8

Катушка	Число витков	Провод	Каркас
L1	34	ПЭВ 0,31	Ферритовый стержень 400НН
L2	48. отв. 15, 10	ПЭВ 0,31	K20X10X5 50BЧ2
L3, L4	720	ПЭЛШО 0.1	K20X12X6 2000НМ1
L7	35 отв. 8	ПЭЛШО 0.2	СБ12а
L8	15+15		
L9	57		
L10	20	ПЭЛШО 0,2	K20X10X5 50BЧ2
L11	24		
L12	6		
L13	2+2	ПЭВ 0,31	K20X10X5 50BЧ2
L14	27		
L16	1 + 1		
L17	48	ПЭВ 0,31	K20X10X5 50BЧ2
L18	2		

Задающий генератор с плавной перестройкой частоты собран на полевом транзисторе *V15* по схеме индуктивной «трехточки». Он работает в диапазоне частот 1750...1830 кГц. В контур генератора введена цепь независимой подстройки приемника на варикапе *V12* и элементах *V13*, *R16*...*R19*. При настройке на частоту корреспондента по нулевым биениям эта цепь отключается кнопкой *S1*. Буферный каскад, собранный на транзисторе *V18*, нагружен контуром *L9C36C37*, настроенным на среднюю частоту 1790 кГц. На том же сердечнике размещены катушки связи со смесителем и удвоителем частоты передатчика. Последний собран на транзисторе *V21*. Резистором *R30* можно отрегулировать возбуждение удвоителя, а следовательно, и выходную





диэлектриком. Конденсаторы  $C16$  и  $C10$  керамические КПК-М. Конденсаторы гетеродина  $C24$ ,  $C25$ ,  $C28$  должны быть с малым ТКЕ, например КСО-Г. К остальным деталям трансивера особых требований не предъявляется.

Конструкция данного аппарата подобна конструкции микротрансивера, описанного выше. Внутри шасси с размерами  $200 \times 120 \times 70$  мм установлена одна перегородка. Монтаж ведется навесным способом с использованием «земляных» шин, лепестков и изолированных планок с контактными лепестками. Все выводы деталей, соединяемые по схеме с общим проводом, должны идти к шасси кратчайшим путем, это особенно относится к высокочастотной части трансивера. Расположение основных деталей на шасси трансивера показано на рис. 87. Детали контура задающего генератора полезно (хотя и необязательно) заэкранировать еще одной перегородкой, как показано на рисунке штриховой линией. Это будет способствовать повышению стабильности частоты.

Налаживание трансивера начинают с приемной части. Частоту задающего генератора устанавливают с помощью волномера или градуированного КВ приемника.

Контур  $L9C15C16$  настраивают с помощью волномера по максимальным его показаниям на частоте 14 МГц, однако эту операцию можно сделать и при работе приемника по его максимальной чувствительности и по максимуму собственных шумов. Правильно смонтированный УНЧ приемника налаживания не требует. Налаживание УВЧ состоит в проверке напряжения на стоке транзистора (оно должно составлять  $6 \dots 10$  В) и настройке контуров. При недостаточном напряжении на стоке в цепь истока добавляется цепочка автоматического смещения. Широкополосный контур  $L5C13$  настраивают по максимальной чувствительности приемника подбором емкости  $C13$ , а входной контур  $L2C7$  — сердечником катушки. При недостаточном или чрезмерном усилении УВЧ подбирают резистор  $R6$ . Его значительное увеличение может вызвать самовозбуждение УВЧ. После настройки шум в телефонах должен заметно возрасти при подключении наружной антенны за счет «шума эфира». Налаживание трансивера в режиме передачи сводится к настройке в резонанс контура удвоителя  $L4C9C10$ . Уровень возбуждения выходного каскада можно изменять, подбирая сопротивление резистора  $R7$  в эмиттерных цепях удвоителя. Возбуждение контролируется по току в коллекторной цепи выходного транзистора. Данные выходного широкополосного П-контура подобраны под сопротивление нагрузки  $75$  Ом. При использовании антенн с отличающимся от этой величины сопротивлением надо подобрать емкости конденсаторов  $C2$  и  $C3$  по максимуму ВЧ напряжения на разъеме  $X1$  с подключенной антенной. Эту операцию надо делать осторожно и ни в коем случае не нажимать ключ при отсоединенных конденсаторах и антенне.

## 4. SSB ТРАНСИВЕР НА ДИАПАЗОН 160 м

Диапазон 160 м пользуется среди радиолюбителей большой популярностью. При сравнительно несложной аппаратуре в этом диапазоне легко устанавливаются связи на расстояниях до нескольких тысяч километров, здесь работает много начинающих радиолюбителей, ультракоротковолновиков. Да и коротковолновики охотно проводят связи в этом диапазоне. В результате для передачи общего вызова. В таких условиях первостепенное значение приобретает вид модуляции, используемый радиостанциями, и занимаемая ими полоса частот. Поэтому анахронизмом выглядят АМ станции, еще работающие в этом диапазоне. Особые неприятности доставляют их несущие, не говоря уж о том, что на их излучение тратится полезная (и очень ограниченная) мощность передатчика. Когда на одной частоте работают несколько SSB станций, вполне можно разобрать передачу одной в паузах передачи другой. Когда же на одной частоте собирается несколько АМ станций, ничего, кроме свиста и воя, вызванного биениями несущих, разобрать нельзя. Думается, что если бы все АМ станции перешли даже на двухполосную модуляцию с подавленной несущей, помеховая обстановка на диапазоне значительно разрядилась.

Описываемый трансивер как раз и разрабатывался для того, чтобы способствовать решению проблемы [11]. Он несложен по схеме и конструкции, не содержит дорогих и дефицитных деталей. Изготовить и наладить его не сложнее, чем аппаратуру АМ станции. В то же время трансивер имеет максимально допустимую в диапазоне 160 м подводимую мощность 10 Вт, обеспечивает излучение и прием SSB сигнала с нижней боковой полосой. Чувствительность трансивера достаточна для приема самых удаленных станций.

По сравнению с трансиверами, выполненными по супергетеродинной схеме с электромеханическим фильтром в тракте ПЧ, он имеет лишь один недостаток — меньшую селективность в режиме приема и меньшее подавление верхней боковой полосы при передаче, что обусловлено предельной простотой примененных в трансивере фильтров и фазовращателей. Оно составляет  $20 \dots 40$  дБ, в зависимости от частоты звукового сигнала. Легко достигается подавление несущей не хуже 50 дБ, при этом несущая не прослушивается даже близкими корреспондентами.

Принципиальная схема трансивера показана на рис. 88. Рассмотрим сначала высокочастотные каскады. Антенна и заземление (противовес) через разъем  $X1$  подключены к выходному П-контуром передатчика, образованному катушкой  $L1$ , переменным конденсатором  $C12$  и одним из конденсаторов  $C1 \dots C11$ . Через небольшую емкость связи  $C13$  принимаемый сигнал поступает на входной контур УВЧ приемника  $L3C16$ . Диоды  $V1$ ,  $V2$  служат для защиты УВЧ при работе передатчика. УВЧ собран на транзисторе  $V7$ . Сигнал на его базу поступает с катушки связи  $L4$ . Резистор  $R3$  обеспечивает смещение рабочей точки на линейный участок переходной характеристики транзистора, а напряжение питания (отрицательной полярности) подводится к цепи эмиттера через резистор  $R11$  от переключателя «прием-передача»  $S2.1$ . Переключатель показан в положении «R» (прием).

Цепочка  $R8C25$  служит для регулировки усиления по ВЧ. Увеличение сопротивления резистора  $R8$  увеличивает отрицательную обратную связь и соответственно снижает усиление. При этом уменьшается и вероятность возникновения перекрестных помех как в УВЧ, так и в смесителе. В коллекторную цепь включен контур  $L6C27$ , настроенный так же, как и входной, на среднюю частоту диапазона 1900 кГц. Его полоса пропускания достаточно широка для того, чтобы ослабление сигнала на крайних частотах диапазона было незначительным. Диод  $V10$ , включенный в прямом направлении, открывается коллекторным током транзистора  $V7$  и не оказывает влияния на работу УВЧ. При переключении на передачу (положение «Т») переключателя  $S2$  напряжение питания с УВЧ снимается, прекращается коллекторный ток, и сопротивление диода  $V10$  возрастает до нескольких мегаом, обеспечивая дополнительную развязку между контуром  $L6C27$  и выходным П-контуром трансивера. Через катушку  $L7$  контур  $L6C27$  связан с однополосным смесителем.

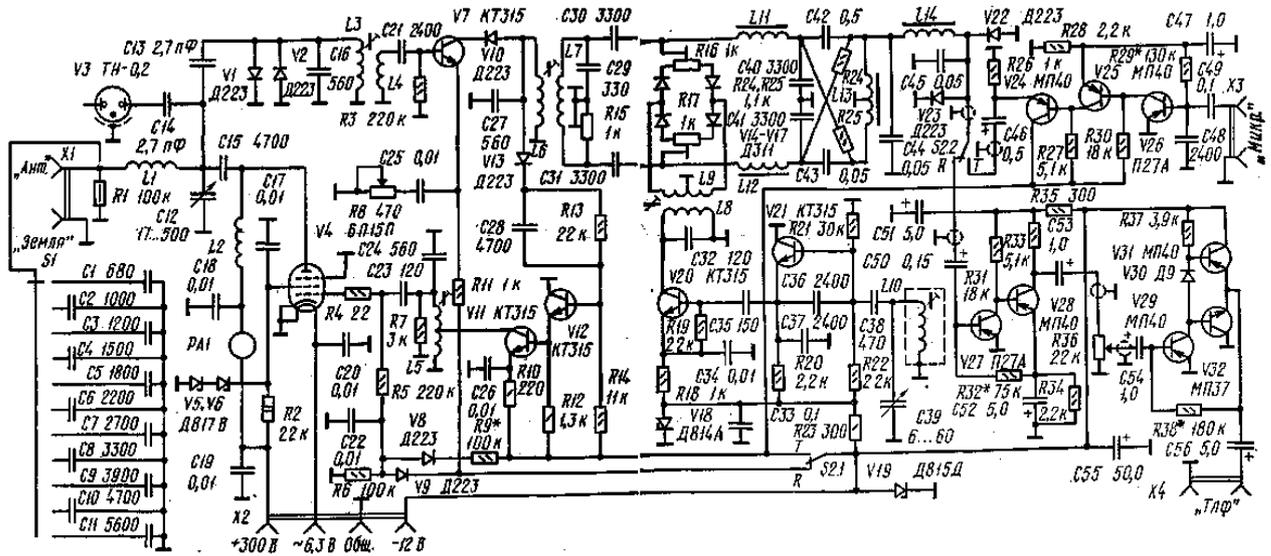


Рис. 83. Принципиальная схема SSB трансивера

При работе на передачу напряжение питания подается переключателем  $S2.1$  на транзисторы  $V12$  и  $V7$  предварительного усилителя ВЧ передатчика. Диод  $V13$  при этом открывается, соединяя вход усилителя с контуром  $L6C27$ . Первый транзистор  $V12$  включен по схеме эмиттерного повторителя. Он обладает высоким входным сопротивлением и мало шунтирует контур. Второй транзистор  $V7$  служит обычным усилителем напряжения. Связь между транзисторами непосредственная. Нагрузкой служит колебательный контур  $L5C24$ , настроенный также на среднюю частоту диапазона 1900 кГц. Для компенсации избытка усиления и уменьшения опасности самовозбуждения контур зашунтирован резистором  $R7$ . Усиленный ВЧ сигнал поступает на сетку единственной в трансивере лампы усилителя мощности  $V4$ . Сеточное смещение порядка — 6 В задается делителем, составленным из резисторов  $R9$  и  $R6$ . Диод  $V8$  при этом открыт током, протекающим через делитель. При переходе на прием на сетку лампы через диод  $V9$  поступает напряжение — 12 В и лампа полностью запирается. Диод  $V8$  также запирается, и питание на предварительный усилитель передатчика не подается. Таким образом осуществляется электронная коммутация ВЧ каскадов.

Напряжение на экранной сетке лампы  $V4$  (+ 160 В) стабилизировано двумя последовательно включенными стабилитронами  $V5$   $V6$ . Анодная цепь выполнена по схеме параллельного питания. Постоянная составляющая анодного тока проходит от источника питания (+ 300 В) через миллиамперметр  $PA1$  и дроссель  $L2$ . Переменная высокочастотная составляющая ответвляется через конденсатор  $C15$  в выходной П-контур  $L1C1...C12$ . Для настройки контура в резонанс служит переменный конденсатор  $C12$ , а для подбора связи с антенной — переключаемые конденсаторы  $C1...C11$ . Их емкости подобраны так, чтобы обеспечить согласование с любой антенной, имеющей сопротивление в пределах 40...400 Ом. Для индуктивной настройки контура в резонанс служит неоновая лампа  $V3$ , слабо связанная с контуром через емкость конденсатора  $C14$  и емкость монтажа (один вывод лампы остается свободным). Часть высокочастотного тока контура (5...7 мА) ответвляется через конденсатор  $C13$  во входной контур приемника. Этот ток носит реактивный характер и поэтому не приводит к потерям излучаемой мощности. Обе его полуволны проходят через встречно-параллельные диоды  $V1$   $V2$ , при этом остаточное напряжение ВЧ на сильно зашунтированном открывающемся диодами контуре  $L3C16$  не превышает 0,6 В. Следовательно, потери мощности в этом электронном переключателе антенны не превосходят 4 мВт. При работе же «на прием» сопротивление диодов  $V1$   $V2$  велико, и входной контур  $L3C16$  эффективно «отсасывает» малую мощность принимаемого сигнала из П-контура.

Гетеродин трансивера собран по схеме емкостной «трехточки» на транзисторе  $V21$ . Контур гетеродина  $L10C&6...C39$  настроен на половинную частоту сигнала и перестраивается конденсатором переменной емкости  $C39$  в диапазоне 925...975 кГц. Обратная связь создается емкостным делителем  $C36C37$ . Эти конденсаторы, включенные параллельно переходам транзистора, имеют значительную емкость, что способствует повышению стабильности частоты гетеродина. Той же цели служит и буферный, или развязывающий, каскад, собранный на

транзисторе  $V20$ . Одновременно он служит и удвоителем частоты. Для повышения эффективности работы смещение на базу транзистора не подается. Коллекторный ток в этих условиях носит характер коротких импульсов (режим класса С) и богат гармониками основной частоты. Вторая гармоника с частотой 1850...1950 кГц выделяется контуром  $L8C32$ , настроенным на среднюю частоту этого диапазона. Напряжение питания гетеродина стабилизировано цепочкой  $R23V28$ .

Однополосный смеситель выполнен на диодах  $V14$ ...  $V17$  и связан с гетеродином катушкой связи  $L9$ . Одна полуволна гетеродинного напряжения открывает два верхних по схеме диода, другая — два нижних. При этом сопротивление цепи между средними выводами балансирующих резисторов  $R16$ ,  $R17$  и общим проводом периодически уменьшается до нескольких сотен ом., что и обеспечивает преобразование частоты. Напряжение гетеродина в цепь сигнала при точной балансировке смесителей не поступает.

Высокочастотный фазовращатель выполнен по простейшей схеме. Он содержит конденсатор  $C29$  и подстроечный резистор  $R15$ . Через эти элементы проходит один и тот же ток от катушки связи  $L7$ , но напряжение на конденсаторе сдвинуто по фазе на  $90^\circ$  относительно напряжения на резисторе, что и обеспечивает необходимые фазовые сдвиги  $\pm 45^\circ$  в каналах смесителя. Конденсаторы  $C30$ ,  $C31$ ,  $C40$ ,  $C41$  и дроссели  $L11$ ,  $L12$  служат для разделения ВЧ и НЧ токов, протекающих в каналах через смесительные диоды.

Низкочастотный фазовращатель содержит симметрирующий трансформатор  $L13$  и две фазосдвигающих цепочки  $R24C43$  и  $R25C42$ ,

Низкочастотный выход однополосного смесителя соединен с фильтром нижних частот  $L14C44C45$ , ослабляющим частоты выше 2700 Гц. Он определяет селективность трансивера по соседнему каналу в режиме приема и ограничивает ширину излучаемого спектра при передаче. Затухание сигнала с частотой 10 кГц в ФНЧ достигает 40 дБ.

При работе на передачу ФНЧ переключателем  $S2.2$  соединяется с выходом микрофонного усилителя, выполненного на транзисторах  $V24$ ... $V26$ . Первые (от микрофонного входа  $X3$ ) два каскада выполнены по обычной схеме УНЧ с непосредственной связью между каскадами. Транзистор третьего каскада  $V24$  включен по схеме эмиттерного повторителя и служит для согласования выходного сопротивления усилителя с характеристическим сопротивлением ФНЧ. Микрофонный усилитель рассчитан на работу от динамического микрофона, например МД-200. Диоды  $V22$ ,  $V23$ , встречно-параллельно подключенные ко входу ФНЧ, срезают пики звукового сигнала при слишком громком разговоре перед микрофоном. Возникающие при ограничении звукового сигнала гармоники, лежащие за пределами выбранного звукового диапазона (с частотой выше 2700 Гц), эффективно подавляются в ФНЧ. При приеме напряжение на выходе ФНЧ никогда не достигает порога отпирания диодов (0,5 В) и диоды не влияют на работу устройства.

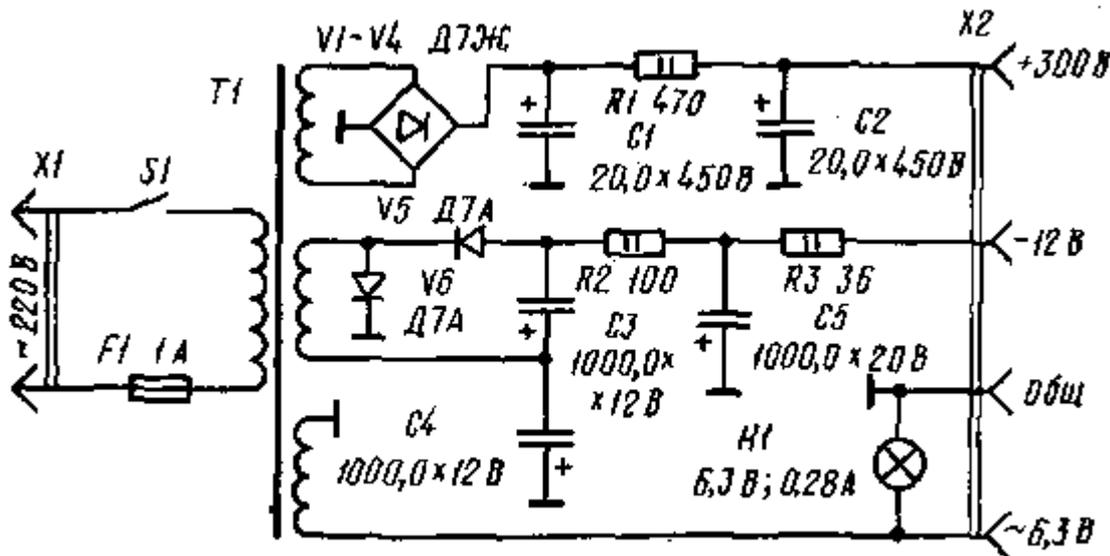


Рис. 89. Принципиальная схема блока питания

УНЧ приемника также не имеет особенностей. Первый каскад собран на малошумящем транзисторе  $V27$  типа П27А, и практически уровень шума приемника определяется шумами УВЧ. Связь между первыми двумя каскадами УНЧ непосредственная. Смещение на базу первого транзистора  $V27$  подается через резистор  $R32$  из эмиттерной цепи второго,  $V28$ , обеспечивая стабилизацию режима обоих транзисторов. Переменный резистор  $R36$  служит для регулировки усиления по НЧ (громкости). Третий каскад усиления НЧ собран на транзисторе  $V29$ , а выходной каскад выполнен по схеме двухтактного эмиттерного повторителя на транзисторах  $V31$  и  $V32$ . Коллекторный ток транзистора  $V29$ , проходя через открытый диод  $V30$ , создает на нем небольшое падение напряжения (около 0,15 В), служащее напряжением смещения выходных транзисторов. Это уменьшает искажения типа «ступенька», характерные для двухтактных каскадов, работающих в классе В. Выход УНЧ рассчитан на подключение любых телефонов с сопротивлением постоянному току от 50 Ом и выше, или

громкоговорителя для трансляционной сети.

Трансивер питается от двух выпрямителей, смонтированных вместе с трансформатором питания в отдельном корпусе. Такое решение позволило полностью устранить фон и наводки переменного тока. Здесь уместно сказать, что в режиме приема симметрирующий НЧ трансформатор *L13* и катушка фильтра *L14* чувствительны к магнитным наводкам, так как установлены на входе УНЧ с большим коэффициентом усиления. Схема источника питания показана на рис. 89. Выпрямитель анодного напряжения собран по мостовой схеме на диодах *VJ...V4*. В сглаживающем фильтре установлены кон-денсаторы *C1C2* и резистор *R1*. Использованный автором силовой трансформатор от радиолы «ВЭФ-радио» не имеет понижающей обмотки на 12...15 В, поэтому выпрямитель низкого напряжения (— 12 В) пришлось собрать по схеме с удвоением напряжения на диодах *V5, V6* и запитать его от шестивольтовой накальной обмотки. Если же в трансформаторе имеется обмотка с напряжением 12...15 В, выпрямитель можно собрать по обычной мостовой схеме. Тогда в фильтре выпрямителя (*C3...C5, R2*) будет достаточно двух электролитических конденсаторов. Напряжение — 12 В стабилизировано опорным диодом *V19* (см. рис. 88). Первоначально диод был установлен в источнике питания, но оказалось, что накальный ток лампы, проходя через общий провод че-тырехжильного кабеля, соединяющего трансивер с источником питания, создает пульсации напряжения — 12 В, Это привело к появлению фона в УНЧ трансивера. Фон практически полностью исчез, когда стабилитрон *V19* был установлен в корпусе трансивера.

В трансивере можно применить очень широкий ассортимент деталей. Высокочастотные транзисторы *V7, VII, V12, V20* и *V21* могут быть серий КТ315 и КТ312 с любым буквенным индексом. Можно применить и более современные маломощные кремниевые транзисторы с граничной частотой более 120 МГц. В УНЧ и микрофонном усилителе можно использовать любые маломощные низкочастотные транзисторы структуры *p-n-p*, например МП14...МП16, МП39...МП42, ГТ108 и т. д. Желательно, чтобы транзисторы *V26* и особенно *V27* были малозумящими, например типов МП13Б, МП39Б, П27А, П28 или более современных типов КТ326, КТ361. В однополосном смесителе можно использовать любые высокочастотные диоды — ДЗИ, Д312, ГД507, ГД508. С несколько худшим результатом можно применить и диоды серий Д2, Д9, Д18...Д20. Любой из перечисленных диодов можно применить и в УНЧ в качестве *V30*. Коммутирующие и ограничительные диоды *VI, VI, V8, V9, V10, V13, V22, V23* маломощные, любого типа, но обязательно кремниевые. Можно использовать диоды серий Д104, Д105, Д219...Д223 или им подобные. Кремниевые диоды отпираются при прямом напряжении около 0,5 В и поэтому обладают хорошими изолирующими свойствами при отсутствии смещения.

Стабилитрон *V18* можно применить любого типа с напряжением стабилизации 8...9 В. Ток через стабилитрон *V19* может достигать 50 мА, поэтому желательно использовать мощный стабилитрон с напряжением стабилизации 12...13 В. Но вполне допустимо применение и стабилитронов Д813, Д814Д, КС512А, если на корпус надеть небольшой радиатор любой конструкции. Площадь радиатора должна быть такой, чтобы стабилитрон не был горячим в процессе длительной работы. Стабилитроны *V5, V6* можно заменить одним газонаполненным стабилизатором напряжения типа СГП. Можно обойтись вообще без стабилизации экранного напряжения, но чтобы оно не изменялось в процессе передачи *SSB* сигнала, экранную сетку лампы надо питать от делителя напряжения, составленного из двух резисторов сопротивлением 10...12 кОм. Правда, мощность, рассеиваемая каждым из этих резисторов, составит несколько более двух ватт.

Резисторы, используемые в трансивере, могут быть любых типов, важно только, чтобы их допустимая мощность рассеяния была не ниже указанной на принципиальной схеме. В колебательных контурах трансивера желательно использовать керамические конденсаторы постоянной емкости. Особое внимание следует уделить выбору конденсаторов для гетеродина *C35...C38*. Они должны иметь малый температурный коэффициент емкости (ТКЕ). Кроме керамических в контурах можно использовать слюдяные спрессованные конденсаторы типа КСО или герметизированные типа СГМ. Конденсаторы, относящиеся к выходному П-контур и анодным цепям выходного каскада (*C13...C15, C17...C19*), должны быть рассчитаны на рабочее напряжение не ниже 500 В. Емкости разделительных и блокировочных конденсаторов не критичны (это относится, например, к *C25, C26, C28, ф4, C48*). Увеличение их емкости в 2...3 раза не отражается на работе трансивера. То же самое относится и к емкости электролитических конденсаторов низкочастотной части трансивера. Их рабочее напряжение может быть любым, но не ниже 12В.

Для настройки гетеродина служит подстроечный конденсатор с воздушным диэлектриком (*C39*), содержащий 8 подвижных и 9 неподвижных пластин. Его ось выведена на переднюю панель трансивера и оснащена ручкой настройки большого диаметра (40...60 мм) с круглой шкалой в виде диска. При отсутствии такого конденсатора можно взять одну секцию малогабаритного блока КПЕ от какого-либо радиовещательного транзисторного приемника. Если максимальная емкость КПЕ больше требуемой, можно удалить часть пластин или включить последовательно с КПЕ конденсатор постоянной емкости (91...130 пФ). Переменным конденсатором *C12* выходного П-контура может служить любой КПЕ с воздушным диэлектриком или одна секция блока КПЕ. Максимальная емкость может лежать в пределах 360...510 пФ. Можно использовать КПЕ и меньшей емкости, подключив параллельно ему конденсатор постоянной емкости 130...200 пФ. Это даст более плавную настройку контура в резонанс.

Прибор *РА1*, служащий для контроля анодного тока лампы, а следовательно, и подводимой мощности, — любой малогабаритный, с током полного отклонения 50 мА, Если ток полного отклонения стрелки прибора меньше, параллельно ему включают низкоомный шунт, сопротивление которого следует подобрать.

Переключатель *S1* — обычный одноплатный галетный, на 11 положений. Переключателем *S2* «прием-передача» служит двухполюсный тумблер, например типа ТП1-2, желательнее с удлиненной ручкой. Разъемы *XL...X4*, индикаторная неоновая лампа и другие неупомянутые детали могут быть любых типов. Трансформатор питания подойдет от любого лампового радиовещательного приемника или радиолы 2-го — 3-го класса. Трансформатор должен иметь две накаливные обмотки и номинальную мощность 30...50 Вт.

Катушка *L1* выходного П.-контура намотана виток к витку проводом ПЭЛ 0,6 на керамическом каркасе диаметром 16 мм. Она содержит 60 витков. Выводы обмотки закреплены полосками лакоткани и клеем БФ-2. Остальные контурные катушки намотаны в броневых сердечниках типа СБ-12а проводом ЛЭШО 7Х0,07. Можно применить и стандартные секционированные каркасы от контуров ДВ и СВ радиовещательных приемников, оснащенные ферритовыми подстроечниками диаметром 2,7 мм. Катушки связи намотаны поверх соответствующих контурных проводом ПЭЛШО 0,15...0,25. При отсутствии литцендрата таким же проводом можно наматывать и контурные катушки. Числа витков указаны в табл. 9.

**Таблица 9**

СБ — 12а	Ст. карк.	СБ — 12а	Ст. карк.
<i>L3</i> 25	40	<i>L7</i> 12	19
<i>L4</i> 6	10	<i>L8</i> 56	90
<i>L5</i> 12,5+12,5	20+20	<i>L9</i> 5+5	8+8
<i>L6</i> 25	40	<i>L10</i> 53	85

Катушка гетеродина *L10* установлена не на печатной плате, а внутри на передней панели трансивера рядом с конденсатором настройки *C39*. Она заключена в цилиндрический алюминиевый экран диаметром 20... 30 мм и высотой 30...40 мм (катушка располагается примерно в середине экрана и закрепляется при помощи гетинаксовой или пластмассовой арматуры). Экран привинчивается непосредственно к передней панели. Это улучшает температурную стабильность контура благодаря большой тепловой инерции шасси и защищает контур от высокочастотных наводок, что в конечном итоге способствует повышению стабильности частоты.

Дроссель анодной цепи лампы *L2* намотан на семи-секционном керамическом каркасе с внешним диаметром 10 мм и длиной 20 мм проводом ПЭЛ 0,1. Общее число витков не критично и составляет 300...600. При отсутствии подходящего каркаса можно использовать какую-либо керамическую трубочку (корпус резистора ВС-2 или конденсатора типа КБГ) и секционную намотку типа «универсаль». Можно изготовить и картонные щетки, хорошо пропитав их изолирующим лаком, и намотать дроссель «внавал». Дроссели *L11* и *L12* фабричные, индуктивностью 470 мкГ. При самостоятельном изготовлении их целесообразно намотать на ферритовых колечках диаметром 7...10 мм, имеющих магнитную проницаемость 1000...3000. Число витков не критично, около 70.

Симметрирующим трансформатором *L13* служит выходной трансформатор от портативного транзисторного приемника. Его вторичная обмотка не используется. Первичную обмотку другого такого же трансформатора можно использовать как катушку фильтра *L14*. Но все же целесообразнее намотать трансформатор и катушку на ферритовых кольцах К 20х12х6 с магнитной проницаемостью 2000. Это уменьшит опасность магнитных наводок от расположенной рядом сетевой аппаратуры. Трансформатор *L13* содержит 500 + 500, а катушка *L14* 270 витков любого изолированного провода диаметром 0,07...0,15 мм, лучше марки ПЭЛШО (меньше опасность повредить изоляцию при намотке). Наматывать трансформатор целесообразно двумя сложенными вместе проводами. После намотки «начало» одного провода соединяется с «концом» другого, образуя средний вывод.

Почти все детали транзисторной части трансивера смонтированы на печатной плате из одностороннего фольгированного стеклотекстолита или гетинакса. Плата имеет размеры 100х200 мм. Ее эскиз показан (со стороны фольги) на рис. 90. Изолирующие «дорожки» между «островками» фольги протравливают, гравировуют или прорезают любым способом. Если при изготовлении платы встретятся затруднения, можно поступить проще — вырезать и удалить всю фольгу, за исключением той, которая служит общим проводником. Выводы деталей, не соединенные по схеме с общим проводом, в этом случае пропускаются в отверстия платы, загибаются и припаиваются друг к другу в соответствии со схемой. В трансивере вполне допустимо применить и навесной монтаж, изготовив металлическое шасси и установив на нем достаточное количество опорных стоек и лепестков. Броневые сердечники катушек приклеиваются клеем БФ-2 непосредственно к печатной плате с нефольгированной стороны. В трансивере, изготовленном автором в соответствии с приведенным описанием, экранировать катушки не потребовалось.

Конструкция шасси трансивера показана на рис. 91. Все детали изготовлены из листового дюралюминия: боковые и средняя стенки толщиной 5 мм (можно толще), передняя панель толщиной 3 мм, задняя панель, верхняя и нижняя крышки толщиной 1,5...2 мм. Верхняя крышка аналогична нижней, на рис. 91 она не показана. Отверстия под крепежные винты сверлят «в торец» в боковых и средней стенках и нарезают в них резьбу М3. После сборки шасси даже без крышек оказывается достаточно жестким. Печатная плата привин-

чивается снизу к левой боковой и средней стенкам. Ее можно закрепить и с помощью дюралюминиевых угольников; в этом случае высота стенок делается равной высоте шасси, а длина печатной платы уменьшается на 10 мм. Лампа и все детали выходного контура устанавливаются в отсеке между средней и правой боковой стенками. Отверстие под ламповую панельку показано на рис. 91. Катушка  $L1$  и дроссель  $L2$  крепятся к средней или боковой стенкам.

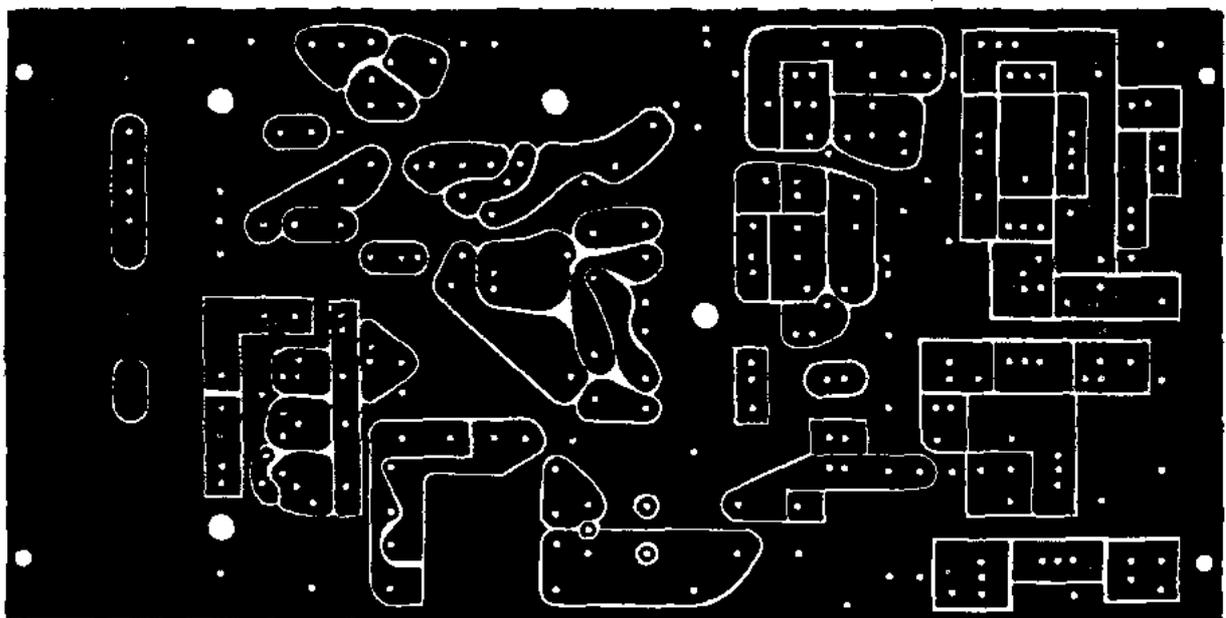
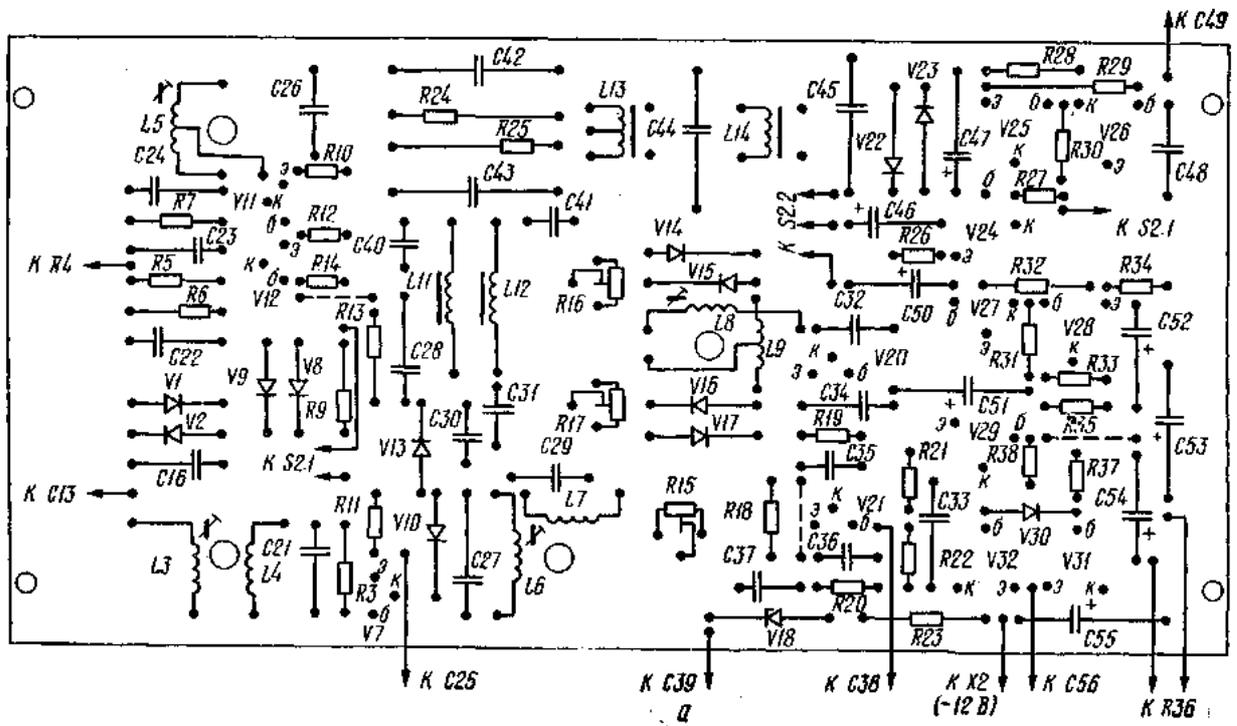


Рис. 90. Печатная плата трансивера: а — размещение деталей; б — плата

Все органы управления трансивером помещаются на передней панели. В нижнем ряду слева направо расположены гнезда телефонов, ручка регулятора усиления ВЧ, переключатель «прием-передача», ручка регулятора громкости, гнездо микрофона или микротелефонной гарнитуры. В верхнем ряду справа от измерительного прибора расположены ручки конденсатора  $C12$  (настройка П-контура) и переключателя  $S1$  (связь с антенной), между ними установлена индикаторная неоновая лампа  $V3$ . Разметка передней панели показана на рис. 92. Разъемы для подключения антенны  $X1$  и кабеля питания  $X2$  установлены на задней панели шасси. Стабилитрон

*V19* размещен на небольшом дюралюминиевом уголке (радиаторе) и через изолирующую прокладку закреплен изнутри на задней панели. Стабилитроны *V5* и *V6* установлены на средней стенке под ламповой панелькой. Один из них крепится через слюдяную прокладку. Там же можно установить и вторую ламповую панельку под газовый стабилизатор напряжения СГП.

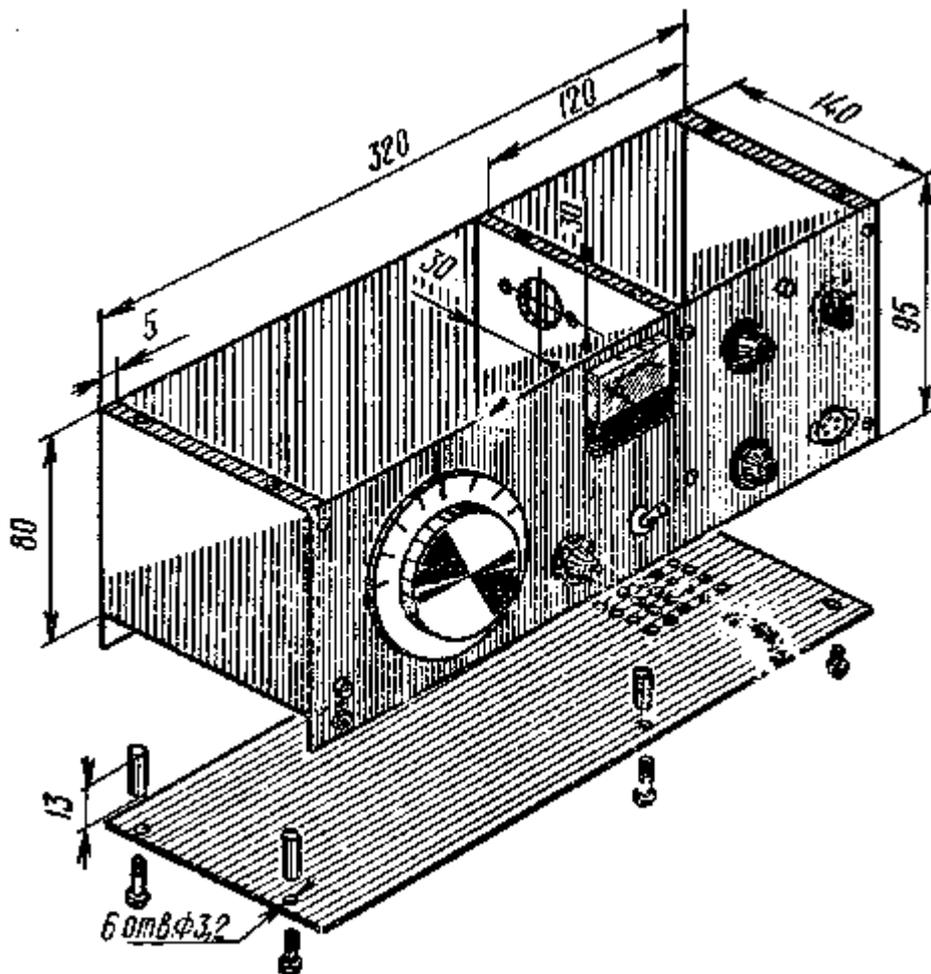


Рис. 91. Конструкция шасси трансивера

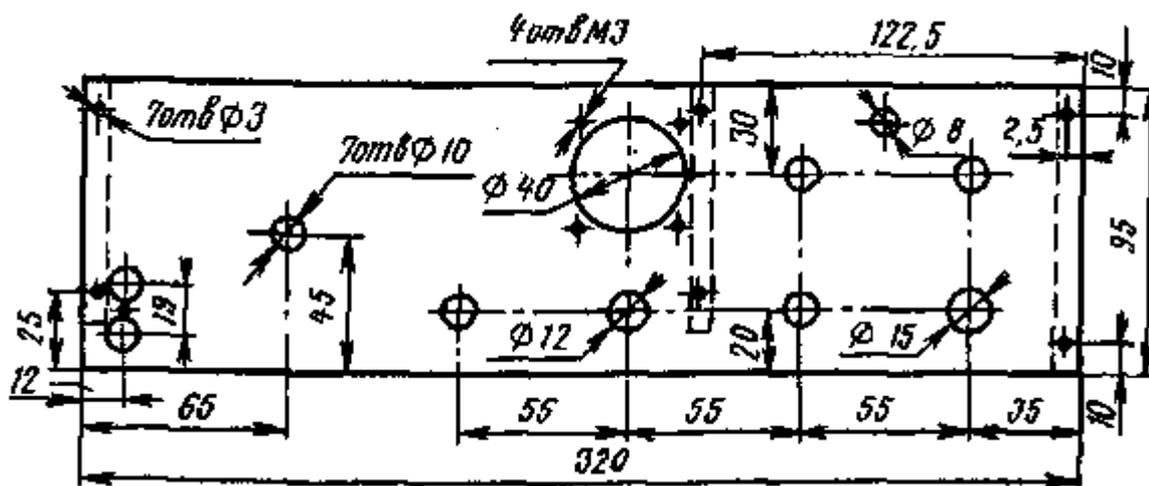


Рис. 92. Разметка передней панели-

Такая конструкция шасси удобна тем, что любые перепайки и настройку можно делать на собранном трансивере, сняв лишь верхнюю и нижнюю Крышки, каждая из которых закреплена шестью винтами МЗ. Кроме того, средняя перегородка экранирует выходной каскад от. остальной части трансивера и изолирует тепловой поток выходной лампы. В районе ее расположения в крышках следует просверлить вентиляционные отверстия.

Боковые стенки снаружи целесообразно облицевать декоративным пластиком или гетинаксом, вырезав накладку по размеру боковых стенок с припуском, чтобы закрыть торцы передней, задней, верхней и нижней панелей. Прежде чем приступить к изготовлению шасси, необходимо собрать все крупногабаритные детали и проверить, размещаются ли они на отведенных местах. При использовании устаревших типов КПЕ, например, или крупногабаритного измерительного прибора размеры шасси придется увеличить. Конструкция блока питания может быть любой, обеспечивающей прочность корпуса и безопасность в работе (не должно быть доступа к токонесущим деталям и проводам, поскольку напряжение -1-300 В является, безусловно, опасным).

Налаживание трансивера начинают с низкочастотной части. На это время высокое напряжение в блоке питания следует отключить. Напряжение на эмиттерах транзисторов *V3J* и *V32* должно равняться половине напряжения питания (— 6 В). Его можно установить, подбирая сопротивление резистора *R38*. Аналогично напряжение на коллекторе транзисторов *V28* и *V25* (— 6...8 В) устанавливается подбором сопротивления резисторов *R32* и *R29* соответственно. Для исключения возможных наводок провода, идущие к регулятору громкости и разъему микрофона *X3*, надо заэкранировать. Полезно снять частотную характеристику УНЧ приемника вместе с фильтром нижних частот. С этой целью напряжение от звукового генератора подается на один из выводов симметрирующего трансформатора *L13*, а к разъему *X4* присоединяется вход осциллографа. Чтобы выходной каскад УНЧ не ограничивал сигнал, напряжение генератора не должно превышать 10...100 мкВ. При необходимости на выходе генератора устанавливается дополнительный ре-зистивный делитель. АЧХ должна быть равномерной или с небольшим подъемом в сторону верхних частот в диапазоне 400...2700 Гц. Частоту среза ФНЧ (2700 Гц) устанавливают, подбирая число витков катушки *L14* и емкость конденсаторов *C44*, *C45* в пределах 0,03...0,1 мкФ. АЧХ микрофонного усилителя должна иметь заметный подъем на верхних частотах звукового спектра — это улучшает разборчивость сигнала. Крутизна подъема АЧХ зависит от емкостей разделительного *C49* и блокировочного *C47* конденсаторов.

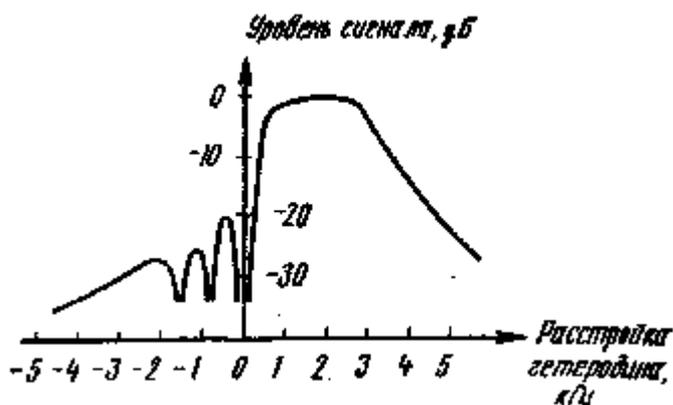
Режим транзистора УВЧ *V7* проверяют, измерив напряжение на его эмиттере. Оно должно лежать в пределах 6...9 В. Режим транзисторов предварительного усилителя передатчика подгонки не требует. Наличие генерации в гетеродине проверяют, подключив осциллограф или ВЧ вольтметр к эмиттеру транзистора *V2L*. Частоту гетеродина (925...975 кГц) можно установить, прослушав его сигнал с помощью любого радиовещательного приемника со средневолновым диапазоном или связанного приемника с диапазоном 160 м (в этом случае прослушивается вторая гармоника). Контур *L8C32* настраивают в резонанс на частоту второй гармоники (1900 кГц) по максимуму ВЧ напряжения на любом из крайних выводов катушки связи *L9*. Напряжение контролируют ВЧ вольтметром или осциллографом. Оно не должно быть меньше 0,2...0,3 В, в противном случае следует увеличить емкость конденсатора связи *C35* и число витков катушки связи *L9*.

Частоту гетеродина можно установить и с помощью генератора стандартных сигналов, подключив его выход к контуру *L6C27* через конденсатор емкостью 2...5 пФ и включив трансивер «на прием». Прослушав сигнал ГСС на различных частотах, можно отградуировать шкалу трансивера. Подключив выход ГСС или антенну к разъему *X1*, настраивают оба контура УВЧ (*L3C16* и *L6C27*) по максимальной громкости приема. Затем переключают трансивер в режим передачи и оценивают (с помощью осциллографа или ВЧ вольтметра) напряжение несущей на контуре *L5C24*. Подстраивая сердечник катушки контура, добиваются максимального увеличения его амплитуды. Следует иметь в виду, что при входной емкости осциллографа (вместе с соединительным кабелем) более 30...50 пФ контур вообще может не настроиться в резонанс, но для данной операции это не важно. Подстраивать контур можно и потом, по максимальной выходной мощности. Контролируя уровень несущей, следует поочередно вращать движки подстроечных резисторов *R16* и *R17* до практически полного подавления несущей. Теперь при разговоре перед микрофоном на экране осциллографа должны наблюдаться характерные всплески ВЧ сигнала.

Получив максимальное подавление несущей в режиме передачи, снова переключают трансивер на прием и, прослушав сигнал ГСС или сигналы радиостанций из эфира, добиваются максимального подавления верхней боковой полосы с помощью подстроечного резистора *R15*. Это лучше всего сделать при прослушивании немодулированной несущей, расстроив гетеродин трансивера вниз по частоте на 1...1,5 кГц относительно частоты этой несущей. Если хорошего подавления получить не удастся, следует подобрать в небольших пределах (270...380 пФ) емкость конденсатора *C29*. Если же и этого недостаточно, надо несколько изменить сопротивление одного из резисторов НЧ фазовращателя *R24* или *R25* и снова повторить регулировку. Кривая селективности трансивера при правильной настройке показана на рис. 93. В верхней боковой полосе приема должны наблюдаться две точки «бесконечного» подавления, соответствующие точной балансировке смесителя по амплитудам и фазам сигналов в двух каналах. Отрегулированный при приеме смеситель будет подавлять верхнюю боковую полосу при передаче.

Налаживание выходного каскада передатчика трансивера сводится к проверке режима лампы *V4*. Подключив высокое напряжение в блоке питания и соблюдая меры предосторожности, устанавливают ток покоя лампы равным 10... 15 мА, подбирая сопротивление резистора *R9*. Для проверки настройки выходного контура надо подать сигнал звуковой частоты на микрофонный вход, а к разъему антенны подключить эквивалент нагрузки — лампу накаливания автомобильного типа на напряжение 26 В, мощностью 10 Вт (когда такая лампа горит, ее сопротивление близко к 50 Ом). Настраивая контур конденсатором *C12* и регулируя связь с нагрузкой переключателем *S1*, добиваются максимальной яркости свечения лампы. В момент настройки контура в резонанс анодный ток лампы должен уменьшаться на 10...15 %, а неоновая лампа *V3* — светиться. При слишком сильной

связи с нагрузкой ток почти не уменьшается, а неоновая лампа светится слабо или не горит совсем. Напротив, при слабой связи с нагрузкой ток при настройке в резонанс уменьшается сильно, а неоновая лампа горит ярко. Это свидетельствует о перенапряженном режиме анодной цепи выходной лампы. Как слишком сильная, так и слабая связь с нагрузкой приводят к уменьшению отдаваемой мощности, что заметно по яркости свечения лампы накаливания — эквивалента нагрузки. Если трансивер будет использоваться с согласованной антенной (симметричный полуволновый диполь, провод длиной  $1/4$  или  $3/4$  длины волны с заземлением или противовесом), имеющей входное сопротивление 50...75 Ом, то оптимальная настройка П-контура примерно совпадает с настройкой при работе на эквивалент антенны. Если же будет использоваться другая антенна случайной длины, настройку П-контура с подключенной антенной производят заново, ориентируясь по относительной величине спадаения анодного тока при настройке контура в резонанс и по яркости свечения индикаторной неоновой лампы. Эту операцию следует производить в дневное время на частоте, свободной от работающих станций. При отсутствии звукового генератора для настройки выходного каскада можно просто восстановить несущую, разбалансировав однополюсный смеситель одним из подстроечных резисторов  $R16$  или  $R17$ . По окончании настройки смеситель балансируют снова по минимуму напряжения несущей на выходном П-контуре или на разъеме антенны. Индикатором служит осциллограф или ВЧ вольтметр.



**Рис. 93. Кривая селективности трансивера**

На радиостанции автора трансивер использовался с простейшей антенной типа «наклонный луч» длиной около 60 м, протянутой к крыше соседнего, более высокого дома. Противовесом служило металлическое ограждение крыши «своего» дома. За несколько недель зимой 1981 — 1982 гг. были установлены связи со всеми районами Союза, кроме 8-го и 0-го. Качество сигнала всеми корреспондентами оценивалось как хорошее или отличное.

Несколько слов хотелось бы добавить о конструкциях антенн для описанного, как, впрочем, и любого другого трансивера на диапазон 160 м. Естественно, что любителей интересуют, главным образом, антенны с повышенной эффективностью при дальних связях, т. е. излучающие под низкими углами к горизонту. На волне длиной 160 м влияние земли достаточно сильно, причем, чем длиннее волна, тем больше свойства данного грунта приближаются к свойствам проводника. В этих условиях к горизонту хорошо распространяются лишь волны с вертикальной поляризацией. Поэтому наилучшей антенной для дальних связей следует считать вертикальную антенну. Ее резонансная длина составляет четверть волны, т. е. 40 м. Поставить такую мачту чаще всего невозможно, поэтому приходится использовать укороченные вертикальные антенны. Для сдвига пучности тока как можно выше, на верхнем конце антенны, делают емкостную нагрузку — несколько радиальных горизонтальных лучей. При одном луче получается Г-образная антенна, а при двух — Т-образная. Общая длина горизонтальной части и снижения этих антенн должна составлять около 40 м. Вертикальные антенны требуют очень хорошего заземления или противовесов — ряда горизонтальных лучей длиной по 40 м, протянутых над самой поверхностью или закопанных в землю. Входное сопротивление вертикальной антенны составляет 5...40 Ом, уменьшаясь с уменьшением длины вертикальной части. Г-образная антенна или «наклонный луч» длиной 40 м с противовесом такой же длины образуют эффективно излучающий полуволновый диполь с сопротивлением 60... 70 Ом, но только в условиях свободного пространства. Вблизи земли и строений входное сопротивление диполя может быть намного меньше.

Из других перспективных антенн прежде всего заслуживает внимания петлевая антенна, или, как ее часто называют, «дельта». Провод антенны в виде треугольника, квадрата или многоугольника подвешивается как можно выше на нескольких опорах.

## Литература

1. Поляков В. Т. Приемники прямого преобразования для любительской связи. — М.: ДОСААФ, 1981. — 80 с., ил.

2. The Radio and Electr. Engineer, 1973, v. 43, № 3.
3. Radio Communication, Sept., 1981.
4. Погосов А. Модуляторы и детекторы на полевых транзисторах. — Радио, 1981, № 10, с. 19 — 20.
6. Поляков В., Степанов Б. Смеситель гетеродинного приемника. — Радио, 1983, N 4, с. 19 — 20.
6. Поляков В. Фазовые ограничители речевых сигналов. — Радио, 1980, № 3, с. 22 — 25.
7. Комаров С. Простой однодиапазонный телеграфный передатчик. — Радио, 1982, № 7, с. 25 — 26.
8. Скрыпник В. Однодиапазонный телеграфный трансивер. — Радио, 1981, № 12, с. 30-32.
9. Radio Communication, Jan., 1981.
10. Трансивер для РЛТ. Информационные материалы по радиоспорту № 61. ЦРК СССР. — М., 1982, с. 31 — 35.
11. Поляков В. Трансивер прямого преобразования на 160 и. — Радио, 1982, № 10, с. 49 — 52, № И, с. 50 — 53.
12. Поляков В. Т. Радиовещательные ЧМ приемники с фазовой автоподстройкой. — М.: Радио и связь, 1983. — 96 с., ил. — (Массовая радиобиблиотека. Вып. 1063).

## СОДЕРЖАНИЕ

### Введение

#### Глава первая. Принцип действия и структурные схемы трансиверов прямого преобразования

1. Простейший телеграфный трансивер
2. Модуляция и прием модулированных телефонных сигналов
3. Фазовый метод формирования и приема *SSB* сигналов
4. Структурные схемы однополосных трансиверов прямого преобразования
5. Фазофильтровый трансивер прямого преобразования

#### Глава вторая. Элементы схем трансиверов

1. Задающие генераторы
2. Смесители и модуляторы
3. Фазовращатели
4. Фильтры
5. Усилители низкой частоты
6. Ограничители речевых сигналов
7. Усилители ВЧ сигналов

#### Глава третья. Практические конструкции трансиверов

1. Телеграфный микротрансивер
2. Телеграфные трансиверы диапазона 80 м
3. Телеграфный трансивер на диапазон 10 м
4. *SSB* трансивер на диапазон 160 м

#### Литература

ББК 32.848.2 П54

Рецензент Гусев А. И.

### Поляков В. Т.

П54 Трансиверы прямого преобразования. — М.: ДОСААФ, 1984. — 144 с., ил.

Цена 25 к.

В книге описываются принципы действия трансиверов прямого преобразования, приводятся схемы их отдельных узлов, даются описания законченных конструкций, пригодных для воспроизведения радиолюбителями, для широкого круга радиолюбителей.

2402020000 — 050

П-----БЗВ-1-7-84 6Ф2.12

072(02)-84

К6-8-9-84 ББК 32.848.2

ВЛАДИМИР ТИМОФЕЕВИЧ ПОЛЯКОВ

**ТРАНСИВЕРЫ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ**

Заведующий редакцией Г.В.Калишев  
Редактор Л. И. Карнозов  
Художественный редактор Т. А. Хитрова  
Технический редактор С. А. Бирюкова  
Корректор В. Д. Синева

ИБ № 1757

Сдано в набор 24.08.83. Подписано в печать 02.04.84. Г-73612. Формат 84X108 1/32.

Бумага типографская № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл.  
п. л. 7,56. Усл. кр.-отг. 7.88. Уч.-изд. л. 7,59. Тираж 138000 экз. Заказ №4-131.  
Цена 25 к. Изд. № 2/п-300.

Ордена «Знак Почета» Издательство ДОСААФ СССР.

129110, Москва, Олимпийский просп., 22.

Отпечатано с матриц ордена Трудового Краевого Залмеки типографии  
изд-ва ЦК КП Белоруссии на Киевской книжной фабрике. 252051, Киев-54,  
ул. Воровского, 24.

**OCR Pirat**