



В. Т. ПОЛЯКОВ

**ПРИЕМНИКИ
ПРЯМОГО
ПРЕОБРАЗОВАНИЯ
ДЛЯ
ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ
СВЯЗИ**

МОСКВА
ИЗДАТЕЛЬСТВО ДОСААФ СССР
1981

В. Т. ПОЛЯКОВ

**ПРИЕМНИКИ
ПРЯМОГО
ПРЕОБРАЗОВАНИЯ
ДЛЯ
ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ
СВЯЗИ**

**МОСКВА
ОРДЕНА «ЗНАК ПОЧЕТА»
ИЗДАТЕЛЬСТВО ДОСААФ СССР
1981**

- П54 **Поляков В. Т.**
Приемники прямого преобразования для любительской связи.— М.: ДОСААФ, 1981.— 80 с., ил.
30к.

В книге рассмотрены принцип работы, схемные и конструктивные особенности приемников прямого преобразования, получивших большое распространение среди радиолюбителей. Несмотря на простую схему и малое количество деталей, эти приемники имеют высокие параметры при приеме телеграфных и однополосных сигналов.

Для широкого круга радиолюбителей, занимающихся конструированием коротковолновой аппаратуры

П $\frac{30402-005}{072(02)-81}$ 94-81 2402020000

24.2.2

Введение

Приемники прямого преобразования стали применяться в радиолюбительской практике сравнительно недавно — в конце 60-х, начале 70-х годов. Очень быстро они завоевали широкую популярность благодаря простоте схемы и высокому качеству работы. Сейчас, вероятно, уже большинство начинающих коротковолновиков знакомится с эфиром именно с помощью простейшего приемника прямого преобразования. Это дало повод считать приемник прямого преобразования многообещающей новинкой.

Но «новое — это хорошо забытое старое» — гласит известная поговорка. Первый приемник прямого преобразования был изобретен еще в 1901 году, задолго до появления электронной лампы и спустя всего 5 лет после изобретения радио. В то время для радиосвязи использовались искровые или дуговые передатчики и детекторные приемники на основе знаменитого «когерера». При экспериментах было замечено, что, если во время приема сигналов удаленной станции включить собственный генератор, пусть даже маломощный, прием сигналов резко улучшался. Собственный генератор назвали гетеродином, а приемник — гетеродинным приемником.

С изобретением кристаллического детектора (1906—1908 гг.) и переходом на излучение незатухающих колебаний гетеродинные приемники стали незаменимы. При настройке местного гетеродина на частоту, отличающуюся на 0,5 — 1 кГц от частоты принимаемой станции, они обеспечивали слуховой прием телеграфных сигналов на телефонные трубки, в результате чего чувствительность приемника, а следовательно, и дальность связи резко возросла. Для приема сигналов на сверхдлинных волнах применялся также механический коммутатор — колесо Гольдшмидта, вращаемое моторчиком. Телефоны через этот

коммутатор подключались непосредственно к антенне. Если частота коммутации немного отличалась от частоты принимаемого сигнала, то в телефонах были слышны биения со звуковой частотой. По-видимому, это был первый смеситель мультипликативного типа!

В эпоху расцвета гетеродинных приемников изобрели генератор на вакуумном триоде (Мейснер, 1913 г.), автодинный телеграфный приемник, в котором гетеродин и смеситель были выполнены на одном триоде (Роунд, 1913 г.), и супергетеродин (Леви, 1917 г.). Само свое название супергетеродинные приемники получили от гетеродинных, поскольку в супергетеродине применен еще один дополнительный или «супер» гетеродин для преобразования высокой принимаемой частоты в промежуточную.

После изобретения лампового регенератора (Армстронг, 1922 г.) и с развитием техники телефонной связи с амплитудной модуляцией о гетеродинных приемниках стали забывать, а с появлением многоламповых супергетеродинных приемников в 30-е годы забыли совсем.

Вспомнили (или заново открыли?) принцип гетеродинного приема радиолюбителя. Оказалось, что на новой элементной базе с использованием малощумящих полупроводниковых диодов, транзисторов и интегральных микросхем гетеродинные приемники работают не хуже, а во многих случаях и лучше, чем сложные многоламповые. Например, первый описанный в радиолюбительской литературе транзисторный гетеродинный приемник (Бингхем и Хейворд, 1968 г.) обеспечил прием в США азиатских станций с $S7$, и это в диапазоне 80 м! Изменилось и название: чтобы подчеркнуть факт непосредственного преобразования частоты принимаемого сигнала в звуковые частоты, гетеродинные приемники стали называть приемниками прямого преобразования.

Советские ученые и радиолюбители внесли большой вклад в развитие техники прямого преобразования (как и радиотехники вообще). В 20-х годах в Нижегородской радиолaborатории О. В. Лосевым был создан «кристадин» — детекторный приемник, генерирующий на частоте, близкой к частоте принимаемого сигнала. Генерация получалась благодаря тому, что кристаллический детектор работал на участке вольтамперной характеристики с отрицательным сопротивлением, а для вывода его на этот участок служил внешний источник постоянного смещения. Детектор крис-

тадина был прообразом современных туннельных диодов. В 30-е годы синхронные приемники разрабатывались выдающимся советским ученым Е. Г. Момотом. Его книга не утратила значения и в наши дни. Синхронный приемник является приемником прямого преобразования, в котором предусмотрены средства для синхронизации местного гетеродина с несущей принимаемого сигнала. Он пригоден для приема амплитудно-модулированных (АМ) сигналов.

В настоящее время в любительской радиосвязи на КВ АМ почти не используется ввиду ее малой эффективности. Поэтому в этой небольшой книге мы рассмотрим только асинхронные приемники прямого преобразования, пригодные для приема телеграфных (CW) и однополосных (SSB) сигналов. Основная цель книги состоит в том, чтобы познакомить радиолюбителей с современным состоянием вопроса и «дать пищу для размышлений», т. е. стимулировать дальнейшее развитие и совершенствование приемников прямого преобразования.

1. Структурная схема приемника и виды принимаемых сигналов

Простейший приемник прямого преобразования содержит лишь самый минимум узлов, действительно необходимых для приема сигнала. Его структурная схема показана на рис. 1. Принимаемый сигнал из антенны поступает на входной контур или фильтр $Z1$, обычно непереключаемый, поскольку любительские диапазоны достаточ-

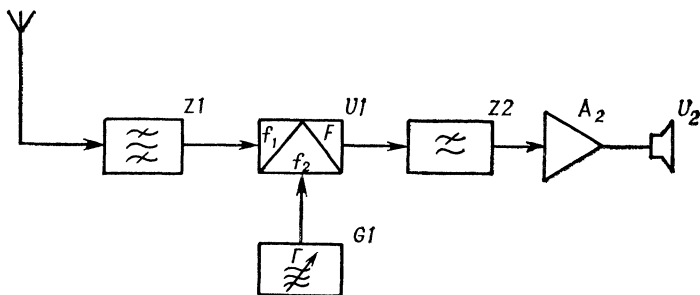


Рис. 1 Структурная схема приемника прямого преобразования

но узки. Далее сигнал подводится к смесителю $U1$ совместно с колебаниями местного гетеродина $G1$. Частота гетеродина f_2 выбирается близкой к частоте сигнала f_1 . На выходе смесителя фильтром $Z2$ выделяется сигнал разностной частоты F , лежащей в звуковом диапазоне, причем $F = f_1 - f_2$. Выделенный звуковой сигнал поступает на усилитель низкой частоты (УНЧ) и далее на телефоны $U2$ или громкоговоритель. Таким образом, при подаче на вход приемника немодулированного высокочастотного сигнала в телефонах слышен тон постоянной высоты и громкости.

Телеграфные сигналы любительских станций представляют собой короткие (точки) и длинные (тире) посылки не-

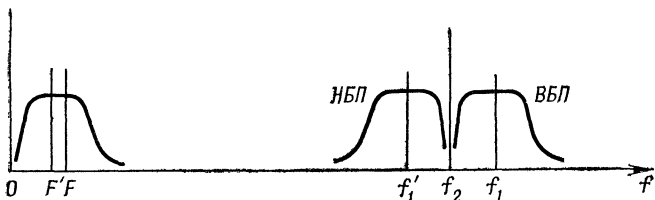


Рис. 2. Спектр телеграфного сигнала и полосы приема

модулированных высокочастотных колебаний. Длительность посылок лежит в пределах 0,05 — 1 с, в зависимости от скорости передачи. Ширина спектра телеграфного сигнала обратно пропорциональна длительности посылок и не превосходит нескольких единиц или десятков герц. Поэтому сигнал можно изобразить единственной спектральной линией на частоте f_1 , как показано на рис. 2. На том же рисунке показана спектральная линия на частоте f_2 , соответствующая колебаниям гетеродина приемника, и частотная характеристика фильтра Z_2 (кривая в левой части рисунка, вблизи нулевой частоты). В смесителе образуется звуковая частота $F = f_1 - f_2$. Прием станции возможен, если частота F попадает в полосу фильтра Z_2 , как показано на рисунке. Поэтому кривая селективности приемника соответствует кривой, расположенной справа от частоты f_2 и совпадающей по форме с характеристикой фильтра. Если частота станции f_1' ниже частоты гетеродина f_2 , то в смесителе выделится звуковая частота $F' = f_2 - f_1'$. Эта станция также будет приниматься. Таким образом, полная полоса пропускания приемника равна удвоенной полосе фильтра Z_2 и расположена симметрично относительно частоты гетеродина. Провал в середине полосы пропускания около частоты гетеродина f_2 обусловлен тем, что УНЧ приемника не пропускает очень низких звуковых частот из-за наличия разделительных конденсаторов между каскадами.

Тон принимаемых телеграфных сигналов зависит от расстройки между частотами сигнала и гетеродина. При перестройке гетеродина вверх по частоте тон станций, расположенных в верхней боковой полосе приема (ВБП на рис. 2), будет понижаться, а тон станций, расположенных в нижней (НБП), повышаться. При некотором навыке, вращая ручку настройки, легко распознать, в какой полосе находится станция. Наличие двух полос приема является

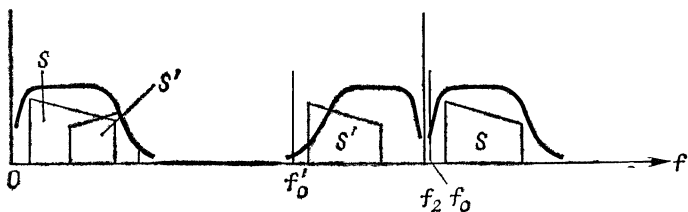


Рис. 3. Спектр при приеме *SSB* сигналов

существенным недостатком простых приемников прямого преобразования.

Полосу пропускания телеграфного приемника можно сузить до нескольких сотен герц. Центральная частота полосы фильтра выбирается в области 600 — 1000 Гц, т. е. в диапазоне частот, хорошо слышимых человеческим ухом.

При телефонной однополосной связи передатчик излучает спектр частот, в точности совпадающий со спектром звуковых частот, но смещенный в необходимый КВ диапазон. Обычно *SSB* сигнал получают из АМ сигнала, подавляя или отфильтровывая несущую и одну из боковых полос. В диапазонах 160, 80 и 40 м принято излучать нижнюю боковую полосу (ее спектр инвертирован), а в диапазонах 20, 14, 10 м и на УКВ — верхнюю боковую полосу. Ширина спектра излучения на *SSB* составляет 2700 Гц.

SSB сигнал будет приниматься приемником по схеме рис 1, если частота гетеродина f_2 совпадает с частотой подавленной несущей f_0 . При этом частоты излучаемого спектра будут переноситься смесителем приемника сразу в область звуковых частот и поступать в УНЧ. Для данного приемника не имеет значения, какую полосу частот, нижнюю или верхнюю, излучает передатчик. Ненужная боковая полоса приема может служить источником помех, если в нее попадет другой сигнал S' , как показано на рис. 3. Однако разборчивым будет только полезный сигнал S . Мешающий же сигнал S' искажается до неузнаваемости, поскольку его подавленная несущая f'_0 далеко отстоит от f_2 , кроме того, спектр мешающего сигнала в УНЧ приемника инвертирован.

Для приема *SSB* сигналов нижнюю границу полосы пропускания УНЧ приемника выбирают равной 300—400 Гц, а частоту среза фильтра ZZ — около 2,6—3 кГц. Точность настройки гетеродина на частоту подавленной несу-

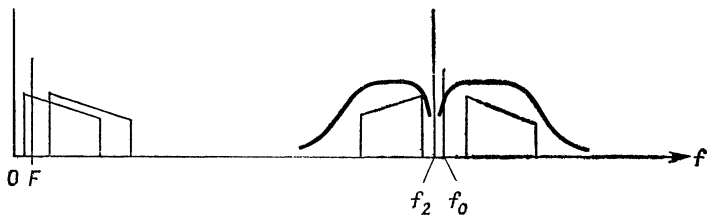


Рис. 4. Спектр при приеме АМ сигналов

щей должна составлять $\pm 100 \dots 200$ Гц, хотя разобрать сигнал при навыке можно и при больших расстройках.

Посмотрим теперь, как будут прослушиваться АМ станции. Спектр АМ сигнала содержит несущую и две боковые полосы. Если частота гетеродина отличается от частоты несущей более чем на $200 \text{—} 300$ Гц, прием сопровождается сильным свистом на разностной частоте $F = f_0 - f_2$, в котором «тонет» полезный звуковой сигнал. При более точной настройке разностная частота становится низкой, неслышимой. Боковые полосы сигнала, смешиваясь с колебаниями гетеродина, образуют звуковые частоты. Однако звуковые сигналы от двух боковых полос несколько различаются по частоте, как это видно из рис. 4. Эти два сигнала будут интерферировать между собой, то складываясь, когда их текущие фазы совпадают, то вычитаясь, когда их фазы противоположны. В результате принятый звуковой сигнал оказывается промодулированным с частотой $2(f_0 - f_2)$. Амплитуда его меняется по косинусоидальному закону, а фаза изменяется скачком на 180° в моменты перехода огибающей через нуль. При расстройках $10 \text{—} 100$ Гц принимаемый сигнал разборчив, но тембр его искажен и кажется разбитым, дребезжащим. При расстройках $0 \text{—} 10$ Гц ясно слышны изменения амплитуды сигнала, похожие на быстрые замирания. Таким образом, приемник по схеме рис. 1 мало пригоден для приема АМ сигналов.

2. Сравнение с супергетеродином

Структурная схема современного супергетеродинного приемника показана на рис. 5. Сигнал с частотой f_1 , пройдя входной относительно широкополосный фильтр $Z1$, преобразуется в более низкую промежуточную частоту f_3 . Для этого служит преобразователь $U1$ с первым гетеродином

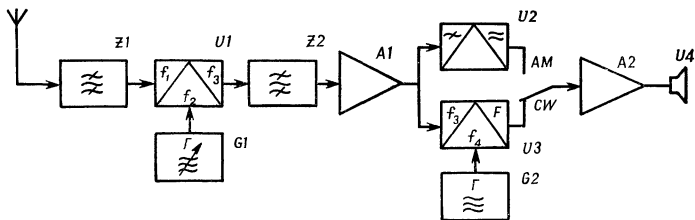


Рис. 5. Структурная схема супергетеродина

G1. В тракте ПЧ установлен фильтр основной селекции *Z2* и усилитель ПЧ *A1*. В тракте ПЧ используются кварцевые, электромеханические или многозвенные *LC* фильтры. Усиленный и отфильтрованный сигнал ПЧ подается при приеме *AM* на амплитудный детектор *U2*. Для приема *CW* и *SSB* сигналов используется еще один преобразователь частоты *U3* со вторым гетеродином *G2*. Этот преобразователь по традиции называют детектором мультипликативного или смесительного типа.

Преобразование частот в супергетеродине иллюстрируется рис. 6, где показаны спектр сигнала на частоте f_1 , частота гетеродина f_2 , промежуточная частота f_3 и частота второго гетеродина f_4 . Скругленной кривой около частоты f_3 показана частотная характеристика фильтра ПЧ *Z2*. Она достаточно узка (2,1—2,7 кГц), а частота второго гетеродина установлена на ее скате, чтобы получить односигнальный (однополосный) прием. Таким образом, главное отличие супергетеродина от приемника прямого преобразования состоит в том, что основная селекция в первом осуществляется на промежуточной частоте, а во втором — на низкой. Низкочастотную селекцию, как мы увидим далее, можно выполнить гораздо проще, удобнее и дешевле. Основное усиление в приемнике прямого преобразования также происходит на низкой частоте, где легче получить высокий и устойчивый коэффициент усиления, используя даже низкочастотные недефицитные транзисторы.

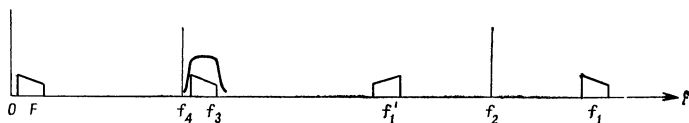


Рис. 6. Спектр сигналов в супергетеродине

Существенный недостаток супергетеродина состоит в наличии зеркального канала приема на частоте f'_1 . Если для основного канала $f_1 - f_2 = f_3$, то для зеркального $f_2 - f'_1 = f_3$. Зеркальный канал расположен симметрично относительно частоты первого гетеродина и находится тем ближе к основному, чем ниже значение ПЧ f_3 . Селективность приемника по зеркальному каналу обеспечивает входной фильтр $Z1$. Для его упрощения желательно повышать значение ПЧ, что в свою очередь усложняет и удорожает фильтр ПЧ $Z2$. Другие побочные каналы приема в супергетеродине образуются при смещении гармоник сигнала и гетеродина в соответствии с формулой $mf_1 \pm nf_2 = f_3$, где m и n — любые целые числа. Интенсивность помех по этим каналам уменьшается с ростом номеров m и n .

Наконец, для супергетеродина характерны интерференционные свисты, появляющиеся при одновременном приеме сигналов по нескольким побочным каналам, при попадании мешающих сигналов непосредственно в тракт ПЧ и при настройке приемника на частоты $mf_4 \pm nf_2$. В последнем случае на вход приемника попадают гармоники или комбинационные частоты двух гетеродинов приемника. Поэтому проектирование хорошего супергетеродина выливается в весьма сложную задачу. Положение еще более усугубляется в супергетеродинах с двойным преобразованием частоты, где необходимо учитывать комбинационные частоты трех гетеродинов. Хорошая экранировка и развязка по цепям питания обычно помогает, но не избавляет полностью от описанных помех.

Сравнивая структурные схемы супергетеродина в режиме приема CW или SSB (см. рис. 5) и приемника прямого преобразования, легко прийти к выводу, что оба приемника выполняют одну и ту же функцию — линейный перенос спектра сигнала с высокой на звуковую частоту. Но в приемнике прямого преобразования это делается более простым и естественным образом, без всяких промежуточных преобразований.

Посмотрим теперь, какие побочные каналы имеются у приемника прямого преобразования. Для побочного канала должно выполняться соотношение $mf_1 \pm nf_2 = F$. Поскольку F — это очень низкая звуковая частота, можно приближенно считать, что $mf_1 \pm nf_2 = 0$. Тогда получаем $f_1 = \frac{n}{m} f_2$, т. е. побочные каналы имеются лишь на частотах,

кратных субгармоникам гетеродина. Генерирование гармоник сигнала в смесителе — случай почти исключительный, так как для этого нужны амплитуды сигнала, соизмеримые с напряжением гетеродина. Поэтому $m = 1$, и побочные каналы остаются лишь на частотах гармоник гетеродина $2f_2$, $3f_2$, $4f_2$ и т. д. Даже простейшая одноконтурная входная цепь ослабляет такие помехи на 40—50 дБ. Двухконтурная же входная цепь практически полностью исключает побочные каналы приема.

Интерференционных свистов в приемнике прямого преобразования нет вообще, поскольку имеется только один гетеродин. Это выгодно отличает приемник прямого преобразования от супергетеродина. Субъективно эфир кажется «чище» и, кроме того, услышав слабый сигнал, можно быть уверенным, что станция работает на частоте настройки приемника.

Разумеется, приемнику прямого преобразования свойственны и недостатки, главным из которых, как уже указывалось, является наличие двух полос приема. Устранить этот недостаток позволяет метод фазовой селекции. Описанный в третьей главе однополосный смеситель ослабляет ненужную полосу приема на 35—45 дБ. Для получения большего ослабления нужны трудоемкие в изготовлении и сложные в настройке фазовращатели. В то же время в супергетеродине при использовании кварцевых или электро-механических фильтров ПЧ удастся получить ослабление на 60 дБ и более.

При преобразовании высокой принимаемой частоты непосредственно в звуковую труднее получить низкий коэффициент шума смесителя, а следовательно, и высокую чувствительность. Тем не менее, необходимые для связанных приемников значения чувствительности в приемнике прямого преобразования, как показывает опыт, вполне достижимы.

Платой за простоту схемы и конструкции является несколько большая подверженность приемника прямого преобразования различного рода помехам и наводкам. В частности, сильнее чем в супергетеродине сказываются перекрестные помехи от мощных станций. Возможны также прямые наводки фона переменного тока (например, через провода антенны, через поля рассеяния силовых трансформаторов) на вход УНЧ приемника. Подобные помехи и наводки удастся практически полностью ликвидировать

рациональным выбором схемы и конструкции приемника. Все эти вопросы рассмотрены в последующих разделах.

3. Параметры приемника прямого преобразования

Важнейшими параметрами связного коротковолнового приемника являются селективность, или способность выделять нужный сигнал среди массы мешающих, и чувствительность, т. е. способность принимать слабые сигналы.

Статическая (односигнальная) селективность определяется ослаблением сигнала при расстройке приемника относительно его частоты. В приемнике прямого преобразования (см. рис. 1) селективность обеспечивает фильтр Z_2 , обычно фильтр нижних частот (ФНЧ), включенный сразу после смесителя. Однозвенный П-образный LC фильтр с частотой среза 3 кГц обеспечивает ослабление сигнала на 32 — 35 дБ при расстройке на 10 кГц. Это примерно эквивалентно трехконтурному фильтру в тракте ПЧ супергетеродина. Для двухзвенного фильтра эта величина возрастает до 65—70 дБ. Более сложные фильтры применять, как правило, нет необходимости.

К селективности ФНЧ добавляется селективность УНЧ, ослабляющего верхние частоты, а также естественная селективность человеческого уха, чувствительность которого понижается с увеличением частоты. При расстройках более 15—16 кГц сигнал вообще перестает быть слышимым. Но это не означает, что фильтр Z_2 не нужен, — мощные станции с большой расстройкой при отсутствии ФНЧ могут вызвать перегрузку и перекрестные искажения в УНЧ. Поэтому хотя бы однозвенный ФНЧ на выходе смесителя необходим. Для приема СВ сигналов в УНЧ можно установить узкополосный фильтр. Тогда селективность приемника будет определяться суммарной характеристикой ФНЧ и узкополосного фильтра.

Реальная (многосигнальная) селективность характеризует способность приемника выделять слабый сигнал в присутствии мощных мешающих сигналов, лежащих вне полосы пропускания приемника. Помехи от этих сигналов возникают в смесителе. Если бы смеситель выполнял абсолютно точно операцию перемножения напряжений сигнала и гетеродина (идеальный мультипликативный смеси-

тель), то никаких помех от внеполосных сигналов не возникало бы вообще. Каждый входной сигнал давал бы на выходе смесителя свою разностную частоту, и реальная селективность приемника совпадала бы с односигнальной. Реальные смесители такой способностью не обладают. Они, во-первых, детектируют входной сигнал (перекрестные помехи и забитие), во-вторых, смешивают входные сигналы между собой так, как если бы один служил гетеродинным сигналом для другого (интермодуляционные помехи). Рассмотрим первый вид помех.

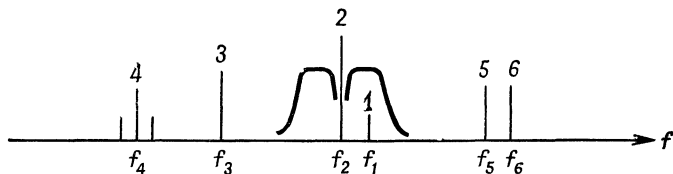


Рис. 7. Спектр мешающих сигналов

Пусть на вход приемника, настроенного на частоту f_2 , действует полезный сигнал 1 и мешающие сигналы 3, 4, 5 и 6. Сигнал 2 — это сигнал гетеродина приемника. Распределение их частот показано на рис. 7. Помеха 3 представляет собой немодулированную несущую. Поскольку разность частот $f_2 - f_3$ лежит вне звукового диапазона, биений помехи с сигналом гетеродина приемника не слышно. Но если амплитуда сигнала 3 достаточно велика, он может продетектироваться в смесителе и создать на нелинейных элементах (диодах) постоянное смещение. При этом падает коэффициент передачи смесителя и возрастают шумы — наблюдается явление забития. При телеграфной манипуляции сигнала 3 слышны щелчки, создаваемые перепадами продетектированного напряжения на выходе смесителя.

Помеха 4 — это АМ сигнал, содержащий несущую и две боковые полосы. При детектировании его на выходе смесителя выделяются частоты модуляции. Помеха слышна вполне внятно и разборчиво, а ее сила и тембр не изменяются при вращении ручки настройки, т. е. при изменении частоты гетеродина приемник работает как детекторный с УНЧ. Тот же эффект получается при действии на вход приемника суммы двух близких по частоте мощных немодулированных сигналов 5 и 6. Смеситель детектирует их биения, и перекрестная помеха прослушивается в виде

свиста с частотой, равной $f_6 - f_5$. Высота тона также не зависит от частоты настройки приемника.

Количественно перекрестные помехи для приемников прямого преобразования характеризуются коэффициентом подавления АМ $K_{ам}$, показывающим, во сколько раз (или на сколько децибел) мешающий АМ сигнал должен превосходить полезный, чтобы создать на выходе такое же звуковое напряжение. Коэффициент модуляции помехи обычно берется равным 30%, а уровень полезного сигнала 1 мкВ. Это определение отличается от определения коэффициента перекрестных помех для супергетеродина. Там они лишь модулируют сигнал ПЧ. Поскольку в приемнике прямого преобразования ПЧ равна нулю, перекрестные помехи прослушиваются непосредственно.

Для пояснения свойств помех обратимся к рис. 8, где по горизонтали отложены напряжения полезных и мешающих сигналов на входе, а по вертикали — напряжения сигналов на выходе, приведенные ко входу, т. е. поделенные на полный коэффициент усиления приемника K_0 . Прямая 1 соответствует полезному сигналу. Она имеет наклон 45° (1 : 1), поскольку напряжение сигнала на входе совпадает с приведенным выходным напряжением. Перекрестные помехи возникают из-за наличия квадратичных членов в вольтамперных характеристиках нелинейных элементов смесителя. Поэтому напряжение перекрестной помехи на выходе пропорционально квадрату входного напряжения. Эта зависимость показана линией 2. Масштаб по осям графика выбран логарифмическим, поэтому линия 2 также прямая, но с большим наклоном (2 : 1). По графику легко определить $K_{ам}$ как расстояние по горизонтали между прямыми 1 и 2 при заданном уровне полезного сигнала. Найденное значение будет соответствовать случаю 100% модуляции помехи. Для 30% модуляции это значение надо увеличить в 3,3 раза (на 10 дБ).

Как видно из графика, коэффициент подавления АМ $K_{ам}$ сильно зависит от выбранного уровня сигнала. При уменьшении уровня всех (и полезных и мешающих) сигналов на входе $K_{ам}$ возрастает. Однако уровень сигналов нельзя уменьшать беспредельно — минимальный уровень определяется собственными шумами, т. е. чувствительностью приемника. Отсюда следует важный вывод — при любом типе смесителя увеличение чувствительности со входа смесителя одновременно увеличивает и реальную селек-

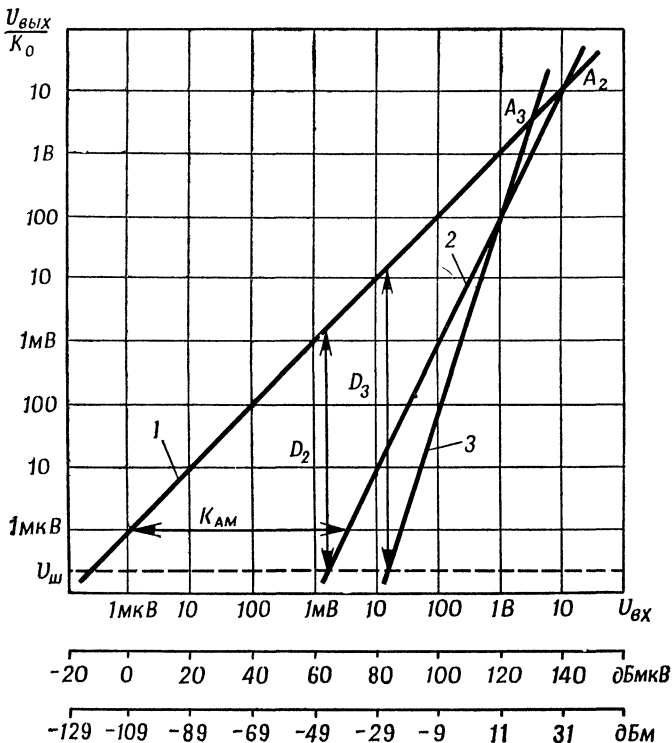


Рис. 8. Зависимость уровня помех от напряжения сигналов

тивность. Становится понятным и смысл применения аттенюатора на входе приемника: уменьшая напряжение всех сигналов на входе в 2 раза, мы уменьшаем полезный сигнал на выходе также в 2 раза (линия 1 на рис. 8). Перекрестная помеха (линия 2) при этом уменьшается на выходе приемника в 4 раза. Применение УВЧ в отношении перекрестных помех только вредно, поскольку УВЧ увеличивает уровень сигналов на смесителе. Но, разумеется, главным средством повышения реальной селективности остается создание «недетектирующих» смесителей, наиболее близких к идеальному множителю. Чем лучше смеситель, тем правее будет располагаться линия 2 на рис. 8.

Интермодуляционные помехи (помехи 3-го порядка) вызваны наличием кубического члена в характеристиках

нелинейных элементов смесителя. Такую помеху создают сигналы 5 и 6 на рис. 7 при условии, что их комбинационная частота $2f_5 - f_6$ попадает в полосу пропускания приемника. Например, если приемник настроен на частоту $f_2 = 7000$ кГц, $f_6 = 7100$ кГц и $f_5 = 7050 \pm 1,5$ кГц, на выходе приемника появится помеха в виде свиста при немодулированных несущих 5 и 6 и невнятная помеха при модуляции этих сигналов. Распознать интермодуляционную помеху труднее, так как она, как и полезные сигналы, будет появляться и исчезать при перестройке приемника.

Напряжение помехи на выходе пропорционально кубу входного напряжения интерферирующих сигналов 5 и 6. Эта зависимость отображается прямой 3 на рис. 8. Она еще круче и имеет еще больший наклон (3 : 1). Следовательно, для снижения интермодуляционных помех повышение чувствительности со входа смесителя и установка аттенюатора на входе еще более эффективны.

Реальную селективность приемника часто характеризуют динамическим диапазоном. Нижняя его граница равна уровню внутренних шумов $U_{ш}$, приведенному ко входу. Верхняя граница соответствует напряжению на входе, при котором продукты перекрестных или интермодуляционных искажений равны внутренним шумам. Практически это означает следующее: если напряжения двух сигналов 5 и 6 равны или ниже верхней границы динамического диапазона, то эти сигналы прослушиваются только на их собственных частотах f_5 и f_6 . Если же напряжения сигналов больше, то на фоне шумов слышны их биения, или же сигналы прослушиваются еще на двух частотах $2f_5 - f_6$ и $2f_6 - f_5$.

Динамический диапазон по перекрестным D_2 и интермодуляционным D_3 помехам легко найти из графиков рис. 8, отсчитав по вертикали расстояние от точки пересечения прямой 2 или 3 с горизонтальной линией, соответствующей уровню внутренних шумов, до прямой 1. В приемниках прямого преобразования перекрестные помехи обычно сильнее интермодуляционных, и значение D_2 получается меньше. Если динамический диапазон надо охарактеризовать одной цифрой, берут наименьшее значение из D_2 и D_3 , обычно это бывает D_2 .

Динамический диапазон по перекрестным помехам в точности совпадает с коэффициентом подавления АМ $K_{ам}$, если последний измерить при уровне сигнала, равном уровню внутренних шумов приемника.

Вообще же реальную селективность полностью определяют две «точки пересечения» A_2 и A_3 , показанные на рис. 8. Они получаются при продолжении прямых 2 и 3 до пересечения с прямой 1 (хотя реально смеситель при таких напряжениях сигналов и не работает). Знание координат этих точек и чувствительности приемника позволяет сразу построить графики рис. 8 и найти все остальные параметры.

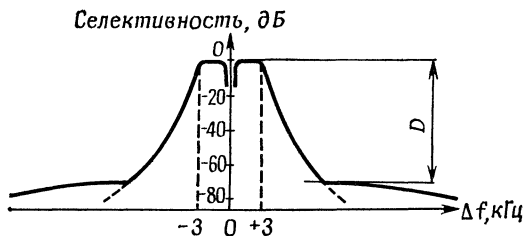


Рис. 9. Кривая реальной селективности

Часто по осям графика откладывают не напряжения, а безразмерные единицы — децибелы. Используются дБмкВ — отношения напряжений сигналов к 1 мкВ, выраженные в децибелах, и дБм — отношения мощностей сигналов к 1 мВт. Соотношение между этими единицами дано на горизонтальной оси, причем значения, отложенные на нижней оси (дБм), соответствуют входному сопротивлению приемника 75 Ом. Масштаб осей в децибелах получается линейным, и динамические диапазоны можно найти по формулам:

$$(D_2) \text{ дБ} = \frac{1}{2} [(A_2) \text{ дБ} - (U_{\text{ш}}) \text{ дБ}],$$

$$(D_3) \text{ дБ} = \frac{2}{3} [(A_3) \text{ дБ} - (U_{\text{ш}}) \text{ дБ}].$$

Определив динамический диапазон приемника, можно построить кривую его реальной селективности (рис. 9). Эта кривая показывает, на сколько децибел приемник ослабляет помеху в зависимости от расстройки частоты помехи. В области небольших расстроек кривая определяется характеристикой ФНЧ (Z_2 на рис. 1). Как только ослабление достигает значения динамического диапазона, спад кривой прекращается на уровне D дБ. Это объясняется тем, что при уровнях помехи, превосходящих на D дБ уровень собственных шумов приемника, модуляция помехи начинает прослушиваться на фоне собственных шумов независимо

от расстройки. Дальнейший пологий спад кривой при больших расстройках получается только благодаря селективности входных цепей.

Кривую реальной селективности можно снять и экспериментально. Подав на вход приемника сигнал от ГСС с уровнем 10—20 мкВ (при этом собственные шумы приемника на фоне сигнала практически незаметны) и подключив к выходу приемника осциллограф, снимают форму верхней части кривой при небольших расстройках. Перестраивать можно как приемник, так и ГСС в пределах $\pm 3 \dots 5$ кГц. Затем, установив частоту ГСС на пик кривой (расстройка при этом составит 1...1,5 кГц, такой же частоты будет и НЧ сигнал на выходе), уменьшают сигнал ГСС до уровня, при котором напряжение сигнала равно напряжению шумов на выходе. Этот уровень дает нижнюю границу динамического диапазона. Он соответствует чувствительности приемника при отношении сигнал/шум равном единице (ОдБ). Увеличивая расстройку и одновременно увеличивая уровень сигнала таким образом, чтобы напряжение на выходе оставалось неизменным, снимают кривую относительной селективности (штриховая линия на рис. 9). Включив модуляцию ГСС и установив ее глубину равной 100%, устанавливают такой уровень сигнала, чтобы напряжение с частотой модуляции равнялось напряжению шумов на выходе приемника. Этот уровень сигнала даст верхнюю границу динамического диапазона. Изменяя расстройку, снимают пологие ветви кривой реальной селективности.

Чувствительность приемника — это минимальное напряжение сигнала на его входе, обеспечивающее заданное отношение сигнал/шум, обычно 10 дБ. Разумеется, усиление приемника должно быть достаточно для уверенного прослушивания собственных шумов и слабых сигналов.

Уровень внутренних шумов рассчитывают по формуле Найквиста: $P_{ш} = kT_0 (Ш - 1) П$, где $P_{ш}$ — мощность шума, приведенная ко входу в ваттах, kT_0 — энергия хаотического теплового движения носителей тока, $kT_0 = 4 \times 10^{-21}$ Вт/Гц, $П$ — полоса пропускания в герцах, $Ш$ — коэффициент шума приемника. Напряжение шума, приведенное ко входу, равно $U_{ш} = \sqrt{P_{ш} \cdot R_{вх}}$ (В). Из формул видно, что уровень шумов тем меньше, чем уже полоса пропускания и чем меньше коэффициент шума.

Полосу пропускания при приеме телефонных сигналов нельзя сделать уже 2,1 кГц без ощутимой потери разбор-

чивости. При телеграфном приеме полосу можно сузить примерно до 300 Гц, и это даст некоторый выигрыш. Дальнейшее сужение полосы почти бесполезно, поскольку шум становится узкополосным, «звонящим», и на его фоне труднее различить сигнал. Например, если в полосе шума 3 кГц еще можно различить телеграфный сигнал, лежащий на 10 дБ ниже уровня шума, то в полосе 300 Гц эта цифра уменьшается почти до нуля, а в полосе 30—50 Гц требуется, чтобы сигнал был больше шума.

Коэффициент шума всего приемника уменьшается при уменьшении коэффициентов шума отдельных его узлов, а также при увеличении коэффициента передачи цепей, стоящих перед этими узлами. Это понятно из следующих соображений: мощность сигнала на пути от антенны до первого каскада УНЧ должна по возможности не уменьшаться. Это выполняется, если коэффициенты передачи входной цепи и смесителя близки к единице. Между антенной, входной цепью, смесителем, ФНЧ и УНЧ должно быть сквозное согласование сопротивлений, так как только в этом случае получаются минимальные потери мощности сигнала. В то же время к сигналу добавляются шумы смесителя и первого каскада УНЧ, поэтому в этих узлах обязательно применение малозумящих транзисторов и диодов. Шум последующих каскадов УНЧ накладывается на уже усиленный сигнал и практически уже не имеет значения.

Если известны коэффициенты передачи мощности входной цепи $K_{вх}$, смесителя $K_{см}$, а также коэффициенты шума смесителя $\mathcal{W}_{см}$ и УНЧ $\mathcal{W}_{унч}$, то общий коэффициент шума приемника можно рассчитывать по формуле

$$\mathcal{W} = 1 + \frac{\mathcal{W}_{см} - 1}{k_{вх}} + \frac{\mathcal{W}_{унч} - 1}{k_{вх}k_{см}}.$$

Для двухполосного приемника последний член, описывающий шум УНЧ, надо умножить на $1/2$, а в формулу Найквиста подставить удвоенную полосу (например, 6 кГц вместо 3 кГц).

В качестве примера рассчитаем уровень шумов однополосного приемника, выполненного на современных высококачественных элементах с параметрами: $\mathcal{W}_{унч} = 2,5$ (4дБ), $\mathcal{W}_{см} = 5$ (7дБ), $k_{в} = 0,5$, $k_{см} = 0,3$. Общий коэффициент шума получается равным 19 (13дБ). По формуле Найквиста для полосы 2,1 кГц получаем $P_{ш} = 1,5 \cdot 10^{-16}$ Вт.

Это соответствует шумовому напряжению, приведенному ко входу с сопротивлением 75 Ом , $U_{\text{ш}} = 0,1 \text{ мкВ}$. Чувствительность приемника при отношении сигнал/шум 10 дБ составит $0,3 \text{ мкВ}$.

Посмотрим теперь, какая в действительности нужна чувствительность для уверенного приема слабых сигналов в КВ диапазонах. Вместе с сигналом антенна принимает и шум, обусловленный излучением Космоса, поверхности Земли, атмосферными разрядами и т. д. Уровень космического шума зависит от времени суток (звездных) и направления максимума диаграммы антенны. Даже при использовании ненаправленной антенны возможны колебания на $\pm 5 \text{ дБ}$. Уровень атмосферных помех меняется в зависимости от времени года, состояния ионосферы и т. д. Приведем значения минимального шумового напряжения, развиваемого согласованной наружной антенной на сопротивлении 75 Ом в различных диапазонах: $160 \text{ м} — 2,5 \text{ мкВ}$, $80 \text{ м} — 1,6 \text{ мкВ}$, $40 \text{ м} — 1 \text{ мкВ}$, $20 \text{ м} — 0,3 \text{ мкВ}$, $14 \text{ м} — 0,2 \text{ мкВ}$, $10 \text{ м} — 0,15 \text{ мкВ}$. При неблагоприятных условиях напряжение шума в $2—3$ раза выше, а при наличии промышленных помех может быть выше намного.

Хороший КВ приемник должен иметь уровень внутренних шумов меньший, чем уровень шума антенны. Как видно из приведенного примера, приемники прямого преобразования могут удовлетворить этому условию на всех диапазонах даже не имея УВЧ.

На низкочастотных диапазонах внешние шумы намного превосходят собственные. Это не означает, что там хороши приемники и с низкой чувствительностью. Высокая чувствительность увеличивает динамический диапазон и позволяет установить между наружной антенной и приемником аттенуатор, что уменьшает перекрестные помехи. Можно также укоротить антенну, но этот путь хуже, поскольку суррогатные, например комнатные, антенны ослабляют скорее сигнал, чем помехи.

1. Входные цепи и УВЧ

Как мы выяснили в первой главе, для повышения чувствительности и реальной селективности приемника входная цепь должна обеспечивать близкий к единице коэффициент передачи мощности в рабочем диапазоне и как можно большее ослабление внедиапазонных сигналов. Это — свойства идеального полосового фильтра, поэтому и выполнять входную цепь надо в виде фильтра.

Часто применяемая одноконтурная входная цепь хуже всего отвечает поставленным требованиям. Для увеличения селективности надо повышать нагруженную добротность контура, ослабляя его связь с антенной и смесителем. Но тогда почти вся мощность сигнала будет расходоваться в контуре, почти не попадая в смеситель. Коэффициент передачи получается низким. Если же сильно связать контур с антенной и смесителем, упадет его добротность и он будет мало ослаблять сигналы соседних по частоте станций. А ведь рядом с любительскими диапазонами работают и очень мощные радиовещательные станции.

Одиночный входной контур можно использовать на низкочастотных диапазонах в простейших приемниках. Связь с антенной следует сделать регулируемой, а сам контур перестраиваемым, как показано на рис. 10. В случае помех от мощных станций можно ослабить связь с антенной конденсатором $C1$, тем самым увеличив селективность контура и увеличив потери в нем, что эквивалентно включению аттенюатора. Емкость контура $C2 + C3$ выбирают около 300—700 пФ, данные катушки зависят от диапазона.

Значительно лучшие результаты дают полосовые фильтры, согласованные по входу и выходу. Схема двухконтурного фильтра показана на рис. 11. Его легко рассчитать, задавшись входным сопротивлением смесителя R и экви-

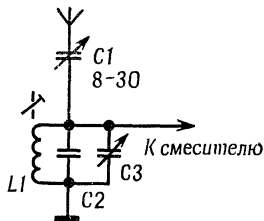


Рис. 10. Простейшая входная цепь

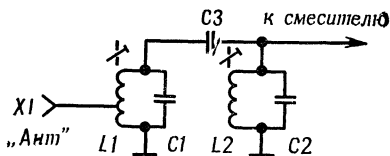


Рис. 11. Двухконтурный фильтр

валентной добротностью $Q = f_0/2\Delta f_0$, где f_0 — средняя частота диапазона, $2\Delta f_0$ — полоса пропускания фильтра — она выбирается на 10—30% больше ширины диапазона. Вначале определяется емкость конденсатора связи $C3 = 1/(2\pi f_0 R)$ и емкость контурных конденсаторов $C1 = C2 = Q \cdot C3$. Индуктивность катушек подбирается при настройке контуров в резонанс или рассчитывается: $L1 = L2 = R/(2\pi f_0 Q)$. Во всех формулах частоты выражаются в герцах, емкости в фарадах и индуктивности в генри.

Для увеличения селективности можно включить по схеме рис. 11 три и более контуров, уменьшив емкости конденсаторов связи в 1,4 раза. Теоретическая кривая селек-

Рис. 12. Селективность трехконтурного фильтра

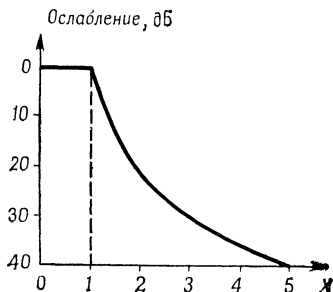


Рис. 13. Практическая схема трехконтурного фильтра

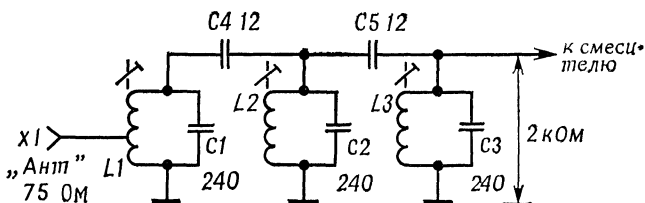


Рис. 14. Измеренная кривая селективности трехконтурного фильтра

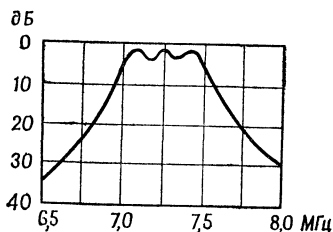
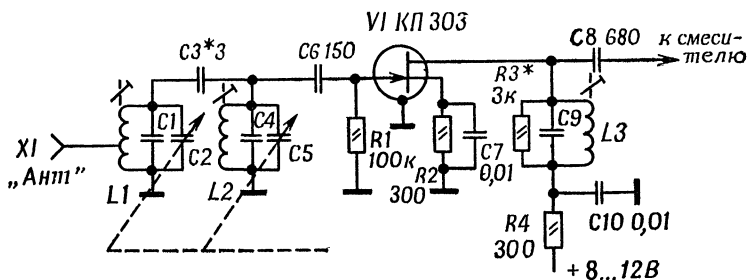


Рис. 15. Усилитель высокой частоты



тивности трехконтурного фильтра приведена на рис. 12. По горизонтали отложена относительная расстройка $x = 2\Delta f Q / f_0$, а по вертикали — ослабление, вносимое фильтром. Заметим, что для двухконтурного фильтра ослабление равно $2/3$ указанного на рис. 12, а для одиночного контура — $1/3$.

Потери в фильтре уменьшаются с увеличением конструктивной добротности катушек Q_0 . Например, при $Q_0 = 20 \cdot Q$ потери даже в трехконтурном фильтре не превышают 1 дБ ($k_{вх} = 0,9$). С антенной фильтр согласуется перемещением отвода катушки $L1$. Отношение числа витков от заземленного вывода до отвода n_1 к общему числу витков n равно $n_1/n = \sqrt{R_{вх}/R}$.

Практическая схема трехконтурного фильтра с полосой пропускания 7,0—7,5 МГц показана на рис. 13, а его экспериментально снятая характеристика — на рис. 14. Фильтр рассчитан по описанной методике для сопротивления $R = 1,3$ кОм, но был нагружен на входное сопротивление смесителя 2кОм. Селективность немного возросла, но появились пики и провалы в полосе пропускания. Катушки фильтра намотаны виток к витку на каркасах диаметром 10 мм проводом ПЭЛ 0,8 и содержат по 10 вит-

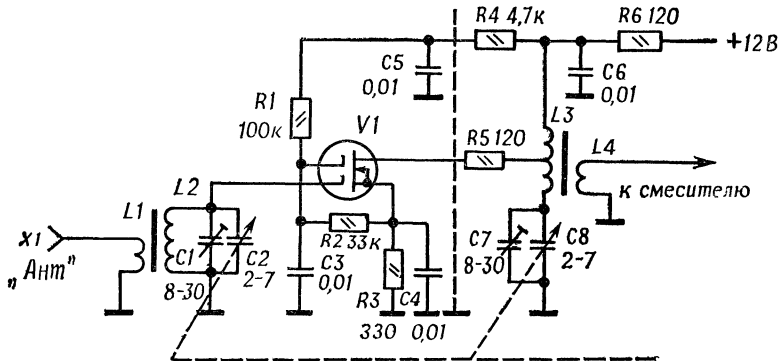


Рис. 16. УВЧ на двухзатворном транзисторе

ков. Отвод катушки $L1$ сделан от 2-го витка. Все три катушки заключены в отдельные экраны. Настройка фильтра проста и сводится к настройке контуров в резонанс с помощью подстроечных сердечников.

В особо тяжелых условиях приема входной контур или двухконтурный фильтр делают узкополосным, перестраиваемым. В этом случае связь с антенной и между контурами выбирается минимальной, а для компенсации потерь применяется УВЧ на полевом транзисторе. Его цепь затвора мало шунтирует контур и почти не снижает селективности. Схема УВЧ показана на рис. 15. В цепь стока транзистора включен неперестраиваемый контур $L3C9$ малой добротности, зашунтированный резистором $R3$. С помощью этого резистора подбирают коэффициент усиления каскада. Ввиду малого усиления нейтрализации проходной емкости транзистора не требуется.

Контур в цепи стока можно использовать для получения дополнительной селективности, если резистор $R3$ исключить, а сток транзистора подключить к отводу катушки $L3$. Схема такого УВЧ для диапазона 10 м показана на рис. 16. Он обеспечивает чувствительность приемника лучше $0,25 \text{ мкВ}$. В усилителе можно применить двухзатворные транзисторы типов КП306 и КП350. Режим транзистора устанавливается подбором резисторов $R1$ и $R3$ так, чтобы ток, потребляемый от источника питания, составлял $5\text{--}7 \text{ мА}$. Усиление подбирается перемещением отвода катушки $L3$ и при полном включении катушки достигает 20 дБ . Контурные катушки $L2$ и $L3$ намотаны на кольцах

К10×6×4 из материала 30ВЧ и имеют по 16 витков провода ПЭЛШО 0,25. Катушки связи с антенной и смесителем содержат по 3—5 витков. В усилитель легко ввести сигнал АРУ, подав его на 2-й затвор транзистора.

2. Смесители

Смеситель является одним из самых ответственных узлов приемника. Он должен иметь высокий коэффициент передачи, высокое подавление АМ и малые шумы. Совершенно непригодны смесители, выполненные на одном транзисторе или одном диоде, они прекрасно детектируют мощные АМ сигналы и их динамический диапазон по перекрестным помехам не превосходит 30—40 дБ.

Из всего многообразия схем балансных диодных смесителей пригодны только те, которые не детектируют ни напряжение сигнала, ни напряжение гетеродина. Последнее улучшает коэффициент шума смесителя, поскольку в протектированном сигнале гетеродина неизбежно присутствовала бы шумовая компонента.

Схема диодного балансного смесителя показана на рис. 17. Напряжение сигнала подается через симметрирующий трансформатор $T1$. Его лучше всего выполнить на ферритовом кольце, намотав 20—30 витков сложным втрое проводом. Затем начало одного из проводов соединяется с концом другого, образуя среднюю точку вторичной обмотки. Оставшиеся выводы подключаются к диодам. Третий провод служит первичной обмоткой. Ее вывод подключается ко входному фильтру, либо для уменьшения шунтирования к отводу последней катушки входного фильтра. Для улучшения подавления АМ в смесителе установлены элементы балансировки как по низкой (резистор $R1$),

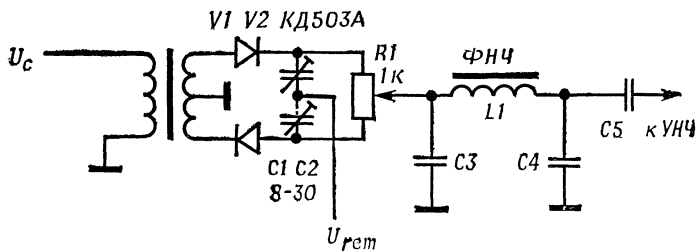


Рис. 17. Диодный балансный смеситель

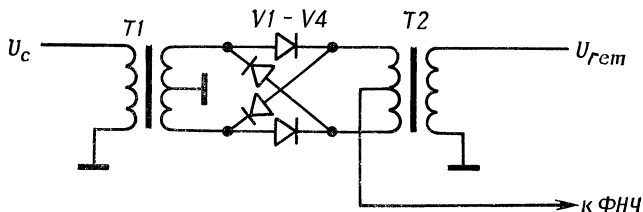


Рис. 18. Кольцевой смеситель

так и по высокой частоте (конденсаторы $C1$ и $C2$). Регулируют их поочередно, добиваясь наибольшего ослабления входного АМ сигнала с напряжением 10—20 мВ, поданного от ГСС. С данным смесителем в диапазоне 10 м получается чувствительность лучше 1 мкВ при коэффициенте подавления АМ не хуже 70—75 дБ.

Особенно высокую чистоту спектра и минимальное число побочных каналов приема дают кольцевые диодные смесители. Им следует отдать предпочтение на низкочастотных диапазонах, где легче достигается точная симметрия. На высоких же частотах сильнее сказывается разброс параметров диодов и трансформаторов, поэтому двухдиодный балансный смеситель может оказаться лучше. Схема кольцевого смесителя показана на рис. 18. Из-за наличия четырех диодов в него трудно ввести элементы точной балансировки, поэтому очень желательно применить четырехдиодную интегральную матрицу. Трансформаторы изготавливаются также, как и для балансного смесителя, но для диапазонов 160 и 80 м число витков следует увеличить до 40—60. Пригодны ферритовые кольца диаметром 6—12 мм с магнитной проницаемостью от 50 до 600.

Коэффициент подавления АМ описанных смесителей, работающих на основной гармонике частоты гетеродина, сильно зависит от точности балансировки. Если, кроме того, сигнал гетеродина каким-либо путем (паразитные связи, наводки) попадает на вход приемника, то в смесителе он преобразуется в постоянный ток и сдвигает рабочую точку диодов и, следовательно, разбалансирует смеситель. При этом сразу уменьшается подавление АМ. Наведенный на вход сигнал гетеродина излучается антенной и создает высокочастотные токи в окружающих антенну предметах, в том числе и в проводах питающей сети. Эти токи модулируются частотой сети или ее гармониками. Тогда при подключении антенны слышен фон переменного тока, не устра-

няемый улучшением фильтрации питающего напряжения приемника. Средствами борьбы с такой помехой являются экранировка гетеродина, применение экранированного снижения антенны, точная балансировка смесителя и, в крайнем случае, переход на батарейное питание. Таким образом, приемник, мало излучающий в антенну, имеет высокую помехоустойчивость, и наоборот.

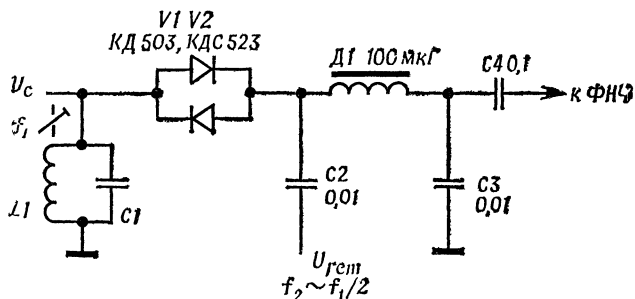


Рис 19 Смеситель на встречно-параллельных диодах

Поиски путей повышения помехоустойчивости приемника прямого преобразования привели к разработке смесителя на встречно-параллельных диодах, схема которого показана на рис. 19. Вольт-амперная характеристика встречно-параллельных диодов симметрична и не содержит членов с четными степенями. Такой нелинейный элемент вообще не детектирует ни напряжение сигнала, ни напряжение гетеродина, а в цепи нагрузки отсутствует постоянный ток. Однако и частоты $f_1 \pm f_2$ также отсутствуют. Этот смеситель выполняет преобразование вида $F = f_1 - 2f_2$.

Работу смесителя можно пояснить так: при переходе гетеродинного напряжения через нуль оба диода закрыты и ток в цепи смесителя отсутствует. На пиках как положительной, так и отрицательной полуволн гетеродинного напряжения один из диодов открывается, источник сигнала (контур $L1C1$) подключается к ФНЧ. Таким образом, смеситель подобен синхронному ключу, замыкающемуся с частотой, равной удвоенной частоте гетеродина. Когда частота замыканий «ключа» близка к частоте сигнала, в ФНЧ поступают биения с частотой $f_1 - 2f_2$ (ВБП) или $2f_2 - f_1$ (НБП). Смеситель преобразует как бы на второй гармонике гетеродина, и частота гетеродина должна быть

вдвое ниже частоты сигнала. Однако реальных токов с частотой второй гармоники гетеродина в смесителе нет.

По указанным причинам подавление АМ в смесителе на встречно-параллельных диодах заметно выше. Настройка гетеродина на более низкую частоту улучшает его стабильность и уменьшает излучение сигнала гетеродина через антенну. Дополнительно и очень сильно наводку напряжения гетеродина на вход приемника ослабляет входной фильтр, настроенный на частоту, вдвое отличающуюся от частоты гетеродина. Правда, если напряжение гетеродина содержит вторую гармонику, она ослабляется входным фильтром не будет. Однако содержание гармоник в сигнале даже простейших гетеродинов обычно невелико. В самом же смесителе может генерироваться лишь третья гармоника, также не попадающая в полосу пропускания входного фильтра.

Для уменьшения потери мощности сигнала в цепи связи с гетеродином и дальнейшего улучшения развязки входных и гетеродинных цепей можно применить балансную схему смесителя на встречно-параллельных диодах, показанную на рис. 20.

Здесь сигнал подводится к диодам непосредственно, а напряжение гетеродина — через симметрирующий трансформатор $T1$. Две пары диодов и вторичная обмотка трансформатора образуют сбалансированный мост, в результате чего напряжение гетеродина не попадает ни во входной контур, ни в ФНЧ, а напряжение сигнала не проходит в цепи гетеродина. Данные деталей для диапазона 10 м следующие: катушка входного фильтра $L1$ содержит 7 витков провода ПЭЛ 0,44 на каркасе диаметром 7 мм. Она подстраивается магнетитовым или карбонильным

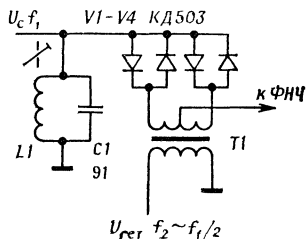


Рис. 20 Балансный смеситель на встречно-параллельных диодах

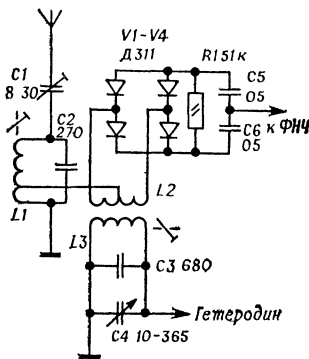


Рис. 21. Смеситель с автоматическим смещением

сердечником СЦР-1. Трансформатор $T1$ намотан на кольце $K7 \times 4 \times 2$ из феррита 150НН. Его первичная обмотка содержит 20, а вторичная — $10 + 10$ витков провода ПЭЛШО любого подходящего диаметра.

Для пересчета данных деталей на другие диапазоны полезно следующее простое правило (пригодное и для других высокочастотных узлов): емкости контурных конденсаторов увеличиваются пропорционально длине волны, а числа витков катушек и трансформаторов — пропорционально корню квадратному из этой величины. Например, для диапазона 20 м емкость конденсатора $C1$ составит 180 пФ, а число витков катушки $L1$ — 10.

В диапазоне 10 м смеситель по схеме рис. 19 или рис. 20 обеспечивает чувствительность лучше 1 мкВ при коэффициенте подавления АМ свыше 80 дБ. Уровень напряжения гетеродина на входе смесителя по схеме рис. 20 не превосходит 200 мкВ.

При налаживании смесителей необходимо подобрать оптимальное напряжение гетеродина на диодах. Для кремниевых диодов его амплитуда должна составлять 0,6—0,75 В, а для германиевых 0,15—0,2 В. При меньших напряжениях гетеродина падает коэффициент передачи смесителя, а при больших напряжениях диоды оказываются почти все время открытыми, коэффициент передачи также падает, и, кроме того, возрастают шумы смесителя.

Для устранения зависимости параметров смесителя от напряжения гетеродина можно ввести цепь автоматического смещения, устанавливающую напряжение отсечки диодов, пропорциональное напряжению гетеродина, как показано на рис. 21. Здесь входной сигнал с отвода катушки контура $L1C2$, настроенного на частоту 3,6 МГц (смеситель был опробован в диапазоне 80 м), подается на среднюю точку катушки связи с гетеродином $L2$. Контур гетеродина $L3C3C4$ перестраивается в диапазоне 1,75—1,85 МГц. Диоды смесителя включены по схеме мостового выпрямителя, причем выпрямленное напряжение гетеродина, выделяющееся на цепочке $R1C5C6$, служит напряжением смещения диодов. В цепь сигнала каждая пара диодов оказывается включенной встречно-параллельно. Низкочастотный сигнал снимается со средней точки конденсаторов $C5$ и $C6$ и поступает далее на ФНЧ и УНЧ. Выход смесителя изолирован по постоянному току, поэтому разделительный конденсатор на входе УНЧ не нужен.

Катушки $L1$ и $L3$ намотаны на унифицированных цилиндрических каркасах диаметром 7 мм от контуров радиовещательных приемников и подстраиваются ферритовыми стерженьками диаметром 2,7 мм. Катушки содержат по 24 витка провода ПЭЛШО 0,15, намотанных виток к витку. Отвод катушки $L1$ сделан от 5-го витка, считая от заземленного вывода. Катушка связи $L2$ содержит $4 + 4$ витка такого же провода. Она намотана двумя проводами вместе поверх катушки $L3$, ближе к заземленному выводу последней.

Чувствительность приемника с этим смесителем оказалась равной 7 мкВ при отношении сигнал/шум 10 дБ — сказались потери во входном контуре, слабо связанном с антенной. Параметры смесителя практически не изменялись при изменении напряжения гетеродина между крайними выводами катушки связи $L2$ от 1 до 5 В. Ослабление сигнала гетеродина на отводе катушки $L1$ составило 54 дБ, дальнейшее ослабление получается благодаря фильтрующим свойствам входного контура. Подавление сигналов АМ составило 83 дБ (входной АМ сигнал с напряжением 0,1 В, расстройкой порядка 50 кГц и коэффициентом модуляции 30% создавал на выходе приемника такое же напряжение, как и полезный сигнал с уровнем 7 мкВ).

Несколько слов необходимо сказать о выборе диодов для смесителей. Предпочтение следует отдать диодам с наименьшей собственной емкостью (не более 1—3 пФ) и наименьшим временем восстановления обратного сопротивления (не более 10—30 нс). Эти данные приводятся в справочниках. Шумы диода можно оценить, включив его через разделительный конденсатор на вход чувствительного УНЧ и подавая на диод прямое и обратное смещение. Хороший диод не должен заметно увеличивать шум УНЧ при прямых токах до нескольких миллиампер и обратном смещении до нескольких вольт. Наилучшими по всем перечисленным параметрам являются диоды с барьером Шоттки, типа КД514. Некоторые другие типы диодов сравнивались в приемнике со смесителем по схеме рис. 17 на частоте 20 МГц. Полученные следующие значения коэффициента шума всего приемника: КД503А — 32, Д311 — 37, ГД507А — 50, Д9 — 200, Д18 — 265. Последние из перечисленных типов применять явно не следует.

Наименьшие потери мощности сигнала в смесителе получаются при нагрузке смесителя на сопротивление,

равное среднему геометрическому между прямым и обратным сопротивлением диода: $R = \sqrt{R_{пр} \cdot R_{обр}}$. Для кремниевых диодов $R_{пр}$ не превосходит 10—20 Ом, а $R_{обр}$ при нулевом смещении на диоде достигает 10 МОм. Тогда оптимальное сопротивление нагрузки составит около 10 кОм. На практике ее приходится несколько уменьшать, потому что при высокоомной нагрузке сильнее сказывается действие емкости диода, шунтирующей переход. Хорошим выбором будет значение $R = 2$ кОм, поскольку входное сопротивление УНЧ имеет тот же порядок.

Германиевые диоды требуют меньших сопротивлений нагрузки, кроме того, поскольку они работают при меньших напряжениях гетеродина, динамический диапазон смесителя на германиевых диодах также получается несколько меньше.

В практике коротких волн получили распространение

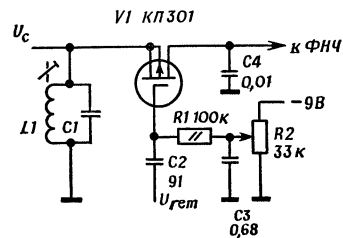


Рис. 22. Смеситель на полевом транзисторе

кольцевые смесители с низкими входными и выходными сопротивлениями порядка 50—100 Ом. Они мало пригодны для приемников прямого преобразования, поскольку требуют большой мощности гетеродина, а низкочастотные шумы диодов возрастают при увеличении тока через диоды. Кроме того, эти смесители трудно согласовать с УНЧ.

В литературе описано несколько вариантов транзисторных смесителей приемников прямого преобразования, обеспечивающих, кроме смещения, еще и усиление сигнала. Здесь также обязательно применение балансных схем. По мнению автора, транзисторные смесители ничем не лучше диодных, так как дополнительное усиление легче получить в УНЧ, на дешевых низкочастотных транзисторах. Динамический диапазон транзисторных смесителей по-видимому должен быть меньше, потому что в них усиливаются все продукты преобразования (в том числе и помехи) до основной фильтрации в ФНЧ.

Имеется лишь одна очень интересная и перспективная разновидность смесителя на полевых транзисторах, где канал транзистора включен как управляемый резистор (вместо диода), а напряжение гетеродина подано на затвор, как показано на рис. 22. Поскольку при отсутствии напря-

жения питания и при малых входных сигналах канал транзистора является линейным элементом, детектирования сигнала и интермодуляционных помех здесь почти не возникает. Даже этот простой одностранзисторный смеситель обеспечил чувствительность порядка 1 мкВ и коэффициент подавления АМ 65 дБ. Дальнейшее улучшение параметров возможно в балансных и кольцевых схемах. Применительно к приемникам прямого преобразования они еще не разработаны.

3. Гетеродины

Гетеродин приемника должен иметь высокую стабильность частоты, практически полное отсутствие модуляции выходного сигнала фоном и наводками («чистый тон»), высокую чистоту спектра (малое содержание гармоник). Помимо этих обычных требований, для приемника прямого преобразования необходим еще и малый уровень собственных шумов гетеродина. Эти шумы обусловлены небольшими быстрыми флуктуациями амплитуды и фазы напряжения гетеродина. Уровень их невелик и лежит на 100—140 дБ ниже уровня сигнала гетеродина, т. е. в области единиц и долей микровольт, что соизмеримо с чувствительностью самого приемника. Балансные смесители подавляют шум гетеродина, тем не менее вклад шумов плохо сконструированного гетеродина в общие шумы приемника может оказаться заметным.

Наименьшие шумы имеют однокаскадные LC гетеродины; наибольшие — многокаскадные гетеродины (в том числе и кварцевые) с многократным умножением частоты. Стабильность же частоты у последних значительно лучше. У многокаскадных гетеродинов часто удается снизить шум на несколько порядков простым увеличением емкости всех блокировочных конденсаторов. Это обеспечивает фильтрацию как высокочастотной составляющей, так и низкочастотных шумов, которые могут модулировать выходной ВЧ сигнал. Необходимо позаботиться также и о том, чтобы низкочастотный шум гетеродина не попадал непосредственно в УНЧ. Это явление полностью исключается, если гетеродин связан со смесителем через высокочастотный трансформатор или катушку связи. Если связь емкостная, то емкость конденсатора связи должна быть минимальной.

Таким образом, как это ни парадоксально, в приемниках прямого преобразования лучше работают простые LC гетеродины с одним буферным каскадом или вообще без него. Требуемая стабильность частоты достигается благодаря качественному выполнению самого гетеродина: катушка наматывается на керамическом каркасе с большим натяжением провода, конденсаторы выбираются с малым ТКЕ (температурным коэффициентом емкости), весь монтаж делается жестким и компактным. Необходима хорошая фильтрация и стабилизация питающего напряжения.

Схема простейшего гетеродина на биполярном транзисторе показана на рис. 23. Контур гетеродина $L1C1C2C3$ включен в коллекторную цепь транзистора, а обратная связь подается на эмиттер через емкостный делитель $C4C5$. Данные катушки $L1$ зависят от выбранного диапазона; общая емкость конденсаторов $C1—C3$ выбирается 200—300 пФ на высокочастотных диапазонах. На низкочастотных диапазонах емкость всех конденсаторов $C1—C5$

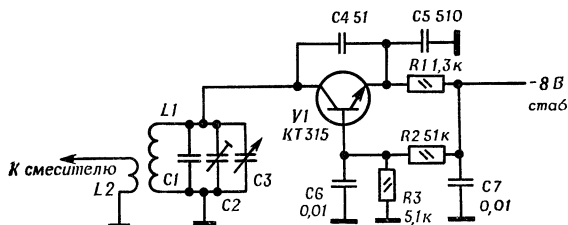


Рис. 23. Гетеродин

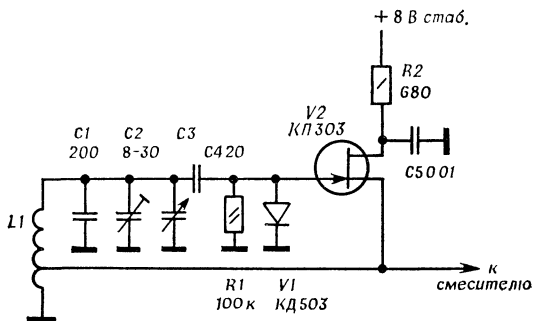


Рис. 24. Гетеродин на полевом транзисторе

увеличивается в 4—8 раз. Высокочастотное напряжение на смеситель подается с катушки связи $L2$ или с отвода контурной катушки $L1$. Число витков катушки связи составляет $1/5$ — $1/10$ от числа витков контурной. При налаживании гетеродина следует подобрать конденсатор $C5$, увеличив его емкость до максимально возможной, при которой еще не срывается генерация. Это уменьшает содержание гармоник в выходном сигнале и улучшает чистоту «тона» гетеродина.

Гетеродины, выполненные на полевых транзисторах, отличаются высокой стабильностью и малым уровнем собственных шумов. Схема такого гетеродина показана на рис. 24. Благодаря высокому входному сопротивлению цепь затвора почти не шунтирует контур, сохраняя его высокую конструктивную добротность, что повышает стабильность частоты. Этому же способствует и небольшая емкость разделительного конденсатора $C4$. Диод $V1$ стабилизирует амплитуду колебаний гетеродина. Если его исключить, амплитуда колебаний возрастает, а стабильность несколько ухудшается. Обратная связь подается из истоковой цепи транзистора на отвод катушки $L1$. Отсюда же снимается высокочастотное напряжение на смеситель. Емкости конденсаторов контура указаны для частоты генерации 14 МГц. Конденсатор $C1$ следует взять типа КСО группы Г — он имеет малый ТКЕ. Пригодны также керамические конденсаторы голубого и серого цвета. Подстроечный конденсатор $C2$ — керамический типа КПК или КПМ. Для настройки служит воздушный подстроечный конденсатор $C3$, имеющий 5—7 пар подвижных и неподвижных пластин. Катушка $L1$ содержит 16 витков провода ПЭЛ 0,7, намотанных виток к витку на керамическом каркасе диаметром 6—7 мм. Отвод к истоку транзистора $V2$ сделан от 4-го витка. Стабильность гетеродина оказалась достаточной для бесподстроечного приема SSB станций в диапазоне 28 МГц.

С целью дальнейшего повышения стабильности частоты желательно произвести температурную компенсацию контура гетеродина, подобрав ТКЕ конденсаторов контура. Между смесителем и гетеродином полезно включить буферный каскад, схема которого показана на рис. 25. Он представляет собой истоковый повторитель на полевом транзисторе. Благодаря высокому входному сопротивлению каскада влияние нагрузки (смесителя) на гетеродин

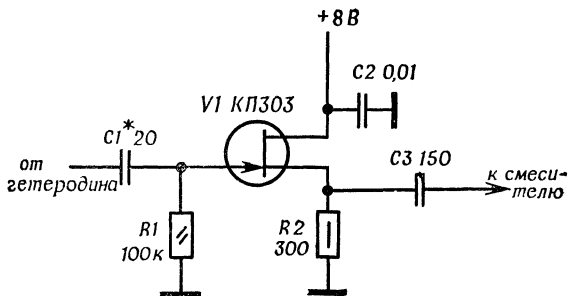


Рис. 25 Буферный каскад

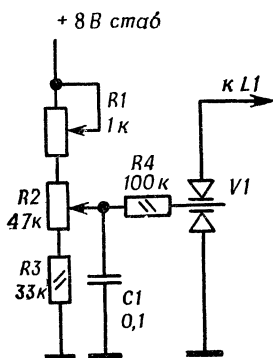


Рис. 26. Схема электронной настройки

оказывается минимальным. Если для связи со смесителем служит высокочастотный трансформатор, его можно включить и в цепь стока транзистора $V1$, получив дополнительное усиление сигнала гетеродина в буферном каскаде. Емкость конденсатора $C1$ подбирается до получения оптимального напряжения гетеродина на смесителе.

В гетеродине приемника можно применить электронную настройку с помощью варикапной матрицы, включенной в контур вместо переменного конденсатора (рис. 26). Настройка осуществляется потенциометром $R2$, а потенциометр $R1$ служит «электрическим верньером». Пределы изменения емкости варикапной матрицы $V1$ составляют 15—20 пФ. Если это изменение составит, например, 10% полной емкости контура, то перекрытие по частоте (оно вдвое меньше, так как индуктивность не изменяется) составит 5%. Таким образом, зная емкость варикапной матрицы, легко расчи-

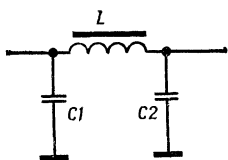
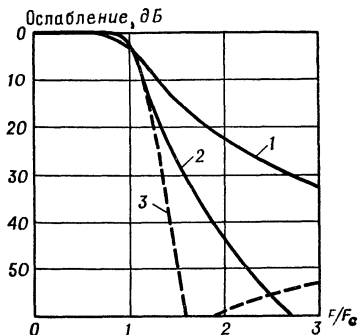


Рис. 27. Однозвенный ФНЧ

Рис. 28. Частотные характеристики ФНЧ



тать полную емкость контура, и наоборот. Варикапную матрицу можно заменить двумя варикапами, включенными встречно-последовательно, т. е. так же, как и в матрице.

4. Фильтры звуковых частот

Схема простейшего однозвенного фильтра нижних частот (ФНЧ), устанавливаемого на выходе смесителя, показана на рис. 27. Расчет его несложен: задавшись входным сопротивлением УНЧ R , определяют емкости фильтра $C1 = C2 = 1/(2\pi F_c R)$ и индуктивность $L = R/(\pi F_c)$. Индуктивность катушки фильтра можно подобрать и экспериментально, пользуясь правилом: контур, образованный катушкой и двумя последовательно включенными конденсаторами $C1$ и $C2$, должен резонировать на частоте среза фильтра F_c .

Значения индуктивностей и емкостей достаточно выдерживать с точностью 10—20%, поэтому никакой настройки фильтр не требует. Кривая селективности фильтра показана на рис. 28 (кривая 1). Она довольно слабо зависит от расогласования фильтра: например, при нагрузке фильтра на сопротивление меньше R наблюдается спад на несколько дБ в области частот, примыкающих к частоте среза F_c (2—3 кГц). Если же входное сопротивление УНЧ больше R , наблюдается небольшой подъем кривой селективности на этих частотах. Его легко компенсировать интегрирующей цепочкой в УНЧ, дополнительно увеличивающей селективность. Поэтому практически выгоднее рассчитывать фильтр на сопротивление $R = (0,5—0,7) R_{вх}$.

При частоте среза 2,9 кГц и $R = 1,1$ кОм данные деталей однозвенного фильтра получаются следующими: $C1 = C2 = 0,05$ мкФ, $L = 120$ мГ. Катушку фильтра для уменьшения возможных наводок сетевой частоты 50 Гц лучше выполнить тороидальной. Она имеет 300 витков провода ПЭЛШО 0,1, намотанных на ферритовом кольце $K16 \times 8 \times 4$ из материала 2000НН. В крайнем случае можно намотать катушку на миниатюрном Ш-образном сердечнике из трансформаторного железа или подобрать готовый трансформатор от карманных приемников, имеющий обмотку с необходимой индуктивностью.

Селективность повысится, если два однозвенных фильтра включить последовательно друг за другом (кривая 2 на рис. 28). Средний конденсатор двузвенного фильтра, образованный параллельным соединением двух конденсаторов, получается вдвое большей емкости. Номиналы остальных деталей остаются прежними.

Одну из катушек двузвенного фильтра можно зашунтировать конденсатором относительно небольшой емкости. Тогда на резонансной частоте образовавшегося параллельного контура получается точка «бесконечного» затухания, а крутизна кривой селективности несколько возрастает. Схема такого фильтра показана на рис. 29, а его характеристика — на рис. 28, кривая 3. Фильтр рассчитан на $R = 500$ Ом. Катушки фильтра намотаны на ферритовых кольцах $K10 \times 6 \times 5$ из материала 2000НН. Катушка $L1$ имеет 220, а $L2$ — 195 витков провода ПЭЛШО 0,07 или ПЭЛШО 0,1 (индуктивность тороидальных катушек от диаметра провода не зависит). Пересчитать фильтр на другое сопротивление нагрузки просто: например, при увеличении R в два раза все емкости фильтра уменьшаются вдвое, а индуктивности вдвое возрастают. Числа витков катушек при этом увеличиваются в $\sqrt{2} = 1,4$ раза.

Принимать специальных мер для фильтрации звуковых частот ниже 300 Гц обычно не требуется — эту функцию с успехом выполняют разделительные конденсаторы в УНЧ.

Несколько слов необходимо сказать об активных RC фильтрах, использующих транзисторы или операционные усилители. Применять такие фильтры на выходе смесителя не следует. Они имеют повышенный уровень шумов и, кроме того, могут служить источником перекрестных помех из-за нелинейности активных элементов. В то же время пассивный LC фильтр практически не шумит, сохраняет

Рис. 29. Двухзвенный ФНЧ

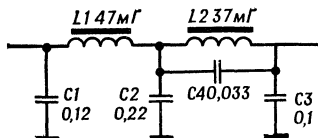
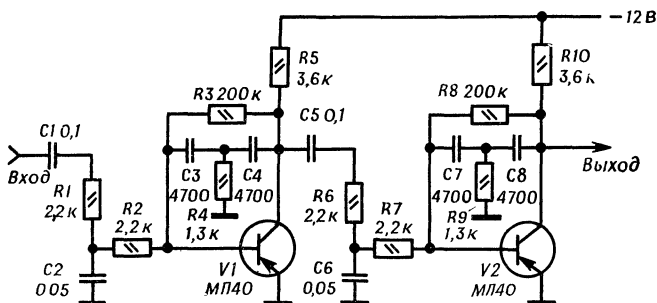


Рис. 30. Активный фильтр



линейность при больших уровнях сигнала и вносит очень малые потери в полосе пропускания. Поэтому в хорошем приемнике обязательно применение хотя бы однозвенного LC фильтра на выходе смесителя.

Активный фильтр можно установить в промежуточных каскадах УНЧ, получив от него и дополнительное усиление. Схема двухкаскадного активного фильтра показана на рис. 30. Частотная характеристика первого каскада на транзисторе $V1$ формируется цепью обратной связи $R4C3C4$. Фазовые соотношения в цепи таковы, что на частотах 2—3 кГц получается некоторый подъем усиления, а на частотах выше 3 кГц усиление резко падает из-за сильной отрицательной обратной связи. На низких частотах сопротивление конденсаторов $C3$ и $C4$ велико и обратная связь практически отсутствует. Пассивное Т-образное звено $R1R2C2$ компенсирует подъем усиления и вызывает еще большее ослабление частот выше 3 кГц. Резистор $R3$ создает смещение и стабилизирует режим каскада. Второй каскад собран по аналогичной схеме.

Фильтр сравнительно не критичен к величинам входящих в него резисторов и конденсаторов, поэтому в нем можно применять детали с допусками $\pm 10\%$. Вместо указанных на схеме можно использовать любые низкочастотные транзисторы с $V_{ст}$ не менее 50. Частотную характеристику фильтра можно корректировать подбором емкостей конденсаторов $C2$, $C6$ и $C4$, $C8$. При частоте среза 3 кГц затухание

фильтра на частоте 9 кГц составляет 50 дБ. Коэффициент усиления по напряжению в полосе пропускания равен 200.

5. Усилители низкой частоты

Основное, а часто и все усиление сигнала в приемнике прямого преобразования происходит на низкой частоте, поэтому коэффициент усиления УНЧ достигает трехсот тысяч и более при чувствительности, измеряемой долями мкВ. Сделать такой усилитель на электронных лампах чрезвычайно трудно, а на современных транзисторах и микросхемах особой проблемы не составляет. Почти все известные схемы УНЧ пригодны для приемников прямого преобразования

Первый каскад УНЧ должен иметь минимальный уровень собственных шумов. Для него подбирают транзистор с коэффициентом шума (указывается в справочниках) не более 4—6 дБ. Хорошие результаты дают германиевые транзисторы П27А, П28 и кремниевые КТ208, КТ342Б, КТ312Б. Из устаревших типов можно использовать МП13Б, МП39Б, МП11А, разумеется, с несколько худшим результатом. Минимум шума биполярных транзисторов получается при коллекторном напряжении 0,5—1,5 В и токе порядка 0,2—0,5 мА. При высоком выходном сопротивлении смесителя и ФНЧ хорошо работают полевые транзисторы КП103Б и КП303А.

Промежуточные и оконечные каскады можно собирать по любым известным схемам. Емкость разделительных конденсаторов выбирается так, чтобы ослабить частоты ниже 300—400 Гц. При входном сопротивлении каскадов 1,5—2 кОм эта емкость составит 0,2—0,3 мкФ. Коллекторные нагрузки одного-двух промежуточных каскадов следует зашунтировать конденсаторами емкостью порядка 0,01 мкФ. Образовавшиеся интегрирующие цепочки ослабят шум входного каскада на частотах выше 3 кГц, поскольку этот шум не срезается ФНЧ, стоящим на выходе смесителя.

Схема простейшего УНЧ показана на рис. 31. Оба каскада включены по схеме с заземленным эмиттером. Смещение на базу первого транзистора подается из эмиттерной цепи второго через резистор R_4 . Оба транзистора

оказываются охваченными цепью отрицательной обратной связи по постоянному току, стабилизирующей их режим. Выход усилителя рассчитан на подключение высокоомных телефонов (наушников) с сопротивлением постоянному току не ниже 3,6—4 кОм. Сопротивление таких телефонов для токов звуковых частот достигает 15 кОм, поэтому общий коэффициент усиления получается большим и достигает 5000—8000.

Вместо телефонов в коллекторную цепь транзистора

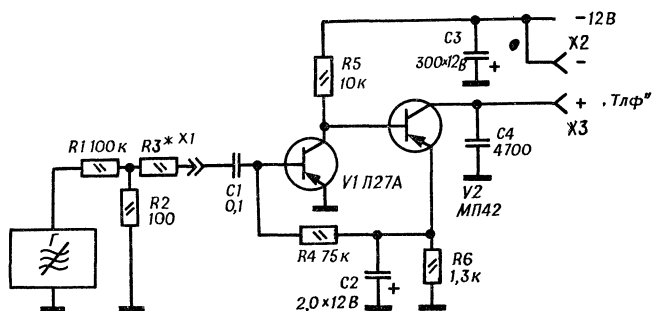


Рис. 31. Простейший УНЧ

$V2$ можно включить резистор сопротивлением 3,6—5,1 кОм и снять с него сигнал на оконечный каскад усилителя низкой частоты. Последний можно собрать по схемам, заимствованным из описаний радиовещательных приемников, магнитофонов или любой другой звуковоспроизводящей аппаратуры.

Собранный УНЧ полезно испытать с помощью звукового генератора, подключив его, как показано на рис. 31. Сопротивление резистора $R3$ подбирают такой величины, чтобы амплитуда сигнала на выходе УНЧ уменьшилась ровно вдвое. Тогда сопротивление $R3$ будет равно входному сопротивлению УНЧ $R_{вх}$. Наблюдая шум и сигнал на выходе УНЧ с помощью осциллографа, уменьшают напряжение ЗГ до тех пор, пока сигнал не перестанет быть заметным на фоне шумов. С учетом действия делителя $R1R2$ это напряжение (в мВ) будет равно чувствительности усилителя низкой частоты (в мкВ) при отношении сигнал/шум 1 (0дБ). Для отношения сигнал/шум 3 (10 дБ) полученное значение

надо увеличить в 3 раза. Все эти измерения делаются на частоте 1 кГц. Включив в разъем X1 фильтра низких частот и изменяя частоту задающего генератора, снимают частотную характеристику всего низкочастотного тракта приемника.

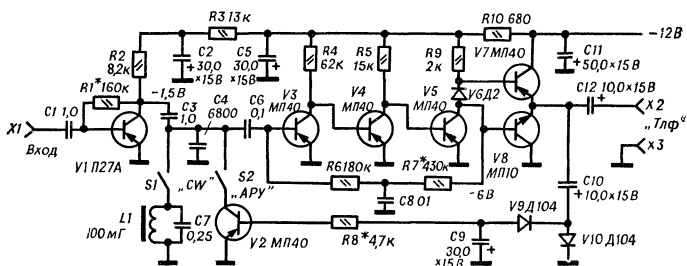


Рис. 32. УНЧ с АРУ и телеграфным фильтром

Более сложный вариант практической схемы УНЧ приведен на рис. 32. Усилитель содержит входной каскад на транзисторе $V1$, три промежуточных каскада ($V3—V5$) и выходной двухтактный эмиттерный повторитель ($V7, V8$). Для упрощения схемы применена непосредственная связь последних четырех каскадов. Режим транзисторов по постоянному току устанавливается и стабилизируется цепочкой отрицательной обратной связи $R6R7C8$. В усилитель по желанию можно включить телеграфный фильтр — резонансный контур $L1C7$, настроенный на частоту 800—1000 Гц, и систему АРУ.

В системе АРУ выходной НЧ сигнал, выпрямленный диодами $V9, V10$, поступает на базу транзистора $V2$ и отпирает его. Транзистор шунтирует коллекторную нагрузку первого каскада, снижая, таким образом, усиление. АРУ срабатывает при выходном сигнале более 0,7—1,0 В. Желаемая форма амплитудной характеристики подбирается резистором $R8$.

В первом каскаде усилителя можно применить транзистор $V1$ типа П27А или П28. Для остальных каскадов годятся любые низкочастотные транзисторы, например, МП16, МП39, МП41 и т. д. Транзистор $V8$ должен быть об-

ратной проводимости типа МП10, МП11, МП37 или ему подобный. Можно собрать усилитель и на кремниевых транзисторах типа КТ208 (*V1*), КТ104, КТ203 (остальные), КТ201 (*V8*).

Конденсаторы и резисторы могут быть любых типов. Рабочее напряжение электролитических конденсаторов должно быть не ниже 12 В. Высокочастотные транзисторы применять в этой схеме усилителя низкой частоты не рекомендуется из-за опасности самовозбуждения на ультравысоких частотах.

Катушка *L1* фильтра намотана на сердечнике К16 × 8 × 4 из феррита 2000НН и содержит 260 — 300 витков провода ПЭЛШО 0,1.

Общее усиление УНЧ по напряжению превосходит 300 000, частотная характеристика равномерна в полосе 400—3000 Гц. Налаживание усилителя сводится к подбору резисторов *R1* и *R7* таким образом, чтобы напряжение на коллекторах транзисторов *V1* и *V5* равнялось 1,5 В и 6 В соответственно. Выход усилителя рассчитан на подключение любых телефонов или громкоговорителя для трансляционной сети.

1. Принцип действия однополосного смесителя

Отсутствие однополосного, или, что тоже самое, одно-
сигнального приема в простых приемниках прямого преоб-
разования приводит к ухудшению их селективности. Эф-
фективная полоса их пропускания как бы расширяется вдвое

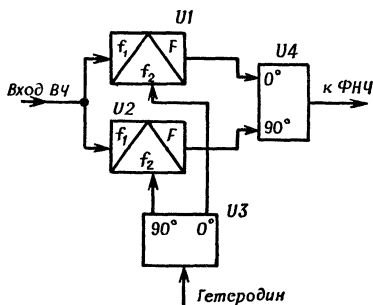


Рис. 33. Структурная схема однополосного смесителя

деления боковых полос приема.

Введение фазового однополосного смесителя позволяет устранить этот самый существенный недостаток приемников прямого преобразования. Необходимо отметить, что такие смесители изредка применялись и раньше для получения однополосного приема в супергетеродинах с недостаточной селективностью по промежуточной частоте.

Структурная схема однополосного фазового смесителя приведена на рис. 33. Другие узлы приемника (фильтры высокой и низкой частоты, гетеродин, УНЧ) могут применяться такие же, как и в двухполосных приемниках. Эти узлы были описаны в предыдущих двух главах. Однополосный преобразователь содержит два балансных смесителя $U1$

по сравнению с полосой пропускания тракта низкой частоты — это хорошо видно из рис. 2. В супергетеродинных приемниках для достижения однополосного приема используются фильтры в тракте промежуточной частоты. В приемниках прямого преобразования такой возможности нет, а селективность входных фильтров явно недостаточна для раз-

и U_2 , включенных в два параллельных канала, высокочастотный фазовращатель U_3 и низкочастотный фазовращатель U_4 . Каждый из фазовращателей создает фазовый сдвиг сигнала в одном из каналов на 90° относительно сигнала в другом канале. При соотношении фаз, показанном на рисунке, на выходе смесителя будет выделяться верхняя боковая полоса приема

Рассмотрим прохождение сигналов подробнее. Сигналы верхней боковой (ВБП) и нижней боковой (НБП) полос с частотами $f_1 = f_2 + F$ и $f_1' = f_2 - F$ в верхнем (по схеме рис. 33) канале не получают фазовых сдвигов. В нижнем канале сигнал ВБП с частотой $f_2 + F$ при смешении с напряжением гетеродина с частотой f_2 и фазовым сдвигом $+90^\circ$ получит фазовый сдвиг -90° , поскольку в этом случае частота и фаза гетеродина вычитаются из частоты и фазы сигнала. Низкочастотный фазовращатель добавляет фазовый сдвиг $+90^\circ$, и сигнал низкой частоты на выходе нижнего канала имеет нулевой фазовый сдвиг. Сигналы ВБП оказываются в одной и той же фазе на выходе низкочастотного фазовращателя, поэтому они складываются и поступают далее в ФНЧ. Сигнал НБП в нижнем канале получает фазовый сдвиг $+90^\circ$, поскольку в этом случае его частота и начальная нулевая фаза вычитаются из частоты и фазы гетеродина. Еще 90° добавляются в низкочастотном фазовращателе, и суммарный фазовый сдвиг составит 180° . В результате сигналы НБП верхнего и нижнего каналов оказываются в противофазе и компенсируют друг друга на выходе низкочастотного фазовращателя. Это соответствует подавлению сигналов НБП, и сигнал низкой частоты F уже не будет поступать в ФНЧ. Легко убедиться с помощью таких же рассуждений, что если поменять местами выходы одного из фазовращателей, то будет выделяться уже не ВБП, а НБП. Практически такое переключение выполнить очень просто.

Структурная схема описанного однополосного смесителя полностью совпадает со схемой однополосного фазового формирователя сигнала, используемого в фазовых SSB передатчиках, и отличается только тем, что прохождение сигнала происходит в противоположную сторону. Если в смесителе используются только пассивные обратимые элементы, то такой смеситель можно использовать как для приема сигнала, так и для его формирования, и создать на основе однополосного смесителя SSB трансивер. Однако в смесителе, выполненном по схеме рис. 33, при работе на

передачу выделяемая и подавляемая боковые полосы меняются местами (по отношению к режиму «на прием»). Поэтому одновременно с переходом с приема на передачу необходимо переключать выходы одного из фазовращателей (удобнее низкочастотного, поскольку на его работе не будет отражаться влияние паразитных емкостей цепей коммутации).

Можно модифицировать структурную схему однополосного смесителя таким образом, что при приеме и при передаче будет выделяться одна и та же боковая полоса. Структурная схема обратимого однополосного смесителя показана на рис. 34. Она отличается от предыдущей тем, что высокочастотный фазовращатель установлен в цепи сигнала, а напряжение гетеродина подается в оба канала в одной и той же фазе. При работе на прием сигналы ВБП и НБП проходят в верхнем канале смесителя с нулевым фазовым сдвигом. В нижнем канале сигнал ВБП приобретает фазовый сдвиг $+90^\circ$ в высокочастотном фазовращателе, при преобразовании частоты этот фазовый сдвиг сохраняется (фаза гетеродина, принятая за нулевую, вычитается из фазы сигнала), затем еще $+90^\circ$ добавляет низкочастотный фазовращатель. В результате сигналы ВБП в каналах оказываются противофазными, и эта боковая полоса приема подавляется. Сигнал НБП в нижнем канале также приобретает фазовый сдвиг $+90^\circ$ в высокочастотном фазовращателе, но после преобразования частоты этот фазовый сдвиг становится равным -90° (из нулевой фазы гетеродина вычитается фаза сигнала). При добавлении $+90^\circ$ в низкочастотном фазовращателе фаза сигнала НБП становится нулевой, и сигналы верхнего и нижнего каналов складываются. Проведя эти рассуждения в обратном порядке, легко убедиться, что при передаче из НЧ сигнала сформируется *SSB* сигнал с нижней боковой полосой. Если поме-

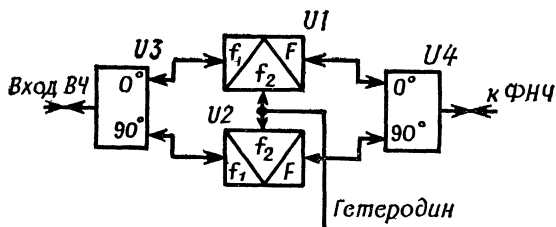


Рис. 34. Обратимый однополосный смеситель

нять местами выходы одного фазовращателя, то при приеме и при передаче будет выделяться ВВП. Таким образом, в трансиверах удобнее использовать смеситель по схеме рис. 34. В приемниках целесообразнее применить схему рис. 33, поскольку в этом смесителе отсутствуют потери мощности принимаемого сигнала в цепях высокочастотного фазовращателя. Если же применяется высокочастотный *LC* фазовращатель, практически не вносящий потерь, то обе схемы равноценны.

2. Фазовращатели

Самым трудным моментом в создании однополосного фазового смесителя является реализация фазового сдвига на 90° по низкой частоте в относительно широкой полосе частот примерно от 300 Гц до 3 кГц. В фазовых однополосных передатчиках для этой цели используют фазовращатели на *RC* цепочках, имеющих большие вносимые потери. Для передатчика это особого значения не имеет — потери компенсируются увеличением усиления микрофонного усилителя. В приемнике же потери в фазовращателе приведут к ухудшению чувствительности. Применение УВЧ мало поможет, так как возрастут уровни сигнала на смесителях в каналах, а следовательно, и перекрестные искажения. Можно установить два усилителя в каналах, на входах низкочастотного фазовращателя. Но тогда нужно для сохранения селективности устанавливать и два ФНЧ перед этими усилителями, причем ФНЧ с одинаковыми характеристиками. Приемник получится слишком сложным. Разумным решением проблемы будет применение фазовращателей, вносящих малые потери. Такие фазовращатели можно выполнить на *LC* или *LRC* элементах, используя катушки индуктивности, подобные катушкам ФНЧ. Другим достоинством (важным в радиолюбительской практике) всех описываемых ниже фазовращателей является то, что они не требуют предварительного точного подбора элементов, — фазовращатели можно настраивать так же, как, например, настраиваются контура в радиоприемниках. Сделать это даже легче, поскольку на низких частотах не сказывается влияние паразитных элементов схемы, и настроенный фазовращатель можно перемонтировать и перепаивать неоднократно, не изменяя его характеристик.

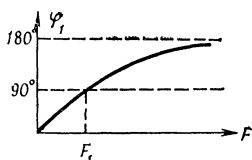
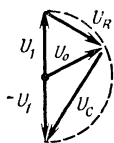
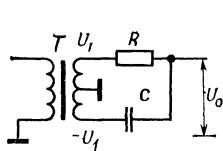


Рис. 35. Фазосдвигающее RC звено

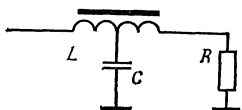


Рис. 36. Фазосдвигающее LC звено

Метод построения широкополосных фазовращателей состоит в том, что в каждый канал включают по несколько элементарных фазосдвигающих цепочек, коэффициент передачи которых постоянен (для LC цепочек равен 1) по абсолютной величине во всем диапазоне частот, а фазовый сдвиг зависит от частоты. Схема элементарной RC цепочки, векторная диаграмма напряжений и фазовая характеристика показаны на рис. 35. Входной трансформатор T имеет симметричную обмотку, напряжения на крайних выводах которой обозначены как U_1 и $-U_1$. Напряжение на конденсаторе U_C сдвинуто на 90° относительно напряжения на резисторе U_R , поскольку конденсатор имеет реактивное (емкостное) сопротивление, а резистор — активное. С повышением частоты сигнала F емкостное сопротивление уменьшается, поэтому вектор U_0 (выходное напряжение) поворачивается от $+U_1$ до $-U_1$, описывая на векторной диаграмме полуокружность. Фазовый сдвиг при этом изменяется от 0 до 180° , принимая значение 90° лишь на одной частоте $F_1 = 1/(2\pi RC)$.

Аналогичная зависимость фазового сдвига от частоты получается и у согласованной LC цепочки, показанной на рис. 36, при условии $L = R/(4\pi F_1)$, $C = 1/(\pi F_1 R)$. Индуктивность катушки здесь измеряется между средним и одним из крайних выводов. На низких частотах ее сопротивление мало, а емкости C велико, поэтому сигнал передается в нагрузку R в малом фазовом сдвиге. По мере повышения частоты емкостное сопротивление падает, а индуктивность начинает действовать как симметричный трансформатор, инвертирующий фазу сигнала. LC цепочка потерь не вносит, поскольку мощность сигнала не расходуется в реактивных сопротивлениях, а вся выделяется в нагрузке R .

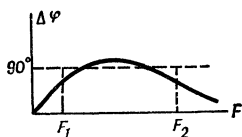
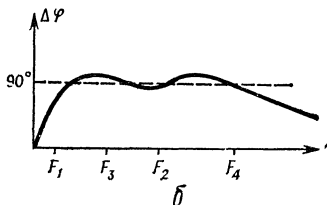
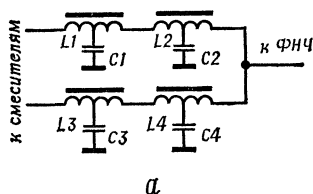


Рис. 37. Фазочастотная характеристика фазовращателя 2-го порядка

Рис. 38. LC фазовращатель 4-го порядка: а — схема; б — фазовая характеристика



Если включить в два канала фазовращателя элементарные цепочки, настроенные на разные частоты F_1 и F_2 , то разность фаз между сигналами в каналах получается вычитанием фазовых сдвигов цепочек $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ (рис. 37). Этот фазовращатель 2-го порядка имеет уже две частоты, на которых фазовый сдвиг сигналов равен точно 90° . В приемнике такой фазовращатель позволяет получить две точки «бесконечного» подавления ненужной боковой полосы приема, а на других частотах, где фазовый сдвиг не равен 90° , она будет только ослаблена. Ослабление получается не менее 26 дБ в полосе частот 600—2400 Гц при настройке цепочек на частоты $F_1 = 460$ Гц и $F_2 = 3150$ Гц.

Значительно большее подавление (теоретически не хуже 46 дБ в полосе частот 400—2800 Гц) и четыре точки «бесконечного» подавления получаются у фазовращателя 4-го порядка, схема и фазовая характеристика которого показаны на рис. 38, а, б. Частоты настройки звеньев верхнего канала составляют: $F_1 = 170$ Гц, $F_2 = 1850$ Гц, а нижнего $F_3 = 610$ Гц, $F_4 = 6700$ Гц. Приведем значения емкостей конденсаторов, индуктивностей и чисел витков катушек для сопротивления нагрузки $R = 1$ кОм (сопротивление ФНЧ, подключенного к двум параллельным ветвям фазовращателя, при этом составит 500 Ом): $C1 = 1,0$ мкФ, $L1 = 880$ мГ, $n_1 = 810$; $C2 = 0,09$ мкФ, $L2 = 81$ мГ, $n_2 = 250$; $C3 = 0,275$ мкФ, $L3 = 244$ мГ, $n_3 = 430$; $C4 = 0,025$ мкФ, $L4 = 22$ мГ, $n_4 = 130$. Все катушки наматываются на ферритовых кольцах $K16 \times 8 \times 4$ из материала 2000НН проводом ПЭЛШО 0,07 или ПЭЛШО 0,1. Провод складывается вдвое и сначала нама-

тывается на челнок, изготовленный из двух спаянных по длине медных проволок диаметром около 1 мм. На концах челнока проволоки слегка разгибаются, образуя U-образные вилочки, в которые и укладывается обмоточный провод. Указанное число витков наматывают двойным проводом, продевая челнок в отверстие ферритового кольца. Средний вывод катушки получается при соединении конца

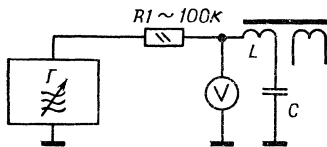


Рис. 39. Схема настройки LC звеньев

одного провода с началом другого. При отсутствии колец катушки можно намотать и на Ш-образных трансформаторных сердечниках, подкорректировав число витков экспериментально. Звенья фазовращателя удобно настраивать до установки его в приемник с помощью звукового генератора. Индикатором служит милливольтметр переменного тока или осциллограф. Схема соединения приборов показана на рис. 39. Один из проводов катушки при настройке ее остается свободным, но отматывать и доматывать, разумеется, следует оба провода. Частота настройки звена определяется по минимуму показаний вольтметра. Устанавливать частоту следует с точностью не хуже 1%. Эта настройка сравнительно несложна, поскольку, например, точность настройки контуров ПЧ обычного супергетеродина должна быть около 1 кГц, что составляет 0,2% при ПЧ, равной 500 кГц.

Потерь изготовленный фазовращатель практически не вносит.

В описываемом ниже однополосном смесителе применен несколько иной LRC фазовращатель 4-го порядка, содержащий только две катушки. Он проще в изготовлении и налаживании, но вносит потери, равные 6 дБ. Фазовая характеристика его точно такая же, как у LC фазовращателя с четырьмя катушками.

Конструирование высокочастотного фазовращателя проблемы обычно не составляет ввиду узости любительских диапазонов, особенно если ограничиться работой в SSB участках. В высокочастотном фазовращателе достаточно одной фазосдвигающей цепочки, лишь в самом «широком» десятиметровом диапазоне желательнее применить LC фазовращатель 2-го порядка.

3. Схема, изготовление и налаживание однополосного смесителя

Практическая схема смесителя показана на рис. 40. Входной сигнал со входа $X1$ через настроенный трансформатор с симметричной вторичной обмоткой $L2$ подается на два балансных смесителя, образованных диодами $V1V2$ и $V3V4$. Смесители снабжены балансирующими потенциометрами $R1$ и $R2$, позволяющими установить максимальное подавление помех от мощных АМ станций. Напряжение гетеродина через вход $X2$ подводится к высокочастотному фазовращателю и далее к движкам балансирующих потенциометров. Одна ветвь ВЧ фазовращателя образована частью резистора $R3$ и конденсатором $C3$. Другая ветвь — другой частью резистора $R3$ и индуктивностью $L3$. Конденсаторы $C6-C9$ и дроссель $D1$ служат для развязки токов ВЧ и НЧ.

Низкочастотный фазовращатель образован двумя ветвями, каждая из которых содержит параллельный контур и два резистора. С выхода фазовращателя сигнал поступает на ФНЧ и далее на УНЧ. В каждой из ветвей фазовращателя фазовый сдвиг сигнала при повышении частоты изменяется от 0 до 360° . Контур $L4C4$ настроен на частоты 480 Гц и 1880 Гц, что обеспечивает разность фазовых сдвигов в ветвях $90 \pm 1^\circ$ в диапазоне 300—3000 Гц. Подавление ненужной боковой полосы при этом получается не хуже 40 дБ. Возможна и другая настройка контуров на частоты 550 и 2000 Гц, тогда подавление возрастает до 46 дБ, а полоса подавляемых частот сужается до 400—2800 Гц.

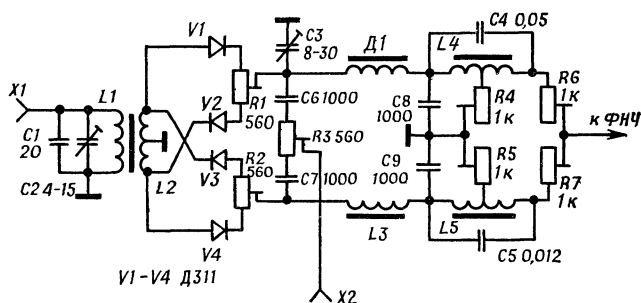


Рис. 40. Однополосный смеситель

Однополосный смеситель можно собрать на небольшой печатной плате, размеры которой зависят от типа примененных деталей. Элементы высокочастотной части смесителя желательно располагать компактной группой. Расположение деталей НЧ фазовращателя и фильтра значения не имеет. Катушки фазовращателя намотаны на кольцах $K18 \times 8 \times 5$ из феррита 2000НН. $L4$ содержит $600 + 600$ витков (наматывается 600 витков двойным проводом), а $L5$ — $300 + 300$ витков провода ПЭЛШО 0,07. Высокочастотный трансформатор намотан на кольце $K8 \times 4 \times 2$ из

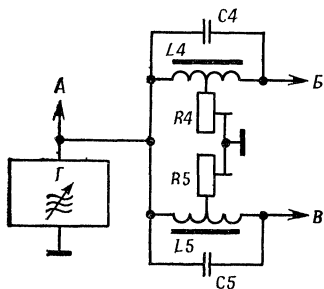


Рис. 41 Схема настройки LRC фазовращателя

материала 100НН. Для диапазона 10 м первичная обмотка $L1$ содержит 6, а вторичная $2 + 2$ витков любого изолированного провода. Катушка фазовращателя $L3$ намотана на таком же кольце и содержит 5—6 витков. Высокочастотные катушки можно выполнить в принципе на любых каркасах, в том числе и на цилиндрических. Для других диапазонов следует увеличить числа витков катушек $L1$ — $L3$ и емкости конденсаторов $C1$ — $C3$, например: 20 м — 10 витков и 50 пФ, 40 м — 14 витков и 100 пФ и т. д. Соотношение числа витков катушек $L1$ и $L2$ на всех диапазонах сохраняется. Конденсаторы $C4$ и $C5$ применены типа МБМ с допуском $\pm 10\%$.

Низкочастотный фазовращатель настраивают до установки его в конструкцию, собрав схему, показанную на рис. 41. Для настройки нужны звуковой генератор и осциллограф со входом «Х». Напряжение генератора должно быть минимальным, насколько это позволяет чувствительность осциллографа, и не должно превышать 0,1—0,15 В (при малых напряжениях еще не сказывается зависимость магнитной проницаемости сердечника катушек от тока в обмотке). Прежде всего контура $L4C4$ и $L5C5$ настраивают соответственно на частоты 480 и 1880 Гц. Для этого вход «Х» осциллографа подключают к точке А, а вход «У» к точке В, затем к точке В. На резонансной частоте эллипс на экране осциллографа превращается в наклонную прямую линию.

После этого входы «Х» и «У» подключают к точкам В и В, установив предварительно одинаковое усиление в кана-

лах осциллографа. Установив частоту ЗГ 480 Гц, подбирают величину сопротивления резистора $R5$ до получения на экране правильной окружности. Затем устанавливают частоту 1880 Гц и аналогичным образом подбирают сопротивление резистора $R4$. Теперь при изменении частоты от 300 Гц до 3 кГц окружность на экране осциллографа должна сохраняться, что соответствует постоянному сдвигу фаз 90° во всем этом диапазоне. Регулировки подстроечных резисторов $R4$ и $R5$ больше уже не потребуется, и при желании их можно заменить постоянными с равным сопротивлением.

Установив фазовращатель в приемник, приступают к дальнейшей настройке. Для этого желательно иметь генератор качающейся частоты (ГКЧ). При отсутствии ГКЧ можно вывести пилообразное напряжение развертки осциллографа и через резисторный делитель (например, 1 МОм и 1 кОм) подать его на варикап, подключенный к контуру гетеродина приемника. Тогда гетеродин превратится в ГКЧ, а на вход приемника можно будет подать немодулированный сигнал амплитудой 10—100 мкВ. Настроив ГКЧ и приемник на центральную частоту выбранного диапазона, подсоединяют вход «У» осциллографа к выходу приемника и наблюдают кривую селективности. Полная девиация частоты ГКЧ должна быть 7—10 кГц, период качания частоты (период развертки) около 0,1 с. На экране будут видны две боковые полосы приема и нулевые биения в центре между ними, как показано на рис. 42. Установив движки потенциометров $R1$ и $R2$ в среднее положение, регулируют элементы $R3$, $C3$, $R6$ и $R7$ до получения максимального и равномерного подавления одной боковой полосы приема. Элементы ВЧ фазовращателя $R3C3$ влияют в основном на подавление всей боковой полосы в целом, а резисторы $R6$ и $R7$ — на равномерность подавления в пределах полосы. Равномерность подавления зависит от качества согласования сопротивлений смесителя, НЧ фазовращателя и ФНЧ. Резисторы $R6$ и $R7$ позволяют добиться согласования при любых сопротивлениях ФНЧ в пределах 0,5—2 кОм. Увеличив усиление приемника или осциллографа (проследив, чтобы УНЧ не ограничивал сигнал), можно заметить точки «бесконечного»

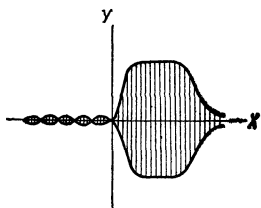


Рис. 42. Подавление нижней боковой полосы приема

подавления и всплески подавляемой боковой между ними. Регулировку подавления можно считать законченной, добившись подавления порядка 40 дБ (100 раз по напряжению). В последнюю очередь, подав на вход приемника АМ сигнал с напряжением несколько милливольт и расстроив приемник на 20—50 кГц относительно частоты сигнала, регулируют резисторы $R1$ и $R2$ на максимальное подавление АМ сигнала.

В диапазоне 10 м приемник с описанным смесителем имел чувствительность 1—1,5 мкВ (без УВЧ), динамический диапазон не хуже 70 дБ и подавление боковой не хуже 40 дБ.

Смеситель можно использовать в трансивере (в соответствии со структурной схемой см. рис. 34), поменяв местами входы сигнала и гетеродина. Схема и методика настройки смесителя остаются прежними. Отрегулированный «на прием» смеситель окажется отрегулированным и «на передачу», если амплитуда НЧ сигнала, поданного со стороны ФНЧ, не будет превосходить 0,1 В. Подавление несущей можно подрегулировать резисторами $R1$ и $R2$. Вход $X2$ смесителя (см. рис. 40) можно коммутировать с выхода УВЧ приемника на вход усилителя мощности передатчика с помощью реле. Контур $L1C1C2$ может служить нагрузкой буферного каскада гетеродина, а в диапазонах 160 и 80 м — даже контуром самого гетеродина.

В этом варианте обратимого смесителя каждый из диодов $V1—V4$ можно заменить парой встречно-параллельных диодов типа КД503, КДС523 или КД514. Гетеродин в этом случае настраивается на частоту, равную половине рабочей частоты, а число витков катушек $L1$ и $L2$ увеличивается вдвое. Помехоустойчивость при приеме и подавление несущей при передаче после такой переделки возрастают, в некоторых случаях настолько, что балансирующие резисторы $R1$ и $R2$ можно исключить из схемы, соединив все три вывода каждого из резисторов вместе. В остальном схема и методика настройки смесителя не изменяются.

1. Простой приемник на диапазон 10 м

Принципиальная схема приемника показана на рис. 43. На входе приемника установлен двухконтурный полосовой фильтр $L1C3$ и $L2C4$. Для настройки контуров фильтра служат подстроечные конденсаторы $C2$ и $C5$. Смеситель выполнен на встречно-параллельных диодах $V1V2$. Он связан с гетеродином через катушку связи $L4$. В колебательный контур гетеродина входят катушка $L3$ и конденсаторы $C9—C12$. Частота гетеродина изменяется электронным способом переменным резистором $R3$. При изменении напряжения на базе транзистора гетеродина $V4$ изменяется и полное сопротивление коллекторной цепи (емкость, время дрейфа носителей), что и приводит к изменению частоты. Пределы перестройки гетеродина составляют 14,25—14,55 МГц, что соответствует принимаемому диапазону 28,5—29,1 МГц (SSB участок 10-метрового диапазона).

Сигнал звуковой частоты после смесителя выделяется фильтром $L5C6C7$ с частотой среза 3 кГц. УНЧ приемника выполнен по схеме с непосредственной связью. Для повышения чувствительности в первом каскаде установлен малощумящий транзистор $V3$. Режим всех транзисторов УНЧ по постоянному току устанавливается цепочкой обратной связи $R5R8C14$. Нагрузкой последнего каскада УНЧ служат высокоомные телефоны, например ТА-4, имеющие сопротивление для постоянного тока 4,4 кОм. Низкоомные телефоны включать на выход приемника нельзя — это приводит к резкому увеличению потребляемого тока.

Питание приемник получает от двух батарей 3336Л, соединенных последовательно. Потребляемый ток не превышает 3 мА. Вместо указанных на схеме в приемнике можно применить следующие диоды и транзисторы (все с любыми

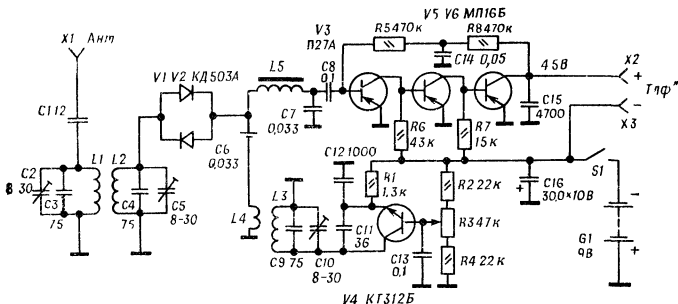


Рис 43 Принципиальная схема простого приемника

буквенными индексами): $V1, V2$ — КД503, КД509, КД514 КДС523, $V3$ — П27, П28; $V4$ — КТ312, КТ315; $V5, V6$ — П13—П16, МП13—МП16, МП39—МП42. Желательно выбирать транзисторы с коэффициентом передачи тока $V_{ст}$ не ниже 50—60.

Катушки приемника намотаны на керамических каркасах диаметром 6 мм. Каркасами служат корпуса конденсаторов типа КБГ — у них следует отпаять щетки с выводами и удалить содержимое. Металлизированные колечки на краях получившейся керамической трубочки надо в одном месте сточить наждачным бруском, чтобы разорвать короткозамкнутый виток, находящийся рядом с катушкой. Оставшаяся часть металлизации пригодна для припайки выводов. Катушки $L1$ и $L2$ содержат по 7, а катушка $L3$ 14 витков провода ПЭЛ 0,44, намотанных виток к витку. Катушка связи $L4$ содержит 2—3 витка провода ПЭЛШО 0,25, намотанных поверх витков катушки $L3$ вблизи заземленного вывода. Катушка ФНЧ намотана на кольце диаметром 18 мм из феррита 2000НН и содержит 270 витков провода ПЭЛШО 0,25. Если кольцо имеет диаметр 10—12 мм, число витков надо увеличить до 300. При увеличении диаметра кольца число витков соответственно несколько уменьшается. При изменении магнитной проницаемости феррита вдвое число витков изменяется в $\sqrt{2}$ раз. Катушку $L5$ в крайнем случае можно заменить резистором с сопротивлением 1,3—1,8 кОм, что приведет к некоторой потере чувствительности и селективности приемника. Конденсаторы $C1—C5$ и $C9—C11$ должны быть керамическими, остальные конденсаторы и резисторы могут быть любых типов.

Описываемый приемник можно изготовить и на другие любительские диапазоны, увеличив число витков катушек $L1—L4$ и емкости конденсаторов $C3, C4, C9, C11$ и $C12$. Напомним, что при увеличении длины волны вдвое емкость должна увеличиваться также вдвое, а число витков катушки (при сохранении ее геометрических размеров) в $\sqrt{2}$ раз. На низкочастотных диапазонах катушки наматываются способом «универсаль» или внавал между щечками Подстроечные конденсаторы в этом случае целесообразно не устанавливать, а катушки подстраивать сердечниками. Диапазон электронной перестройки при возрастании емкости конденсаторов контура гетеродина сильно сужается, поэтому для настройки приемника вместо подстроечного конденсатора $C10$ следует включить переменный конденсатор. Его емкость должна составлять 10—20% емкости контурного конденсатора $C9$. Резистор $R3$ тогда будет служить «электрическим верньером».

Монтаж приемника выполнен на плате из одностороннего фольгированного гетинакса, одновременно служащей и передней панелью приемника. Ее размеры 190×80 мм. Все заземленные выводы припаиваются прямо к фольгированной поверхности. Для припайки других выводов служат небольшие прямоугольнички из того же материала, приклеенные к основной плате клеем БФ-2. Для увеличения жесткости монтажа транзисторы и другие детали можно также приклеить к плате, разумеется, через изолирующие бумажные прокладки. Расположение деталей показано на рис 44.

Корпусом приемника служит дюралюминиевая коробка размерами $190 \times 80 \times 45$ мм. На дне коробки с помощью гетинаксовой пластины закрепляются батареи питания. Крышкой коробки служит монтажная плата — передняя панель приемника. Крепление платы к корпусу должно

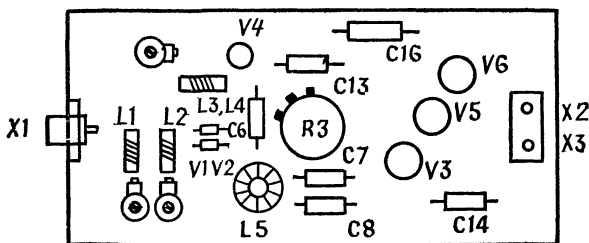


Рис. 44 Расположение деталей на плате приемника

быть жестким и обеспечивать хороший электрический контакт, иначе может возникнуть нестабильность частоты гетеродина. Для облегчения поиска станций ручку настройки следует взять большого диаметра, например, от переключателя телевизионных каналов.

Проверив правильность монтажа и присоединив батареи питания, измеряют напряжение на коллекторе транзистора V_6 . Оно должно составлять 4—6 В. Его можно отрегулировать, подбирая сопротивление резистора R_8 . В телефонах должен прослушиваться негромкий шум, что указывает на правильную работу УНЧ. Для проверки исправности гетеродина отключают телефоны и присоединяют миллиамперметр (тестер) с пределом измерения 5—10 мА параллельно выключателю приемника $S1$. Измеренный ток должен быть в пределах 1,5—2 мА. Прикосновение к коллектору транзистора V_4 вызывает срыв колебаний гетеродина и небольшое увеличение этого тока. При отсутствии колебаний (ток не изменяется) проверяют исправность транзистора V_4 , немного увеличивают емкость конденсатора $C11$ или уменьшают емкость $C12$.

Теперь, присоединив антенну, можно прослушивать эфир. Диапазон приемника устанавливают подстроечным конденсатором $C10$, а входной фильтр настраивают конденсаторами $C2$ и $C5$ по максимальной громкости приема. Для достижения максимальной чувствительности надо подобрать и число витков катушки связи L_4 . С этой целью заранее наматывают 3—4 витка и закрепляют их клеем БФ-2. Затем, постепенно отматывая провод, добиваются максимальной громкости приема станций. Чувствительность правильно налаженного приемника достигает 0,5 мкВ. С его помощью на частоте 29,4 МГц принимались сигналы радиоловительских спутников «РС» и «Оскар». В полевых условиях антенной приемника может служить отрезок провода длиной 2,5 м (четверть волны), включенный в гнездо антенны и протянутый к соседнему дереву. В помещении желательнее использовать наружную антенну со снижением, выполненным из коаксиального кабеля.

2. Однополосный приемник на диапазон 160 м

Средневолновый радиоловительский диапазон 160 м характеризуется высоким уровнем помех и большой насыщенностью станциями. Поэтому обычные двухполосные

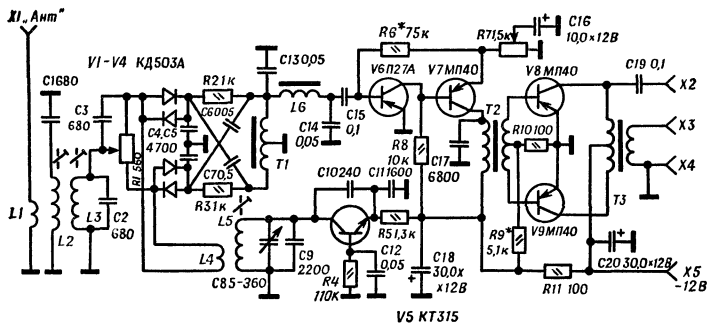


Рис. 45. Принципиальная схема однополосного приемника на 160 м

приемники прямого преобразования работают недостаточно хорошо из-за наличия двух полос приема. В то же время большой запас чувствительности приемника позволяет применить в однополосном смесителе простые RC фазовращатели, вносящие заметные потери. Разумеется, это компромиссное решение, поскольку потери в фазовращателе несколько сужают и динамический диапазон приемника.

Описываемый приемник спроектирован специально для диапазона 160 м и имеет чувствительность 5 мкВ при отношении сигнал/шум 10 дБ, селективность не хуже 35 дБ при расстройке на 10 кГц и подавление верхней боковой полосы не хуже 24 дБ. Полоса пропускания приемника около 2100 Гц, что позволяет принимать телеграфные и однополосные станции. АМ станции хорошо принимаются при настройке на нулевые биения, но только в том случае, если несущая не имеет паразитной частотной модуляции фоном или сигналом, т. е. если АМ сигнал имеет хорошее качество.

Схема приемника приведена на рис. 45. Для подавления сигналов мощных радиовещательных станций на входе приемника установлен двухконтурный полосовой фильтр $L2C1$ и $L3C2$. Его выход соединен со средней точкой ВЧ фазовращателя, образованного резистором $R1$ и конденсатором $C3$. Напряжение гетеродина, подводимое от катушки связи $L4$, в верхнем (по схеме) канале сдвигается по фазе на 45° относительно напряжения в нижнем канале. Напряжение же сигнала в оба канала поступает в фазе. Смесители собраны на встречно-параллельных диодах $V1—V4$. Гетеродин приемника выполнен по обычной схеме с емкостной обратной связью на транзисторе $V5$. Он перестраивается

конденсатором $C8$ в диапазоне 925—975 кГц, т. е. работает на половинной частоте сигнала. Сигнал с выходов смесителей поступает на низкочастотный фазовращатель, образованный цепочками $R2C6$ и $R3C7$. Через конденсаторы $C4$ и $C5$ замыкаются токи высокой частоты. Трансформатор $T1$ с симметричной обмоткой служит лишь для получения противофазных НЧ сигналов в ветвях фазовращателя. Данные этого трансформатора совершенно не критичны. Низкочастотный сигнал через ФНЧ $L6C13C14$ подается на усилитель НЧ. Первые два каскада УНЧ собраны по схеме с непосредственной связью. Они дают достаточное усиление для приема на высокоомные телефоны, поэтому такие телефоны можно включить в коллекторную цепь транзистора $V7$. Дополнительное усиление дает выходной каскад, собранный по двухтактной схеме на транзисторах $V8$ и $V9$. Высокоомная нагрузка (телефоны, трансляционный громкоговоритель) подключается к гнездам $X2$ и $X4$, а низкоомные телефоны — к гнездам $X3$ и $X4$. Приемник питается от стабилизированного выпрямителя с выходным напряжением 9—12 В или от батарей. Ток, потребляемый в режиме молчания, не превосходит 10 мА. Ток выходного каскада растет с увеличением громкости.

В приемнике можно использовать очень широкий ассортимент деталей. В смесителе применимы любые кремниевые высокочастотные диоды. Транзистор $V5$ — любой маломощный кремниевый $n-p-n$ типа с граничной частотой не ниже 10 МГц. Для УНЧ годятся любые маломощные германиевые транзисторы $p-n-p$ типа. Первый каскад УНЧ желательно собрать на малощумящем транзисторе. Резисторы и конденсаторы могут быть любых типов. Емкость конденсаторов $C12$, $C16$ — $C20$ не критична и может быть изменена в 2—3 раза. Емкость конденсаторов $C4$, $C5$ и $C15$ можно увеличить в 2—3 раза. Номиналы остальных деталей достаточно выдержать с точностью $\pm 20\%$. Катушки $L1$, $L2$, $L3$ и $L4$, $L5$ намотаны на цилиндрических каркасах диаметром 8—9 мм. Они подстраиваются сердечниками СЦР-1 из карбонильного железа. Контурные катушки $L2$, $L3$ и $L5$ содержат по 35 витков провода типа ЛЭШО $21 \times 0,07$, намотка типа «универсаль» или внавал, между щечками. Длина намотки 10 мм. Для намотки можно взять литцендрат и другого типа, а в крайнем случае провод ПЭЛШО диаметром 0,3—0,4 мм. Катушки связи $L1$ и $L4$ наматываются проводом ПЭЛШО диаметром 0,15—

0,25 мм рядом с контурными катушками $L2$ и $L5$ на тех же каркасах. Они содержат по 10 витков. Намотка типа «универсаль» или внавал, длина намотки 2 мм. Витки катушек скрепляются клеем БФ-2. Катушки связи должны передвигаться по каркасу для регулировки связи их с контурными катушками. Трансформаторы $T1$, $T2$ и $T3$ используются стандартные от любого карманного приемника. $T2$ — это переходной трансформатор, а $T1$ и $T3$ — выходные трансформаторы. У $T1$ используется только первичная обмотка. Катушка фильтра намотана на ферритовом кольце диаметром 12—18 мм с магнитной проницаемостью 2000. Она содержит 300 витков любого подходящего провода. Катушкой $L6$ может служить и половина первичной обмотки выходного трансформатора от карманных приемников.

Конструкция приемника показана на рис. 46. На передней панели, изготовленной из пластины дюралюминия размерами 200 × 80 мм, размещаются конденсатор настройки $C8$ (блок КПЕ от приемника «Спидола» или ему подобный), гнезда $X1$ — $X4$ и регулятор громкости $R7$. Боковые и задняя стенка подвала шасси изготовлены из дюралюминиевого уголка. Высота стенок 20—30 мм, глубина шасси 110 мм. Верхней панелью шасси служит пластина фольгированного гетинакса размерами 200 × 55 мм, на которой смонтированы все детали приемника. Можно применить как печатный, так и навесной монтаж. В последнем

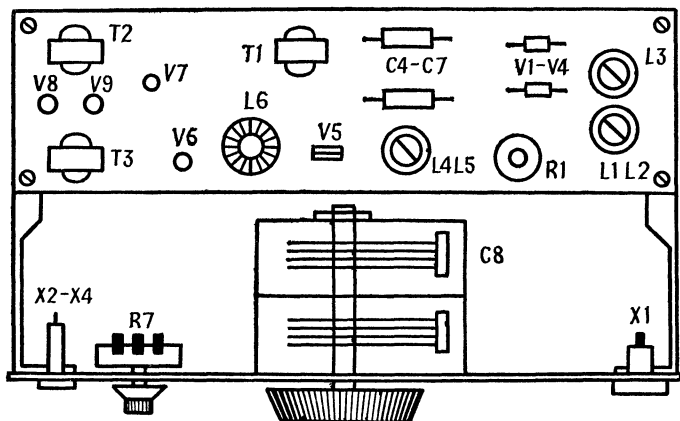


Рис. 46. Конструкция и расположение деталей приемника на 160 м

случае заземленные выводы деталей припаиваются к фольгированной поверхности, как и при печатном монтаже, а другие выводы, пропущенные в отверстия платы, соединяются изолированными проводниками. Фольгу около этих отверстий следует удалить, например, зенковкой, во избежание замыканий выводов. При отсутствии фольгированного гетинакса плату приемника можно изготовить и из обычного, уложив вдоль платы несколько «земляных» шин, соединенных с шасси.

Налаживание приемника начинают с проверки режимов транзисторов. Ток покоя выходного каскада устанавливается в пределах 3—6 мА подбором резистора R_9 . Напряжение на эмиттере транзистора V_7 должно составлять 1,5—2 В. Оно регулируется подбором резистора R_6 . При прикосновении к выводам катушки фильтра L_6 в телефонах должен быть слышен сильный звук, свидетельствующий о нормальной работе УНЧ. Негромко должны прослушиваться шумы первого каскада. Проверить наличие генерации и установить частоту гетеродина можно прослушивая его сигнал на стоящем рядом средневолновом радиовещательном приемнике (сигнал прослушивается как мощная несущая в паузах передачи). Присоединив антенну, настраивают катушки L_2 и L_3 , а также регулируют связь между катушками L_1 , L_2 и L_4 и L_5 по максимальной громкости приема. Делать это лучше в ночное время, когда в диапазоне 160 м слышно много любительских станций. Полезно также подобрать расстояние между каркасами катушек L_2 и L_3 — для получения оптимальной связи контуров входного фильтра при полосе пропускания 100 кГц катушки должны располагаться почти вплотную друг к другу. Регулируя резистор R_1 и слегка изменяя положение катушки связи L_4 , добиваются максимального подавления верхней боковой полосы приема. При правильной регулировке на частотах 800 Гц и 2 кГц появляются точки «бесконечного» подавления, где ослабление сигнала достигает 40 дБ (100 раз по напряжению) и более. Три «всплеска» подавляемой боковой на частотах примерно 300 Гц, 1,5 кГц и 3,3 кГц достигают уровня — 24 дБ (ослабление 16 раз по напряжению). Располагая генератором стандартных сигналов и осциллографом, можно настроить приемник точнее. Последовательность операций при этом остается прежней. Наблюдая (снимая) частотную характеристику приемника в выделяемой нижней боковой полосе, полезно

подкорректировать ее, подбирая емкости конденсаторов $C13$ — $C15$ и $C17$, а также число витков катушки фильтра $L6$. Полоса пропускания должна составлять 500—2600 Гц по уровню — 3 дБ.

На первых порах приемник может работать с любой суррогатной антенной, но для дальнего приема желательно использовать наружную антенну длиной около 40 м (четверть волны). Корпус приемника следует заземлить, например, соединить с трубами водопровода. Уровень сигналов с наружной антенной может возрасти настолько, что понадобится входной аттенуатор. Им может служить переменный резистор с сопротивлением 5—10 кОм, включенный в провод, идущий к гнезду антенны $X1$. Ручку резистора выводят на переднюю панель рядом с гнездом $X1$.

3. УКВ приемник прямого преобразования

При разработке приемника прямого преобразования на диапазон 144—146 МГц приходится учитывать специфические особенности УКВ. Насыщенность диапазона станциями очень мала, поэтому требования к селективности приемника можно несколько снизить. Это позволяет применить в УНЧ приемника активный фильтр и избежать трудоемкого процесса намотки низкочастотных катушек. В то же время уровень внешних шумов мал, а сигналы станций слабы, поэтому чувствительность приемника должна быть предельно высокой. Необходим УВЧ и УНЧ с большим коэффициентом усиления. Принципиальная схема приемника на диапазон 2 м, спроектированного с учетом названных особенностей, приведена на рис. 47.

Входной сигнал от антенны через контур $L1C1$ подается на УВЧ, собранный по каскодной схеме на полевых транзисторах $V1$ и $V2$. На выходе УВЧ включен двухконтурный полосовой фильтр $L2C4$ и $L3C5$, значительно ослабляющий внедиапазонные помехи (сигналы телецентров и т. д.). УВЧ, собранный на полевых транзисторах, отличается высокой линейностью, но имеет небольшой коэффициент усиления. Для повышения усиления транзистор $V2$ можно заменить биполярным, например, типа ГТ311. Если при этом возникнет самовозбуждение, коллектор этого транзистора следует присоединить к отводу катушки $L2$. Смеситель приемника выполнен на встречно-параллельных

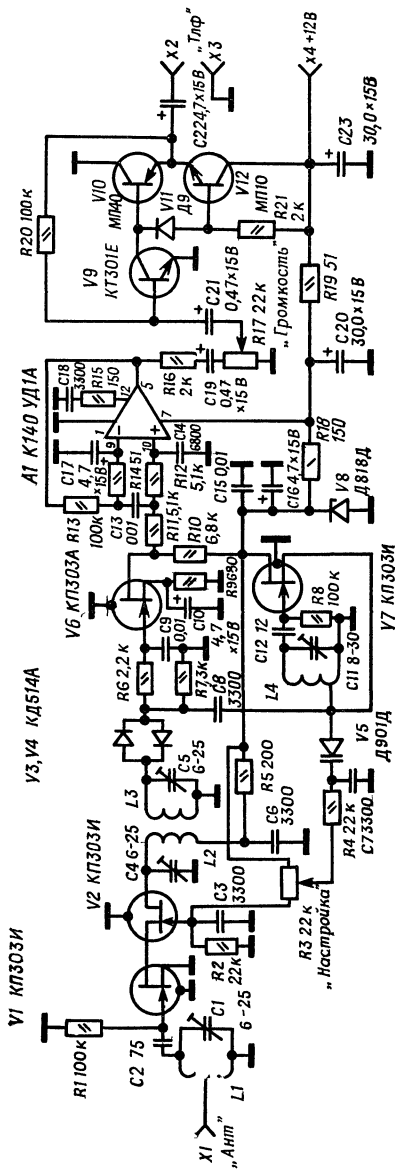


Рис. 47. Принципиальная схема УКВ приемника

диодах $V3, V4$. Гетеродин, собранный на полевом транзисторе $V7$, перестраивается в диапазоне $72-73$ МГц. Для настройки служит варикап $V5$, подключенный к части витков контурной катушки гетеродина $L4$. Изменяя место подключения варикапа, можно изменять и диапазон перестройки в пределах от 100 кГц до нескольких МГц.

В первом каскаде УНЧ установлен мал шумящий полевой транзистор $V6$. Для предварительной фильтрации звуковых сигналов служит цепочка $R6C9$, установленная в цепи его затвора. Усиленный сигнал НЧ подается на основной усилитель — микросхему $A1$. Элементами активного фильтра на входе основного усилителя являются цепочки $R11C13$ и $R12C14$. Напряжение обратной связи, необходимое для работы активного фильтра, получается из выходного напряжения усилителя с помощью делителя $R13R14$. Отношение сопротивлений резисторов делителя примерно равно коэффициенту усиления микросхемы. По постоянному току усилитель охвачен 100% отрицательной обратной связью, стабилизирующей его режим.

Далее усиленный и отфильтрованный НЧ сигнал подается через регулятор громкости $R17$ на оконечный усилитель, собранный по обычной схеме. Он содержит усилитель напряжения на транзисторе $V9$ и двухтактный эмиттерный повторитель на транзисторах $V10$ и $V12$. Диод $V11$ создает небольшое начальное смещение выходных транзисторов, устраняя искажения типа «ступенька». Питается приемник от стабилизированного выпрямителя с выходным напряжением 12,6 В. Потребляемый ток в режиме молчания составляет 25 мА.

В приемнике можно применять транзисторы и операционный усилитель указанных типов с любыми буквенными индексами. Оконечный УНЧ можно собрать на любых низкочастотных транзисторах подходящего типа проводимости. Стабилитрон $V8$ — любого типа, с напряжением стабилизации 8—10 В. В высокочастотной части приемника применены керамические конденсаторы, в УНЧ можно использовать конденсаторы любых типов. Все подстроечные конденсаторы — типа КПК-М (это не лучший выбор, и хотя бы в гетеродине желательнее установить конденсатор $C11$ лучшего качества). Резисторы приемника — типов УЛМ и МЛТ-0,125. Потенциометры $R3$ и $R7$ — типа СП-1.

Катушки приемника намотаны проводом ПЭЛ 0,7. Катушки $L1$ — $L3$ бескаркасные, они наматываются на оправке диаметром 5 мм. $L1$ содержит 5 витков при длине намотки 8 мм, а $L2$ и $L3$ по 4 витка, намотка виток к витку. Каркасом катушки гетеродина служит керамическая трубочка диаметром 5 мм. Провод наматывается с большим натяжением и закрепляется клеем БФ-2 или пайкой к металлизированным участкам керамики (последний вариант, разумеется, лучше). Катушка содержит 6 витков, намотанных виток к витку. Отвод сделан от 1,5 витка. От качества изготовления катушки $L4$ в большой мере зависит стабильность частоты гетеродина.

Приемник смонтирован на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита размерами 220 × 45 мм. Расположение деталей показано на рис. 48. Монтаж выполнен так, чтобы площадь «земляных» проводников была максимальной — это уменьшает паразитные связи и улучшает стабильность приемника. Дорожки между токонесущими участками фольги можно проделать острым ножом или резак. Монтажная плата размещается на прочном шасси или, еще лучше, в закрытой металлической коробке

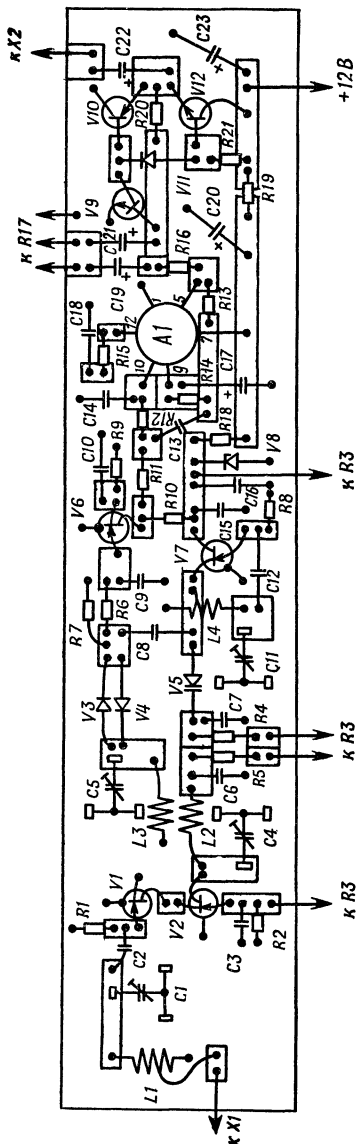


Рис. 48 Печатная плата УКВ приемника

(корпусе). Необходимо позаботиться о механической прочности корпуса и надежности всех электрических контактов между частями конструкции, поскольку от этого зависит стабильность частоты гетеродина. Выводы резисторов $R3$ и $R7$, если они имеют значительную длину, следует провести экранированным проводом.

В отличие от КВ приемника, включив который можно надеяться «хоть что-нибудь да услышать», УКВ приемник нуждается в тщательном налаживании. Сначала измеряют напряжение на эмиттерах транзисторов $V10$, $V12$ и устанавливают его равным половине напряжения питания, подбирая резистор $R20$. Аналогичным образом устанавливают напряжение (6 В) на выходе операционного усилителя (вывод 5 микросхемы), подбирая резистор $R9$ в цепи истока транзистора $V6$. В случае самовозбуждения УНЧ при установке регулятора $R17$ в положение максимальной громкости увеличивают емкость блокировочных конденсаторов $C16$, $C20$ и $C23$, проверяют качество экранировки выводов потенциометра $R17$. Провод, соединенный с выходным гнездом $X2$, не должен проходить близко к цепям затвора транзистора $V6$. При необходимости этот провод

также экранируют. Шум первого каскада нормально работающего УНЧ прослушивается в телефонах довольно громко. Если имеется звуковой генератор, полезно снять частотную характеристику УНЧ, присоединив ЗГ через резистор с сопротивлением 3—10 МОм к точке соединения резисторов R_6 и R_7 . При указанных на принципиальной схеме номиналах деталей УНЧ имеет полосу пропускания 450—2700 Гц по уровню — 3 дБ. Ослабление на частоте 10 кГц составляет 30 дБ.

Для настройки высокочастотной части приемника желательно иметь резонансный волномер, ГИР или УКВ генератор. Частоту гетеродина (72—73 МГц) можно установить, принимая его сигнал на радиовещательный приемник с УКВ диапазоном. Гетеродин прослушивается как несущая мощной станции в паузах передачи. Ротор конденсатора C_{11} при правильной настройке оказывается введенным примерно на $\frac{3}{4}$. Контуры L_3C_5 , L_2C_4 и L_1C_1 настраиваются по максимуму шума на выходе приемника. Роторы конденсаторов этих контуров оказываются введенными примерно на $\frac{1}{3}$. Настройка контуров довольно острая. Контуры можно настроить точнее по максимуму какого-либо сигнала, поданного на вход приемника (частота сигнала 144 МГц). При отсутствии УКВ генератора можно принять гармонику простейшего самодельного кварцевого генератора, работающего на частоте 8, 9, 12, 18 и т. д. МГц. Хорошо прослушивается пятая гармоника генераторов, работающих на частоте 10-метрового диапазона 28,8 МГц. После настройки контуров приемник градуируют с помощью кварцевого калибратора. Шкалу удобно выполнить в виде диска, насаженного на ось потенциометра настройки.

Настроенный приемник имеет высокую чувствительность. При подключении наружной антенны 2-метрового диапазона шум заметно возрастает за счет «шума эфира» даже при отсутствии промышленных помех. Недостатком приемника является невысокая стабильность частоты гетеродина. При приеме SSB станций необходимо часто подстраиваться. Телеграфные станции принимаются гораздо лучше, тон их достаточно чистый. Однако при больших изменениях температуры и питающего напряжения уход частоты гетеродина может достигать десятков кГц. Поэтому для периодической проверки калибровки шкалы полезно иметь опорный сигнал с известной частотой,

полученной от кварцевого калибратора или простейшего кварцевого гетеродина. Опорным генератором с успехом может служить задающий генератор телеграфного передатчика с кварцевой стабилизацией частоты. Если же в передатчике уже имеется перестраиваемый генератор, его сигнал можно подать на смеситель приемника, построив таким образом трансивер прямого преобразования. Транзистор *V7* и варикап *V5* в приемник в этом случае не устанавливаются, а контур *L4C11* связывается с промежуточным каскадом передатчика, настроенным на частоту 72 МГц. Перестраиваемый задающий генератор можно построить по схеме кварцевого генератора с уводом частоты (*VXO*) или по схеме со смещением сигналов кварцевого и планового гетеродинов.

При работе приемника в составе радиостанции необходимо позаботиться о защите транзисторов УВЧ от мощного сигнала передатчика. Желательно применить антенное реле с малой емкостью контактов. Для ограничения просочившегося сигнала контур *L1C1* полезно зашунтировать парой встречно-параллельных кремниевых диодов (например, типа КД503).

Описанный приемник можно выполнить и портативным для проведения экспериментов по УКВ связи, «охоты на лис» и т. д. Стабилитрон *V8* в этом случае исключается, а для питания используется батарея напряжением 9 В.

4. Некоторые советы конструктору приемников

Постройка любого прибора, в том числе и приемника прямого преобразования, начинается с проектирования—составления схемы и обдумывания его конструкции. Многие радиолюбители точно копируют уже построенный и описанный приемник, другие подходят к работе творчески, разрабатывая собственную схему и конструкцию. Это различие во многом определяется целями, поставленными радиолюбителем. Слепое копирование оправдано лишь в том случае, когда целью работы является получение готового приемника, например, для наблюдения за работой любительских станций, рассылки карточек-квитанций, получения дипломов и т. д. Копирование уже разработанной конструкции сравнительно мало дает для самообразования радиолюбителя, расширения его знаний

в области радиотехники и приобретения практического опыта. Это особенно верно в том случае, когда прибор начинает работать сразу, почти без налаживания. Если же построенный прибор сразу не работает, конструктору приходится думать, решать ряд проблем, т. е. в конечном итоге приобретать знания и опыт. Наиболее полезно (хотя и более трудно) для самоусовершенствования конструирование оригинального прибора, хотя бы из готовых схемных узлов и блоков. Часто к самостоятельному конструированию приходится прибегать и по причине отсутствия нужных для повторения прибора деталей. В этом разделе мы и попытаемся дать некоторые советы и полезные рекомендации энтузиастам самостоятельного конструирования.

Все конструкции и отдельные элементы схем приемников прямого преобразования, описанные в предыдущих разделах, были построены и испытаны. Но это вовсе не исключает дальнейшей творческой работы даже при их повторении. Дело в том, что описанные схемные элементы допускают соединение между собой в различных сочетаниях и ими можно пользоваться как «радиоконструктором», составляя приемлемый проект приемника. Например, приемник сравнительно высокого класса получается при использовании УВЧ по схеме рис. 16, смесителя по схеме рис. 21, двухзвенного ФНЧ, показанного на рис. 29 и УНЧ по схеме рис. 32. Гетеродин с буферным каскадом этого приемника можно выполнить на полевых транзисторах по схемам рис. 24 и рис. 25. Дальнейшее усовершенствование приемника состоит в использовании однополосного фазового смесителя.

В любом случае проектирование приемника следует начинать с формулировки технических требований к нему. Необходимо выбрать диапазоны волн, требуемое значение чувствительности, селективности, выходной мощности и т. д. Надо решить вопрос о включении в схему приемника УВЧ, телеграфного фильтра, системы АРУ и прочих вспомогательных устройств. Исходя из сформулированных требований легко выбрать и подходящие схемные решения. На выбор же технических требований оказывает большое влияние целевое назначение приемника. Можно выделить три основных варианта выполнения приемника прямого преобразования. Во-первых, это портативный прибор с батарейным питанием, предназначенный для приема станций в походных условиях, наблюдения за распространением

радиоволн, контроля диаграмм направленности антенн, охоты на лис и тому подобных целей. Такой приемник обычно выполняется однодиапазонным, по простой схеме, с малым потреблением тока от батарей питания. Вход приемника должен допускать согласование с различными, в том числе и короткими штыревыми антеннами. Пригодна входная цепь, выполненная по схеме рис. 10, или двухконтурный входной фильтр с первым контуром, выполненным также по схеме рис. 10. Емкость конденсатора связи следует несколько увеличить, а ручку его вывести на переднюю панель для удобства регулировки. Конструкция приемника должна быть достаточно жесткой и герметичной. Польза и ценность портативного приемника несомненны. Уместно отметить, что при запуске первых радиоловительских спутников серии РС для контроля работы бортового ретранслятора непосредственно перед стартом служил именно портативный приемник прямого преобразования с батарейным питанием.

Другой вариант целевого назначения приемника прямого преобразования — это вспомогательный приемник домашней радиостанции или приемник коротковолновика-наблюдателя. Если на радиостанции используется трансивер, то вспомогательный приемник совершенно необходим для периодического контроля качества своей передачи, проверки калибровки шкалы и тому подобных наладочных работ. Приемник прямого преобразования подходит для этой цели лучше всего благодаря присущим ему высокой линейности, хорошему качеству приема и отсутствию побочных каналов. Кроме того, гетеродин вспомогательного приемника прямого преобразования может служить отличным сигнал-генератором для основного приемника станции при проверке чувствительности, границ перестройки и других параметров последнего. Вспомогательный приемник можно выполнить по различным схемам, от самых простых до сложных. Он может иметь один или несколько диапазонов, в зависимости от желаний и вкусов радиоловителя.

Наконец, третий вариант — это основной приемник станции. Он также может иметь один диапазон, например 160 или 10 м, или несколько диапазонов. Здесь уже желательно использование относительно сложных и наиболее совершенных схем из числа описанных в этой книге. На входе приемника следует предусмотреть защиту от мощных сиг-

налов собственного передатчика. Простейшим средством защиты могут служить два встречно-параллельных кремниевых диода, подключенных параллельно контуру входного фильтра. Следует также установить цепь коммутации усиления, работающую от переключателя прием-передача. Для снижения усиления приемника при работе на передаче можно подавать запирающее напряжение на транзистор УВЧ приемника или шунтировать входную цепь диодами, смещаемыми в прямом направлении. Очень хорошие результаты дает аттенуатор на $p-i-n$ диоде, установленный между клеммой антенны и входным фильтром. Усиление УНЧ также полезно снижать с помощью цепи, аналогичной цепи АРУ в усилителе по схеме рис. 32. При правильной работе цепи коммутации усиления сигнал собственного передатчика должен прослушиваться с высоким качеством, так же, как сигнал близко расположенной станции, проходящей с $S_9 + 20$ дБ. В достижении этой цели важную роль играет взаимная экранировка передатчика и приемника, а также развязка проводов питания от наводимых на них высокочастотных токов.

Остановимся теперь на проблеме постройки многодиапазонных приемников. В книге такие приемники не описаны, но принципиальных трудностей здесь нет, и все необходимые предпосылки для создания таких конструкций были даны. Можно пойти традиционным путем, переключая контуры гетеродина и входного фильтра с помощью обычного галетного или кнопочного переключателя. Переключать лучше не катушки или конденсаторы, а целиком настроенные контуры. В этом случае удастся сохранить постоянным характеристическое сопротивление контуров при переходе от диапазона к диапазону. Напомним, что емкость контурного конденсатора должна возрастать пропорционально длине волны, а число витков катушки — пропорционально корню квадратному из этой величины. Постоянство характеристического сопротивления контуров гарантирует хорошее согласование тракта антенна — вход УНЧ на всех диапазонах, что важно для получения максимальной чувствительности.

Если на входе приемника устанавливаются полосовые фильтры, то переключать лучше всего весь фильтр. При этом достаточно всего двух групп контактов переключателя диапазонов, одна из которых переключает антенну, а другая — вход УВЧ или смесителя. Кроме того, установив отдельный

полосовой фильтр для каждого диапазона, можно настроить его наилучшим образом, обеспечив высокую селективность. Желательно всемерно уменьшить паразитную связь между цепями антенны и входа УВЧ, чтобы предотвратить непосредственное прохождение мешающих сигналов, минуя фильтр. Конструктивно входные фильтры и контуры гетеродина следует располагать так, чтобы длина проводников, идущих к контактам переключателя, была минимальной. Фильтры и контуры гетеродина желательно поместить в отдельные экраны. Симметрирующие трансформаторы смесителя изготавливаются применительно к самому низкочастотному диапазону и переключений, как правило, не требуют. Первичную и вторичную обмотки трансформаторов следует наматывать одновременно двумя проводниками, сложенными вместе, чтобы качество трансформатора на высоких частотах не ухудшалось.

Гетеродины, выполненные только на один диапазон, имеют, как правило, лучшую стабильность частоты, так как их монтаж получается компактнее и жестче, а в конструкции отсутствуют подвижные контакты. Из этих соображений связанные многодиапазонные приемники часто выполняют по схеме с двойным преобразованием частоты, причем первый, переключаемый гетеродин имеет кварцевую стабилизацию частоты, а второй, плавный, не переключается. По этому пути можно пойти и при конструировании приемника прямого преобразования. Собственно приемник в этом случае выполняется однодиапазонным, на самый низкочастотный диапазон. Для работы на других диапазонах изготавливается конвертер с кварцевой стабилизацией частоты гетеродина. Несмотря на многие очевидные достоинства, такой конструкции свойственны и недостатки, связанные с наличием двух гетеродинов и возможностью появления интерференционных и комбинационных помех. В частности, гармоники плавного гетеродина могут попадать на частоту настройки приемника, вызывая очень сильные свисты.

Имеется и другая возможность использования однодиапазонного гетеродина в многодиапазонном приемнике. Частоты любительских КВ диапазонов образуют правильную геометрическую прогрессию, такую, что гармоники одного диапазона попадают на частоты других, более коротковолновых диапазонов. Такое распределение частот не случайно — оно сложилось исторически, в связи с широким

использованием передатчиков с умножением частоты однопериодного задающего генератора. Для обычного супергетеродина с высокой ПЧ от такого распределения частот диапазонов никакой пользы нет, поскольку частоты гетеродина, сдвинутые на величину ПЧ, уже не образуют правильной геометрической последовательности. Иное дело в приемнике прямого преобразования, где гетеродин работает на частоте сигнала и где с успехом можно применить умножение частоты гетеродина в буферных каскадах. Гетеродин в этом случае должен работать на частотах самого длинноволнового диапазона, например, 3,5—3,65 МГц, а частоты других диапазонов получаются умножением на 2 (7—7,3 МГц), на 4 (14—14,6 МГц), на 6 (21—21,9 МГц) и на 8 (28—29,2 МГц). Более того, используя свойство смесителя работать на гармониках частоты гетеродина, можно обойтись вообще без умножения частоты. Лучше всего на гармониках работает смеситель, выполненный по схеме рис. 21, при условии замены индуктивно связанных катушек L_2 и L_3 высокочастотным трансформатором, намотанным на ферритовом кольце. Благодаря наличию цепи автоматического смещения ток через диоды в этом смесителе носит характер коротких импульсов, богатых гармониками, что и обеспечивает преобразование не только основной частоты, но и ее гармоник. Были проведены измерения коэффициента передачи этого смесителя при работе на основной частоте 7 МГц и ее гармониках 14, 21 и 28 МГц. Уменьшение коэффициента передачи при переходе на высокочастотные диапазоны составило менее 3 дБ. Частота гетеродина составляла (в соответствии с принципом работы смесителя) половину основной частоты, т. е. 3,5 МГц. Этот эксперимент показывает, что четырехдиапазонный приемник вполне можно сконструировать с однодиапазонным гетеродином, установив лишь на входе приемника переключаемые входные фильтры. Для хорошего подавления сигналов соседних диапазонов, которые в смесителе преобразуются не хуже, чем полезные, входные фильтры желательно выполнить трехконтурными. На длинноволновых диапазонах (160 и 80 м) контуры гетеродина можно сделать и переключаемыми, поскольку на низких частотах ввиду большой индуктивности контурных катушек влияние соединительных проводов невелико.

Высокочастотную часть многодиапазонного приемника можно выполнить и еще одним, весьма современным спо-

собом. Поскольку эта часть проста и содержит немного деталей, выгодно переключать целые входные блоки, отдельные для каждого диапазона. Эти блоки будут содержать входной фильтр, возможно, УВЧ, смеситель и гетеродин. Общими при этом остаются ФНЧ и УНЧ. Если смесители однополосные, то НЧ фазовращатель будет также общим. Высокочастотные блоки при таком построении приемника можно оптимизировать для каждого диапазона, установив требуемые чувствительность, селективность входного фильтра, диапазон перестройки и т. д. Нарращивать число диапазонов приемника можно и постепенно, по мере изготовления и налаживания высокочастотных блоков. Приемник может иметь как КВ, так и УКВ, и даже СВЧ диапазоны. Настройку приемника лучше всего осуществлять электронным способом, с помощью варикапов, поскольку от одного потенциометра настройки можно снять управляющее напряжение на множество гетеродинов, установленных в высокочастотных блоках.

Изготовив первый приемник прямого преобразования, многие радиолюбители задаются вопросом, можно ли его усовершенствовать и получить параметры, не уступающие или даже превосходящие параметры связных супергетеродинов высокого класса. В предыдущих главах мы показали, что это вполне возможно. Заметим только, что приведенные рекомендации и выводы не являются окончательными — техника ведь не стоит на месте — и следует ожидать разработки еще более совершенных схем. В частности, многих не устраивает сравнительно невысокое подавление ненужной боковой полосы фазовыми смесителями. Возможным решением проблемы будет разработка фазофильтрового метода выделения нужной полосы частот применительно к приемникам прямого преобразования.

Суть фазофильтрового метода состоит в следующем: входной сигнал преобразуется в низкую частоту двумя параллельно включенными смесителями, гетеродинные напряжения на которых сдвинуты по фазе одно относительно другого на 90° . Выходные напряжения смесителей фильтруются двумя отдельными ФНЧ, усиливаются и подаются на два других, низкочастотных смесителя, выходные сигналы которых далее складываются и подаются на общий окончательный УНЧ. Гетеродинные напряжения вторых смесителей также сдвинуты по фазе на 90° , а частота второго гетеродина лежит в середине звукового диапазона (около 1600 Гц).

Полоса пропускания ФНЧ выбирается узкой, порядка 1200 Гц, а частота первого гетеродина устанавливается в центре принимаемой полосы частот. Благодаря действию двух однополосных преобразователей, высокочастотного и низкочастотного, ВЧ спектр сигнала переносится на НЧ без искажения, а полоса пропускания всего приемника составляет в рассматриваемом случае 2400 Гц. Ввиду ограниченного объема книги мы не будем более детально анализировать фазофильтровый приемник, тем более что практические конструкции еще не испытывались. Расчет, однако, показывает, что при использовании двухзвенных ФНЧ (см. рис. 29) с частотой среза 1200 Гц подавление ненужной боковой получается больше 50 дБ, а коэффициент прямоугольности кривой селективности приемника по уровням 6/60 дБ — лучше 1,5. По этим параметрам фазофильтровый приемник не должен уступать хорошему супергетеродину с ЭМФ или кварцевым фильтром в тракте ПЧ. К слову заметим, что разница в 50 дБ — это разница между уровнями сигналов, один из которых «слышен громко», а другой «практически неразличим».

При разработке фазофильтрового приемника придется решить ряд проблем, связанных с получением идентичных характеристик двух НЧ каналов, подавлением сигнала второго гетеродина, просочившегося в УНЧ и т. д. Эти проблемы вполне разрешимы. Неидентичность каналов и неточность фазовых сдвигов в фазофильтровом приемнике не приводит к снижению селективности, а лишь ухудшает качество принятого сигнала. Введение фильтра-пробки на частоту 1500 Гц также практически не ухудшает разборчивости речи.

Высокую точность фазового сдвига на 90° гетеродинных сигналов можно получить с помощью элементов цифровой техники. Простейший цифровой фазовращатель содержит два триггера, на которые поданы противофазные сигналы ВЧ. На выходах триггеров получаются два сигнала с половинной частотой и сдвигом фаз 90° . Лучше триггера включить по схеме делителя частоты на 4, чтобы из одного входного сигнала получить четыре выходных прямоугольных напряжения с фазами 0° , 90° , 180° и 270° . Частота выходных сигналов в четыре раза ниже входной. Этот фазовращатель описан в статье УАБХАС («Радио», № 12, 1978). Цифровые фазовращатели не требуют регулировки, они

особенно хорошо подходят для фазофильтрового приемника.

Очень интересной для радиолюбителей-коротковолнщиков проблемой является конструирование трансиверов прямого преобразования. Поскольку гетеродин приемника работает на частоте сигнала, он с успехом может использоваться в качестве задающего генератора передатчика. Остается добавить лишь усилитель мощности, манипулируемый телеграфным ключом. В телеграфном трансивере прямого преобразования автоматически получается синхронная перестройка частоты передатчика и приемника, а также полудуплексный режим работы. При приеме желательно ввести подстройку частоты гетеродина в пределах ± 5 КГц с помощью варикапа. Усилитель мощности трансивера выполняется на транзисторах с использованием ферритовых трансформаторов для межкаскадной связи. Такие усилители очень широкополосны и могут работать в нескольких диапазонах без переключений. Для фильтрации гармоник между выходным каскадом и антенной следует установить полосовой фильтр. Можно использовать один и тот же фильтр как выходной для передатчика и как входной для приемника. Одно время на радиостанции автора *РАЗААЕ* с успехом использовался телеграфный трансивер на диапазон 10 м, содержащий всего четыре транзистора. Удавались связи на расстояние в несколько тысяч километров.

Создание однополосного трансивера сложнее, но и интереснее. Основой трансивера может служить однополосный смеситель, описанный в третьей главе. Первая такая конструкция была сделана и опробована *БА2FB* («Радио», № 10, 1978 и № 7, 1979). Поле деятельности для радиолюбителей здесь велико и нераскрытых возможностей для улучшения параметров трансивера еще очень много. В частности, весьма перспективна разработка фазофильтрового трансивера прямого преобразования.

В заключение необходимо немного поговорить о конструктивном выполнении приемников и трансиверов прямого преобразования. Технология изготовления и налаживания любительских конструкций сильно отличается от заводской, поэтому не следует копировать конструктивные варианты выполнения промышленных приборов. Например, если для доступа к монтажу необходимо достать прибор из корпуса, отсоединить ряд клемм и опаять провода, идущие к органам управления, то такая конструкция явно не при-

годна. По мнению автора, лучший вариант конструктивно-го выполнения радиолобительского прибора состоит в следующем: корпус прибора, состоящий из боковых, передней и задней панелей, выполняется жестким и неразборным. На передней панели располагаются органы управления, а на задней — разъем антенны и клемм питания. Гнезда телефонов можно расположить как на передней, так и на задней панели, в зависимости от вкуса конструктора. Монтажная плата из фольгированного стеклотекстолита или гетинакса устанавливается горизонтально и крепится к боковым, а возможно и к задней панели с помощью дюралюминиевых уголков. Завершают конструкцию съемные верхняя и нижняя крышки, обеспечивающие полную экранировку прибора. Сняв эти крышки, можно производить любые монтажные и наладочные работы, ничего не отсоединяя и не нарушая работоспособности устройства, поскольку обеспечивается свободный доступ к обеим сторонам монтажной платы. Вся конструкция получается плоской, компактной и отвечает требованиям современного дизайна.

Монтажных плат в конструкции может быть и несколько. Все они устанавливаются горизонтально на одном уровне (на 15—20 мм выше нижней крышки). При необходимости платы могут быть разделены вертикальными экранирующими перегородками. Боковые и переднюю панели лучше всего изготовить из дюралюминия толщиной 5 мм. Крепежные винты в этом случае можно завинчивать в торец панелей, просверлив предварительно отверстие на глубину 10—15 мм и нарезав в нем резьбу М3. Вся конструкция получается очень жесткой. Идеальным в этом отношении было бы литое шасси, однако изготовить его в любительских условиях не представляется возможным, разве что удастся подобрать готовое.

Сетевой блок питания во избежание возможных наводок лучше выполнить в виде отдельной конструкции.

В этой небольшой книге автор попытался дать необходимый минимум сведений, нужных для сознательного и правильного конструирования связанных приемников прямого преобразования. Рассматривались только асинхронные приемники *CW* и *SSB* сигналов. Совершенно не затронуты вопросы приема модулированных сигналов, не рассмотрены другие типы приемников прямого преобразования. Этот круг проблем слишком широк для одной книги. Укажем

лишь основные известные классы приемников прямого преобразования:

синхронные приемники АМ сигналов, гетеродин которых жестко синхронизирован с несущей сигнала. Они позволяют получить высокую селективность и в то же время избавиться от селективных замираний, сильно ухудшающих качество приема на средних и коротких волнах;

синхронные приемники ЧМ сигналов, основой которых является система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Они обеспечивают высококачественный прием при простой схеме и минимуме настроенных высокочастотных цепей;

асинхронные приемники АМ и ЧМ сигналов, где фазовой синхронизацией гетеродина не предусмотрено, а обработка и демодуляция принятого сигнала производится на низкой частоте.

В любительской связи подобные приемники (которые и вообще исследованы очень мало) еще не использовались, хотя они могли бы облегчить проблему внедрения, например УКВ ЧМ связи.

Дальнейшее развитие техники прямого преобразования можно связать с переходом к интегральным аналоговым и цифровым микросхемам (подобно тому, как первый толчок был дан переходом от ламп к транзисторам). Среди намечающихся общих тенденций надо отметить отказ от традиционных контуров с катушками индуктивности, переходе к новым, пусть даже сложным методам обработки сигналов, цифровому синтезированию частот гетеродинов и т. д. Техника прямого преобразования, где обработка сигналов происходит в основном на низких частотах, отвечает этим тенденциям как нельзя лучше. Хочется пожелать радиолюбителям больших успехов на этом поприще.

Автор заранее благодарен всем радиолюбителям за отзывы о книге, замечания и пожелания. Просьба направлять их по адресу: 129110, Москва, Трифоновская, 34, Издательство ДОСААФ СССР.

Список литературы

1. М о м о т Е. Г. Проблемы и техника синхронного радиоприема.— М., Связьиздат, 1961.
2. П а в л о в Б. А. Синхронный прием.— М., Энергия, 1977.
3. П о л я к о в В. Приемник прямого преобразования на 28 МГц.— «Радио», 1973, № 7.
4. П о л я к о в В. SSB приемник прямого преобразования.— «Радио», 1974, № 10.
5. П о л я к о в В. Т. Однополосный модулятор-демодулятор.— «Радиотехника», т. 29, 1974, № 10.
6. П о л я к о в В. Смеситель приемника прямого преобразования.— «Радио», 1976, № 12.
7. П о л я к о в В. Приемник прямого преобразования.— «Радио», 1977, № 11.
8. П о л я к о в В. Приемник прямого преобразования на 28 МГц для космической связи.— «Радио», 1978, № 12.
9. С м и р н о в Л. Радиостанция для многоборья.— «Радио», 1976, № 2.
10. Т о м с о н Т., Л и н д е В. Техника прямого преобразования ждет экспериментаторов.— «Радио», 1972, № 8.
11. Ч и с т я к о в Н. И., С и д о р о в В. М. Радиоприемные устройства.— М., Связь, 1974.
12. Ш т е й н Б. Б., Ч е р н я к Н. А. Однополосная модуляция с помощью фазовых схем.— М., Связьиздат, 1962.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
Глава первая Принцип действия и параметры приемника прямого преобразования	6
1. Структурная схема приемника и виды принимаемых сигналов	6
2. Сравнение с супергетеродином	9
3. Параметры приемника прямого преобразования	13
Глава вторая. Элементы схем приемников	22
1. Входные цепи и УВЧ	22
2. Смесители	26
3. Гетеродины	33
4. Фильтры звуковых частот	37
5. Усилители низкой частоты	40
Глава третья. Однополосный прием	44
1. Принцип действия однополосного смесителя	44
2. Фазовращатели	47
3. Схема, изготовление и налаживание однополосного смесителя	51
Глава четвертая. Практические конструкции	55
1. Простой приемник на диапазон 10 м	55
2. Однополосный приемник на диапазон 160 м	58
3. УКВ приемник прямого преобразования	63
4. Некоторые советы конструктору приемников	68
Список литературы	79

Владимир Тимофеевич Поляков

ПРИЕМНИКИ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ СВЯЗИ

Редактор Л. И. Карнозов
Обложка художника Г. С. Богачева
Художественный редактор Т. А. Хитрова
Технический редактор Д. А. Стеганцева
Корректор П. Б. Иванецкая

Слано в набор 19.04.80. Подписано в печать 16.09.80. Г-30620.
Формат 84×108^{1/32}. Бумага типографская №2. Гарнитура литературная
Печать высокая Усл. п. л. 4,20. Уч.-изд. л. 4,04. Тираж 100 000
№ заказа 1417. Цена 30 к. Изд. № 2/204

Ордена «Знак Почета» Издательство ДОСААФ СССР
129110, Москва, И-110, Трифоновская ул., д. 34.

Отпечатано с матриц Головного предприятия на Киевской
книжной фабрике РПО «Полиграфкнига» Госкомиздата УССР,
ул. Воровского, 24