

СПРАВОЧНИК КОРОТКОВОЛНОВИКА

СПРАВОЧНИК  
КОРОТКОВОЛНОВИКА

ИЗДАТЕЛЬСТВО ДОСЛАФ  
МОСКВА — 1959

Ф. БУРДЕЙНЫЙ (UA3-1), Н. КАЗАНСКИЙ (UA3AF),  
А. КАМАЛЯГИН (UA4IF), К. ШУЛЬГИН (UA3DA)

# СПРАВОЧНИК КОРОТКОВОЛНОВИКА

*(СПРАВОЧНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ  
ДЛЯ РАДИОЛЮБИТЕЛЕЙ)*

ИЗДАНИЕ ТРЕТЬЕ;  
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ

ИЗДАТЕЛЬСТВО ДОСААФ  

---

Москва — 1959

Справочник коротковолновика предназначен для радиолюбителей, начинающих работу в области коротких и ультракоротких волн и знакомых с основами электрорадиотехники.

В Справочнике освещается работа коротковолновиков, приводятся краткие данные о распространении радиоволн, рассматриваются физические явления, происходящие в приемниках и передатчиках, дается описание источников питания радиостанций и различных конструкций приемников, передатчиков, антенных устройств.

Глава I написана Ф. Бурдейным и Н. Казанским, главы II и IV — К. Шульгиным, глава III — А. Камалягиным, глава V — Н. Казанским и К. Шульгиным, глава VI — Н. Казанским.

Все замечания и пожелания по Справочнику коротковолновика просьба направлять по адресу: Москва, Б-66, Ново-Рязанская, 26, Издательство ДОСААФ.

*Федор Иванович Бурдейный,  
Николай Валентинович Казанский,  
Александр Федорович Камалягин,  
Константин Александрович Шульгин.*

## СПРАВОЧНИК КОРОТКОВОЛНОВИКА

Редакторы *А. А. Васильев, Л. В. Троицкий*  
Техн. редактор *М. С. Карякина*

Худож. редактор *Б. А. Васильев*  
Корректор *К. А. Мешкова*

Г-51145

Сдано в набор 10/V—58.

Подписано к печати 10/II—59

Бумага 60×92<sup>1</sup>/<sub>16</sub>

30,0 физ. и усл. печ. л. + вкладка

Уч.-изд. л. 28,94

Изд. № 1/1342

Тираж 75000 экз.

Цена 10 руб. в переплете

Издательство ДОСААФ. Москва, Б-66, Ново-Рязанская ул., д. 26

1-я типография Трансжелдориздата МПС, Москва, Б. Переяславская, 46. Зак. 473

Отпечатано с готовых матриц в типографии имени Смирнова, г. Смоленск.  
Заказ № 5589.

## ВВЕДЕНИЕ

Советское правительство и Коммунистическая партия уделяют большое внимание развитию радиолобительства. Убедительным подтверждением сказанного служит постановление правительства об установлении Дня радио. В этом постановлении говорится: «Учитывая важнейшую роль радио в культурной и политической жизни населения и для обороны страны, в целях популяризации достижений отечественной науки и техники в области радио и поощрения радиолобительства среди широких слоев населения, установить 7 мая ежегодный День радио».

Наша страна — родина радио. Гениальный изобретатель радио А. С. Попов первый дал миру это великое достижение техники, а целая плеяда талантливейших русских ученых способствовала в дальнейшем быстрейшему развитию радиотехники.

Партия и правительство создали все условия для плодотворной работы в области радио, для претворения в жизнь передовых технических идей и реализации достижений отечественной науки. Благодаря этому наша страна является также родиной самого массового радиолобительства.

Советские радиолюбители-коротковолновики занимаются радиотехникой, ведут работу в радиоклубах, держат дальние радиосвязи, но это не является для них самоцелью. Все приобретенные в процессе занятия радиотехникой и радиолобительством навыки служат росту квалификации и мастерства советского коротковолновика, которые в любой момент могут быть использованы на благо нашей социалистической Родины.

Суровое испытание — Великую Отечественную войну против немецких фашистов — с честью прошли и советские радиолюбители.

Радиолюбители-коротковолновики находились на самых ответственных участках фронта. Сотни тысяч радистов-операторов за годы войны были подготовлены в школах и клубах Осоавиахима. Тысячи радиолюбителей за обеспечение радиосвязи на фронтах Великой Отечественной войны награждены орденами и медалями Советского Союза.

Окончилась война. Страна приступила к мирному строительству. Тысячи юношей и девушек стали заниматься радиолобительством, отдавая свой досуг этому интереснейшему делу.

Во всех крупных городах Советского Союза открылись радиоклубы Добровольного общества содействия армии, авиации и флоту. Вновь развернули свою работу тысячи радиокружков, учебных групп и радиокурсов, возобновилось проведение все-союзных радиовыставок, конкурсов радистов, соревнований коротковолнников. В послевоенный период советские радиолюбители добились новых успехов.

Уже на первой послевоенной радиовыставке творчества радиолюбителей-конструкторов, проведенной в 1947 г., были продемонстрированы интересные и оригинальные конструкции различной радиоаппаратуры.

Ведущую роль в семье советских радиолюбителей занимают коротковолнники, как наиболее подготовленные конструкторы и спортсмены радиосвязи. Нет почти ни одного города, где не было бы коротковолнника.

Об активности советских коротковолнников наглядно свидетельствует широкий обмен карточками-квитанциями (QSL-карточками), удостоверяющими факт проведения радиосвязи или радиоприема. Только за 1956 г. советские коротковолнники получили 398 359 и отправили 349 327 карточек.

Больших успехов советские коротковолнники добились и в своей спортивной работе. В 1956 г. в традиционных радиотелефонных соревнованиях отличных успехов добились коротковолнники Москвы, в третий раз завоевавшие переходящий кубок Центрального радиоклуба ДОСААФ СССР.

Одним из самых интересных соревнований 1957 г. являлся так называемый «Полевой день» — всесоюзные соревнования советских ультракоротковолнников на приз журнала «Радио». В один из субботних дней августа более чем в 80 областях Советского Союза свыше 600 УКВ радиостанций были вынесены на поля, в леса и горы. И вновь радиолюбители доказали полную возможность проведения дальних связей на маломощных (2—5 *вт*) УКВ радиостанциях.

Приз журнала «Радио» завоевал дружный коллектив Уфимского радиоклуба, выставивший более 40 участников соревнований.

Блестящего успеха советские коротковолнники добились также в 1957 г. в традиционных международных соревнованиях, проводимых ежегодно Центральным радиоклубом ДОСААФ СССР в ознаменование «Дня радио». В этих соревнованиях, где участвовали коротковолнники 85 стран мира, команда Советского Союза заняла первое место, оторвавшись от своего ближайшего соперника — сильной команды Чехословакии — почти на 3 800 очков. В личном первенстве победу одержал свердловский коротковолнник Владимир Семенов (UA9DN).

В августе 1957 г. советские коротковолнники приняли участие в международных соревнованиях, организованных Цент-



*А. С. Попов*

ральным радиоклубом Румынской Народной Республики. Большого успеха добились в этих соревнованиях советские радиолюбители. В командном первенстве как по группе операторов передающих радиостанций, так и коротковолнников-наблюдателей первые места завоевали команды спортсменов Советского Союза.

В личном первенстве первые места также были заняты представителями СССР. Из десяти первых мест восемь завоевали коротковолнники СССР. Особенно хорошие результаты показали радиостанции UC2KAB, UB5WF, UB5KBR и др.

В сентябре 1957 г. сотни лучших советских коротковолнников приняли активное участие в международных соревнованиях радиолюбителей, проводившихся Добровольным обществом содействия обороне Народной Республики Болгарии в ознаменование 13-й годовщины освобождения Болгарии Советской Армией.

Советские радиолюбители добились отличных успехов в этих соревнованиях. Неоднократный чемпион ДОСААФ по радиосвязи мастер радиолюбительского спорта В. Гончарский (UB5WF) провел за 6 часов более 250 радиосвязей. 172 радиосвязи провели операторы коллективной станции Киевского радиоклуба ДОСААФ (UB5КАА). Более 40 операторов различных любительских КВ станций Советского Союза провели от 100 до 125 радиосвязей.

Большой популярностью у советских коротковолнников пользуются постоянные соревнования на установление радиосвязей с представителями 100 областей Союза ССР. Число участников этих соревнований, требующих большого мастерства, оперативности, отличного знания условий прохождения радиоволн, превышает 1 000 человек. Более 10 советских коротковолнников получили за эти соревнования почетные дипломы.

Советский Союз — первая страна в мире, где спортивное движение радистов-скоростников получило такой широкий размах.

Лучшей школой для совершенствования радиста, где он овладевает мастерством приема и передачи телеграфной азбуки со сверхвысокими скоростями, являются ежегодные соревнования радистов-операторов, проводимые организациями ДОСААФ. В этих соревнованиях принимают участие несколько десятков тысяч человек.

Активное участие советские коротковолнники приняли в проведении наблюдений за сигналами искусственных спутников Земли. В течение всего времени, пока работали радиопередатчики спутников, тысячи радиолюбителей ни на минуту не прекращали наблюдений. Многие радиолюбители услышали и голос первого в мире космического корабля, запущенного по направлению к Луне.

Большая и интересная задача стоит сейчас перед радиолюбителями по дальнейшему изучению условий для дальних связей на УКВ, разработке специальных УКВ антенн для дальнего приема, конструированию простой приемной УКВ аппаратуры, разработке радиорелейных станций.

Советские коротковолнники под руководством Коммунистической партии и Советского правительства приложат все усилия, чтобы их труд содействовал борьбе народов Советского Союза за построение коммунистического общества.

---

---

---

Глава I  
ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКИЕ ДИАПАЗОНЫ ВОЛН  
И ИХ РАСПРОСТРАНЕНИЕ

Электромагнитные волны по их особенностям распространения подразделяются на различные диапазоны:

длинные волны . . . . .	выше 3 000 м
средние волны . . . . .	3 000 — 200 »
промежуточные волны . . . . .	200 — 50 »
короткие волны . . . . .	50 — 10 »
ультракороткие волны . . . . .	10 — 1 »
дециметровые волны . . . . .	1 м — 10 см
сантиметровые волны . . . . .	10 — 1 »
микроволны . . . . .	короче 1 »

Радиоволны распространяются двумя путями: вдоль земной поверхности (поверхностная волна) и в ионосфере, окружающей земной шар (пространственная волна).

Энергия, излучаемая антенной передатчика, частично поглощается землей и окружающими предметами (домами, металлическими сооружениями и т. д.), а большая часть ее распространяется в окружающем пространстве в виде электромагнитных волн. Степень поглощения энергии электромагнитных волн земной поверхностью в значительной мере зависит как от характера местности (на море поглощение меньше, над пустынями, большими лесными пространствами — больше), так и от длины волны. Чем короче волна, тем больше поглощается ее энергия земной поверхностью.

Длинные и средние волны распространяются главным образом вдоль поверхности земли (поверхностные волны), следуя за кривизной земного шара (рис. 1). Степень поглощения землей длинных и средних волн сравнительно невелика.

Короткие волны распространяются пространственной волной.

Поверхностная волна, излучаемая коротковолновым передатчиком, сильно поглощаясь землей, быстро затухает. Поэтому связь с помощью поверхностных волн коротковолнового диапазона

можно осуществлять только на небольших расстояниях — порядка 60—80 км.

Пространственная волна на своем пути в ионосфере (на высоте 100—500 км) встречает несколько ионизированных слоев. Электромагнитные волны отражаются от этих слоев и возвращаются обратно на землю (рис. 2).

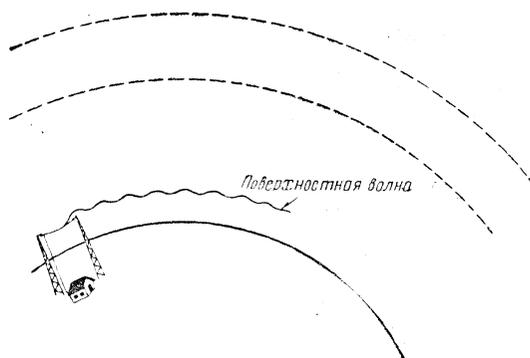


Рис. 1

Пространственная волна в известных случаях может испытывать многократное отражение. Наибольшее перекрываемое расстояние для одного отражения достигает 3 500—4 000 км. Насчитывается, как уже сказано выше, несколько ионизированных слоев.

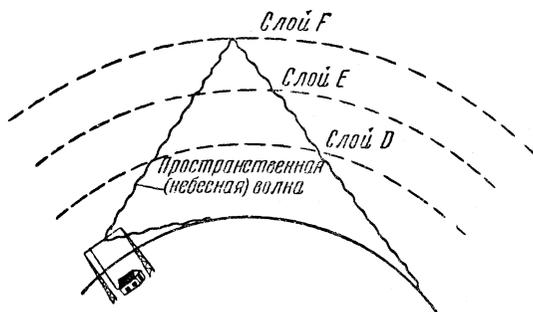


Рис. 2

Первый слой —  $D$  — находится на высоте примерно до 50—60 км и существует только днем; он сравнительно мало изучен и оказывает влияние главным образом на распространение длинных и средних волн. Следующий слой —  $E$  — расположен на высоте около 100 км, а выше него находится слой  $F$ ; расстояние от этого слоя до поверхности земли порядка 240—400 км. Слой  $F$  днем разделяется на два слоя: на  $F_1$ , расположенный на высоте порядка 200—220 км, и  $F_2$  — на высоте 300—400 км. Отражение

волн коротковолнового диапазона происходит главным образом в этих слоях.

Днем проводимость этих слоев больше, а высота их над землей меньше, чем ночью. Летом проводимость и высота над землей этих слоев меньше, чем зимой.

Пространственные волны весьма незначительно поглощаются на своем пути и поэтому на земле в месте падения создают значительную напряженность электромагнитного поля. Это свойство коротких волн и дает возможность при небольших мощностях связываться на значительные расстояния. Пространство от места полного поглощения землей поверхностной волны до места падения отраженной волны называется мертвой зоной, так как здесь передача не слышна (рис. 3).

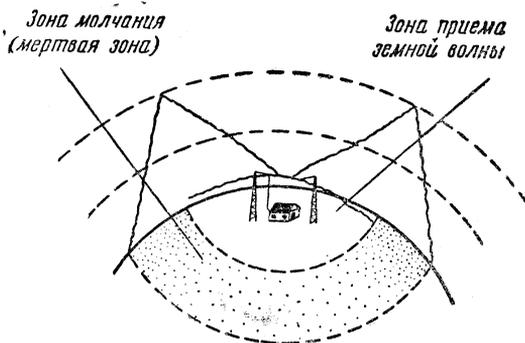


Рис. 3

Величина мертвой зоны зависит от высоты и плотности ионизированного слоя  $F$ . Высота же этого слоя и его плотность зависят от солнечной деятельности и меняются в зависимости от времени года и суток. Днем, когда появляется слой  $F_1$ , поглощаемость радиоволн возрастает, вследствие чего уменьшается радиус действия радиостанции. Ночью ионизированный слой  $F_1$  исчезает, а слой  $F_2$  продолжает существовать, поэтому поглощаемость уменьшается и возрастает радиус действия радиостанции.

Одно из неприятных явлений, наблюдающихся при распространении коротких волн, — это замирание сигнала (рис. 4). Оно часто наблюдается при приеме дальних радиостанций, причем замирание иногда доходит до полного пропадания сигнала.

Явление замирания сигнала объясняется следующим. Передатчик излучает волны под различными углами к поверхности земли, поэтому разные лучи приходят различными путями к приемной антенне, где наводимые ими ЭДС складываются. Но так как эти пути неодинаковы, то волны достигают приемной антенны неодновременно и фазы возбуждаемых ими ЭДС могут

или совпадать или не совпадать. Если ЭДС по фазе совпадает, то громкость возрастает; если же фазы окажутся противоположными, то ЭДС будет вычитаться, что и приведет к частичному или полному замиранию сигнала.

Иногда при приеме на коротких волнах наблюдается так называемое «радиоэхо». Это бывает тогда, когда к месту приема приходит сигнал (волна) по двум различным путям: первым непосредственно от передатчика к приемнику и вторым, обегая вокруг земного шара. Так как второй путь более длинный, то сигнал достигает приемной радиостанции с некоторым опоз-

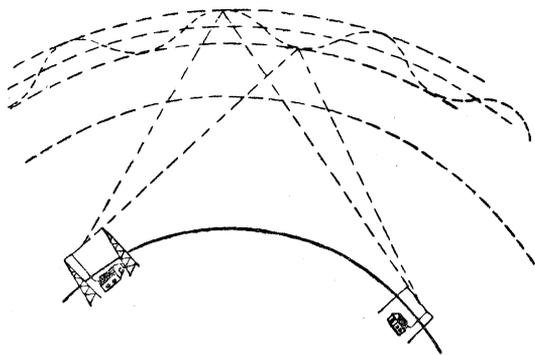


Рис. 4

данием. В результате на приемной радиостанции слышен дважды один и тот же сигнал: первый раз более громко и второй раз значительно слабее.

В годы максимума солнечной деятельности, имеющего 11-летний период, наблюдается улучшение прохождения коротких и ультракоротких волн. Так, в 1928 г. радиолюбители отмечали значительное улучшение прохождения коротких волн длиной 20—30 м. 1939 г. также был характерен устойчивыми дальними связями на волнах 10- и 20-метрового диапазонов.

В период 1946—1948 гг. отмечалось лучшее прохождение волн 10- и 14-метрового диапазонов. На передатчике с небольшой мощностью зимой 1948/1949 г. можно было устанавливать надежные связи на расстоянии порядка 10 000—15 000 км.

В 1957 г. на диапазоне 38—40 Мгц в связи с максимумом солнечной деятельности удавалось проводить очень дальние связи.

Радиосвязь на волнах короче 10 м в основном ведется с помощью поверхностных волн.

Волны ультракоротковолнового диапазона обладают свойствами дифракции и рефракции.

Дифракцией называется свойство волн огибать встречающиеся на пути препятствия, рефракцией — искривление луча вследствие большей скорости распространения волны в верхних

слоях атмосферы по сравнению со скоростью ее распространения в нижних слоях. Это явление подобно преломлению световых лучей при прохождении через стеклянную призму или линзу.

Ультракороткие волны в настоящее время применяются для передачи изображений (телевидение).

Для работы на коротких и ультракоротких волнах радиолюбителям отведен ряд узких диапазонов (табл. 1).

Таблица 1

ДИАПАЗОНЫ, ОТВЕДЕННЫЕ ДЛЯ РАБОТЫ ЛЮБИТЕЛЬСКИХ РАДИОСТАНЦИЙ

Длина волны, м	Частота, кГц	Длина волны, м	Частота, кГц
0,70—0,72	420 000—425 000	20,83—21,43	14 400—14 000
2,00—2,10	144 000—146 000	42,25—42,86	7 100— 7 000
7,00—7,5	38 000— 40 000	83,34—85,71	3 600— 3 500
10,34—10,71	29 000— 28 000	166,56—174,9	1 800— 1 715
13,99—14,20	21 450— 21 100		

Диапазон 7,0—7,5 м (38—40 Мгц) является ультракоротковолновым. Он используется радиолюбителями для ведения связи в пределах одного населенного пункта и для опытной работы на расстояниях порядка 1 000—2 500 км. Этот диапазон представляет большой интерес для проведения опытов как с приемо-передающей аппаратурой, так и с излучающими системами, особенно для дальних связей в годы максимума солнечной деятельности.

Больших успехов в работе на диапазоне 38—40 Мгц добились советские ультракоротковолновики в 1957 г. В период подготовки к «Полевому дню 1957 г.» и во время «Полевого дня» было проведено большое количество дальних связей на расстоянии до 1 500 и более км. Так, были проведены уверенные радиотелефонные связи между Ростовом и Кировом, Уфой и Пермью, Ереваном и Енакиево, Барнаулом и Новочеркасском. Особенно больших успехов добились в проведении дальних связей ростовские, уфимские и свердловские ультракоротковолновики, регулярно проводящие радиосвязи между собой.

Диапазон 2,0—2,1 м (144—146 Мгц) пока еще мало используется в практике советских ультракоротковолновиков, но опыт работы чешских, польских, австрийских, швейцарских радиолюбителей показывает, что проведение радиосвязей на этом диапазоне на расстоянии 300—500 км вполне реальное дело. Значительную, если не основную роль при проведении дальних связей на этом диапазоне играют антенны, которые должны обладать весьма узкой направленностью излучения, что заставляет строить их довольно сложными. Начав освоение этого диапазона с весны 1956 г., советские радиолюбители установили, что он вполне пригоден для проведения радиосвязей в дневное время на рассто-

яниях нескольких десятков километров при применении весьма небольшой мощности.

**Диапазон 70—72 см (420—425 Мгц)** начинают осваивать советские ультракоротковолновики. На диапазоне в дневное время при применении многоэлементных направленных антенн возможны радиосвязи на расстоянии до 100 км, а при благоприятных условиях — и на несколько сот километров. В «День рекордов 1955 г.» на этом диапазоне были проведены двухсторонние связи на расстоянии до нескольких сот километров — между Чехословакией и ФРГ, Австрией и Югославией.

**Диапазоны 1 470—1 520 и 5 650—5 850 Мгц** советскими радиолюбителями почти не использовались (поэтому они не внесены в таблицу), хотя представляют большой интерес для проведения радиосвязей в полевых условиях на расстоянии до 100 км.

Для волн 10-метрового диапазона (10,34—10,71 м) лучшим периодом года в отношении прохождения являются осень (сентябрь — октябрь) и зима вплоть до весны. Примерно с мая по сентябрь в этом диапазоне любительские радиостанции не слышны. В периоды прохождения 10-метровый диапазон начинает «оживать» с 9—10 час. утра (время всюду московское). Атмосферные помехи на этом диапазоне почти отсутствуют, громкость сигналов работающих радиостанций бывает достаточно велика. Как правило, в дни хорошего прохождения волн на 20-метровом диапазоне наблюдается хорошее прохождение на 10-метровом диапазоне, причем на нем значительно легче устанавливать связи на расстояниях порядка 5 000—15 000 км, чем на 20-метровом.

**14-метровый диапазон**, включающий участок волн от 13,99 до 14,20 м, обычно начинает «оживать» несколько раньше 10-метрового диапазона. Опыт работы многих советских коротковолновиков на волнах этого диапазона показывает хорошее прохождение радиоволн этой длины на весьма большие расстояния и возможность установления дальних радиосвязей с небольшой мощностью. На 14-метровом диапазоне можно работать в те же часы суток и в те же периоды года, что и на 10-метровом диапазоне. В основном 14-метровый диапазон является дневным. Когда на 10-метровом диапазоне бывают слышны лишь отдельные станции, в это время в пределах 14-метрового наблюдается полное «оживление». По окончании прохождения на 10-метровом диапазоне после наступления темноты и весной на 14-метровом диапазоне слышно много станций. Например, в августе 1956 г. на 10-метровом диапазоне еще не удавалось устанавливать уверенной связи, а на 14-метровом диапазоне работало много радиостанций всех континентов с громкостью, доходящей до R=8. Днем диапазон заполнялся радиостанциями Северной Америки, а к вечеру всегда с хорошей громкостью, доходившей до 6—8 баллов, появлялись представители Южной Америки, Японии и различных азиатских стран. При мощности порядка 20—30 вт на этом диапазоне вполне уверенно можно вести работу со всем миром. Так,

7 сентября 1956 г. радиостанция UA3AF за 22 мин. провела QSO со всеми шестью континентами, причем мощность передатчика не превышала 15 *вт*.

Ночью до 2—3 час. по московскому времени этот диапазон заполняется американскими радиостанциями, преимущественно 2-го и 3-го районов.

В дни хорошего прохождения радиоволн на 14-метровом диапазоне слышны гармоники радиостанций, работающих на 40-метровом диапазоне.

**20-метровый диапазон** в настоящее время — это «большая дорога» радиолюбителей. На волнах этого диапазона легко можно устанавливать радиосвязи как на расстояниях 800—1000 *км*, так и до 10 000—15 000 *км*. Лучшими периодами года для связи в пределах этого диапазона волн являются весна, лето и осень, когда дальние связи можно вести круглые сутки.

Весной, летом и осенью в утренние часы, в дни хорошего прохождения бывают одновременно слышны станции и Европы и Азии.

Перед магнитными бурями, которых в течение последних лет было очень много, бывают дни с весьма хорошим прохождением. В эти периоды обычно наряду со станциями, расположенными в радиусе до 3 000—4 000 *км*, хорошо слышны и очень удаленные станции.

Волны 20-метрового диапазона образуют значительную мертвую зону: днем порядка 500—600 *км*, а ночью достигающую 2 000—2 500 *км*.

**40-метровый диапазон (42,25—42,85 м)** пригоден для установления как ближних (до нескольких десятков километров), так и дальних (до нескольких тысяч километров) радиосвязей. Летом довольно удаленные станции хорошо слышны поздней ночью. В дневное время зимой этот диапазон особенно удобен для внутри- и межобластной радиосвязи в пределах до 2 000 *км*.

Наиболее благоприятными сезонами работы на 40-метровом диапазоне являются весна и осень. Летом на этом диапазоне наблюдается много атмосферных помех.

Мертвая зона 40-метрового диапазона днем невелика — порядка 100—200 *км*, ночью же она достигает 500 *км* летом и свыше 1 000—1 500 *км* зимой. На волнах этого диапазона работает очень много советских радиолюбителей, так как на них можно вести радиосвязи как с ближними районами, так и со Средней Азией и Дальним Востоком.

**80-метровый диапазон (83,34—85,71 м)** пригоден для установления радиосвязей в пределах от 50 до 5 000—6 000 *км*.

Лучший период суток для проведения двухсторонних радиосвязей на этом диапазоне — от 24 до 6 час. В летнее время этот диапазон характерен наличием сильных атмосферных помех.

В сентябре 1956 г. москвич Г. Щелчков, работая на этом диапазоне на передатчике мощностью в 1 *вт*, имел QSO почти со всеми европейскими странами.

Менее популярным является 160-метровый, так называемый «ночной» диапазон, так как в его пределах можно устанавливать связи на более или менее значительные расстояния только тогда, когда оба корреспондента находятся в неосвещенной зоне. Днем довольно уверенная связь возможна на расстояниях до 200—300 км; ночью, при минимальной мощности передатчика, возможны связи на расстоянии до 1 000—2 000 км. 160-метровый диапазон весьма сильно подвержен атмосферным помехам, особенно летом. Днем этот диапазон мертвой зоны не имеет, ночью же она равна 100—150 км. Кроме того, волны этого диапазона днем сильно поглощаются нижними слоями ионосферы.

В заключение краткого обзора распространения волн различных диапазонов следует указать, что обработка наблюдений за радиосигналами искусственных спутников Земли поможет нам более точно установить характер распространения КВ и УКВ в ионосфере.

## ВЕДЕНИЕ РАДИОСВЯЗЕЙ И НАБЛЮДЕНИЙ

Каждый коротковолновик начинает свою работу с наблюдений за двухсторонними связями коротковолновых любительских радиостанций. Для ведения наблюдений необходимо иметь коротковолновый приемник, рассчитанный на любительские диапазоны, хотя бы на два основных — 40- и 20-метровые. Каждый наблюдатель получает специальный позывной. Приняв передачи любительских радиостанций, коротковолновик рассылает этим корреспондентам карточки-квитанции (QSL-карточки), в которых сообщает данные о громкости, разбираемости, тоне или модуляции их передатчиков, а также указывает диапазон, время и дату приема передач.

Если коротковолновик-наблюдатель правильно зафиксировал в своей QSL все сведения о работе принятой им радиостанции, владелец последней также присылает ему свою QSL, где приводит данные о своей радиостанции и удостоверяет, что она действительно работала в указанное наблюдателем время. QSL для пересылки их корреспондентам сдаются в ближайший радио-клуб. Наблюдение за работой случайных радиостанций удовлетворяет коротковолновика только в начальный период его деятельности.

Практика показывает, что планомерное и систематическое наблюдение за обменом между любительскими коротковолновыми радиостанциями помогает изучать условия прохождения радиоволн любительского диапазона в различное время года и суток, устанавливать зависимость прохождения радиоволн от состояния погоды, температуры воздуха, барометрического давления и т. д.

Регулярные сводки наблюдений также помогают более правильно оценивать работу наших коротковолнников по установлению радиосвязей и определять качество их приемной техники.

Каждый коротковолжник во время наблюдений за работой любительских станций должен полностью принимать тексты, передаваемые обоими корреспондентами, ведущими двухстороннюю связь. Это будет способствовать техническому росту коротковолнника как радиста и повышению его квалификации как оператора.

Наблюдать за работой любительских радиостанций и за отдельными диапазонами следует систематически и в определенное время, а не от случая к случаю.

Очень хорошо, если наблюдатель выберет одну-две станции и будет регулярно следить за их работой. Таким станциям нужно один раз в месяц высылать сводки с подробной характеристикой качества их работы, кто и когда их вызывал, указывать особенности распространения радиоволн за этот период.

Достаточно овладев приемом на слух, изучив любительский код и все особенности коротковолновой радиосвязи, коротковолжник-наблюдатель переходит к более высокой стадии радилюбительской работы — к постройке своего личного передатчика и изучению передающей техники.

Работа коротковолнника на собственном передатчике многогранна и очень увлекательна. В нее входят постоянные в строго оговоренное время связи с определенными корреспондентами, увлекательные поиски новых корреспондентов и связи с сверхдальними радиостанциями, скоростные связи с определенным числом корреспондентов в минимальное время, участие в интереснейших соревнованиях, которые проводятся ежегодно Центральным радиоклубом ДОСААФ, и т. п.

Иногда можно наблюдать, как некоторые наши коротковолнники, особенно начинающие, передав вызов, не умеют быстро настроиться на отвечающего им корреспондента и вновь начинают передачу общего вызова. Они начинают жаловаться на малую мощность своего передатчика, на плохую антенну и т. п., хотя причина неудачи в проведении радиосвязи кроется в их недостаточной опытности.

Работа по установлению радиосвязи проводится двумя способами. Первый — это дача общего вызова «Всем» (CQ), на который отвечает какая-либо одна или сразу несколько радиостанций, и установление с ними связи. Второй способ заключается в том, что вначале коротковолжник знакомится с обстановкой в эфире, выбирает себе корреспондента из числа радиостанций, дающих общий вызов, и начинает по окончании работы радиостанции вызывать сам.

Работа с общим вызовом проводится следующим порядком. Любитель, включив передатчик, в течение 1,5—2 мин. дает вы-

зов CQ вперемежку со своими позывными: два-три раза CQ, затем сигнал *de* (что означает «от») и два-три раза позывной своей радиостанции.

Дав сигнал окончания вызова и пригласив всех отвечать, коротковолновик выключает передатчик и переходит на прием. В настоящее время в связи со значительным переуплотнением любительских диапазонов корреспонденты обычно отвечают на частоте станции, дающей общий вызов, или на частоте, отличающейся от нее на 5—7 кГц в обе стороны. Поэтому после общего вызова и приглашения к ответу обычно сразу же появляются и отвечающие радиостанции. В том случае, если ответ не будет получен, следует вызов повторить.

Плавню вращая ручку приемника в обе стороны от точки, где прослушивались сигналы своей радиостанции, нужно внимательно слушать, кто зовет вашу радиостанцию, не пропуская и самых слабых сигналов, которые, как правило, и оказываются сигналами какой-либо дальней радиостанции, например с Сахалина, Чукотки, из Шанхая, Мельбурна или с каких-либо островов Тихого океана.

Вначале среди многоголосого гомона различных радиостанций очень трудно выделить желаемого корреспондента, но со временем коротковолновик приобретает необходимый навык быстро обнаруживать среди различных работающих радиостанций нужную ему станцию и вести с нею двухстороннюю связь.

Работа с общим вызовом носит случайный характер, так как неизвестно, кто ответит — сосед ли, находящийся в двух кварталах от вас, или радиостанция, разделенная расстоянием в десятки тысяч километров.

Более интересной и, пожалуй, требующей большей подготовки и оперативности является работа с отдельным корреспондентом, с которым коротковолновик устанавливает связь после передачи своего общего вызова. В процессе таких связей коротковолновик приобретает навыки хорошего оператора. Каждая проведенная связь по традиции подтверждается обычно обменом карточками-квитанциями (рис. 5).

Ни одна двухсторонняя связь, ни одна карточка коротковолновика-наблюдателя не должна оставаться без ответа.

Большой интерес в коротковолновой работе представляет проведение двухсторонних радиосвязей телефоном. Телефонная работа привлекает к себе большое число радиолюбителей и радиослушателей, так как она доступна всем, поскольку не требует знания телеграфной азбуки и умения работать на ключе. Телефонную передачу можно принимать на любой радиовещательный приемник, имеющий коротковолновый диапазон.

В основном наши телефонисты работают между собой на русском языке. Наиболее часто их слышно на 20-метровом диапазоне в воскресные зимние дни.

Вызов на русском языке делается примерно так:



и организации ДОСААФ, предоставляя в распоряжение коротковолнников свои лаборатории, мастерские, библиотеки.

Нашей основной задачей должно быть создание мощной многотысячной армии коротковолнников, в совершенстве овладевших техникой и практикой коротковолновой связи, энтузиастов своего дела, могущих в любой момент встать на защиту великого Советского Союза.

### ВЕДЕНИЕ АППАРАТНОГО ЖУРНАЛА

Все радиолюбители, имеющие свои коротковолновые приемопередающие и приемные радиостанции, ведут специальный аппаратный журнал, в котором фиксируются данные любительской двухсторонней связи или данные приема.

Образец страницы аппаратного журнала размерами 290 × × 200 мм приведен в табл. 2.

Таблица 2

ОБРАЗЕЦ СТРАНИЦЫ АППАРАТНОГО ЖУРНАЛА

Число	Время (мск)	Позывной	Диапазон	Текст	RST	Примечание

Аппаратный журнал по приведенной форме заполняется в следующем порядке. В первую графу слева записывается дата — число и месяц (цифрами), в следующую — часы и минуты начала и конца приема (или передачи) по московскому времени. Эти данные для упрощения можно обозначать четырехзначным числом, первые две цифры которого означают час, а две последние — минуты.

В третьей графе коротковолновик-наблюдатель записывает позывной принимаемой станции, а любитель, имеющий передатчик, — позывной станции корреспондента или свой позывной, в зависимости от того, что записывается — прием или передача.

Далее идет графа «Текст», где записывается весь принимаемый текст (нужно записывать текст сразу в журнал, а не на отдельном листочке) и сокращенно смысл того, что было передано. Записать в эту графу весь передаваемый текст при быстром переходе с приема на передачу трудно. Практически эта часть записи выполняется по окончании QSO, для чего в журнале при записи принимаемого текста надо оставлять свободные строчки.

В графе RST проставляются данные приема корреспондента, т. е. трехзначная цифра, характеризующая разбираемость,

громкость приема и тон принимаемого передатчика. В примечании записываются характерные особенности приема, например наличие помех, замираний, указывается мощность передатчика, если она почему-либо была изменена, и т. п.

### ЗАПОЛНЕНИЕ QSL-КАРТОЧКИ

Образец типовой QSL-карточки (карточки-квитанции) советских коротковолновиков приводится на рис. 6. На лицевой стороне карточки любитель должен проставить крупными буквами свой позывной специальным резиновым штампом или же отпечатать типографским способом. Под своим позывным в

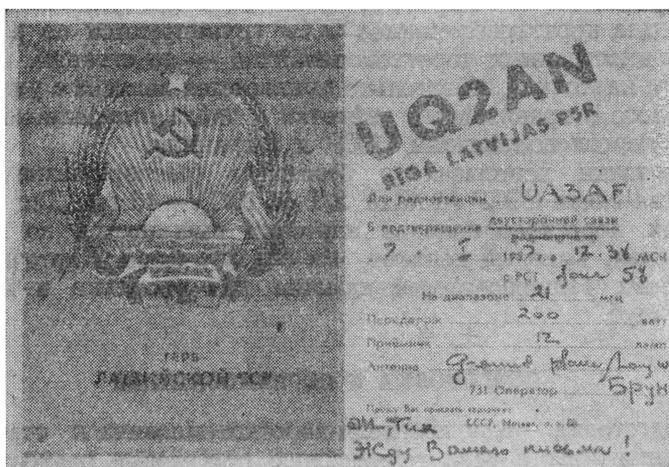


Рис. 6

графе «Для радиостанции...» пишется позывной радиостанции, которой карточка адресована.

В графе «В подтверждение двухсторонней связи радиоприема» пишется дата, когда принята радиостанция или установлена с ней радиосвязь, затем указывается время, когда производился прием радиостанции, а после букв RST проставляются цифры, характеризующие технические данные приема.

Графа «На диапазоне... МГц» показывает, на каком любительском диапазоне (в мегагерцах) зафиксирована радиостанция или проводилась данная двухсторонняя радиосвязь.

В графе «Передатчик...» указывается или наименование схемы передатчика, или число каскадов и подводимая мощность к оконечному каскаду, а в графе «Приемник» пишется или тип приемника, или наименование его схемы; можно также указать

число его ламп. Далее приводятся данные о применяемой антенне.

После слова «Оператор» следует подпись заполняющего карточку.

Получение QSL-карточки особенно важно для любителей, имеющих свои передатчики, так как этим официально подтверждается слышимость сигналов передатчика в различных пунктах.

Бланки типовых карточек можно получать в местных радиоклубах ДОСААФ; через эти же клубы производится и отсылка заполненных карточек как советским, так и зарубежным любителям.

Перед отсылкой карточки необходимо рассортировать. Карточки для коротковолновиков СССР группируются по районам, а для иностранных коротковолновиков — по странам. К отсылаемым карточкам обязательно прилагается записка с указанием позывного отправляющего карточки и числа отправляемых карточек коротковолновикам СССР и за границу.

Карточки пересылаются бесплатно (распоряжение Министерства связи СССР № МПУ 2/1 от 10/IV—46 г.). Для иностранных коротковолновиков карточки высылаются по адресу: г. Москва, Главный почтамт, п/я 88, QSL-бюро. Карточки для советских радиолюбителей сдаются для рассылки в местный радиоклуб.

## ПОДГОТОВКА К СОРЕВНОВАНИЯМ

Подготовка радиолюбителя-коротковолновика к соревнованиям включает в себя техническую подготовку радиостанции, тренировку оператора и составление плана проведения соревнований.

Рассмотрим все эти этапы подготовки.

**Подготовка передатчика.** Во время соревнований передатчик работает в течение 6—12 час. почти без перерыва, и количество тепловой энергии, выделяющееся в его деталях, бывает весьма значительным. Это может привести к перегреву и порче деталей, если они неправильно рассчитаны на длительный нагрев. Поэтому при конструировании передатчика необходимо учитывать эту особенность. Перед каждым соревнованием следует тщательно просматривать детали передатчика и силовой части; те из них, которые не смогут выдержать длительного нагрева, надо заменить новыми.

Перегорание лампы в передатчике или выпрямителе может послужить причиной задержки. Чтобы избежать этого, коротковолновик должен подготовить к началу соревнований комплект ламп для всей радиостанции. Для быстрого определения и устранения мелких аварий в аппаратуре следует иметь вольтметр, омметр и паяльник.

Хороший тон передатчика (не ниже  $T = 8$ ) является основным требованием, предъявляемым к современной радиолюбительской радиостанции. Во время соревнований, когда в эфире на близких частотах ведут передачи одновременно сотни радиолюбителей, особенно сильно сказываются помехи, создаваемые передатчиками с плохим тоном. Тон передатчика определяется свойствами возбудителя и качеством сглаживающих фильтров всех выпрямителей передатчика.

Возбудитель с неудачно выбранным режимом, плохой экранировкой, недостаточной фильтрацией и плохой стабилизацией анодного напряжения не будет обладать достаточной стабильностью генерируемых колебаний, и не обеспечит хорошей работы передатчика. Поэтому следует уделить особое внимание постройке хорошего возбудителя.

Для работы во время соревнований очень неудобны приемники и передатчики, в которых для перехода с диапазона на диапазон применяются сменные катушки, так как на это расходуется довольно много времени. Поэтому при подготовке к соревнованиям желательно аппаратуру со сменными катушками переделать, введя в схему соответствующие переключатели для быстрого перехода с диапазона на диапазон. Понятно, что аппаратура должна быть приспособлена для работы на всех радиолюбительских диапазонах, используемых в соревнованиях.

**Работа полудуплексом.** Большие возможности в отношении скорости и оперативности обеспечивает использование метода полудуплексной работы, при котором оператор при отжатом ключе слышит корреспондента, не включая своего передатчика. Обычно радиолюбители, работающие полудуплексом, приглашение к передаче передают в виде знаков БК, что означает: «Отвечайте, работаю полудуплексом». В этом случае позывные в конце, а часто и в начале отдельной передачи не передаются. Однако при полном окончании связи должны быть переданы оба позывных по существующим правилам.

Техническое оборудование работающей полудуплексом радиостанции сильно отличается от оборудования обычной радиостанции, так как к ней предъявляются особые требования. Например, приемник полудуплексной радиостанции должен выдерживать очень большие напряжения, наводимые в приемной антенне при нажатии ключа передатчика. Приемная антенна должна быть отдельной. Передатчик должен быть снабжен весьма совершенными искрогасящими фильтрами, обеспечивающими очень «мягкое» нарастание и спадание тока в антенне; в противном случае возникающие резкие щелчки в телефонах приемника будут очень утомлять слух оператора. Экранировка возбудителя должна быть настолько совершенной, чтобы при приеме и передаче на одной и той же частоте гармоника непрерывно работающего возбудителя не была слышна на приемник. С этой точки зрения удобно применять возбудитель, работающий на

волне 160 м; 80-метровый возбудитель очень трудно настолько хорошо заэкранировать и заблокировать, чтобы при работе на 40-метровом диапазоне на рядом стоящем приемнике не была слышна вторая гармоника возбудителя.

**Подготовка приемника.** Основным условием при оценке степени подготовленности приемной аппаратуры к соревнованиям является ее способность обеспечить хороший прием в условиях сильных взаимных помех любительских радиостанций. Следовательно, наибольшее внимание следует уделить повышению избирательности и помехоустойчивости приемника. Сужение полосы пропускания приемника может быть осуществлено путем введения кварцевого фильтра в усилитель ПЧ или улучшения качества имеющегося фильтра. Вполне удовлетворительные результаты дает применение приемника с двойным преобразованием частоты.

Существенно улучшить прием можно, применяя на выходе приемника «обрезающие» П-образные фильтры низкой частоты.

Применение кварцевого фильтра в усилителе ПЧ и низкочастотного фильтра на выходе приемника позволяет получить хорошую кривую пропускания частот.

Ослабление связи с антенной может уменьшить перекрестные искажения при наличии помех от близких мощных мешающих станций.

**Подготовка антенных устройств.** Наиболее распространенные среди наших коротковолновиков передающие антенны с бегущей волной в фидере имеют довольно резко выраженную направленность излучения. Задолго до соревнований необходимо изучить направленность излучения своих передающих антенн и обеспечить наилучшее излучение в нужных направлениях на всех диапазонах, которые будут применены в соревнованиях. Использование одной передающей антенны для трех или четырех диапазонов нежелательно; для 10-метрового диапазона необходимо иметь отдельную антенну.

Хорошая приемная антенна может существенно помочь в достижении лучших результатов. Приемная антенна должна быть обязательно наружной. Применение комнатной антенны не позволяет полностью использовать чувствительность приемника при приеме слабых станций; уровень их сигналов в этом случае не превышает уровня внутренних шумов приемника. В городах, где очень часто уровень промышленных помех бывает довольно высок, желательно применять высокоподвешенные приемные антенны с симметричными фидерами или с фидерами из коаксиального кабеля.

**Подготовка операторов.** Значение подготовки оператора для проведения соревнований часто недооценивается нашими коротковолновиками, и это неизбежно сказывается на результатах их работы.

Условия соревнований должны быть заранее известны опе-

ратору и тщательно изучены им. В соответствии с этими условиями и наиболее вероятным (на основании личного опыта) прохождением волн различных диапазонов следует составить свой план проведения соревнований. Этот план может быть выполнен в виде графика, в котором по часам заранее распределены рабочие волны.

Тщательная разработка порядка проведения предстоящих соревнований должна обеспечить оператору возможность наилучшим образом использовать время, отведенное на соревнования, и быть готовым к различным неожиданностям, например к внезапному ухудшению распространения волн на данном диапазоне. Хорошие результаты дает практика предварительной договоренности с несколькими коротковолновиками о связи в определенное время на каком-либо определенном диапазоне, например на 14-метровом.

**Проведение соревнований.** Скорость передачи во время соревнований должна быть не слишком высокой. Недопустимо, например, отвечать на скорости в 150 знаков в минуту на вызов, сделанный со скоростью 60 знаков. Скорость передачи должна быть такой, чтобы корреспондент наверняка принял весь текст без повторений. При работе с неизвестным корреспондентом передача должна вестись с той же скоростью, с какой был сделан вызов.

К передаче и приему контрольного номера связи следует относиться очень серьезно; если имеется сомнение в правильности приема хотя бы одной цифры номера, следует попросить повторения его.

Сводка результатов соревнований должна быть выслана в Главную судейскую коллегию ДОСААФ СССР даже в том случае, если эти результаты и не очень высоки. Следует помнить, что высоких результатов в соревнованиях можно добиться лишь путем длительной тренировки оператора на хорошо оборудованной радиостанции. Поэтому к соревнованиям надо готовиться не только как к экзамену, но и как к очередному тренировочному занятию по оперативной радиосвязи, результаты которого должны быть сообщены независимо от достигнутых успехов.

## КАК СТАТЬ КОРОТКОВОЛНОВИКОМ

### Деление коротковолнников на группы и категории

Советские радиолюбители-коротковолнники, в зависимости от их подготовки и практических навыков в работе, подразделяются на две группы. Первую группу составляют начинающие коротковолнники-наблюдатели. Они ведут только наблюдения за работой любительских передающих радиостанций на своих приемниках или на приемниках коллективного пользования.

Ко второй группе относятся коротковолновики, имеющие собственные приемо-передающие радиостанции. К этой группе относятся также коротковолновики-начальники, их заместители и дежурные операторы любительских приемо-передающих радиостанций коллективного пользования.

Коротковолновики второй группы, в зависимости от их квалификации и опыта в любительской работе, получают разрешения на эксплуатацию приемо-передающих радиостанций различной мощности с правом работы только телеграфом или же телеграфом и телефоном в определенных любительских диапазонах. По этим признакам радиостанции радиолюбителей-коротковолнников второй группы делятся на три категории — третью (низшая), вторую и первую (высшая).

Отнесение любительских радиостанций к третьей и второй категориям производится областными, краевыми и республиканскими комитетами ДОСААФ, а к первой категории — ЦК ДОСААФ СССР на основании справок квалификационных комиссий местных комитетов ДОСААФ.

Любительским радиостанциям третьей категории разрешается работа мощностью не более 10 *вт* только телеграфом в диапазоне 1 715—1 800 и 3 500—3 600 *кГц*, а телеграфом и телефоном — в диапазоне ультракоротких волн на участках 38—40, 144—146, 420—425, 1 470—1 520, 5 650—5 850 *МГц*.

Любительским радиостанциям второй категории разрешается работа мощностью до 40 *вт* только телеграфом в диапазонах 1 715—1 800, 3 500—3 600, 7 000—7 100 и 14 000—14 400 *кГц*, а телеграфом и телефоном — в диапазоне ультракоротких волн на участках 38—40, 144—146, 420—425, 1 470—1 520 и 5 650—5 850 *МГц*.

Любительским радиостанциям первой категории разрешается работа мощностью до 200 *вт* телеграфом и телефоном во всех диапазонах, отведенных радиостанциям второй категории, а также в диапазонах 21 100—21 450 и 28 000—29 000 *кГц*.

Коллективным радиостанциям второй категории разрешается работа телефоном на всех отведенных им диапазонах.

Мощность любительских радиостанций учитывается как произведение анодного тока выходного каскада и анодного напряжения этого каскада в телеграфном режиме.

## ЧТО ДОЛЖЕН ЗНАТЬ И УМЕТЬ КОРТКОВОЛНОВИК

Каждый желающий стать коротковолновиком и получить личный позывной по первой группе (наблюдателя) должен знать:

1. По электротехнике. Основные сведения об электронной теории; общие сведения об электрическом токе и его свойствах, о проводниках тока и изоляторах, силе тока, сопротивлении,

ЭДС, напряжении, электрическом поле, емкости и индукции. Единицы измерения силы тока, электродвижущей силы, напряжения, сопротивления, емкости и самоиндукции. Закон сопротивлений для постоянного тока; соединение сопротивлений; распределение тока в разветвленной цепи, мощность тока и ее измерения. Общие сведения по магнетизму (магнитные явления, магнитное поле, магнитная проницаемость). Общие сведения по электромагнетизму (электромагнитные явления, действие магнитного потока на проводник с током, явление электромагнитной индукции, величина наведенной электродвижущей силы, взаимная индукция, самоиндукция, вихревые токи). Основные сведения о переменном токе (период, частота и амплитуда, индуктивность, активное сопротивление и емкость в цепи переменного тока). Устройство и назначение трансформаторов и дросселей; единицы измерения самоиндукции.

2. **По источникам тока.** Основные свойства химических источников тока. Устройство, назначение и электрические данные гальванических элементов и батарей, применяемых для питания приемников. Соединение химических источников тока в батарею. Принцип действия аккумулятора, устройство и назначение кислотных и щелочных аккумуляторов. Правила эксплуатации гальванических элементов, батарей и аккумуляторов.

3. **По измерительным приборам.** Классификацию электроизмерительных приборов (амперметров, вольтметров). Устройство магнитоэлектрических, электромагнитных, тепловых и термоэлектрических приборов; основные правила пользования электроизмерительными приборами.

4. **По радиотехнике.** Подразделение волн на диапазоны. Распространение радиоволн. Способы получения электрических колебаний высокой частоты; зависимость между частотой колебаний и длиной волны. Контур и его составные части и колебательный процесс в контуре; период и частоту колебаний и как можно изменить частоту колебаний. Принцип радиоприема, принцип и способы детектирования. Как работает радиолампа в качестве детектора. Назначение утечки сетки. Основные характеристики и параметры двух-трех- и многоэлектродных ламп. Как работает регенеративный приемник. Прием незатухающих колебаний; критическую точку (порог) регенерации. Особенности приема телеграфной и телефонной передач. Действие обратной связи, индуктивная и емкостная обратная связь. Способы регулировки обратной связи. Основные схемы усиления высокой частоты на коротковолнах. Схемы простейших коротковолновых и ультракоротковолновых приемников прямого усиления и супергетеродинных приемников. Питание приемников от сетей постоянного и переменного тока. Схемы и детали кенотронных выпрямителей; сглаживающие фильтры. Общие сведения о твердых выпрямителях. Устройство и правила установки приемных коротковолновых антенн. Методы градуировки приемника. Помехи радио-

приему и способы борьбы с ними. Правила безопасности при работе с электрическим током.

**5. По радиообмену.** Диапазоны волн, отведенные для работы любительских радиостанций, и их особенности. Международные Q и любительский радиоскоды. Шкалы определения качества приема RST и RSM, систему позывных любительских радиостанций. Порядок ведения аппаратного журнала приемной любительской станции, заполнения и обмена QSL-карточками.

**Уметь:**

Безошибочно принимать на слух и передавать на ключе обрывочный текст и смешанный набор букв, цифр и знаков препинания со скоростью 50 знаков в минуту. Самостоятельно собирать (по описанию) несложные коротковолновые и ультракоротковолновые приемники и обслуживать их. Пользоваться вольтметром, амперметром и омметром. Находить и устранять наиболее часто встречающиеся повреждения в приемной аппаратуре. Оказывать первую помощь пострадавшему от электрического тока.

По мере приобретения опыта радилюбительской работы, а также повышения теоретических знаний и практических навыков в области радиотехники и радиосвязи коротковолновика последовательно переводятся по их желанию из низшей группы и категории в высшую.

Для перевода во вторую группу и получения разрешения на установку и эксплуатацию приемо-передающей любительской радиостанции третьей категории (мощностью 10 *вт*) коротковолновик первой группы должен дополнительно к минимуму обязательных знаний для коротковолновика первой группы знать:

**1. По радиотехнике.** Закон сопротивлений для переменного тока. Виды электрических колебаний. Виды замкнутых, открытых одиночных и связанных контуров. Разряд конденсатора на катушку. Затухающие и незатухающие колебания; собственные и вынужденные колебания; формулу резонансной частоты контура и ее практическое применение. Работу электронной лампы в качестве генератора. Основные технические требования, предъявляемые к передатчику. Устройство и схемы простых ламповых генераторов с самовозбуждением и с независимым возбуждением, их основные части и назначение. Положительные и отрицательные свойства передатчиков с независимым возбуждением. Схемы питания генераторов; разделительный конденсатор; заградительный дроссель. Основные схемы ламповых выпрямителей и сглаживающих фильтров. Методы манипуляции при телеграфной работе; методы стабилизации частоты передатчика; от чего зависит тон передатчика. Возбуждение передающих антенн, способы связи передатчика с антенной. Устройство и простейший расчет коротковолновых и ультракоротковолновых антенн. Способы настройки передатчика на заданную волну.

**2. По радиообмену.** Инструкцию Министерства связи Союза ССР о порядке регистрации и эксплуатации любительских приемопередающих радиостанций индивидуального и коллективного пользования. Правила ведения любительских радиосвязей; правила ведения аппаратного журнала приемопередающей радиостанции, правила заполнения и обмена QSL-карточками.

**Уметь:**

Безошибочно принимать на слух и четко передавать на ключе обыкновенный текст и смешанный набор букв, цифр и знаков препинания со скоростью не менее 60 знаков в минуту. Самостоятельно собирать (по описанию) несложные любительские передатчики и обслуживать их. Находить и устранять наиболее часто встречающиеся повреждения в передатчиках.

**П р и м е ч а н и е.** Для радиолюбителей, работающих только на ультракоротковолновых приемниках и приемопередающих станциях, знание телеграфной азбуки необязательно.

Для получения разрешения на установку и эксплуатацию приемопередающей любительской радиостанции второй категории (мощностью 40 *вт*) коротковолновик третьей категории должен дополнительно к обязательному минимуму знаний для коротковолновиков третьей категории **уметь:**

Безошибочно принимать на слух и четко передавать на ключе обыкновенный текст и смешанный набор букв, цифр и знаков препинания со скоростью 80 знаков в минуту; разбираться в схемах приемников и передатчиков; самостоятельно (по описанию) собирать любительские коротковолновые и ультракоротковолновые приемники и передатчики с кварцевой стабилизацией и плавным диапазоном и знать порядок обслуживания их.

Для получения разрешения на установку и эксплуатацию приемопередающей любительской радиостанции первой (высшей) категории (мощностью 200 *вт*) коротковолновик второй категории должен дополнительно к минимуму обязательных знаний для коротковолновиков второй категории **знать:**

Колебания первого и второго рода. Затухание контура; множитель вольтажа контура. Режим мощностей лампового генератора (подводимая мощность, КПД, отдаваемая мощность). Удвоение частоты в ламповых генераторах. Меры борьбы с паразитными колебаниями. Процесс модуляции. Устройство и принцип работы различных микрофонов. Способы модуляции; глубину модуляции; модуляционную характеристику: выбор модуляторных ламп. Полосу частот, излучаемых передатчиком при телефонной работе. Направленность действия любительских антенн. Типы специальных направленных антенн, применяющихся любителями; устройство и принцип работы электродвигателя, динамо-машины и умформера. Общие сведения об устройстве и работе двигателя внутреннего сгорания.

**Уметь:**

Безошибочно принимать на слух и четко передавать на ключе

обыкновенный текст и смешанный набор букв, цифр и знаков препинания со скоростью не менее 90 знаков в минуту. Производить расчет режимов ступеней передатчика и приемника; самостоятельно собирать телеграфно-телефонные передатчики и сложные приемники и обслуживать их.

Определение квалификации опыта любительской работы коротковолнников согласно установленным требованиям и выдачу им соответствующих квалификационных справок производят специальные квалификационные комиссии республиканских, краевых, областных и городских комитетов Добровольного общества содействия армии, авиации и флоту.

Радиолюбители-коротковолнники, имеющие спортивные радиолюбительские разряды по радиосвязи и радионаблюдениям в области коротких волн или по приему и передаче радиограмм, освобождаются от сдачи испытаний по знанию телеграфной азбуки: радиолюбители третьего разряда — для получения разрешений на любительские коротковолновые приемо-передающие радиостанции третьей категории, радиолюбители второго разряда — для второй категории и радиолюбители первого разряда — для первой категории.

### ИЗУЧЕНИЕ ТЕЛЕГРАФНОЙ АЗБУКИ

Изучение телеграфной азбуки является делом хотя и трудным, но вполне доступным каждому. Лучше всего овладеть телеграфной азбукой, изучая ее в кружке или на курсах под руководством опытного преподавателя. Можно, объединившись с товарищем, изучить вдвоем слуховой прием и передачу ключом знаков телеграфной азбуки, в крайнем же случае можно это сделать и одному.

Телеграфная азбука приведена в табл. 3.

Для изучения телеграфной азбуки нужно иметь телеграфный ключ, звуковой генератор и головной телефон.

При самостоятельном изучении телеграфной азбуки передача ключом и слуховой прием изучаются одновременно.

Обучение передаче ключом и слуховому приему начинается с освоения знаков телеграфной азбуки, после чего проводится наращивание скорости передачи и приема.

Самое серьезное внимание надо обратить на передачу ключом. Никогда не следует торопиться. Всякая поспешность приводит обычно к очень неприятным результатам — «сбивается» рука и обучающийся уже не может правильно, четко и ритмично передавать. Скорость передачи можно развить лишь постепенно, систематически тренируясь.

При обучении слуховому приему нужно последовательно, не спеша изучать по порядку один знак за другим и обязательно фоническим или звуковым методом, т. е. запоминая, как звучат знаки при подаче их от зуммера или звукового генератора, что,



вого генератора 60—70 знаков в минуту, переход на эфирный прием бывает трудным, если раньше они к нему не привыкли постепенно. Для индивидуального изучения телеграфной азбуки прием любительских радиостанций принесет большую пользу.

Для радиолюбителя-коротковолновика необходимо знание не только русских, но и латинских букв азбуки. Начинать изучение латинских букв рекомендуется тогда, когда уже достигнута скорость приема русского текста в 30—40 знаков в минуту. Не совпадающие по начертанию и произношению буквы русского и латинского алфавитов обычно создают на первых порах значительные затруднения в приеме. К этим буквам относятся: Ж и V, Ы и Y, Щ и Q и др.

### Обучение передаче ключом

Основной задачей обучения передаче ключом является привитие радиолюбителям уверенных навыков в высококачественной передаче со скоростью не менее 60 знаков в минуту. Высокое качество передачи ключом определяется умением уверенно, ритмично и без перебоев передавать знаки телеграфной азбуки.

Обучение передаче ключом делится на два основных этапа.

Первый этап — обучение передаче знаков телеграфной азбуки. На этом этапе отбатывается: правильная посадка за рабочее место, способ держания ключа, правильное движение руки при передаче знаков, а также умение передавать знаки телеграфной азбуки со скоростью 20—25 знаков в минуту.

Второй этап — наращивание скорости передачи ключом до 60 и более знаков в минуту.

Передача знаков телеграфной азбуки осуществляется при помощи телеграфного ключа путем замыкания и размыкания его рабочих контактов.

Замыкание и размыкание контактов ключа производится за счет движения руки передающего в лучезапястном и локтевом суставах, которое осуществляется в вертикальной плоскости от верхнего исходного положения вниз до нижнего крайнего положения и обратно вверх — до верхнего крайнего (исходного) положения.

Размах ключа, т. е. расстояние между его передними контактами при поднятом рычаге, в начале обучения составляет 1—1,5 мм. При повышении скорости передачи размах ключа снижается до 0,1 мм.

Обучение передаче ключом начинается с отработки приемов правильной посадки за рабочее место.

Правильная посадка за рабочее место определяется следующими положениями:

— правая рука, держащая ключ, должна быть как бы продолжением рычага телеграфного ключа так, чтобы по высоте головка ключа была на уровне локтя правой руки;

— правая рука должна быть согнута в локтевом суставе под углом  $70-75^\circ$ , а локоть руки должен находиться на  $15-20$  см от корпуса, при этом полусогнутые пальцы должны свободно лежать на головке ключа;

— левая рука должна свободно лежать на столе ладонью вниз, пальцы левой руки указывают при этом передаваемые строки текста;

— корпус должен быть слегка наклонен вперед, плечи раздвинуты, но без напряжения, мышцы шеи, руки и ног расслаблены, ноги должны быть расставлены на ширину плеч и опираться всей ступней о пол.

Нарушение этих требований к посадке обучаемого за рабочее место вредно отражается на качестве передачи ключом. От правильного держания ключа во многом зависят скорость и качество передачи

Обучающийся должен держать головку ключа тремя пальцами правой руки так, чтобы большой и средний пальцы обхватывали головку ключа с боков, а указательный палец был наложен на нее сверху в полусогнутом положении. Безымянный палец и мизинец должны быть при этом несколько подогнуты внутрь ладони. Средний палец, прижимаясь сбоку к головке ключа своей второй фалангой, создает незначительное натяжение рычага ключа вверх; указательный палец при движении кисти руки сверху вниз незначительно давит на головку ключа; большой палец, прижимаясь к другой стороне головки ключа, совместно со средним пальцем тянет головку ключа вверх, а при движении кисти сверху вниз несколько нажимает на головку ключа.

Пальцы должны обхватывать головку ключа без напряжения, но так, чтобы во время работы они не отрывались от головки, не скользили по ней и ни в коем случае не производили по головке ударов.

Для разучивания все знаки (буквы, цифры, знаки препинания) разбиваются на следующие группы:

- первая — Е, И, С, Х, 5;
- вторая — Т, М, О, Ш, ноль;
- третья — А, У, Ж, 4, запятая;
- четвертая — Н, Д, Б, 6, знак большого раздела;
- пятая — В, Ю, Й, 1, 2, 3;
- шестая — Г, З, Ч, 9, 8, 7;
- седьмая — Р, П, Л, Ф, Я, Э, знак вопроса;
- восьмая — К, мягкий знак, Ы, Ц, Щ;
- девятая — знаки препинания.

Изученные телеграфные знаки необходимо обязательно повторять при изучении последующих знаков.

После изучения передачи знаков телеграфной азбуки со скоростью  $20-25$  знаков в минуту приступают ко второму этапу обучения — наращиванию скорости передачи до  $60$  и более зна-

ков в минуту. Нарращивание скорости достигается самостоятельной работой обучающегося по передаче текстов.

При составлении тренировочных текстов в них следует включать больше комбинированных знаков, таких, как: Ц, Я, Ф, Ю, В, Щ, Ы, Э, Ж, К, Л, П, Р, Й, Ч, З, 4, 6, 7. Опыт показывает что обучающиеся, хорошо передающие эти знаки, как правило, хорошо передают любые сочетания букв и цифр.

### Обучение слуховому радиоприему

Обучение слуховому радиоприему, так же как и обучение передаче ключом, можно разделить на два основных этапа: первый этап — изучение знаков телеграфной азбуки, второй этап — наращивание скорости радиоприема.

Основной задачей первого этапа является уверенный прием различных текстов со скоростью 30—40 знаков в минуту.

Без выполнения этой задачи нельзя переходить к отработке задач второго этапа.

Второй этап является этапом наращивания скорости слухового радиоприема до 60 и более знаков в минуту.

Способность к восприятию, запоминанию и воспроизведению знаков не является прирожденной, а развивается в процессе обучения и на практической работе.

Нарращивание скорости слухового приема невозможно без совершенствования навыков письма, поэтому необходимо добиваться четкости и быстроты написания букв и цифр с расчетом, чтобы скорость письма значительно опережала достигнутую обучающимся скорость приема.

Изучение знаков должно производиться в следующем порядке:

- первая группа — А, Ф, Г, С, Т;
- вторая группа — О, Б, З, ?, У;
- третья группа — К, Р, П, Е, М;
- четвертая группа — Д, Щ, Й, Н, Ъ;
- пятая группа — Э, И, Ж, Ю, Ш, Л;
- шестая группа — В, Ы, Я, Х, Ч, Ц;
- седьмая группа — 1, 3, 5, 7, 9;
- восьмая группа — 2, 4, 6, 8, 0;
- девятая группа — знаки препинания.

Возможны и другие варианты распределения азбуки, но во всех случаях необходимо исходить из общего требования: не изучать одновременно сходно звучащие знаки. Вначале прочно осваивается один знак сходной по звучанию пары, затем приступают к изучению другого с тем, чтобы сходно звучащие знаки не встречались в одном упражнении, пока один из них не освоен при скорости передачи текста 40 знаков в минуту.

После изучения телеграфной азбуки наращивание скорости передачи и приема достигается повседневной тренировкой.

## Звуковые генераторы

Для изучения сигналов телеграфной азбуки можно применять различные генераторы; простейшим из них является зуммер. Гораздо устойчивее работают ламповые генераторы. Схема одного такого генератора с питанием от батарей приведена на рис. 7.

Колебательный контур генератора образуется обмоткой I трансформатора  $Tr_1$  и одним из конденсаторов  $C_1—C_5$ . Путем переключения этих конденсаторов изменяют частоту колебаний, подбирая благоприятный тон. Емкости конденсаторов  $C_1—C_5$  на схеме указаны ориентировочно, так как необходимая их величина в сильной степени зависит от индуктивности обмотки I трансформатора  $Tr_1$ .

Колебательный контур включен в цепь экранной сетки, которая в данном случае играет роль анода генератора. Роль катушки обратной связи в этом случае играет обмотка II трансформатора  $Tr_1$ . В качестве  $Tr_1$  может быть использован любой междуламповый трансформатор с соотношением чисел витков обмоток I и II от 1:1 до 1:5.

Схема генератора с питанием от сети переменного тока приведена на рис. 8.

Генератор собран на лампе  $L_1$  (6Ж8), а лампа  $L_2$  (6С2С) используется в качестве кенотрона. Нити накалов этих ламп соединены последовательно, а вместо гасящего сопротивления использована обычная осветительная лампочка на 127 в, 40 вт. В случае питания генератора от сети с напряжением 220 в последовательно с предохранителем необходимо включить еще одну такую же лампочку, но более удобно использовать в генераторе небольшой силовой трансформатор, например от прием-

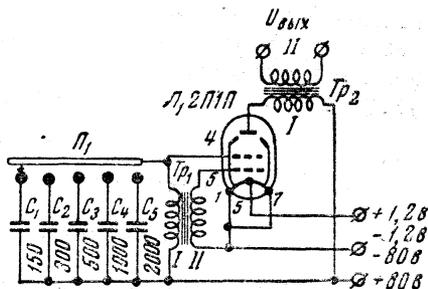


Рис. 7

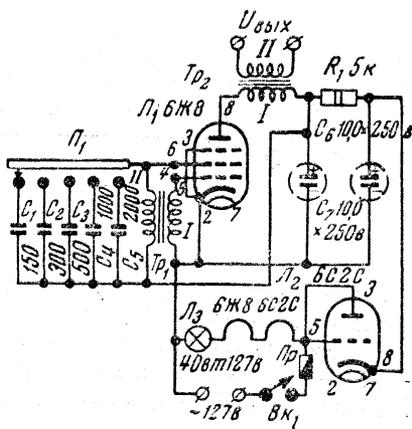


Рис. 8

ников «Москвич», «АРЗ», «Рекорд» и др. Это позволит применить в качестве  $L_1$  более мощную лампу (например, 6П6С).

Данные трансформаторов  $Tp_1$  и  $Tp_2$  могут быть такими же, как и в описанном выше генераторе, собранном на лампе 2П1П.

## РАДИОКОДЫ

Радиокодом называется сборник условных сокращений, применяющихся для переговоров при радиообмене. Каждое кодовое выражение состоит из одной или нескольких букв, заменяющих целое определение или отдельную фразу.

Все коротковолновики для радиообмена применяют международные радиотелеграфный Q-код и радиолобительский код.

Все выражения Q-кода — трехбуквенные и начинаются с буквы Q. Каждое выражение Q-кода может служить вопросом и ответом. В первом случае оно передается с вопросительным знаком, а во втором — без него. Например, переданное выражение «QTC?» (со знаком вопроса) означает: «Есть ли у вас сообщения?» То же обозначение «QTC», переданное без вопросительного знака, означает: «У меня есть для вас сообщения».

Иногда ответ на вопрос сопровождается добавочными уточняющими сведениями, например на вопрос «QRA?», означающий: «Какой адрес вашей станции?», московский коротковолновик может ответить: «QRA — Москва».

Q-код применяется не только в радиолобительской практике, но и в профессиональной радиосвязи всех стран.

Ниже мы приводим здесь те выражения Q-кода, которые нужны для любительского радиообмена. Значения некоторых выражений Q-кода даны в радиолобительской терминологии, не совпадающей со значениями, применяющимися в профессиональной радиосвязи, где, например, «QRA?» означает не «Какой адрес вашей станции?», а «Как называется ваша станция?».

### Q-КОД

Обозначение	Что означает	
	с вопросительным знаком	без вопросительного знака
*QRA	Какой адрес вашей станции?	Адрес моей станции...
QRB	Каково приблизительно расстояние между нами?	Нахожусь на расстоянии... км от вас.
QRG	Какова длина (частота) моей волны?	Длина (частота) вашей волны ...
*QRH	Меняется ли длина (частота) моей волны?	Длина (частота) вашей волны меняется.
*QRI	Постоянен ли тон моей передачи?	Тон вашей передачи меняется.
*QRJ	Не слабы ли мои сигналы?	Ваши сигналы слабы, прием затруднен.
QRK	Какова разборчивость моих сигналов?	Разборчивость ваших сигналов... (от 1 до 5).

Обозначение	Что означает	
	с вопросительным знаком	без вопросительного знака
*QRL	Заняты ли вы?	Я занят. Прошу не мешать.
*QRM	Мешают ли приему другие станции?	Приему мешают другие станции.
*QRN	Мешают ли вам атмосферные разряды?	Мне мешают атмосферные разряды.
*QRO	Увеличить ли мощность?	Увеличьте мощность.
*QRP	Уменьшить ли мощность?	Уменьшите мощность.
*QRQ	Передавать ли быстрее?	Передавайте быстрее (... знаков или слов в минуту).
*QRS	Передавать ли медленнее?	Передавайте медленнее (... знаков или слов в минуту).
*QRT	Прекратить ли передачу?	Прекратите передачу
*QRU	Имеете ли вы что-либо для меня?	Для вас ничего нет.
QRV	Готовы ли вы к приему?	Я готов.
QRW	Сообщить ли... что вы его вызываете?	Прошу сообщить... что я вызываю его.
QRX	Ждать ли мне? Когда возобновим связь?	Ждите, связь возобновим в... часов (или позже)
QRY	Какова моя очередь?	Ваша очередь...
*QRZ	Кто меня вызывает?	Вас вызывает...
QSA	Какова сила моих сигналов?	Сила ваших сигналов... (от 1 до 5).
QSB	Меняется ли сила моих сигналов?	Сила ваших сигналов меняется.
*QSD	Каково качество моей передачи?	Ваша работа на ключе плоха.
*QSL	Дадите ли вы мне подтверждение (квитанцию) в приеме?	Прием подтверждаю (квитанцию пришло).
QSO	Имеете ли вы связь с...?	Я имею прямую связь с...
QSP	Можете ли вы передать...?	Передам... (кому, что).
QSQ	Передавать ли по одному разу слово?	Передавайте по одному разу слово.
QSW	Можете ли передавать на волне (частоте)...?	Я сейчас буду передавать на волне (частоте)...
QSY	Перейти ли на волну...?	Перейдите на волну...
QSZ	Передавать ли слово по два раза?	Передавайте слово по два раза.
QTC	Есть ли у вас сообщения?	У меня есть для вас сообщения.
QTH	Каково ваше географическое местонахождение?	Я нахожусь на градусе...
QTR	Укажите точное время.	Сейчас ровно... час... мин.
QTU	В какие часы вы работаете?	Я работаю от... до... час.
QUA	Имеете ли вы известия от...?	Сообщаю известия от...

Каждый коротковолновик должен хорошо знать радиокоды, особенно главные обозначения (выражения), наиболее часто встречающиеся при радиообмене. Для облегчения запоминания и пользования кодами такие обозначения отмечены в приведенной таблице звездочкой\*.

## ЛЮБИТЕЛЬСКИЙ РАДИОКОД

Обозначение (применяется при радиотелеграфных связях с иностранными и советскими радиолюбителями)	Полное слово (применяется при радиотелефонных связях с иностранными радио- любителями)	Что означает (применяется при радиотелефонных связях с советскими радиолюбителями)
ABT AC ADR, ADS AER, ANT AFTER AGN ALL ALSO AM AMP AMMTR ARE AS AT AT FIRST AT END AT TIMES AT LAST	About Alternating current Adresse Aerial, Antenna After Again All Also Ante meridiem Ampere Ammeter Are — At At first At end At times At last	Около, приблизительно Переменный ток Адрес Антенна После Опять, снова Все Также Полуночи Ампер Амперметр Есть (множеств.) Ждать, ждите к, в, при Сперва К концу Временами Наконец
Все* Также*		
Есть*		

AUD  
BAD, BD  
BAND  
BEAM  
BEST  
BFR  
BY, BI  
BK

BOX  
BTR  
BUT  
CALL  
CALL BOOK  
CAN, CN  
CANT, CNT  
CC  
CFM  
CHEERIO  
CITY  
CL  
CLEAR  
CLG  
CLOUDY

Но\*  
Вызов\*

Могут\*  
Не могут\*

Город\*

Audibility  
Bad  
Band  
Beam  
Best  
Before  
By  
Break

Post dox  
Better  
But  
Call  
Call book  
Can  
Can not  
Cristal control  
Confirm  
—  
City  
Close  
Clear  
Calling  
Cloudy

Слышимость  
Плохо, плохой  
Диапазон  
Направленная (антенна)  
Лучше  
Перед  
Посредством, при помощи  
Прекратите передачу (или) отвечайте во  
время моей передачи (могу работать ду-  
плексом)  
Ящик (почтовый)  
Лучше  
Но  
Вызов (или) позывной  
Список коротковолнников  
Могут  
Не могут  
Стабилизация кварцем  
Подтверждаю, подтверждение  
Желаю успеха  
Город  
Прекращаю работу (закрываю станцию)  
Ясно (как в смысле погоды, так и в смысле  
помех)  
Вызываю, вызывает  
Облачно

Обозначение (применяется при радиотелеграфных связях с иностранными и советскими радиолюбителями)	Полное слово (применяется при радиотелефонных связях с иностранными радио- любителями)	Что означает (применяется при радиотелефонных связях с советскими радиолюбителями)
CO COLO CONDX CONGRATS COPI CP CQ CRD CU CUAGN CUL CW  DC	Cristal oscillator Cold Conditions Congratulatiions Copy Counterpoise — Card See you See you again See you later Continuous wave  Direct current	Кварцевый генератор Холодно Условия (слышимость) Поздравления Записывать (принимать) Противовес Всем, всем (общий вызов) Карточка-квитанция Встретимся (в эфире) Встретимся снова Встретимся позже Незатухающие колебания (телеграфная пе- редача) Постоянный ток
DE DIRECT DPE DR DX	— Direct Dope Dear Distant	От, из Непосредственно, прямо Сообщение Дорогой Дальняя связь, дальнейе расстояние

EAST	Восток*
END	
ERE	Здесь*
ES	И*
EVY	
FAN	
FAIR	
FB	
FD	
FER, FOR, FR	За, для, при*
FINE	
FIRST	
FM	Из, от*
FONE	
FREQ	
FR ST	
GA	
GB	дсв*
GD	дд*
GE	дв*
GEN	
GET	
GLD	Рад*
GM	ду*
GMT	

East
End
Here
—
Every
—
Fair
Fine Business
Frequency doubler
For
Fine
First
From
Telephone
Frequency
Frost
GO ahead!
Good bye
Good day
Good evening
Generator
Get
Glad
Good morning
Greenwich mean time

Восток
Конец
Здесь
И
Каждый
Коротковолновик-наблюдатель
Превосходно, прекрасно (погода)
Превосходно, прекрасно
Удвоитель
За, для, при
Хороший, прекрасный
Первый
Из, от
Телефон
Частота
Мороз
Давайте, начинайте
Прощайте
Добрый день
Добрый вечер
Генератор
Получать
Рад, доволен
Доброе утро
Гринвичское время (минус 3 часа от московского)



I  
IN  
INPUT, INPT  
IS  
K  
KC  
KNOW  
KW  
KY  
LAT  
LAST  
LF  
LID  
LOCAL  
LONG  
LONG  
LOG  
LT  
LTR  
LUCK  
MA  
MC  
MEET  
MF  
MI  
MIKE

я\*  
в\*  
Есть\*  
Знать\*  
Ключ\*  
Успех\*  
Мой\*

i  
in  
input  
is  
—  
Kilocycle  
Know  
Kilowatt  
Key  
Latitude  
Last  
Low Frequensy  
—  
Local  
Long  
Longitude  
Logbook  
Low tensioh  
Letter  
Luck  
Milliampermeter  
Megacycle  
Meet  
Microfarad  
My  
Microphone

Я  
В  
Подводимая мощность  
Есть  
Отвечайте, передавайте  
Килоцикл  
Знать  
Киловатт  
Ключ телеграфный  
Широта  
Последний  
Низкая частота  
Плохой оператор  
Местный  
Длинный, долго  
Долгота  
Список радиостанций  
Низкое напряжение  
Письмо  
Успех, счастье  
Миллиамперметр  
Мегацикл  
Встретить  
Микрофарада  
Мой  
Микрофон



OC		Old comrade	Приятель (дословно — старый товарищ)
OK		—	Принял правильно, понял
OLD		Old	Старый
OM	тов.*	Old man	Приятель (дословно — старый человек)
ON	На*	On	На
OP		Operator	Оператор, радист
OUTPUT		Output	Отдаваемая мощность
PA		Power amplifier	Мощный усилитель
PART		Part	Часть
PSE		Please	Пожалуйста
PSED	Рад*	Pleased	Доволен, рад
PWR		Power	Мощность
R		Right	Верно, правильно принял
RAIN		Rain	Дождь
RCD		Received	Принял, получил
RCV		Receive	Получать, принимать
RCVR, RX		Receiver	Приемник
RDN		Radiation	Излучение
RDO		Radio	Радио
RPRT, REPT		Report	Сообщение
RITE		Write	Писать, пишете
RIG		—	Передатчик
RPT		Repeat	Повторение, повторите, повторяю
RST		Readability Strength tone	Обозначение разбираемости, силы приема (громкости и тона)
SA		Say	Скажите

Обозначение (применяется при радиотелеграфных связях с иностранными и советскими радиолюбителями)	Полное слово (применяется при радиотелефонных связях с иностранными радио- любителями)	Что означает (применяется при радиотелефонных связях с советскими радиолюби- телями)
SEC SECOND SEND SIGS SK SKED SME, SUM SNOW SOLID SOON, SN SOUTH SRR1, SRI SPK SS STDI STN STRONG SURE SW TEN	Second Second Send Signals — Schedule Some Snow Solid Soon South Sorry Speak Ship Station Steady Station Strong Sure Short wave Ten metre band	Секунда Второй Посылать, передавать Сигналы Полное окончание обмена Расписание работы Некоторые, несколько Снег Уверенно, солидно Скоро Юг К сожалению, жаль Говорить Судовая станция Устройство Станция Сильно Уверенность, будьте уверены Короткая волна, коротковолновый Дециметровый диапазон

Юг\*  
Жаль\*

TEST	Опыт*	Test	Опыт, опытная работа
TFC		Traffik	Трафик, регулярная радиосвязь, обмен
TIME		Time	Время
TILL	До*	Till	До
TKS, TNX		Thanks	Благодарность
TMR, TMW		To morrow	Завтра
TO	к, Для*	To	К, для
TODI		To-day	Сегодня
TONITE		To-night	Сегодня (вечером)
TOO		Too	Также (или) слишком
TONE	Тоне*	Tone	Тон
TRUB		Trouble	Помеха, затруднение
TUBE	Лампа*	Tube	Лампа
TX		Transmitter	Передатчик
TXT		Text	Текст
U	Вы*	You	Вы (или) советский коротковолновик, имеющий передатчик
UNLIS		Unlicensed	Нелегальщик
UNSTDI		Unsteady	Нестабильно, неустойчиво
UR	Ваш*	Your	Ваш
USW	УКВ*	Ultra chort waves	Ультракороткие волны
VALVE		Valve	Радиолампа
VIA		—	Через, посредством
VY		Very	Очень
W		Word	Слово
WTTS		Watts	Ватты

Обозначение (применяется при радиотелеграфных связях с иностранными и советскими радиолюбителями)	Полное слово (применяется при радиотелефонных связях с иностранными радио- любителями)	Что означает (применяется при радиотелефонных связях с советскими радио- любителями)
WAC WAVE WARM WEST WEAK WID WIND WLL WRK WRKD WW WX XCUSE XTAL YES YDAY YL 73	Worked all continents Wave Warm West Weak With Wind Will Work Worked World wide Weather Excuse Crystal Yes Yesterday Young lady —	Работал со всеми континентами Волна Тепло Запад Слабый С Ветер Буду, будет, будете Работа, работать Работал Весь мир Погода Извинения Кварцевый кристалл Да Вчера Девушка Наилучшие пожелания
		* Применяются только при связях с советскими радиолюбителями.

Q-код не имеет достаточного набора выражений, необходимых для ведения переговоров по всем вопросам экспериментальной и научно-исследовательской работы, проводимой любителями в области радиосвязи. Поэтому коротковолновики выработали свой специальный международный радилюбительский код, состоящий из буквенных и цифровых выражений, дополняющих Q-код и значительно расширяющих возможности радиопереговоров.

### Обозначения системы RST и шкалы модуляции M

Для определения качества приема радиотелеграфных сигналов корреспондента по их разбираемости, громкости и тону коротковолновики применяют так называемую систему RST, состоящую из трехзначного числа, передаваемого после букв RST, например RST 589.

Первая цифра этого числа определяет разбираемость сигналов, оцениваемую по пятибалльной шкале разбираемости — R. Вторая цифра определяет громкость сигналов, оцениваемую по девятибалльной шкале громкости — S. Третья цифра характеризует тон сигналов, оцениваемый по девятибалльной шкале тона — T.

#### Шкала разбираемости — R:

1. Неразборчиво, принимать невозможно.
2. Едва можно разобрать отдельные слова.
3. Разборчиво, но с большим трудом.
4. Разборчиво.
5. Совершенно разборчиво.

#### Шкала громкости — S:

1. Сигналы едва слышны, принимать невозможно.
2. Очень слабые сигналы, отдельные разбираются с трудом.
3. Слабые сигналы, принимаются с трудом.
4. Сигналы средней громкости, принимать можно.
5. Удовлетворительные сигналы, принимаются без напряжения.
6. Хорошие сигналы.
7. Умеренно громкие сигналы.
8. Громкие сигналы.
9. Чрезвычайно громкие сигналы, громкоговорящий прием.

#### Шкала тона — T:

1. Чрезвычайно грубый шипящий тон от переменного тока.
2. Более устойчивый, но очень грубый тон от переменного тока, никаких следов музыкальности.

3. Хрипый, слегка музыкальный тон от выпрямленного, но несглаженного тока.

4. Средней музыкальности, довольно грубый тон от небольшого сглаживания.

5. Музыкально-модулированный журчащий тон от недостаточного сглаживания.

6. Устойчивый музыкальный тон с небольшой пульсацией.

7. Хороший тон от выпрямленного тока с едва заметной пульсацией.

8. Чистый музыкальный тон от выпрямленного тока, лишь следы пульсации

9. Чистейший музыкальный тон от постоянного тока.

Если передатчик с кварцевой стабилизацией, то для обозначения после цифры тона «9» передается буква «X» (икс).

Для определения качества модуляции любительских станций, работающих телефоном, применяется шкала модуляции — М. Цифрой этой шкалы, определяющей качество модуляции, заменяется последняя цифра системы RST (тон), а буквой М — буква Т. Полученная таким путем система определения качества приема радиотелефонных станций носит наименование «система RSM». Эта система применяется только советскими коротковолновиками; зарубежные коротковолновики определяют качество модуляции как «хорошая» или «плохая» или же в процентном отношении.

### Шкала качества модуляции — М:

1. Очень искаженная передача, слов разобрать нельзя.

2. Искраженная передача, с трудом разбираются слова.

3. Передача разборчивая, но искажения очень заметны.

4. Довольно чистая передача, искажения едва заметны.

5. Передача прекрасная, без всяких искажений.

Для радиотелефонных связей между коротковолновиками разных стран при передаче позывных сигналов и слов «по буквам» применяется следующий фонетический алфавит:

A — Амстердам, Эйбел, Адам	N — Нью-Йорк, Нэнси
B — Балтимор, Бекер	O — Осло, Онтарио, Отто
C — Касабланка, Канада	P — Парис, Питер
D — Данемарк, Давид	Q — Квебек, Куин
E — Эдиссон, Иди	R — Рома, радио, Роберт
F — Флорида, Фокс	S — Сант-Яго, Шюгер, Сюзанна
G — Галлиполи, Джордж	T — Триполи, Томас, Токио
H — Хавана, Гонолулу	U — Упсала, Юнион
I — Итали, Индия	V — Валенсия, Виктор
J — Иерусалим, Джон	W — Вашингтон, Вильям
K — Килограмм, Кинг, киловатт	X — Ксантипп, Эксуэй
L — Ливерпуль, Лондон, лев	Y — Июкогама, Юнг
M — Мадагаскар, Мэри, Майк	Z — Цюрих, Занзибар, зебра, зиро

Произношение букв и цифр, применяемое радиолюбителями при международных радиотелефонных связях:

A — эй	J — джей	S — эс
B — би	K — кэй	T — ти
C — си	L — эл	U — ю
D — ди	M — эм	V — ви
E — и	N — эн	W — даблью
F — эф	O — о	X — экс
G — джи	P — пи	Y — уай
H — эйч	Q — кю	Z — зед
I — ай	R — ар	
1 — уан	8 — эйт	50 — фифти
2 — туу	9 — найн	60 — сиксти
3 — сри	0 — зиро	70 — севенти
4 — фоур	10 — тэн	80 — эйти
5 — файв	20 — туэнти	90 — найнти
6 — сикс	30 — серти	100 — хандрэд
7 — севен	40 — фоурти	1 000 — саузенд

Произношение сотен и тысяч составляется из произношения цифры, соответствующей той или иной сотне или тысяче, с добавлением произношения цифры 100 или 1 000. Так, например, 200 произносится как «два, сто» («туу, хандрэд»), 4 000 — как «четыре, тысяча» («фоур, саузенд») и т. д.

### ПОЗЫВНЫЕ РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКИХ СТАНЦИЙ

Позывной сигнал присваивается каждой радиостанции для того, чтобы найти ее в эфире среди сотен тысяч других радиостанций.

Позывные любительских радиостанций всех стран построены по одинаковому принципу. Схема и структура их построения настолько проста, что при внимательном изучении приводимые таблицы станут понятны каждому любителю.

Позывной сигнал каждой любительской радиостанции начинается с условного буквенного обозначения страны, которой принадлежит радиостанция, затем следует цифра, обозначающая определенную часть территории страны (специально выделенной для составления позывных), на которой находится радиостанция, и, наконец, буквенная серия, даваемая в алфавитном порядке.

Для примера рассмотрим систему составления позывных наших советских любительских радиостанций.

Все позывные наших коротковолновых любительских радиостанций начинаются с буквы «U», присвоенной только Советскому Союзу, вторая буква определяет союзную республику, после которой идет цифра, указывающая один из десяти условных радиолюбительских районов, на которые разделена терри-

тория СССР специально для составления позывных любительских станций. После цифры в позывных индивидуальных любительских радиостанций идут двухбуквенные серии. Позывные коллективных радиостанций, принадлежащих радиоклубам, для отличия от индивидуальных станций перед этой серией букв имеют букву «К». Поэтому буква «К» не участвует в позывных в качестве второго знака (за буквой «U»), а у позывных индивидуальных станций — в качестве четвертого знака (за цифрой).

Двухбуквенные серии, идущие за цифрой, составляются так: берется буква «А» и к ней прибавляется каждая буква латинского алфавита от «А» до «Z». Получается 26 позывных от «AA» до «AZ». Далее берется буква «В» и к ней прибавляются поочередно буквы от «А» до «Z». Точно так же поступают для буквы «С» и последующих букв. Всего получается  $26 \times 26 = 676$  позывных (от «AA» до «ZZ»).

Если радиостанций больше этой цифры и позывных с двухбуквенными сериями за цифрой не хватает, то прибавляют еще одну букву, т. е. переходят на трехбуквенную серию, однако с таким расчетом, чтобы позывной в своем составе имел не более шести знаков.

Позывные ультракоротковолновых любительских радиостанций построены по тому же принципу, что и коротковолновые, и отличаются от них только тем, что в качестве первой буквы позывного вместо «U» используется буква «R».

Позывные коротковолновиков-наблюдателей строятся по тому же принципу, что и позывные любительских передающих радиостанций, с той лишь разницей, что за цифрой вместо буквенной серии идет порядковый номер регистрации, например UA3-1, UB5-4578, UQ2-12000 и т. д.

#### РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ПЕРВЫХ ТРЕХ ЗНАКОВ ПОЗЫВНЫХ СИГНАЛОВ ЛЮБИТЕЛЬСКИХ РАДИОСТАНЦИЙ СССР

Первые три знака позывного сигнала		Республика (край, область)
КВ	УКВ	
UA1	RA1	Ленинградская и Архангельская области, все острова в Баренцевом и Карском морях между 32-м и 65-м меридианами к востоку от Гринвича (Земля Франца-Иосифа, Новая Земля, Колгуев, Вайгач и др.), Вологодская, Новгородская, Псковская, Мурманская области
UA2 UA3	RA2 RA3	Калининградская область Московская, Калининская, Смоленская, Орловская, Ярославская, Костромская, Тульская, Воронежская, Тамбовская, Рязанская, Горьковская, Ивановская, Владимирская, Курская, Калужская и Брянская области

Первые три знака позывного сигнала		Республика (край, область)
КВ	УКВ	
UA4	RA4	Сталинградская, Саратовская, Пензенская, Куйбышевская, Ульяновская и Кировская области, Татарская, Марийская, Мордовская и Чувашская АССР
UA6	RA6	Краснодарский край, Адыгейская автономная область, Ставропольский край, Чечено-Ингушская АССР, Ростовская, Крымская и Астраханская области, Северо-Осетинская, Дагестанская и Кабардинская АССР
UA9	RA9	Челябинская, Свердловская, Пермская, Томская, Тюменская и Омская области. Все острова в Карском море между 65-м и 75-м меридианами к востоку от Гринвича (северо-восточная часть Новой Земли — мыс Желания и мыс Спорный Наволок), Новосибирская, Курганская, Чкаловская и Кемеровская области, Башкирская и Коми АССР; Алтайский край, Ойротская и Тувинская автономные области
UAØ	RAØ	Красноярский край и все острова в Карском море и море Лаптевых между 75-м и 112-м меридианами к востоку от Гринвича (Северная Земля, остров Диксон и др.)
UB5	RB5	Хабаровский край, Амурская и Сахалинская области, Курильские острова и все острова в Восточно-Сибирском и Чукотском морях между 164-м меридианом к западу от Гринвича (о-в Врангеля и др.), Приморский край, Бурят-Монгольская и Якутская АССР. Все острова в море Лаптевых и Восточно-Сибирском море между 112-м и 164-м меридианами к востоку от Гринвича, Иркутская и Читинская области
UC2	RC2	Украинская ССР
UD6	RD6	Белорусская ССР
UF6	RF6	Азербайджанская ССР, в том числе Нахичеванская АССР и Нагорно-Карабахская автономная область
UG6	RG6	Грузинская ССР, в том числе Абхазская и Аджарская АССР, Южно-Осетинская автономная область
UH8	RH8	Армянская ССР
UI8	R18	Туркменская ССР
UJ8	RJ8	Узбекская ССР, в том числе Кара-Калпакская АССР
UL7	RL7	Таджикская ССР
UM8	RM8	Казахская ССР
UN1	RN1	Киргизская ССР
UO5	RO5	Карельская АССР
UP2	RP2	Молдавская ССР
UQ2	RQ2	Литовская ССР
UR2	RR2	Латвийская ССР
		Эстонская ССР

## УСЛОВНЫЕ БУКВЕННЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ СТРАН

Для составления позывных всех действующих радиостанций каждой стране предоставляются определенные серии букв, которыми может пользоваться только та страна, которой эти серии присвоены.

Распределение серий по странам производится Международными конференциями электросвязи. Из полученных серий каждая страна самостоятельно выделяет серии букв для составления любительских позывных.

В первой графе «Обозначение» дана одна или две буквы — первые знаки позывного, обозначающие национальность радиостанции. Цифра, следующая за буквенным обозначением, дает ориентировочное представление о месте нахождения радиостанции; во второй графе дано наименование стран и в третьей — сокращенное (условное) наименование континента, на котором расположена радиостанция: «Е» — Европа, «А» — Азия, «Аф» — Африка, «ЮА» — Южная Америка, «СА» — Северная Америка, «О» — Океания.

Обозначение	Страна	Континент
AP	Пакистан . . . . .	А
C	Китай . . . . .	А
CE	Чили . . . . .	ЮА
CM; CO	Куба . . . . .	СА
CN	Марокко . . . . .	Аф
CP	Боливия . . . . .	ЮА
CR4	Острова Зеленого Мыса . . . . .	Аф
CR5	Португальская Гвинея . . . . .	Аф
CR6	Ангола . . . . .	Аф
CR7	Мозамбик . . . . .	Аф
CR8	Гоа (Португальская Индия) . . . . .	А
CR9	Макау . . . . .	А
CR10	Остров Тимор . . . . .	О
CT1	Португалия . . . . .	Е
CT2	Азорские острова . . . . .	Аф
CT3	Остров Мадейра . . . . .	Аф
CX	Уругвай . . . . .	ЮА
DL, DJ	Федеральная Республика Германии . . . . .	Е
DM	Германская Демократическая Республика . . . . .	Е
DU	Филиппинские острова . . . . .	О
EA1—5,7	Испания . . . . .	Е
EA6	Балеарские острова . . . . .	Е
EA8	Канарские острова . . . . .	Аф
EA9	Марокко (Исп.) . . . . .	Аф
EAØ	Испанская Гвинея . . . . .	—
EI	Эйре (Ирландия) . . . . .	Е
EL	Либерия . . . . .	Аф
EP; EQ	Иран . . . . .	А
ET	Эфиопия (Абиссиния) . . . . .	Аф
F3-8-9	Франция . . . . .	Е

Обозначение	С т р а н а	Континент
FA	Алжир . . . . .	Аф
FB	Остров Мадагаскар . . . . .	Аф
FC	Того (Франц.) . . . . .	Аф
FD	Корсика . . . . .	Е
FE	Камерун . . . . .	Аф
FF	Французская Западная Африка . . . . .	Аф
FG	Гваделупа . . . . .	СА
FI	Вьетнам . . . . .	А
FK	Новая Каледония . . . . .	О
FL	Французское Сомали . . . . .	Аф
FM	Остров Мартиника . . . . .	СА
FN	Французская Индия . . . . .	А
FO	Океания (Франц.) . . . . .	О
FP	Острова Сан-Пьер и Микелон . . . . .	СА
FQ	Французская Экваториальная Африка . . . . .	Аф
FR	Остров Реюньон . . . . .	Аф
EUS YJ1	} Новые Гебриды . . . . .	О
FY8		Французская Гвиана, Инини . . . . .
G; GB	Англия (Великобритания) . . . . .	Е
GC	Острова в канале Ла-Манш, остров Шан- нель и др. . . . .	Е
GD	Остров Мэн . . . . .	Е
GI	Северная Ирландия . . . . .	Е
GM	Шотландия . . . . .	Е
GW	Уэльс . . . . .	Е
HA	Венгрия . . . . .	Е
HB	Швейцария . . . . .	Е
HC	Эквадор . . . . .	ЮА
HC8	Остров Галапагос . . . . .	—
HE	Лихтенштейн . . . . .	Е
HN	Гаити . . . . .	СА
Hi	Доминиканская Республика . . . . .	СА
HK	Республика Колумбия . . . . .	ЮА
HL	Корея . . . . .	А
HP	Республика Панама . . . . .	СА
HR	Гондурас . . . . .	СА
HS	Сиам . . . . .	А
HU	Ватикан . . . . .	Е
HL	Саудовская Аравия . . . . .	А
I	Италия . . . . .	Е
IS	Остров Сардиния . . . . .	Е
IT	Сицилия . . . . .	Е
JA	Япония . . . . .	А
JY	Транснордания . . . . .	А
K1-Ø W1-Ø	} Соединенные Штаты Америки . . . . .	СА
KA-Ø		Волканские острова . . . . .
KB6	Острова Бейкер, Хауленд и Фе- никс . . . . .	О
KC4	Остров Навасса . . . . .	О
КС6	Каролинские острова . . . . .	О

Обозначение	С т р а н а	Континент
KG6	Острова Марианские, Гуам	О
KN6	Гавайские острова	О
KJ6	Остров Джонстон	О
KL7	Аляска	СА
KM6	Остров Мидвей	О
KP4	Порто-Рико	СА
KP6	Острова Пальмира, Ярвис	О
KR6	Остров Окинава	А
KS4	Остров Свэн	СА
KS6	Острова Самоа	О
KV4	Виргинские острова	СА
KW6	Остров Уэйк	О
KX6	Маршалские острова	О
KZ5	Зона Панамского канала	СА
LA; LB	Норвегия, Шпицберген	Е
LU	Аргентина	ЮА
LU	Южно-Оркнейские острова	ЮА
LX	Люксембург	Е
LZ	Болгария	Е
(MB9) OE	Австрия	Е
MD3	Эритрея	Аф
MD4	Итальянское Сомали	Аф
(MD5) {	Египет	Аф
SU		
(MD6) {	Ирак	А
YI		
(MP4) {	Оман	А
VS9		
OA	Перу	ЮА
OE	Австрия	Е
OH	Финляндия	Е
OK	Чехословакия	Е
ON	Бельгия	Е
OQ	Бельгийское Конго	Аф
OX	Гренландия	СА
OY	Фарерские острова	Е
OZ	Дания	Е
PA	Голландия	Е
PJ	Голландская Западная Индия	ЮА
PK1-3	Остров Ява	О
PK4	Остров Суматра	О
PK5	Остров Борнео	О
PK6	Остров Целебес и Молуккские острова	О
PK7	Голландская Новая Гвинея	О
PX	Республика Андorra	Е
PY	Бразилия	ЮА
PZ	Голландская Гвинея	ЮА
SM	Швеция	Е
SP	Польша	Е
ST	Судан	Аф

Обозначение	С т р а н а	Континент
SU	Египет . . . . .	Е
SV	Греция и Крит . . . . .	Е
SV5	Додеканес . . . . .	Е
TA	Турция . . . . .	ЕА
TF	Исландия . . . . .	Е
TG	Гватемала . . . . .	СА
TI	Коста-Рика . . . . .	СА
U	СССР . . . . .	ЕА
VE	Канада . . . . .	СА
VE1	Приморские провинции, Новая Шотландия, Нью-Брансуик . . . . .	СА
VE2	Квебек . . . . .	СА
VE3	Онтарио . . . . .	СА
VE4	Манитоба . . . . .	СА
VE5	Саскачеван . . . . .	СА
VE6	Провинция Альберта . . . . .	СА
VE7	Британская Колумбия . . . . .	СА
VE8	Юкон и Северо-Западные территории . . . . .	СА
VK	Австралия . . . . .	О
VK1	Антарктические острова (Хэрд, Маккуари) . . . . .	О
VK2	Новый Южный Уэльс . . . . .	О
VK3	Виктория . . . . .	О
VK4	Папуа . . . . .	О
VK5	Южная Австралия и Северная территория . . . . .	О
VK6	Западная Австралия . . . . .	О
VK7	Остров Тасмания . . . . .	О
VK8	Северная территория и Южная Австралия . . . . .	О
VK9	Новая Гвинея, острова Норфолк, Адмиралтейские и Лорд-Хау . . . . .	О
VO	Ньюфаундленд . . . . .	СА
VO6	Лабрадор . . . . .	СА
VP1	Гондурас (Брит.) . . . . .	СА
VP2	Острова Лейвард и Виндвард . . . . .	СА
VP3	Гвиана (Брит.) . . . . .	ЮА
VP4	Острова Тринидад и Тобаго . . . . .	ЮА
VP5	Остров Ямайка, Кайманские и Койкосские острова . . . . .	СА
VP6	Остров Барбадос . . . . .	СА
VP7	Багамские острова . . . . .	СА
VP8	Острова Фолклендские, Южные Сандвичевы, Южные Шотландские, Южно-Оркнейские и Южная Георгия . . . . .	ЮА
VP9	Бермудские острова . . . . .	СА
VQ1	Занзибар . . . . .	Аф
VQ2	Северная Родезия . . . . .	Аф
VQ3	Танганьика . . . . .	Аф
VQ4	Кения . . . . .	Аф
VQ5	Уганда . . . . .	Аф

Обозначение	Страна	Континент
VQ6	Сомали (Брит.) . . . . .	Аф
VQ8	Острова Чагос и Маврикий . . . . .	Аф
VQ9	Сейшельские острова . . . . .	Аф
VR1	Острова Джильберта, Эллис и Тихоокеанские . . . . .	О
VR2	Острова Фиджи . . . . .	О
VR3	Остров Фаннинг . . . . .	О
VR4	Соломоновы острова . . . . .	О
VR5	Остров Тонга (Дружбы) . . . . .	О
VR6	Остров Питкери . . . . .	О
VS1	Сингапур . . . . .	А
VS2	Малайя . . . . .	А
VS4	Северный Борнео (Брит.) . . . . .	О
VS5	Саравак, Бруней . . . . .	О
VS6	Гонконг . . . . .	А
VS7	Остров Цейлон . . . . .	А
VS8	Острова Бахрейн . . . . .	А
VS9	Аден, Оман, острова Сокотра и Мальдивские . . . . .	А, Аф
VU	Индия . . . . .	А
W1-Ø	{ Соединенные Штаты Америки . . . . .	СА
K1-Ø		
XE	Мексика . . . . .	СА
XZ	Бирма . . . . .	А
YA	Афганистан . . . . .	А
YI, YJ	Ирак . . . . .	А
YK	Сирия . . . . .	А
YN	Никарагуа . . . . .	СА
YO	Румыния . . . . .	Е
YS	Сальвадор . . . . .	СА
YU	Югославия . . . . .	Е
YV	Венесуэла . . . . .	ЮА
ZA	Албания . . . . .	Е
ZB1	Остров Мальта . . . . .	Е
ZB2	Гибралтар . . . . .	Е
ZC3	Остров Рождества (Кристмас) . . . . .	О
ZC4	Остров Кипр . . . . .	А
ZC5	Северное Борнео (Брит.) . . . . .	О
ZC6	Палестина . . . . .	А
ZD1	Сьерра-Лсоне . . . . .	Аф
ZD2	Нигерия . . . . .	Аф
ZD3	Гамбия . . . . .	Аф
ZD4	Гана . . . . .	Аф
ZD6	Ньясаленд . . . . .	Аф
ZD7	Остров св. Елены . . . . .	Аф
ZD8	Остров Вознесения . . . . .	Аф
ZD9	Острова Тристан-да-Кунья . . . . .	О
ZE	Южная Родезия . . . . .	Аф
ZK1	Острова Кука . . . . .	О
ZK2	Остров Ниуэ . . . . .	О
ZL	Новая Зеландия . . . . .	О

Обозначение	С т р а я а	Континент
ZM	Острова Самоа (Брит.) . . . . .	О
ZP	Парагвай . . . . .	ЮА
ZS1, 2, 5, 6	Южно-Африканский Союз . . . . .	Аф
ZS3	Юго-Западная Африка . . . . .	Аф
ZS7	Свазиленд . . . . .	Аф
ZS8	Базутоленд . . . . .	Аф
ZS9	Бечуаналенд . . . . .	Аф
3V8	Тунис . . . . .	Аф
4X4	Израиль . . . . .	А
3A1	Монако . . . . .	Е
3W8	Демократическая Республика Вьетнам . . . . .	А
4W	Йемен . . . . .	А
5A	Ливия . . . . .	Аф
7B	Андорра . . . . .	Е
9N	Непал . . . . .	А
9S4	Саар . . . . .	Е

### КАК ПОЛУЧИТЬ ПОЗЫВНОЙ КОРОТКОВОЛНОВИКА-НАБЛЮДАТЕЛЯ

Изучив телеграфную азбуку и основы электрорадиотехники, хорошо ознакомившись с радиокодами и правилами обмена, радиолюбитель, имеющий коротковолновый приемник или возможность вести прием на приемнике коллективного пользования, может получить позывной коротковолновика-наблюдателя и приступить к наблюдениям за работой любительских радиостанций.

Для получения позывного коротковолновика-наблюдателя необходимо подать заявление в квалификационную комиссию при ближайшем местном радиоклубе Добровольного общества содействия армии, авиации и флоту (ДОСААФ) и сдать испытания по программе, установленной для коротковолновиков первой группы.

К заявлению должны быть приложены: личный листок по учету радиолюбителей-коротковолновиков, автобиография и две фотокарточки размерами 2,5 × 3 см.

Если радиолюбитель находится далеко от радиоклуба и не может лично явиться в квалификационную комиссию для сдачи испытаний, то испытания принимаются заочно, путем письменных ответов на вопросы и приема передачи одной из любительских телеграфных радиостанций по указанию квалификационной комиссии.

Радиолюбителям, сдавшим испытания, квалификационная комиссия выдает справку, которая со всеми остальными документами направляется радиоклубом в соответствующий республи-

канский комитет ДОСААФ (союзной республики), где радиолюбителю присваивается личный позывной сигнал и выдается через радиоклуб соответствующее удостоверение.

## **КАК ПОЛУЧИТЬ РАЗРЕШЕНИЕ НА ЛЮБИТЕЛЬСКИЙ ПЕРЕДАТЧИК**

Радиолюбитель, основательно ознакомившийся с работой коротковолнников или ультракоротковолнников и проявивший себя в общественной жизни радиоклуба (участие в соревнованиях, выставках, в подготовке радиолюбителей и других массовых и учебных мероприятиях), может стать квалифицированным оператором, знающим все порядки работы в эфире, умеющим самостоятельно вести двухстороннюю радиосвязь, собирать приемники и передатчики, находить и устранять различные повреждения в них.

Такой радиолюбитель уже может просить квалификационную комиссию радиоклуба о проверке его знаний по программе, установленной для радиолюбителей второй группы третьей категории. Если результаты проверки будут удовлетворительными, ему будет выдана квалификационная справка, которая дает право подать заявление о выдаче разрешения на установку и эксплуатацию собственного любительского передатчика.

Для оформления этого разрешения нужно получить в радиоклубе бланки соответствующих документов, заполнить их, вычертить схему передатчика и сдать в радиоклуб с внесением 8 рублей для уплаты регистрационного и установочного сборов.

Радиоклуб прилагает к этим материалам ходатайство соответствующего комитета ДОСААФ о выдаче разрешения и передает их инспектору электросвязи областного управления Министерства связи СССР для дальнейшего оформления.

Приступить к постройке передатчика можно лишь после того, как будет получено разрешение на установку. В разрешении указываются мощность и диапазон, на которых будет работать передатчик, а также срок сдачи передатчика в эксплуатацию.

Если по каким-либо причинам в указанный в разрешении на установку срок передатчик не может быть построен, то об этом своевременно нужно подать заявление областному инспектору электросвязи с просьбой продлить срок установки передатчика. В противном случае разрешение может быть аннулировано.

Приступая к постройке передатчика, необходимо предварительно ознакомиться с правилами безопасности при устройстве и обслуживании радиоаппаратуры, которые необходимо точно соблюдать.

По окончании постройки радиостанции нужно сообщить об этом областному инспектору электросвязи, от которого было получено разрешение на постройку. Инспектор электросвязи осмотрит радиостанцию и, если она будет соответствовать раз-

решенным техническим нормам, составит об этом акт (один экземпляр которого должен храниться при радиостанции) и после внесения абонентной платы (36 рублей в год) взамен разрешения на установку выдаст разрешение на эксплуатацию радиостанции, в котором будут указаны позывные радиостанции.

Получив разрешение на эксплуатацию, радиолюбитель может приступать к работе на передачу. До получения этого разрешения (при наличии разрешения только на постройку передатчика) работать на передачу нельзя.

---

---

## Глава II

### КОРОТКОВОЛНОВЫЕ И УЛЬТРАКОРОТКОВОЛНОВЫЕ ПРИЕМНИКИ

#### ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПРИЕМНИКОВ

Основными данными, характеризующими качественные показатели радиоприемника, являются его электрические параметры и характеристики. Чтобы эти данные не носили отвлеченный характер, они должны быть получены посредством вполне определенных стандартизированных методов измерений. Ниже дается краткая характеристика основных параметров приемника.

**Чувствительность приемника** характеризует его способность принимать слабые сигналы. Ее принято определять, как величину ЭДС сигнала в антенне, необходимую для получения нормальной звуковой мощности. При этом всегда указывают минимально допустимое соотношение между напряжением полезного сигнала и уровнем внутренних шумов на выходе приемника. Большей частью ставят условие, чтобы уровень полезного сигнала не менее чем в 20 раз (26 дБ) превышал уровень внутренних шумов. Под нормальной звуковой мощностью подразумевается  $1/10$  часть номинальной выходной мощности приемника. Измерения производятся при частоте модулирующего сигнала 400 гц и глубине модуляции 30%. Измеряется чувствительность обычно в микровольтах ( $1 \text{ мкв} = 10^{-6} \text{ в}$ ).

**Избирательность приемника по соседнему каналу** определяет его способность отстраиваться от мешающих станций, или, иначе говоря, его способность выделять полезный сигнал из общего комплекса сигналов различных частот, воспринимаемых антенной. Избирательность принято оценивать, как относительное ослабление сигнала при определенной расстройке приемника. Обычно ослабление указывается для точек, отстоящих на 10, 20, а иногда и на 30 кГц от резонансной частоты. Однако более полное представление об избирательных свойствах приемника можно получить, лишь сняв с него резонансную характеристику.

**Полоса пропускания.** Под этим параметром понимается полоса частот, в пределах которой усиление сигналов, проходящих через высокочастотный тракт приемника при фиксированной его настройке, уменьшается не более чем на 30% по сравнению

с усилением на резонансной частоте. Таким образом, этот параметр показывает, какую полосу частот приемник может пропустить достаточно равномерно.

**Избирательность приемника по зеркальному, или симметричному, каналу.** Этот параметр относится лишь к супергетеродинному приемнику и характеризует его способность ослаблять действие симметричной помехи, частота которой отличается на две промежуточные частоты от частоты принимаемого сигнала.

**Стабильность частоты.** В супергетеродинах устойчивость приема сильно зависит от стабильности частоты гетеродина. Стабильность частоты принято характеризовать отношением отклонения частоты к ее номинальному значению и выражать в процентах. Чем это отношение меньше, тем выше стабильность. Например, стабильность частоты гетеродина приемников первого класса должна быть не хуже 0,02%.

**Характеристика автоматической регулировки усиления приемника (АРУ)** показывает, в какой мере поддерживается постоянство напряжения на выходе приемника при изменении уровня сигнала на его входе.

**Частотная характеристика** показывает, как усиливаются различные частоты звукового спектра низкочастотной частью приемника. Ее принято считать достаточно равномерной, если усиление частот звукового спектра изменяется не более чем в два раза (6 дБ) по сравнению с усилением на частоте в 400 гц.

**Характеристика верности (кривая верности).** Так называется частотная характеристика всего приемника в целом — от антенного входа и до зажимов громкоговорителя. Она показывает зависимость напряжения на выходе приемника от частоты звуковых колебаний, которыми модулируется несущая частота сигнала на входе приемника при условии, что уровень несущей частоты и глубина модуляции остаются постоянными.

**Коэффициент нелинейных искажений.** Под нелинейными искажениями понимаются искажения формы колебаний звуковой частоты на выходе приемника по сравнению с формой колебаний, которыми был промодулирован принятый высокочастотный сигнал. Коэффициент нелинейных искажений (коэффициент гармоник) показывает, какой процент гармоник содержится в выходном напряжении по отношению к основному тону, создаваемому чисто синусоидальным исходным напряжением. Он представляет собой отношение:

$$\gamma = 100 \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1},$$

где  $\gamma$  — коэффициент нелинейных искажений в процентах;

$U_1$  — выходное напряжение основной частоты;  
 $U_2, U_3, U_4$  и т. д. — напряжения соответствующих гармоник основной частоты на выходе приемника.

**Коэффициент фона.** Коэффициентом фона называется отношение напряжения фона на выходе приемника (собственные шумы приемника и фон переменного тока) при отсутствии модуляции к напряжению сигнала, появляющегося на выходе, если при тех же условиях промодулировать входное напряжение высокой частоты. Обычно допускается коэффициент фона порядка 1,5—2,5% при напряжении подводимого сигнала, соответствующего нормальной мощности на выходе.

### ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ЛЮБИТЕЛЬСКОМУ ПРИЕМНИКУ

Успешность работы коротковолновика в эфире, его достижения по установлению дальних радиосвязей и результаты в различных соревнованиях во многом определяются качеством приемной части его радиостанции. Поэтому, оборудуя свою радиостанцию, коротковолновик особое внимание уделяет приемной аппаратуре.

Для того чтобы решить, каким должен быть приемник коротковолновика, посмотрим, какие требования к качественным показателям приемника предъявляет специфика работы в любительских диапазонах.

В настоящее время любительские диапазоны настолько перуплотнены, что работающие в них радиостанции создают друг другу сильнейшие взаимные помехи. Часто к этим помехам прибавляются еще атмосферные и индустриальные помехи. Последние особенно велики в крупных городах. И вот при наличии такого количества всевозможных помех коротковолновик должен услышать интересующую его часто очень отдаленную радиостанцию и принять передаваемый ею текст. Поэтому чувствительность и избирательность любительских приемников должна быть доведена до предельной величины, и, кроме того, должны быть приняты специальные меры для устранения искажений, возникающих в результате воздействия на приемник близко расположенных передатчиков.

В связи с тем, что повышение избирательности и сужение пропускаемой полосы частот приводит к ослаблению мешающего действия индустриальных помех и внутренних шумов приемника, реальную чувствительность современного любительского коротковолнового приемника без особого труда можно довести до 0,5—1 мкв при телеграфном приеме и до 1—2 мкв при приеме любительских телефонных радиостанций.

Наименьшая допустимая ширина полосы пропускания при приеме телеграфных сигналов определяется главным образом скоростью передачи и нестабильностью частот передатчика и гетеродинов приемника. Практически для удовлетворительного приема любительских радиостанций, максимальная скорость работы которых не превышает 150—200 знаков в минуту, до-

статочна полоса в 100—150 *гц*. Однако при такой узкой полосе весьма затруднительны поиски корреспондентов, а также связь с радиостанциями, частота передатчика которых недостаточно стабильна. В этих случаях желательно расширить полосу пропускания приемника до 1 000—1 500 *гц*.

Для удовлетворительного приема телефонной передачи необходима полоса частот в 5—6 *кц*. Таким образом, в современном любительском связанном приемнике должна быть предусмотрена возможность плавного или скачкообразного изменения полосы пропускания в пределах от 100—150 *гц* до минимум 5—6 *кц*.

Избирательность приемника по соседнему каналу должна быть такой, чтобы сигналы этого канала ослаблялись не менее чем в 50—100 раз (34—40 *дб*) при расстройке на 8—10 *кц* в телефонном режиме и во столько же раз при расстройке на 500—1 000 *гц* в телеграфном режиме. Желательно это ослабление довести до 60—80 *дб* (1 000—10 000 раз). Ослабление сигналов радиостанций зеркального канала также должно составлять не менее 50—100 раз.

Характерной особенностью распространения коротких волн является непостоянство напряженности поля принимаемой радиостанции, приводящее к резким изменениям ее слышимости. Для борьбы с этим явлением, а также чтобы поддерживать постоянным уровень сигнала на выходе приемника и предотвратить возможные его перегрузки при приеме радиостанций разной мощности, широко применяется автоматическая регулировка усиления (АРУ), которая в радиовещательных приемниках дает прекрасные результаты. Однако использовать АРУ во время приема телеграфных сигналов не рекомендуется по следующим причинам.

Радиолюбителям часто приходится принимать сигналы далеких маломощных радиостанций на фоне помех со стороны более мощных близко расположенных мешающих радиостанций, различая принимаемую станцию лишь по тону биений. При наличии АРУ в момент нажатия ключа на мешающей радиостанции усиление приемника уменьшается и громкость дальней и без того слабо слышимой радиостанции резко падает. Это значительно затрудняет прием. Еще хуже обстоит дело во время поисков радиостанций: при прохождении по диапазону слабые радиостанции, расположенные по частоте близко к более мощным, будут подавлены системой АРУ и не смогут быть услышаны. Объясняется это тем, что при включенной системе АРУ коэффициент усиления приемника после прекращения действия сильного сигнала восстанавливается не сразу, а постепенно.

Поэтому в любительских коротковолновых приемниках, кроме системы АРУ, включаемой только во время приема телефонных радиостанций, желательно иметь ограничитель амплитуды, выполняющий роль АРУ при приеме телеграфных сигналов и устраняющий мешающее действие импульсных помех от гро-

зовых разрядов, систем зажигания автомашин и т. д. Желательно иметь в приемнике также и помехоподавитель, эффективно действующий при приеме передач телефонных радиостанций.

Наконец, любительский коротковолновый приемник должен обладать исключительно высокой механической прочностью, быть удобным в управлении, иметь легко читаемую шкалу и повышенную устойчивость частоты гетеродина. Частота гетеродина после 15—20-минутного прогрева в дальнейшем не должна изменяться больше чем на 20—30 гц за час работы. Первоначальный уход частоты не должен превышать 2—3 кГц.

## ПРИЕМНИКИ ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ

### Скелетная схема приемника

Приемники прямого усиления — это такие приемники, в которых усиление напряжения высокой частоты производится на той же частоте, на которой работает принимаемая радиостанция. Они содержат входную цепь, один-два каскада резонансного уси-

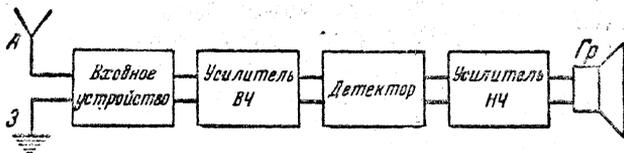


Рис. 9

ления высокой частоты, сеточный детектор и один-два каскада усиления низкой частоты. Для повышения чувствительности и избирательности приемника в его детекторном каскаде применяется регулируемая положительная обратная связь. Применение положительной обратной связи дает, кроме того, еще возможность без помощи специальных дополнительных устройств вести прием телеграфных радиостанций, работающих незатухающими колебаниями.

Примерная блок-схема приемника прямого усиления изображена на рис. 9.

К недостаткам приемников прямого усиления следует отнести их сравнительно низкую чувствительность и избирательность, а также трудность устройства эффективно действующих автоматических регулировок.

Изготовление приемника прямого усиления можно рекомендовать начинающим радиолюбителям, не имеющим еще достаточного опыта для самостоятельного изготовления сложного современного супергетеродина.

## Колебательный контур

Колебательные контуры являются неизменной составной частью каждого радиоприемника, передатчика и многих других радиотехнических устройств. Причиной такого распространения колебательного контура является его способность отзываться на колебания той частоты, на которую он настроен. Это явление, называемое электрическим резонансом, является основой радиотехники.

Колебательный контур (рис. 10, а) состоит из индуктивности  $L$ , емкости  $C$  и активного сопротивления  $R$ . В емкость  $C$  входят емкость конденсатора контура, собственная емкость катушки

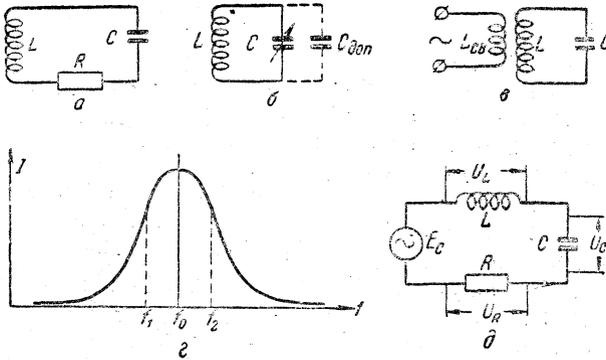


Рис. 10

и емкость цепи, к которой контур подключен. Активное сопротивление  $R$  складывается из сопротивления переменному току провода катушки и соединительных проводов, сопротивления потерь диэлектрика конденсатора и каркаса катушки, а также вносимого сопротивления. Последнее определяется потерями энергии, запасенной контуром, на излучение, нагревание близко расположенных предметов и т. п.

Резонансную частоту контура можно подсчитать по формуле:

$$f_0 \text{ (кГц)} = \frac{159\,000}{\sqrt{L \text{ (мкГн)} C \text{ (нФ)}}}$$

На практике часто бывает необходимо определить индуктивность, или емкость, контура по заданной частоте и одному из его параметров. Это можно сделать по формулам:

$$L \text{ (мкГн)} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f_0^2 \text{ (кГц)} C \text{ (нФ)}}$$

и

$$C \text{ (нФ)} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f_0^2 \text{ (кГц)} L \text{ (мкГн)}}$$

Диапазон частот, в пределах которого можно при помощи конденсатора переменной емкости изменять резонансную частоту контура, зависит от соотношения между его максимальной и минимальной емкостями. Максимальная емкость контура складывается из максимальной емкости конденсатора  $C$  ( $C_{\text{макс}}$ ) и дополнительной емкости  $C_{\text{доп}}$ , образующейся из собственной емкости катушки и емкости цепи, в которую включен контур (рис. 10, б). В минимальную емкость входят минимальная (начальная) емкость конденсатора  $C$  ( $C_{\text{мин}}$ ), а также емкость  $C_{\text{доп}}$ :

$$f_{\text{макс}} = f_{\text{мин}} \sqrt{\frac{C_{\text{макс}} + C_{\text{доп}}}{C_{\text{мин}} + C_{\text{доп}}}}$$

Соотношение между максимальной ( $f_{\text{макс}}$ ) и минимальной ( $f_{\text{мин}}$ ) частотами, на которые может быть настроен контур, называется коэффициентом перекрытия диапазона  $K_d$ :

$$K_d = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}} = \sqrt{\frac{C_{\text{макс}} + C_{\text{доп}}}{C_{\text{мин}} + C_{\text{доп}}}}$$

Если, например, полная емкость контура изменится в 4 раза, то коэффициент перекрытия по диапазону  $K_d$  будет равен 2. Из приведенной формулы видно, что чем больше начальная емкость контура, тем меньший диапазон частот он может перекрыть.

На практике колебательный контур часто находится в условиях, когда к нему непрерывно подводится колебательная энергия извне, причем частота подводимых колебаний не всегда совпадает с резонансной частотой. Допустим, что энергия вводится в контур посредством катушки связи  $L_{\text{св}}$ , индуктивно связанной с катушкой контура  $L$  (рис. 10, в). Ток высокой частоты, проходя по катушке  $L_{\text{св}}$ , создает вокруг нее переменное магнитное поле, часть силовых линий которого охватывает также и витки контурной катушки. В результате в последней наводится ЭДС и в контуре течет переменный ток. Частота этого тока равна частоте подводимых колебаний и не связана с резонансной частотой контура. Поэтому возникшие в контуре колебания называются вынужденными.

Если, поддерживая постоянным уровень подводимых колебаний, изменять их частоту, то, по мере приближения последней к резонансной частоте контура, ток в нем будет возрастать и достигнет максимального значения, когда эти частоты окажутся равными (рис. 10, г). Дальнейшее изменение частоты приведет к уменьшению тока в контуре. Таким образом, колебательный контур лучше всего отзывается на колебания, частота которых равна его резонансной частоте. Это свойство контура широко применяется для разделения колебаний разных частот. В самом деле, если к катушке связи подвести ряд переменных напряжений, имеющих одинаковую амплитуду, но отличающихся друг от друга по частоте, то только те колебания, частота которых близ-

ка к резонансной, вызовут в контуре заметный ток. Устанавливая, например, при помощи конденсатора переменной емкости собственную частоту контура равной частоте тех или иных колебаний, можно выделить по желанию любые из колебаний, подведенных к катушке  $L_{св}$ . Так производится обычно настройка радиоприемника на желаемую радиостанцию.

Из рис. 10, *г* видно, что заметный ток  $I$  в контуре создают колебания, не только имеющие частоту  $f_0$ , но и колебания других частот, сравнительно мало отличающихся от резонансной. Так, например, колебания с частотами  $f_1$  и  $f_2$  вызовут в контуре ток, всего на 30% меньший, чем колебания резонансной частоты. Следовательно, контур достаточно хорошо выделяет колебания не только одной частоты, а полосы частот. Это свойство колебательного контура очень важно для радиоприемной техники, так как всякая передающая радиостанция излучает не одну частоту, а целый спектр близких друг к другу частот, и все эти частоты необходимо отобрать и усилить.

Когда в цепи контура протекает переменный ток, на катушке и конденсаторе образуются переменные напряжения (рис. 10, *д*). Появление этих напряжений говорит о том, что и катушка индуктивности и конденсатор представляют для переменного тока некоторое сопротивление. Особенностью таких сопротивлений является то, что они не поглощают энергии. Поэтому, в отличие от активного сопротивления, их называют реактивными и обозначают буквой  $X$  с индексом  $L$  или  $C$  соответственно с тем, к индуктивности или к емкости относится данное сопротивление. Кроме того, при последовательном соединении катушки и конденсатора результирующее реактивное сопротивление  $X_{рез}$  цепи не увеличивается, а уменьшается — оно равно разности их реактивных сопротивлений:

$$X_{рез} = X_L - X_C.$$

Величина сопротивления переменному току как катушки индуктивности, так и конденсатора зависит от частоты:

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L$$

и

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C},$$

где  $X_L$  и  $X_C$  — в омах ( $ом$ ),  $f$  — в герцах ( $гц$ ),  $L$  — в генри ( $гн$ ) и  $C$  — в фарадах ( $ф$ );  $\pi = 3,141$ .

Когда частота подводимых колебаний во много раз ниже резонансной частоты контура ( $f \ll f_0$ ), сопротивление конденсатора переменному току велико и во много раз превышает сопротивление катушки. Вследствие этого ток в контуре и напряжение на катушке весьма малы, а напряжение на конденсаторе по величине приближается к напряжению источника. Такая же картина имеет место и при  $f \gg f_0$ , но в этом случае

большим оказывается реактивное сопротивление катушки, напряжение на ней близко к напряжению источника, а напряжение на конденсаторе близко к нулю. При частотах, лежащих между этим двумя, принятыми нами за крайние, сопротивление цепи переменному току оказывается меньшим, чем на крайних частотах, так как уменьшение большего из сопротивлений происходит значительно быстрее, чем возрастание меньшего. Это видно из рис. 11, на котором показаны зависимости реактивных сопротивлений катушки индуктивности и конденсатора контура от частоты.

С уменьшением сопротивления контура возрастает протекающий в нем ток. Максимального значения ток достигает тогда, когда реактивные сопротивления индуктивности и емкости контура, а следовательно, и напряжения на них равны между собой. Происходит это потому, что в этом случае результирующее реактивное сопротивление цепи  $X_{рез}$  равно нулю, а полное сопротивление цепи переменному току минимально и равно только активному сопротивлению контура. Следовательно, в этом случае все вводимое в контур напряжение выделяется на его активном сопротивлении. Рассмотренное явление наблюдается только при резонансе.

Реактивное сопротивление конденсатора и катушки на резонансной частоте сравнительно велико и в десятки, а иногда и в сотни раз превышает активное сопротивление контура. Поэтому образующиеся на них напряжения во много раз превышают величину вводимой в контур ЭДС. Однако эти напряжения действуют навстречу друг другу и равны между собой, вследствие чего они друг друга компенсируют и не оказывают влияния на ток в контуре. Сняв, например, с конденсатора контура образовавшееся на нем напряжение, мы получим большое усиление напряжения сигнала.

Отношение напряжения на конденсаторе  $U_c$  к ЭДС  $U_e$  в контуре (рис. 10,  $\partial$ ), показывающее, во сколько раз колебательный контур повышает напряжение сигнала при резонансе, называют добротностью контура и обозначают буквой  $Q$ . Добротность контура тем больше, чем меньше его активное сопротивление  $R$ . Ее можно вычислить по формулам:

$$Q = \frac{0,00628 \cdot f_0 (\text{кГц}) \cdot L (\text{мкГн})}{R (\text{Ом})}$$

или

$$Q = \frac{1000}{R} \sqrt{\frac{L (\text{мкГн})}{C (\text{нФ})}}$$

Например, если  $f_0 = 460$  кГц,  $L = 600$  мкГн и  $R = 15$  Ом, то добротность контура

$$Q = \frac{0,00628 \cdot 460 \cdot 600}{15} = 115.$$

Добротность колебательных контуров различных конструкций, применяемых в радиоприемных устройствах, на всех диапазонах волн имеет величину одного и того же порядка и обычно лежит в пределах от 30—40 до 150—300.

Величину, обратную добротности ( $d = \frac{1}{Q}$ ), называют затуханием контура.

От добротности колебательного контура зависят его избирательные свойства, а также полоса частот, которую он достаточно хорошо пропускает. Чем выше добротность, тем острее резонансная кривая и тем лучше выделяет контур сигналы, на частоту которых он настроен. Однако при этом сужается полоса пропускаемых им частот. Для иллюстрации сказанного на рис. 12

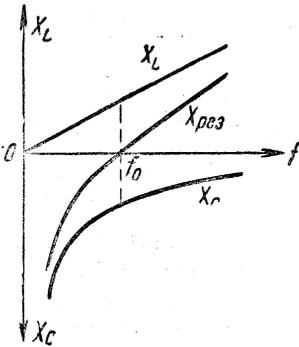


Рис. 11

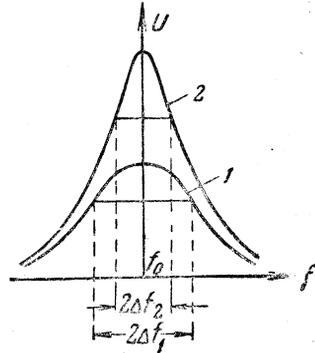


Рис. 12

приведены частотные характеристики контуров с низкой добротностью (кривая 1) и с высокой добротностью (кривая 2).

За полосу пропускания  $2\Delta f$  контура обычно принимают ширину полосы частот, в пределах которой напряжение на его конденсаторе уменьшается до уровня  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  или 0,707 от напряжения при резонансе. Эта полоса ровно в  $Q$  раз меньше резонансной частоты контура:

$$2\Delta f = \frac{f}{Q}.$$

Если, например,  $f_0 = 460$  кГц, а  $Q = 115$ , то полоса пропускания

$$2\Delta f = \frac{460}{115} = 4 \text{ кГц}.$$

При очень высокой добротности контура его полоса пропускания может оказаться недостаточной для удовлетворительного приема радиопередач. Это ограничивает пределы повышения

добротности контура, а следовательно, и его избирательности. Невозможность одновременного получения высокой избирательности и достаточно широкой полосы пропускания является недостатком простого колебательного контура как избирательного устройства приемника. Более совершенным избирательным устройством является система из двух и более связанных между собой колебательных контуров, называемая полосовым фильтром. Такая система позволяет разрешить отмеченное выше противоречие между избирательностью и полосой пропускания.

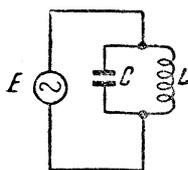


Рис. 13

Если колебательный контур (рис. 13) включен в какую-либо цепь, то для протекающего через него переменного тока контур представляет собой некоторое сопротивление. Величина его зависит от частоты и максимальная для тех колебаний, частота которых равна резонансной. Это максимальное сопротивление называется резонансным и обозначается  $Z_{рез}$ :

$$Z_{рез} (ом) = 0,00628 \cdot f_0 (кГц) \cdot L (мкГн) Q$$

или

$$Z_{рез} (ом) = 10^6 \cdot \frac{L (мкГн)}{C (нФ) \cdot R (ом)}$$

Чем выше добротность контура, тем больше его резонансное сопротивление. Кроме того, если при данной катушке перестраивать контур, изменяя емкость конденсатора  $C$ , то с повышением резонансной частоты контура (емкость конденсатора уменьшается)  $Z_{рез}$  увеличивается, а с понижением — уменьшается.

### Входные устройства

Входные устройства служат для передачи напряжения полезного сигнала от антенны к управляющей сетке первой лампы приемника. Они должны обладать достаточно хорошими избирательными свойствами, обеспечить возможно большее напряжение сигнала на сетке первой лампы приемника, одинаково передавать это напряжение во всем рабочем диапазоне частот и, наконец, быть выполненными таким образом, чтобы изменение параметров антенны не оказывало заметного влияния на качественные показатели приемника.

Простейшим входным устройством является одиночный колебательный контур, настраиваемый на частоту принимаемой радиостанции и тем или иным способом связанный с антенной. Благодаря резонансным свойствам контура входного устройства напряжение полезного сигнала на его выходе обычно в 3—6 раз превышает ЭДС сигнала в антенне. Число, показывающее, чему

равно это превышение, называют коэффициентом передачи напряжения входного устройства.

Схемы наиболее часто встречающихся входных устройств приведены на рис. 14. Они отличаются друг от друга лишь способом связи контура с антенной.

Присоединять антенну к контуру непосредственно не следует, так как она, обладая большой емкостью относительно земли, во много раз увеличит полную минимальную емкость контура и тем самым значительно сократит перекрываемый им диапазон частот. Помимо того, при таком способе подключения антенны связь между ней и контуром получается очень сильной (сильной называют такую связь, при которой количество передаваемой

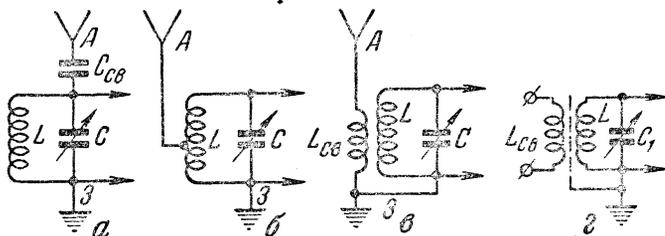


Рис. 14

энергии велико) и антенна вносит в контур большие потери, что понижает его добротность. Последнее приводит к значительному ухудшению избирательности входного устройства и уменьшению его коэффициента передачи. Наконец, при очень сильной связи изменения параметров антенны, а также смена антенн вызывают расстройку контура и связанное с этим ухудшение чувствительности и избирательности приемника. Поэтому антенну обычно подключают к контуру либо через конденсатор (рис. 14, а), либо к части витков контурной катушки (рис. 14, б) или, наконец, связывают ее с контурной катушкой индуктивно (рис. 14, в).

В случае слабой связи антенны с контуром избирательность входного устройства получается хорошей, но коэффициент передачи напряжения малым. Поэтому, изменяя емкость конденсатора связи  $C_{св}$ , место присоединения антенны к контурной катушке  $L$  или расстояние между катушками  $L_{св}$  и  $L$ , стремятся подобрать такую связь с антенной, при которой входное устройство одновременно обладает достаточно хорошей избирательностью и имеет сравнительно большой коэффициент передачи напряжения. Наивыгоднейшей с этой точки зрения является связь, равная половине оптимальной (оптимальной называют такую связь, при которой коэффициент передачи напряжения максимален). При такой связи коэффициент передачи напряжения равен примерно 0,8 от максимального, а добротность контура уменьшается всего лишь на 25%.

Емкостная связь с антенной (рис. 14, а) является простейшей. При работе приемника в диапазоне коротких волн наиболее выгоднейшая связь получается, когда  $C_{св} = 5 \div 15 \text{ нф}$ . Существенным недостатком этой схемы является большая неравномерность коэффициента передачи напряжения по диапазону: он резко возрастает при перестройке контура на более высокую частоту (при переходе к началу диапазона) и уменьшается при перестройке его на частоту более низкую (к концу диапазона). Объясняется это тем, что сопротивление конденсатора  $C_{св}$  с повышением частоты уменьшается и поэтому связь контура с антенной увеличивается. Кроме того, при настройке контура конденсатором переменной емкости его резонансное сопротивление к началу диапазона повышается, что также способствует увеличению связи, а следовательно, и коэффициента передачи. Емкостную связь следует применять лишь в несложных приемниках, рассчитанных для работы в узких диапазонах частот, например только в любительских.

Схема с автотрансформаторной связью (рис. 14, б) несколько более сложна, так как для ее осуществления нужно сделать отвод от контурной катушки  $L$ . Но коэффициент передачи напряжения при ней изменяется по диапазону значительно меньше, чем при емкостной связи. Поэтому такой способ связи часто используют в приемниках со сравнительно широким диапазоном частот.

Наиболее равномерным по диапазону получается коэффициент передачи напряжения в случае применения схемы с индуктивной связью (рис. 14, в). Наилучшие результаты при этом получаются тогда, когда индуктивность катушки связи  $L_{св}$  выбрана так, что собственная частота антенной цепи  $f_{АВ}$  в 1,5—2 раза ниже минимальной частоты  $f_{мин}$  перекрываемого диапазона, т. е.  $f_{А} = (0,5 \div 0,7) f_{мин}$ . При этом коэффициент передачи напряжения в начале диапазона немного меньше, чем в конце.

Собственная частота антенной цепи для коротковолнового диапазона определяется индуктивностью катушки связи  $L_{св}$  и емкости антенны  $C_{А}$ .

$L_{св}$  можно подсчитать по формуле:

$$L_{св} (\text{мкГн}) = \frac{25 \cdot 300}{f_{А}^2 (\text{МГц}) \cdot C_{А} (\text{нф})}$$

Иногда при индуктивной связи антенную цепь настраивают на частоту более высокую, чем наивысшая рабочая частота поддиапазона. Это дает возможность получить несколько больший, чем в первом случае, но не равномерный коэффициент передачи напряжения. Он возрастает к началу диапазона и уменьшается к его концу. Поэтому данный вариант рекомендуется применять в приемниках с нешироким диапазоном или когда последующие

каскады усиления высокой частоты построены таким образом, что имеют противоположную зависимость коэффициента усиления от частоты.

При подключении антенны с помощью фидера (рис. 14, з) необходимо обеспечить согласование фидера со входом приемника, т. е. подобрать между контуром входной цепи приемника и фидером такую связь, при которой вся энергия из последнего передается в контур без отражения. Катушку связи  $L_{св}$  желательно делать с возможно меньшей индуктивностью. Наилучшие результаты получаются при

$$L_{св} (\text{мкГн}) = 0,159 \frac{\rho_{ф} (\text{Ом})}{f_0 (\text{МГц})},$$

где  $\rho_{ф}$  — волновое сопротивление фидера;

$f_0$  — средняя частота контура.

Чтобы асимметрия входа приемника по отношению к земле не приводила к асимметрии фидера, между катушкой связи  $L_{св}$  и контурной катушкой  $L$  ставится заземленный сетчатый электростатический экран. Экран выполняется в виде густой сетки, сплетенной из изолированных проводников (провод ПШД 0,25—0,35), концы которых с одной стороны соединяются между собой с помощью проводника и заземляются. Вторые концы проводников остаются свободными и тщательно изолируются один от другого.

### Усилители высокой частоты

Для усиления входящих сигналов в приемниках обычно применяется резонансный усилитель высокой частоты. Одним из основных качественных показателей такого усилителя является коэффициент усиления  $K$ , показывающий, во сколько раз напряжение на выходе усилителя больше напряжения, подводимого к его входу.

Усиление, которое можно получить от одного каскада усилителя высокой частоты, во многом зависит от рабочей частоты, резонансного сопротивления контура, типа применяемых ламп и режима их работы. Для коротковолновых диапазонов оно лежит обычно в пределах от 5 до 25—30 раз.

Проектируя усилитель, необходимо стремиться к тому, чтобы он имел возможно больший коэффициент усиления, обладал высокой избирательностью и перекрывал заданный диапазон частот. Кроме того, при изменении питающих напряжений на  $\pm 10$ —15% или смене ламп он не должен самовозбуждаться, а его усилительные и избирательные свойства при этом должны изменяться в очень небольших пределах.

В усилителях высокой частоты используются, как правило, высокочастотные пентоды, обладающие малой проходной емкостью  $C_{ac}$  между анодом и сеткой.

Наиболее часто встречающиеся схемы резонансных усилителей высокой частоты приведены на рис. 15. Различие между ними состоит в основном лишь в характере связи между анодной цепью лампы и колебательным контуром.

На рис. 15, *а* изображена схема каскада с непосредственным включением контура в анодную цепь лампы. Такой усилитель прост по конструкции, дает большое усиление, но обладает несколько пониженной избирательностью и устойчивостью в ра-

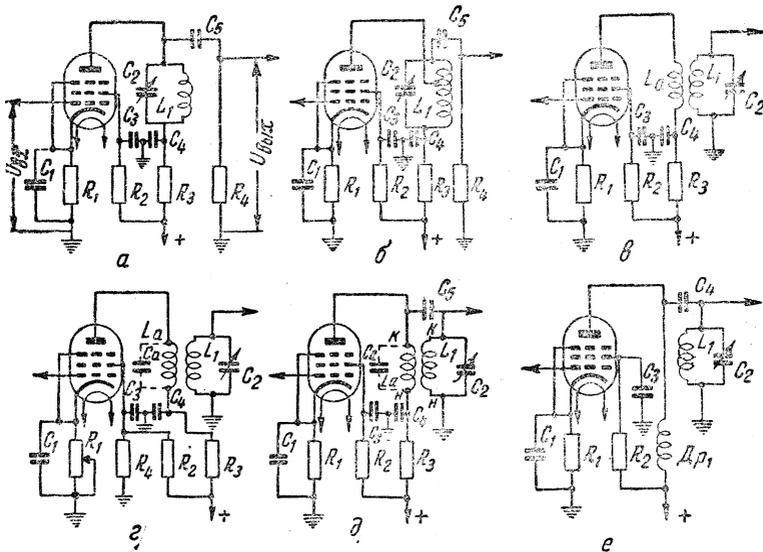


Рис. 15

боте. Поэтому он применяется главным образом в простейших приемниках. Емкость переходного конденсатора  $C_5$  выбирается обычно в пределах от 50 до 200 пф, а сопротивление  $R_4$  утечки сетки лампы следующего каскада, не показанного на схеме, — равным 1,0—2,0 Мом.

На рис. 15, *б* приведена схема каскада с автотрансформаторной связью. В нем в анодную цепь лампы включается не вся контурная катушка, а лишь часть ее витков. Это дает возможность подобрать наиболее выгодную связь контура с лампой, при которой усилитель, давая достаточно большое усиление, обладает высокой избирательностью и устойчив в работе. Обычно в анодную цепь лампы включается от 0,5 до 0,7 общего числа витков катушки  $L_1$ .

На рис. 15, *в* дана схема каскада с трансформаторной связью. В нем, изменяя расстояние между катушкой  $L_1$  и катушкой связи  $L_a$ , также можно легко подобрать наиболее выгодную связь между контуром и лампой. Преимущество этой схемы заклю-

чается в изоляции колебательного контура  $L_1 C_2$  от источника анодного напряжения, что удобно в конструктивном отношении. Кроме того, здесь отсутствует переходная цепь  $R_4 C_5$ , вносящая некоторые потери. Число витков катушки связи  $L_a$  должно составлять примерно от половины до трех четвертей числа витков контурной катушки  $L_1$ , причем это соотношение следует уменьшать с ростом длины волны. Наивыгоднейшая связь подбирается практически в процессе налаживания приемника.

Общим недостатком рассмотренных схем является непостоянство усиления по диапазону: оно возрастает к началу диапазона и уменьшается к его концу. Более равномерное усиление по диапазону дает каскад с трансформаторной связью и «ненастроенным» контуром в анодной цепи лампы (рис. 15, *г*), причем зависимость его коэффициента усиления от частоты имеет обратный характер. Последнее дает возможность в многокаскадном усилителе путем комбинирования различных схем получить постоянный коэффициент усиления в широком диапазоне частот.

Контур  $L_a C_a$  в анодной цепи лампы должен быть настроен на частоту  $f_a$ , в 2—3 раза меньшую, чем минимальная рабочая частота данного поддиапазона. В качестве конденсатора анодного контура используются обычно выходная емкость лампы и собственная емкость катушки  $L_a$ , но иногда на длинноволновых поддиапазонах параллельно катушке  $L_a$  подключают еще дополнительно конденсатор емкостью 10—30 *пф*.

В каскаде с индуктивно-емкостной связью (рис. 15, *д*), которая образуется путем дополнения каскада с ненастроенным контуром в анодной цепи конденсатором связи  $C_5$  емкостью 2—4 *пф*, можно получить еще большее постоянство усиления по диапазону, практически не зависящее от частоты. Здесь катушку связи  $L_a$  необходимо включить таким образом, чтобы действия емкостной и индуктивной связей дополняли друг друга. Правильное включение концов катушек  $L_1$  и  $L_a$  для случая намотки их витков в одном направлении показано на схеме.

Недостатком усилителей высокой частоты, собранных по последним двум схемам, является то, что они дают сравнительно малое усиление.

На рис. 15, *е* приведена схема усилителя с параллельным питанием и непосредственным включением контура. В ней контур не находится под постоянным анодным напряжением, что очень удобно в конструктивном отношении. Однако в этой схеме имеется дополнительная деталь, требующая очень тщательного изготовления — дроссель высокой частоты  $Dp_1$ , назначение которого состоит в том, чтобы преградить путь токам высокой частоты к источникам питания и направить их к колебательному контуру.

Чтобы усилитель работал устойчиво и не самовозбуждался, его детали нужно размещать на шасси так, чтобы проводники, несущие токи высокой частоты, были возможно короче. Анодные

и сеточные цепи каждого каскада желательно разделить экранами, а в цепях питания установить развязывающие фильтры. Развязывающий фильтр в анодной цепи ( $R_3C_4$  на схемах рис. 15) обычно составляется из сопротивления в 1 000—3 000 *ом* и конденсатора емкостью в 0,02—0,1 *мкф*, а в цепях сетки — из сопротивления в 0,1—1 *Мом* и конденсатора емкостью в 0,01—0,1 *мкф*.

Наиболее устойчиво работает усилитель с ненастроенным контуром в анодной цепи, так как он не склонен к самовозбуждению через емкость  $C_{ac}$  между анодом и сеткой лампы.

### Детектирование

На выходе усилителя ВЧ получаются высокочастотные модулированные колебания, которые не могут непосредственно воздействовать на громкоговоритель или телефоны. Для преобразования этих колебаний в электрические колебания низкой частоты служит детектор. Естественно, что для неискаженного воспроизведения радиопередачи напряжение низкой частоты, получаемое на выходе детекторного каскада, должно иметь ту же частоту и такую же форму, какую имеет огибающая кривая

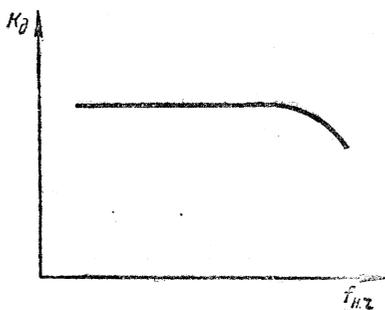


Рис. 16

приходящего сигнала. Кроме того, детектор должен иметь достаточно большое входное сопротивление  $R_{вх}$ . От величины входного сопротивления зависит степень шунтирующего действия детектора на колебательный контур, с которого снимается переменное напряжение. Чем больше  $R_{вх}$ , тем меньше шунтируется контур и тем выше его избирательность.

Эффективность работы детекторного каскада определяется так называемым коэффициентом передачи напряжения  $K_d$ , представляющим собой отношение амплитуды низкочастотной составляющей напряжения  $U_{нч}$  на выходе детектора к произведению амплитуды несущей частоты сигнала  $U_{нес}$  на входе детектора на коэффициент глубины модуляции  $m$ , т. е.

$$K_d = \frac{U_{нч}}{m \cdot U_{нес}}$$

Чем больше  $K_d$ , тем лучше при прочих равных условиях слышимость принимаемой радиостанции.

Величина частотных искажений, вносимых детектором, определяется его частотной характеристикой (рис. 16), показывающей зависимость коэффициента передачи от частоты модуляции

подводимого ко входу высокочастотного напряжения. Эта характеристика снимается при постоянных значениях амплитуды подводимого напряжения ( $U_{веч}$ ), его несущей частоты ( $f_0$ ) и коэффициента модуляции ( $m$ ).

Различают диодное, сеточное, анодное и катодное детектирование. В коротковолновых приемниках, как правило, применяется диодное и сеточное детектирование. Поэтому мы остановимся только на них.

Схемы простейших диодных детекторов изображены на рис. 17.

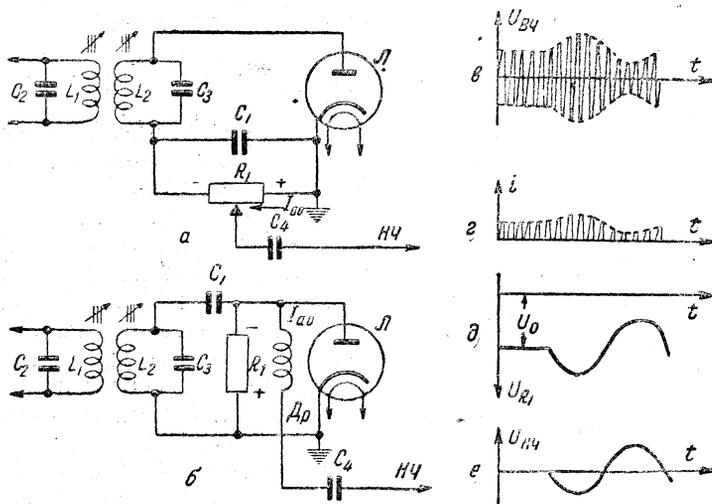


Рис. 17

Напряжение высокой частоты  $U_{вч}$  (рис. 17, а и б) от контура  $L_2C_3$  подводится к диоду  $\mathcal{L}$  через конденсатор  $C_1$ . Поскольку диод пропускает ток только от анода к катоду, ток через нагрузку диода  $R_1C_1$  протекает лишь в одном направлении (оказывается выпрямленным) и только в те короткие промежутки времени, когда напряжение на аноде диода положительно. В результате анодный ток  $I_{а0}$  диода представляет собой кратковременные импульсы (рис. 17, з), величина которых пропорциональна амплитуде приходящих сигналов. Следовательно, огибающая эти импульсы кривая повторяет форму огибающей кривой модулированных колебаний.

Ток в виде кратковременных импульсов является сложным, состоящим из токов многих частот. В их число входит ток высокой частоты  $I_{вч}$ , токи высших гармоник этой частоты, постоянный ток  $I_{а0}$  (постоянная составляющая) и т. д. Токи высокой частоты проходят через конденсатор  $C_1$ , не создавая на нем заметного напряжения. Постоянная составляющая выпрямленного тока протекает через сопротивление  $R_1$  в направлении, показанном

стрелками на рис. 17 *а* и *б*, и создает на этом сопротивлении напряжение, положительный знак которого обращен к катоду лампы, а отрицательный — к аноду.

Так как величина импульсов выпрямленного тока изменяется по тому же закону, что и амплитуда модулированных колебаний, то аналогично изменяется и ток, протекающий через сопротивление  $R_1$ . Поэтому выпрямленное напряжение на сопротивлении  $R_1$  колеблется со звуковой частотой вокруг некоторого среднего значения  $U_0$  (рис. 17, *д*). Таким образом, выпрямленное напряжение на сопротивлении  $R_1$  состоит из постоянного напряжения  $U_0$  и напряжения низкой частоты  $U_{нч}$  (рис. 17, *е*).

На рис. 17, *д* напряжение отложено вниз по вертикальной оси вследствие того, что оно отсчитывается относительно заземленной точки сопротивления нагрузки  $R_1$ , имеющей положительный потенциал.

Постоянное напряжение  $U_0$ , изменяющееся пропорционально силе приходящего сигнала, часто используется для различных автоматических регулировок, а напряжение низкой частоты  $U_{нч}$  через разделительный конденсатор  $C_4$  поступает на вход усилителя низкой частоты приемника. Выполнив сопротивление  $R_1$  в виде потенциометра, как показано на рис. 17, *а*, можно в широких пределах изменять амплитуду напряжения низкой частоты на выходе детекторного каскада.

Обе схемы, изображенные на рис. 17, работают одинаково, но отличаются одна от другой входным сопротивлением. Для первой из них

$$R_{вх} = \frac{1}{2} R_1$$

и для второй

$$R_{вх} = \frac{1}{3} R_1.$$

Выбор той или иной схемы детектора определяется схемой предшествующего каскада и конструктивными соображениями. Вместо высокочастотного дросселя  $Dp$  (рис. 17, *б*) часто применяют активное сопротивление в 50—200 *ком*.

Сопротивление нагрузки диода  $R_1$  в зависимости от высшей модулирующей частоты выбирается обычно в пределах от 0,25 до 1 *Мом*, а емкость конденсатора  $C_1$  — в пределах от 100 до 250 *пф*. Чем выше максимальная частота модуляции, тем меньшим должно быть  $R_1$ . Поэтому в приемниках с широкой полосой пропускания (10—16 *кГц*), предназначенных для высококачественного воспроизведения передач, оно должно соответствовать меньшему пределу, а в приемниках, имеющих сравнительно узкую полосу пропускания, — большему. В приемниках со средней полосой пропускания (6—8 *кГц*)  $R_1$  чаще всего выбирается равным 0,5 *Мом*.

Уменьшение значения  $R_1$  ниже указанного предела значительно снижает входное сопротивление детектора и приводит к сильному шунтированию предшествующего контура, а увеличение — к «завалу» высоких частот, т. е. к появлению частотных, а иногда и нелинейных искажений. Уменьшение емкости конденсатора  $C_1$  вызывает ухудшение коэффициента передачи напряжения детектора, а повышение ее, как и в случае увеличения сопротивления  $R_1$ , — к появлению частотных и нелинейных искажений.

Качественные показатели детекторного каскада при диодном детектировании в большой степени зависят от уровня приходящего сигнала. Так, при слабых сигналах, когда эффективное значение напряжения несущей частоты, подводимого к детектору, составляет менее 0,1 в, детектирование сопровождается значительными нелинейными искажениями. С увеличением напряжения высокой частоты вносимые детектором нелинейные искажения уменьшаются и уже при  $U_{\text{нес}} = 0,6-1$  в они практически мало заметны. Однако для того, чтобы нелинейные искажения отсутствовали при глубокой модуляции, эффективное напряжение несущей частоты должно быть не меньше чем 1,5—2 в.

Из сказанного можно сделать вывод, что диодное детектирование целесообразно применять в сложных приемниках, в которых приходящий сигнал предварительно значительно усиливается.

Из сказанного можно сделать вывод, что диодное детектирование целесообразно применять в сложных приемниках, в которых приходящий сигнал предварительно значительно усиливается.

Принципиальная схема сеточного детектора приведена на рис. 18. К управляющей сетке лампы  $\Lambda$  через конденсатор  $C_1$  с колебательного контура  $L_2C_2$  подводится напряжение высокой частоты. Участок управляющая сетка — катод лампы выполняет роль диодного детектора, нагрузкой которого являются сопротивление утечки сетки  $R_1$  и конденсатор  $C_1$ . При положительных полупериодах высокочастотного напряжения на сетке через участок сетка — катод проходят импульсы тока. Постоянная составляющая сеточного тока, протекая через сопротивление  $R_1$  в направлении, указанном на рис. 18 стрелкой, создает на нем напряжение, отрицательный знак которого приложен к управляющей сетке. Так как амплитуда подводимого высокочастотного напряжения изменяется со звуковой частотой в обе стороны от некоторого среднего значения  $U_{\text{нес}}$ , то соответственно со звуковой частотой изменяется и напряжение на управляющей сетке лампы. Следовательно, кроме высокочастотного напряжения на управляющей сетке лампы, действует еще постоянное

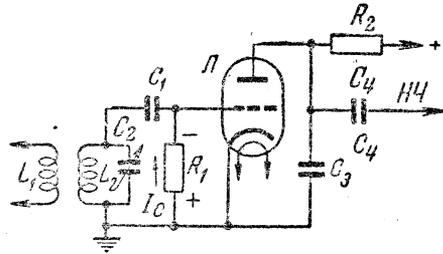


Рис. 18

напряжение, создающее на ней отрицательное смещение и напряжение НЧ.

Высокочастотное и низкочастотное напряжения, управляя анодным током лампы, заставляют его одновременно изменяться около некоторого среднего значения так же, как изменяются подводимые переменные напряжения. Поэтому анодный ток, кроме постоянной составляющей и составляющей ВЧ, содержит также и низкочастотную составляющую. Последняя, проходя через сопротивление  $R_2$ , создает на нем, как и в обычном усилителе НЧ, напряжение низкой частоты. Это напряжение через конденсатор  $C_4$  поступает на управляющую сетку лампы усилителя НЧ приемника. Конденсатор  $C_3$  служит для того, чтобы пропустить к катоду лампы высокочастотную составляющую анодного тока.

Итак, при сеточном детектировании детектирование в цепи сетки сочетается с усилением в цепи анода, вследствие чего коэффициент передачи такого детектора получается значительно больше единицы и носит название коэффициента усиления. Поэтому сеточное детектирование широко применяется в малоламповых радиоприемниках.

Сопротивление  $R_1$  обычно выбирают в пределах от 0,5 до 1,5 *Мом*. При слишком малом  $R_1$  на нем выделяется небольшое напряжение и в результате усиление детекторного каскада сравнительно невелико. Кроме того, цепь сетки детекторной лампы сильно шунтирует контур  $L_2C_2$ , вследствие чего его избирательность значительно понижается.

Сопротивление анодной нагрузки  $R_2$  выбирается в пределах от 50 до 300 *ком*, причем нижний предел соответствует применению в качестве детекторной лампы триода, а верхний — пентода или лучевого тетрода.

Качественные показатели сеточного детектора, так же как и диодного, во многом зависят от уровня подводимого высокочастотного напряжения. Когда уровень сигнала не превышает 0,1 *в*, прием сопровождается заметными нелинейными искажениями. С увеличением уровня сигнала усиление каскада возрастает и вносимые искажения уменьшаются. Неискаженное детектирование и максимальный коэффициент усиления получают, когда эффективное напряжение несущей частоты лежит в пределах примерно от 0,5 до 2 *в*. Дальнейшее повышение этого напряжения снова приводит к появлению значительных нелинейных искажений. Таким образом, существенным недостатком сеточного детектора является ограниченность линейного участка его характеристики.

В современных приемных устройствах наиболее широко применяется диодное детектирование, основным преимуществом которого является весьма малая степень нелинейных искажений и большой прямолинейный участок детекторной характеристики — от 0,1 *в* до нескольких десятков вольт.

При детектировании малых напряжений (менее 0,1 в) все детекторы вносят примерно одинаковые нелинейные искажения. В отношении же коэффициента передачи напряжения наилучшие результаты дает сеточный детектор: он обладает наивысшей чувствительностью к слабым сигналам. Поэтому сеточное детектирование широко применяется в малоламповых приемниках.

В любительских коротковолновых приемниках прямого усиления и малоламповых супергетеродинах следует применять сеточное детектирование, а в приемниках более сложных — диодное.

### Регенеративный прием

Введя в детекторный каскад положительную обратную связь<sup>1</sup>, можно осуществить регенеративный прием. Применение положительной обратной связи позволяет без особых затрат и усложнений значительно повысить чувствительность и избирательность приемника. Одна из

возможных схем детекторного каскада с положительной обратной связью изображена на рис. 19. Здесь  $L_2C_2$  — контур входной цепи или последнего каскада усилителя ВЧ, с которого напряжение сигнала подается на управляющую сетку детекторной лампы  $L$ ;  $L_3$  — катушка обратной

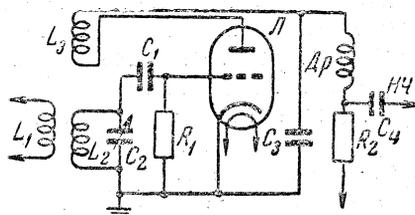


Рис. 19

связи, индуктивно связанная с контурной катушкой  $L_2$ ; сопротивления и конденсаторы  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$ ,  $C_3$  и  $C_4$  — обычные элементы сеточного детектора. Дроссель  $Др$  служит для того, чтобы предотвратить возможность влияния входа усилителя НЧ на работу детекторного каскада, а также чтобы не пропустить к усилителю НЧ высокочастотную составляющую анодного тока лампы  $L$  (этот дроссель можно заменить сопротивлением в 10—20 ком).

Принцип действия регенеративного детектора состоит в следующем. С контура  $L_2C_2$  к управляющей сетке лампы подводится напряжение принимаемого сигнала. Высокочастотная составляющая анодного тока лампы, проходя через катушку обратной связи  $L_3$ , индуцирует в катушке  $L_2$  некоторую дополнительную ЭДС. Эта ЭДС складывается с имеющейся в катушке начальной ЭДС сигнала, в результате чего общий уровень высокочастотного напряжения на контуре возрастает, а следовательно, увеличивается и переменное напряжение высокой частоты на уп-

<sup>1</sup> Положительной называется такая обратная связь, при которой напряжение, подаваемое с выхода устройства на его вход, находится в фазе с напряжением, подводимым ко входу от источника сигнала.

равляющей сетке детекторной лампы. Это равноценно получению некоторого добавочного усиления.

Вследствие того, что в регенеративном каскаде часть энергии усиленных колебаний передается из анодной цепи лампы в сеточную, в той или иной степени компенсируются потери энергии, имеющие место в активном сопротивлении колебательного контура  $L_2C_2$ . Если обратную связь установить достаточно сильной, то потери в контуре компенсируются полностью и в детекторном каскаде возникнут собственные незатухающие колебания высокой частоты. Другими словами, мы получим маломощный генератор высокочастотных колебаний. При более слабой связи, когда потери компенсируются лишь частично, собственные колебания не возникают. Однако частичная компенсация потерь эквивалентна как бы некоторому уменьшению активного сопротивления контура и, следовательно, повышению его добротности. Последнее и является причиной значительного улучшения избирательности и повышения чувствительности приемника при наличии в нем положительной обратной связи.

Усиление, даваемое регенеративным каскадом, зависит от силы приходящего сигнала. Чем меньше амплитуда высокочастотного напряжения, подводимого к управляющей сетке детекторной лампы, тем большее усиление дает каскад, и, наоборот, с увеличением амплитуды приходящего сигнала коэффициент усиления каскада падает. Поэтому в приемнике, содержащем регенеративный детектор, в известной степени осуществляется автоматическая регулировка усиления.

При приеме телеграфных радиостанций, работающих незатухающими колебаниями, обратную связь устанавливают такой, при которой в детекторном каскаде возникают собственные колебания, и несколько расстраивают контур приемника относительно частоты принимаемых сигналов. В этом случае на управляющую сетку детекторной лампы воздействуют одновременно два высокочастотных напряжения: от приходящего сигнала и от собственных колебаний. Возникшие в результате сложения этих колебаний биения после детектирования дают токи и напряжения звуковой частоты, продолжительность которых соответствует продолжительности передаваемых сигналов телеграфной азбуки.

Большие неприятности во время приема телеграфных радиостанций создает так называемое явление захватывания. Проявляется оно в том, что при настройке приемника на принимаемую радиостанцию в некоторой полосе частот частота биений оказывается равной нулю и вместо звуковых сигналов, соответствующих телеграфной азбуке, в телефонах слышны лишь неприятные хлопки.

Сущность явления захватывания состоит в следующем. При настройке приемника на радиостанцию, пока расстройка еще достаточно велика, напряжение сигнала не оказывает влияния

на частоту собственных колебаний регенератора. По мере приближения настройки приемника к частоте, излучаемой радиостанцией, разность частотами собственных колебаний регенеративного каскада и проходящего сигнала уменьшается, в результате чего слышимый тон биений плавно понижается. Когда расстройка становится незначительной (1—3 кГц), напряжение сигнала начинает оказывать заметное влияние на частоту собственных колебаний регенератора и она становится не равной резонансной частоте колебательного контура, отклоняясь от нее в сторону частоты проходящего сигнала. Вследствие этого частота биений начинает очень быстро понижаться. Наконец при какой-то настройке приемника частота собственных колебаний регенератора оказывается равной частоте проходящих сигналов и в некотором интервале частот биения отсутствуют, несмотря на то, что между резонансной частотой контура регенератора и частотой проходящих сигналов имеется некоторая расстройка. Объясняется это тем, что проходящие сигналы «захватывают», или, иначе говоря «увлекают» собственные колебания регенератора. Наконец, при расстройке приемника относительно частоты принимаемой радиостанции в противоположную сторону в некоторый момент времени вследствие ослабления захватывающего действия биения вновь возникают, и их частота вначале резко возрастает, а затем при дальнейшей расстройке приемника повышается равномерно.

Ширина полосы захвата зависит от соотношения между напряжением, создаваемым собственными колебаниями, и подводимым напряжением сигнала. Чем больше напряжение сигнала и слабее обратная связь, тем шире полоса захвата. Особенно сильные помехи явление захватывания создает при приеме слабых сигналов в условиях сильных помех со стороны близких по частоте громко слышимых радиостанций, делая порой прием совершенно невозможным. Чтобы несколько ослабить действие мешающих радиостанций и тем самым улучшить работу приемника, при сильных помехах приходится уменьшать высокочастотное напряжение от проходящих сигналов, подводимое к управляющей сетке детекторной лампы, или увеличивать обратную связь. Однако и то и другое значительно понижает чувствительность приемника.

Чувствительность и избирательность приемника оказываются наилучшими, когда обратная связь установлена у самого порога возникновения колебаний. Поэтому, чтобы реализовать все преимущества, которые может дать применение положительной обратной связи, регенеративный каскад следует тщательно наладить, добываясь такого режима, при котором колебания возникают «мягко» и амплитуда их с увеличением обратной связи плавно нарастает, а с уменьшением так же плавно убывает, достигая нуля при такой же связи, при которой возникли колебания.

«Мягкого» режима самовозбуждения добиваются экспериментально, подбирая при налаживании приемника анодное напряжение, данные цепи обратной связи, емкость и сопротивление в цепи сетки и т. д. Так как обратная связь осуществляется большей частью в детекторном каскаде, регенеративный каскад нужно отрегулировать так, чтобы он хорошо работал и в качестве детектора.

Наивыгоднейшее значение сопротивления в цепи управляющей сетки лампы в большинстве случаев составляет  $1,0\text{--}1,5\text{ Мом}$ , но все же для каждого частного случая оно должно быть подобрано отдельно. Число витков катушки обратной связи  $L_2$  для коротковолновых диапазонов составляет обычно  $30\text{--}70\%$  числа витков контурной катушки  $L_1$ , причем с укорочением волны оно обычно возрастает.

Чтобы обратная связь оказалась положительной, концы катушки  $L_2$  необходимо включать строго определенным образом. Так, если контурная катушка и катушка обратной связи намотаны в одном направлении, т. е. одна катушка является как бы продолжением другой, то включение концов катушек должно быть следующим: начало катушки обратной связи подключается к аноду лампы, а конец — к положительному полюсу анодного напряжения; начало контурной катушки присоединяется к катоду лампы, а конец — к управляющей сетке.

Регулировка обратной связи может производиться различными способами: изменением связи между катушками, с помощью конденсатора переменной емкости, изменением питающих напряжений и т. д. Простейшая схема с подвижной катушкой в коротковолновых приемниках практически не применяется, так как при этом регулировка обратной связи оказывает большое влияние на настройку приемника. Значительно лучшие результаты получаются при регулировке обратной связи с помощью конденсатора переменной емкости (рис. 20, а и б). Здесь токи, текущие в анодной цепи лампы, разделяются: постоянная составляющая и составляющая звуковой частоты, получаемые в результате детектирования, проходят через высокочастотный дроссель  $Dr_1$ , а высокочастотная составляющая — через разделительный конденсатор  $C_3$ , конденсатор  $C_4$  и катушку  $L_2$  к катоду лампы. Иногда вместо дросселя  $Dr_1$  включают сопротивление в  $10\ 000\text{--}20\ 000\text{ ом}$ . Конденсатор  $C_3$  емкостью  $150\text{--}200\text{ нф}$ , шунтируя вход усилителя низкой частоты, препятствует влиянию последнего на работу детекторного каскада и повышает тем самым устойчивость приема. Кроме того, отводя к катоду лампы высокочастотные токи, частично прошедшие через дроссель  $Dr_1$ , он улучшает работу низкочастотного тракта приемника. Регулировка обратной связи осуществляется изменением емкости конденсатора  $C_4$ .

Недостатком регулировки обратной связи конденсатором переменной емкости является то, что при этом обратная связь

все же оказывает некоторое влияние на настройку приемника, а пределы регулировки сильно зависят от частоты. Почти полное устранение этих недостатков дает схема регулировки изменением напряжения на экранной сетке лампы (рис. 20, в и г). Особенностью последних двух схем является то, что для создания положительной обратной связи здесь используется цепь катода лампы, а в качестве катушки обратной связи — часть витков контурной катушки. Обычно отвод на катод лампы берется от

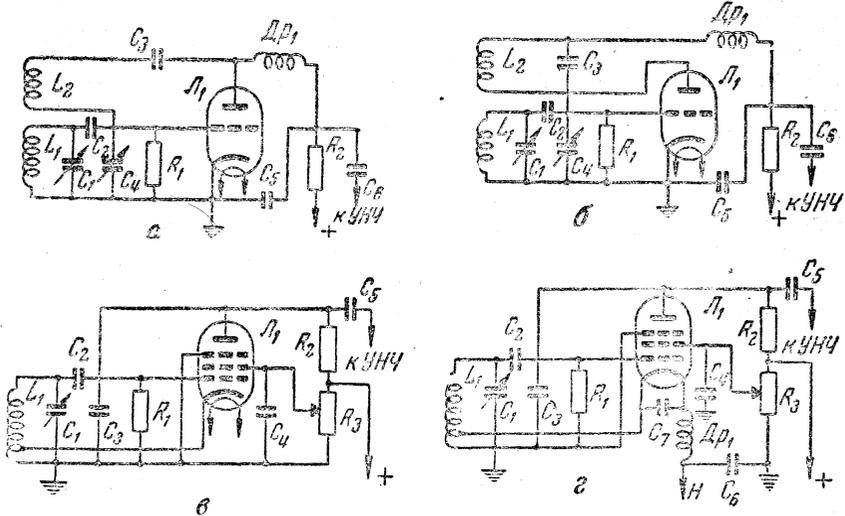


Рис. 20

$1/3$ — $1/4$  витков контурной катушки, считая от заземленного конца. Высоочастотный дроссель  $Др_1$  в схеме рис. 20, г нужен для того, чтобы нижние витки контурной катушки для токов высокой частоты не оказались замкнутыми через нить накала лампы и источник питания, а конденсатор  $C_6$  емкостью 1 000—2 000 пф предотвращает влияние цепей накала на работу каскада.

Существенным недостатком простейших регенеративных приемников является сильное излучение, создающее значительные помехи приему на близко расположенных приемниках. Чтобы уменьшить это излучение, между входным устройством и регенеративным каскадом необходимо иметь один-два каскада усиления высокой частоты.

### Усиление низкой частоты

Схемы усилителей низкой частоты, применяемых в специальных любительских коротковолновых приемниках, часто значительно отличаются от усилителей низкой частоты, используемых в радиовещательных приемниках.

Известно, что чем уже полоса пропускания приемника, тем меньше заметны всякого рода помехи (от соседних по частоте радиостанций, атмосферные и промышленные помехи, внутренние шумы приемника). В современных супергетеродинных приемниках для сужения полосы пропускания устанавливают в каскадах усиления промежуточной частоты специальные сложные многоконтурные или кварцевые фильтры. У приемников прямого усиления сузить полосу пропускания можно, лишь ограничив частотную характеристику усилителя низкой частоты.

При приеме дальних телефонных радиостанций наибольшие неприятности создают высшие звуковые частоты, проявляющиеся

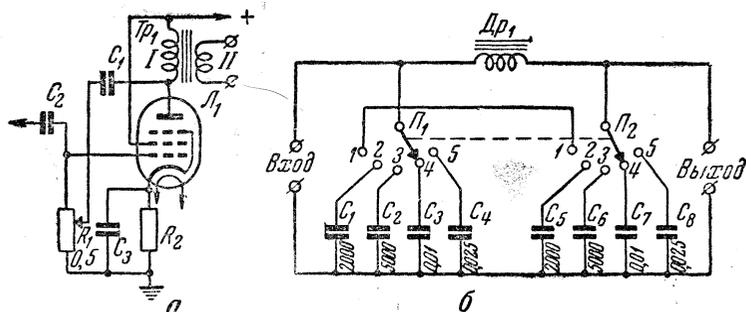


Рис. 21

в виде шумов, а также свисты от интерференции между соседними по частоте радиостанциями. Срезать высшие звуковые частоты можно, шунтируя вход усилителя конденсатором емкостью 1 000—2 000 пф или использовав для этой цели отрицательную обратную связь<sup>1</sup>.

Схема усилителя низкой частоты, в которой для срезания высших звуковых частот введена цепь отрицательной обратной связи, приведена на рис. 21, а. Здесь через конденсатор  $C_1$  емкостью 100—300 пф некоторая доля энергии колебаний звуковой частоты передается из анодной цепи лампы в сеточную цепь. Вследствие того, что фазы звукового напряжения в анодной и сеточной цепях противоположны, результирующее напряжение на управляющей сетке лампы уменьшается и тем самым понижается усиление, даваемое каскадом. Уменьшение усиления происходит главным образом на высших звуковых частотах, для которых сопротивление конденсатора  $C_1$  невелико. Перемещая движок переменного сопротивления  $R_1$ , можно регулировать напряжение, поступающее через цепь обратной связи, и тем самым устанавливать ту или иную степень срезания высших звуковых частот.

<sup>1</sup> Отрицательной называется такая обратная связь, при которой фаза напряжения, подаваемого с выхода устройства на его вход, противоположна фазе входного напряжения.

Эффективность действия рассмотренной простейшей схемы не очень высока. Лучшие результаты можно получить, установив на входе или выходе усилителя низкой частоты приемника П-образный фильтр нижних частот, схема которого приведена на рис. 21, б. В качестве дросселя  $Dr_1$  можно использовать любой небольшой дроссель со стальным сердечником сечением в 1—3 см<sup>2</sup> и числом витков примерно от 1 000 до 3 000. Сдвоенный переключатель  $П_1 — П_2$  позволяет путем переключения конденсаторов  $C_1 — C_4$  и  $C_5 — C_8$  подобрать для каждого отдельного случая наиболее выгодную характеристику фильтра или выключить его вовсе при хороших условиях приема.

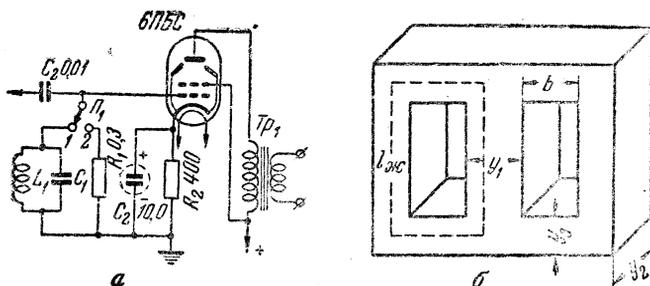


Рис. 22

Для приема на слух телеграфных сигналов наиболее приятным является тон с частотой порядка 600—1 000 гц. Поэтому для усиления телеграфных сигналов желательно иметь частотную характеристику усилителя с ярко выраженным подъемом (резонансом) на выбранной частоте. Простейший способ резонансного усиления состоит в том, что дроссель или трансформатор усилителя с помощью конденсатора емкостью 1 000—10 000 пф настраивается на выбранную частоту.

Для улучшения резонансного усиления по низкой частоте применяются резонансные контуры и полосовые фильтры, пропускающие лишь определенную узкую полосу частот.

Схема усилителя с резонансным контуром приведена на рис. 22, а. Катушка фильтра имеет индуктивность 1,2 гн. Ее можно выполнить на сердечнике из стандартных трансформаторных стальных или пермалловых пластин небольшого размера (например, Ш-10, Ш-12 и др.) или совсем без сердечника. Однако результаты при этом получаются заметно худшие. Количество витков катушки, наматываемой на сердечнике, должно быть:

$$\omega = 10^4 \sqrt{\frac{L_1(\text{гн}) l_{\text{ж}}(\text{см})}{4 \mu \cdot Q_{\text{ст}}}},$$

где  $L_1$  — индуктивность катушки;  
 $l_{\text{ж}}$  — средняя длина силовой линии;

$Q_{ст} = 0,85 \cdot Y_1 \cdot Y_2$  (рис. 22, б) — сечение сердечника,  $см^2$ ;  
 $\mu$  — магнитная проницаемость (для стальных пластин она равна 500, для 45-процентного пермаллоя — 2000 и для 80-процентного пермаллоя — 10000).

Катушка без сердечника должна состоять из четырех секций по 5000 витков провода ПЭ 0,1 в каждой, намотанных на деревянной болванке диаметром 10 мм и длиной 45 мм. Ширина каждой секции 10 мм. Емкость контура  $C_5$  равна 11500 пф.

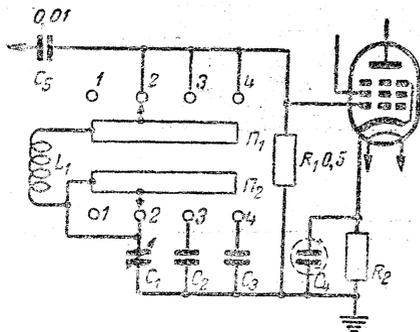
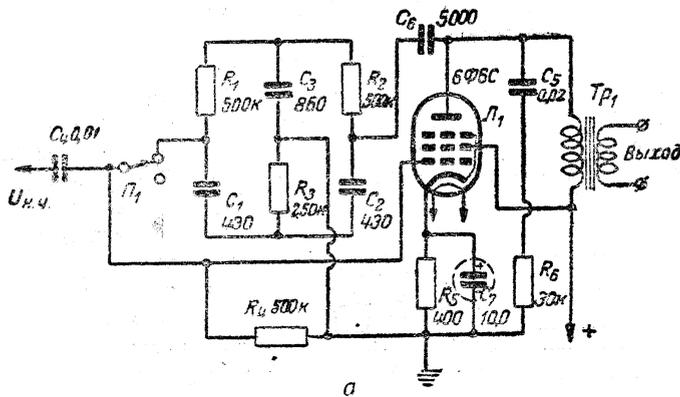


Рис. 23

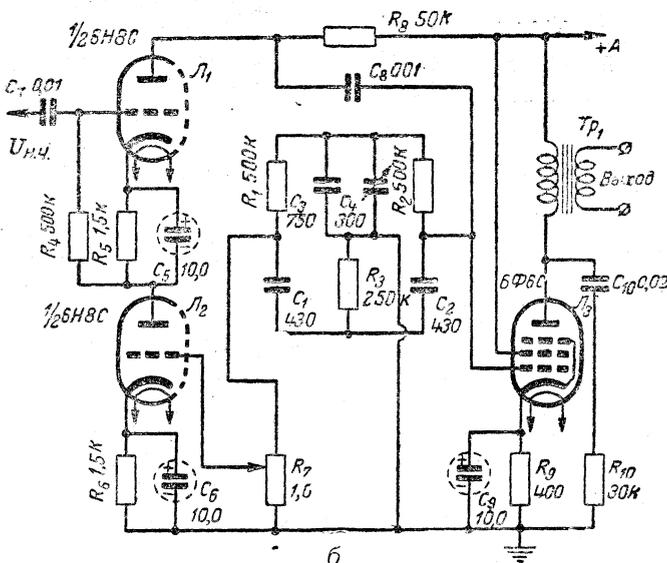
Свисты интерференции можно значительно ослабить, включив между управляющей сеткой и катодом лампы усилителя низкой частоты фильтр, схема которого приведена на рис. 23. В положении 1 переключателей  $P_1$ ,  $P_2$  фильтр выключен. В положении 2 между сеткой и катодом лампы включается последовательный

контур, состоящий из катушки индуктивности  $L_1$  и конденсатора переменной емкости  $C_1$ . Это положение соответствует диапазону высших звуковых частот фильтра. В следующих положениях переключателей  $P_1$ ,  $P_2$  параллельно конденсатору  $C_1$  поочередно подключаются конденсаторы  $C_2$  и  $C_3$ , увеличивая общую емкость контура и понижая его резонансную частоту. Данные фильтра для частот от 4000 до 9000 гц следующие: индуктивность катушки  $L_1 = 1 гн$ ; максимальная емкость конденсатора  $C_1 = 450 — 500 пф$ ;  $C_2 = 450 пф$ ;  $C_3 = 900 пф$ . Конденсатор  $C_1$  для уменьшения размеров фильтра целесообразнее применить с твердым диэлектриком. Катушку  $L_1$ , как и в предыдущем случае, лучше выполнить с пермалловым или стальным сердечником. В случае выполнения катушки без сердечника она наматывается на деревянном каркасе диаметром 25 мм и имеет три секции, каждая из которых содержит по 1825 витков провода ПЭ 0,25. Ширина секций и расстояние между ними 6 мм. Намотка производится внавал между двумя щечками с внешним диаметром 80 мм.

На рис. 24, а приведена схема усилителя низкой частоты, в котором для получения избирательного усиления используется цепь отрицательной обратной связи. В нем с помощью моста, составленного из конденсаторов  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$  и сопротивлений  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и настроенного на желаемую частоту, в цепь управляющей сетки лампы, из ее анодной цепи подаются в противофазе напряжения всех частот, за исключением этой частоты. В результате происходит резкое ослабление сигналов всех частот,



а



б

Рис. 24

кроме той, на которой мост балансируется. С помощью переключателя  $\Pi_1$  мост может выключаться.

Значения сопротивлений и конденсаторов, входящих в мост, можно подсчитать, пользуясь следующими формулами:

$$R_1 (\text{Мом}) = R_2 (\text{Мом}) = \frac{160\,000}{f_0 (\text{гц}) \cdot C_1 (\text{нф})};$$

$$R_3 = \frac{1}{2} R_1; \quad C_3 (\text{нф}) = 2 C_1 (\text{нф}),$$

где  $f_0$  — частота балансировки моста.

Емкостью конденсаторов  $C_1 = C_2$  задаются, принимая ее равной 400—2000 пф. На схеме рис. 24, а указаны данные избирательного усилителя, настроенного на частоту  $f_0 = 750$  гц.

На рис. 24, б приведена схема усилителя низкой частоты, в котором в цепь отрицательной обратной связи введен каскад усиления, работающий на лампе  $L_2$ . Регулируя с помощью потенциометра  $R_7$  напряжение в цепи отрицательной обратной связи, можно в широких пределах менять частотную характе-

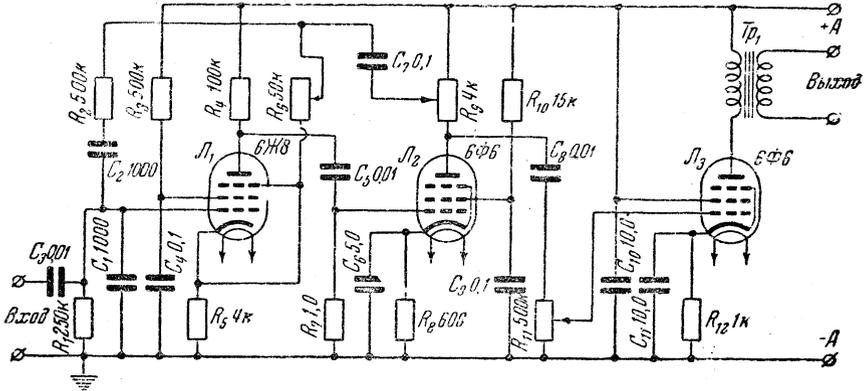


Рис. 25

ристику усилителя. При нижнем положении движка потенциометра  $R_7$  обратное напряжение в цепь усилительной лампы не поступает, действие отрицательной обратной связи прекращается и усилитель теряет свои избирательные свойства. В верхнем положении снимаемое обратное напряжение максимально и избирательные свойства усилителя выражены наиболее ярко. Чтобы можно было произвести точную балансировку моста, в схему введен конденсатор переменной емкости с твердым диэлектриком  $C_4$ .

Налаживание усилителя сводится главным образом к подбору емкости конденсатора  $C_3$ . Она должна быть такой, чтобы в одном из крайних положений конденсатора  $C_4$  и верхнем положении движка потенциометра  $R_7$  усилитель самовозбуждался на желаемой для работы частоте. Установив затем конденсатор  $C_4$  вблизи точки возникновения генерации, получаем наивысшую избирательность.

В усилителе, схема которого изображена на рис. 25, для получения избирательного усиления использованы как отрицательная, так и положительная обратные связи. Низкочастотное напряжение для цепей положительной и отрицательной обратных связей снимается с сопротивления  $R_9$  нагрузки лампы  $L_2$ . В цепь положительной обратной связи входят сопротивления  $R_1$ ,

$R_2$  и конденсаторы  $C_1$ ,  $C_2$ , а в цепь отрицательной — разделительный конденсатор  $C_7$  и делитель напряжения, состоящий из сопротивлений  $R_5$  и  $R_6$ . Изменяя сопротивление  $R_6$ , легко можно менять степень отрицательной обратной связи.

Резонансная частота усилителя определяется данными цепи положительной обратной связи, а именно: сопротивлениями  $R_1 = R_2$  и емкостью конденсаторов  $C_1 = C_2$ . Эта зависимость выражается формулой:

$$f_0(\text{ци}) = \frac{160\,000}{R(\text{Мом}) \cdot C(\text{нф})}.$$

Применив в качестве конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  сдвоенный агрегат конденсаторов переменной емкости или в качестве сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  сдвоенное переменное сопротивление, легко можно будет менять резонансную частоту усилителя.

Налаживание усилителя сводится главным образом к настройке его на требуемую частоту путем подбора данных цепочки положительной обратной связи  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $R_2$ ,  $C_2$ , а также установления требуемой отрицательной обратной связи. Для выполнения последней задачи необходимо движок потенциометра  $R_9$  установить в нижнее (по схеме) положение и затем, медленно вращая ручку переменного сопротивления  $R_6$ , добиться возникновения колебаний.

Во время работы с усилителем приходится пользоваться лишь двумя ручками управления: потенциометром  $R_9$ , с помощью которого в очень широких пределах можно изменять частотную характеристику усилителя, и потенциометром  $R_{11}$ , регулирующим громкость приема.

## СУПЕРГЕТЕРОДИНЫ

### Принцип супергетеродинного приема

Одним из основных недостатков приемников прямого усиления является низкая избирательность. Как известно, избирательность приемника определяется числом содержащихся в нем колебательных контуров, их качеством и точностью настройки на принимаемую радиостанцию. Однако с увеличением числа настраиваемых контуров резко усложняется конструкция и регулировка приемника, возрастают его размеры, вес и стоимость. Наиболее сильно недостатки схемы прямого усиления проявляются у коротковолновых приемников, так как с повышением частоты быстро понижается избирательность контуров и уменьшается коэффициент усиления усилителя ВЧ. Наконец в приемнике прямого усиления трудно получить одновременно хорошую избирательность и достаточно широкую полосу пропускания

Супергетеродинные приемники свободны от перечисленных выше недостатков. В отличие от приемников прямого усиления, в которых усиление сигналов до детектора производится на частоте принимаемой радиостанции, в супергетеродине частота колебаний каждого принимаемого сигнала предварительно преобразовывается в колебания другой постоянной для данного приемника высокой частоты, называемой промежуточной частотой (ПЧ). На этой частоте и осуществляется основное усиление напряжения сигнала. Кроме того, усилитель ПЧ, обладая резонансными свойствами, обеспечивает необходимую избирательность. За усилителем ПЧ в супергетеродине, как и в приемнике прямого усиления, после каскадов усиления ВЧ следует детектор и усилитель низкой частоты.

То, что в супергетеродине частота любой принимаемой радиостанции преобразуется в одну и ту же промежуточную частоту, дает возможность применить в его усилителе ПЧ колебательные контуры с фиксированной настройкой. Это позволяет построить несложный многокаскадный усилитель, содержащий большое число колебательных контуров и имеющий резонансную характеристику П-образной формы, т. е. обладающий высокой избирательностью и вносящий малые частотные искажения.

Особенно ощутимы преимущества супергетеродинных приемников на коротких и ультракоротких волнах. Так как для этих диапазонов промежуточная частота во много раз ниже частоты сигнала, то усиление и избирательность, даваемые одним каскадом усилителя ПЧ, в несколько раз выше, чем даваемые на этих диапазонах каскадом усилителя высокой частоты. Наличие в супергетеродине большого запаса усиления позволяет осуществить в них различные автоматические регулировки.

### Преобразование частоты

Преобразование частоты в супергетеродине осуществляется в специальном преобразовательном каскаде. Для получения неискаженного приема этот каскад должен преобразовывать модулированное напряжение ВЧ входящих сигналов в напряжение ПЧ без изменения вида и характера модуляции. Например, если напряжение входящего сигнала промодулировано по амплитуде, то преобразованное напряжение также должно быть модулированным по амплитуде. Преобразование частоты осуществляется посредством специальной смесительной лампы, к которой подводятся входящие модулированные колебания и постоянные по амплитуде колебания другой высокой частоты, создаваемые в самом приемнике.

Упрощенная схема преобразователя частоты приведена на рис. 26, а. На управляющую сетку смесительной лампы  $L_1$  поступают два высокочастотных напряжения: входящего сигнала  $U_c$ , которое снимается с колебательного контура  $L_1C_1$ ,

настраиваемого на частоту  $f_c$  принимаемой радиостанции, и напряжение  $U_r$  от местного гетеродина, собранного на лампе  $\Lambda_2$ . Гетеродин представляет собой маломощный ламповый генератор колебаний высокой частоты ( $f_r$ ) и по принципу действия мало отличается от рассмотренного нами ранее регенеративного каскада, работающего в режиме незатухающих колебаний. Напряжение смещения  $U_{c0}$  на сетке смесительной лампы, образующееся на сопротивлении  $R_1$ , выбрано таким, что ее рабочая точка находится на нижнем сгибе анодной характеристики. В результате этого действующая крутизна характеристики в процессе работы меняется с изменением напряжения на управляющей

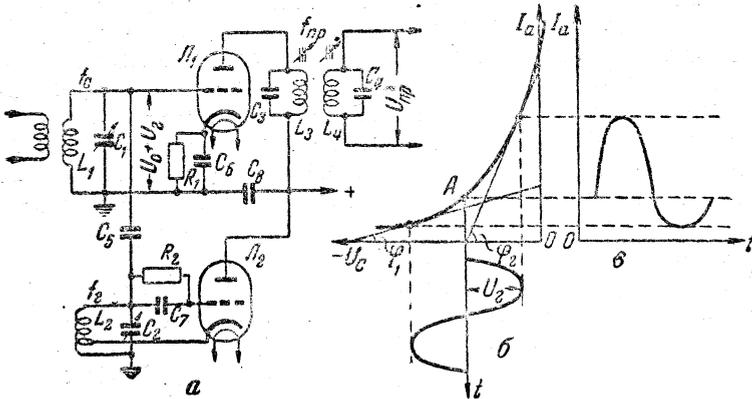


Рис. 26

сетке лампы. Когда модулированный сигнал отсутствует, напряжение на сетке изменяется только с частотой колебаний, создаваемых гетеродином; с этой же частотой изменяется и крутизна характеристики лампы, возрастая с уменьшением напряжения смещения и уменьшаясь с увеличением его (рис. 26, б). Крутизна характеристики характеризуется углом  $\varphi$  между касательной к кривой и горизонтальной осью.

Посмотрим, что происходит, когда на сетку смесительной лампы одновременно подаются напряжения сигнала и гетеродина. Для удобства рассуждений будем считать, что частота первого выше частоты второго, а амплитуда сигнала постоянна.

На рис. 27 показан характер изменения анодного тока лампы. Под воздействием входящего сигнала  $U_c$  во время положительного полупериода напряжения  $U_r$ , поступающего от гетеродина, амплитуда переменной составляющей анодного тока, имеющей частоту сигнала, получается большей, чем во время отрицательного. Кроме того, в первом случае с нарастанием  $U_r$  амплитуда переменной составляющей частоты сигнала возрастает, а во втором убывает. В результате она изменяется с частотой коле-

баний, поступающих от гетеродина, т. е. оказывается промодулированной этими колебаниями. Сказанное иллюстрируется рис. 27, а, б, в и г, где показаны соответственно зависимость анодного тока  $I_a$  от напряжений  $U_c$  и  $U_r$ , составляющая анодного тока частоты гетеродина  $I_{ar}$  и составляющая анодного тока частоты сигнала  $I_{ac}$ .

Модулированные колебания являются сложными. В простейшем случае, когда колебания модулированы одной частотой, они состоят из колебаний трех частот: основной (несущей)

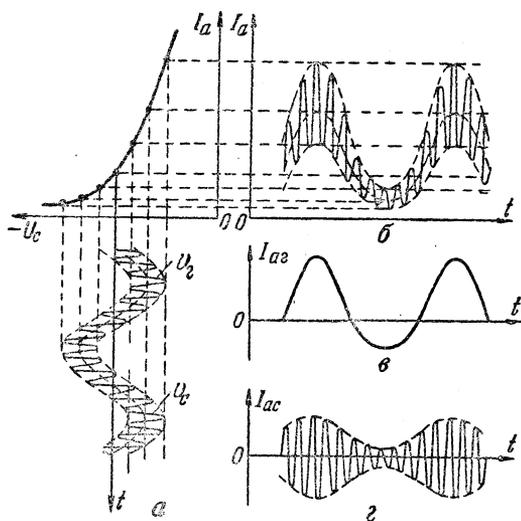


Рис. 27

частоты, разности основной и модулирующей частот и их суммы. Таким образом, в состав полученных нами модулированных колебаний (рис. 28, а) входят колебания частоты сигнала  $f_c$  (рис. 28, б), разности частоты сигнала и частоты гетеродина  $f_c - f_r$  (рис. 28, в), а также их суммы  $f_c + f_r$  (рис. 28, г). Если входящие сигналы промодулированы, то все эти составляющие также промодулированы.

Из получившихся высокочастотных колебаний интерес представляют только колебания разностной частоты  $f_c - f_r$ , так как колебания суммарной частоты всегда выше, чем частота сигнала, и использование их не даст положительных результатов. Колебания разностной частоты выделяются фильтром  $C_3L_3L_4C_4$ , настроенным на эту частоту (рис. 26, а).

Итак, на вход преобразователя подано напряжение одной частоты, а на его выходе получено напряжение другой частоты, т. е. произошло преобразование частоты входящих сигналов. Необходимым условием этого явилось периодическое изменение

крутизны характеристики смесительной лампы под воздействием напряжения, подводимого от гетеродина. Для преобразования частоты принципиально не имеет значения, выше ли частота гетеродина  $f_H$  частоты приходящего сигнала  $f_c$  или ниже, важно лишь, чтобы разность между ними была равна требуемой промежуточной частоте.

Рассматривая процесс преобразования частоты, мы останавливались лишь на колебаниях основных частот. Вследствие нелинейности характеристики лампы в ее анодной цепи, кроме упомянутых выше частот, образуются еще колебания более высоких частот — гармоник частот сигнала и гетеродина, а также высшие комбинационные частоты. Все эти частоты отсеиваются фильтром, включенным в анодную цепь смесительной лампы.

Преобразователь частоты обладает усиительными свойствами. Даваемое им усиление определяется как отношение напряжения ПЧ на его выходе к напряжению сигнала, подводимого к управляющей сетке смесительной лампы. Величина этого усиления зависит от параметров смесительной лампы, качества фильтра ПЧ, а также амплитуды напряжения, подводимого от гетеродина. Коэффициент усиления  $K_{пр}$  преобразователя частоты, содержащего двухконтурный полосовой фильтр с критической связью между контурами, можно подсчитать по формуле:

$$K_{пр} = 0,5 S_{пр} \cdot Z_{рез},$$

где  $S_{пр}$  — крутизна преобразования смесительной лампы;

$Z_{рез}$  — резонансное сопротивление контуров фильтра.

Крутизна преобразования представляет собой отношение приращения составляющей анодного тока  $\Delta I_{пр}$  промежуточной частоты к приращению напряжения сигнала  $\Delta U_c$ . Она не является строго определенной для данной лампы и зависит от режима ее работы, в частности от амплитуды колебаний, под-

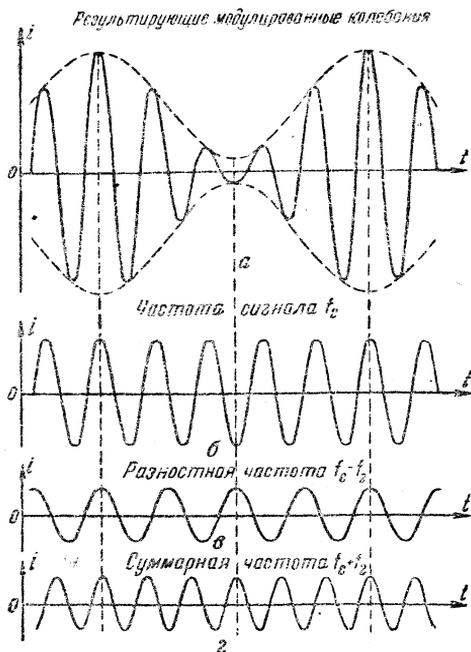


Рис. 28

водимых от гетеродина. При определенной амплитуде этих колебаний  $S_{\text{пр}}$  достигает наибольшей величины. Это наибольшее значение  $S_{\text{пр}}$  обычно и приводится в паспорте смесительных и преобразовательных ламп.

### Особенности супергетеродинного приема

Прием на супергетеродин может сопровождаться помехами, характерными только для приемников этого типа. Допустим, например, что приемник, промежуточная частота  $f_{\text{пр}}$  которого равна 460 кГц, настроен на радиостанцию, работающую на частоте  $f_c = 7000$  кГц, и что частота колебаний его гетеродина выбрана выше частоты входящего сигнала, т. е.  $f_g = 7000 + 460 = 7460$  кГц. Предположим теперь, что на частоте  $f_n = 7920$  кГц работает какая-то радиостанция. Сигналы этой радиостанции вместе с частотой гетеродина также образуют промежуточную частоту и, если не принять специальных мер, создадут помехи приему основной радиостанции. Действительно,  $f_n - f_g = 7920 - 7460 = 460$  кГц, т. е. равно  $f_{\text{пр}}$ .

Таким образом, характерной особенностью супергетеродина является то, что, кроме основной радиостанции, на волну которой настроен приемник, на том же делении шкалы можно услышать и другую радиостанцию, частота которой на удвоенную промежуточную частоту отличается от частоты принимаемой радиостанции. Эти радиостанции, симметричные по частоте к основной радиостанции относительно частоты гетеродина, принято называть симметричными, или зеркальными.

Второй особенностью супергетеродинного приема является то, что одну и ту же радиостанцию можно принять при двух различных настройках приемника. Объясняется это следующим. Для того чтобы при перестройке супергетеродина с одной волны на другую промежуточная частота получалась все время одинаковой, необходимо изменять частоту колебаний, создаваемых гетеродином, сохраняя постоянной разность между нею и частотой, указываемой стрелкой на шкале приемника. Предположим, что на приемник, взятый в предыдущем примере, принята радиостанция, работающая на частоте  $f_c = 3560$  кГц, при этом  $f_g = 3560 + 460 = 4020$  кГц. Настроим приемник на частоту  $f_3 = 2640$  кГц. Посмотрим, как теперь он будет реагировать на принимавшуюся ранее станцию. При новой настройке частота гетеродина  $f_g = f_3 + f_{\text{пр}} = 2640 + 460 = 3100$  кГц, т. е. снова на промежуточную частоту  $f_{\text{пр}} = 460$  кГц ( $3560 - 3100 = 460$ ) отличается от частоты принятой ранее радиостанции; разница заключается лишь в том, что теперь частота гетеродина ниже частоты сигнала. Как и в первом случае, при этой настройке образуется промежуточная частота, равная 460 кГц, вследствие чего упомянутая выше радиостанция будет слышна. Таким образом, одна и та же радиостанция слышна при настройке прием-

ника на частоту 3 560 кГц, на которой она работает, и на частоту 2 540 кГц, на которой радиостанция не работает. Первая из этих настроек называется основной, а вторая — зеркальной.

Кроме зеркальных радиостанций, помехи могут также создавать местные или мощные дальние радиостанции, работающие на промежуточной или близкой к ней частоте. Эти помехи, прослушиваемые в виде интерференционных свистов, возникают вследствие биений между колебаниями промежуточной частоты, получившейся в приемнике, и сигналами радиостанции, работающей на промежуточной частоте, проникшими к усилителю промежуточной частоты без преобразования.

Чтобы устранить упомянутые выше помехи, необходимо до минимума понизить уровень напряжения, создаваемого ими на управляющей сетке смесительной лампы. Эту задачу в супергетеродине выполняет входное устройство, называемое часто преселектором (предварительный селектор). Обычно оно представляет собой колебательный контур или систему связанных колебательных контуров, настраиваемых на частоту принимаемой радиостанции. Кроме того, эти помехи ослабляются в каскадах усиления высокой частоты приемника, также содержащих настраиваемые колебательные контуры. Наконец, специально для ослабления помех, создаваемых радиостанциями, работающими на частотах, близких к промежуточной, на входе приемника устанавливают фильтр-пробку, настроенный на промежуточную частоту.

Исключить зеркальную настройку можно, объединив ручки настройки контуров преселектора и каскадов усиления высокой частоты с ручкой управления частотой гетеродина. В этом случае при зеркальной настройке на радиостанцию сигналы, поступающие от нее, будут настолько ослаблены входным устройством приемника, что она не будет прослушиваться.

Так как основное усиление в супергетеродине осуществляется усилителем ПЧ, может показаться, что в таком приемнике нет необходимости иметь усилитель ВЧ. Однако это не так. Преобразователь частоты создает большой уровень шумов, сравнимый с уровнем сигнала от дальних радиостанций, вследствие чего прием таких станций получается очень плохим. Чтобы поднять уровень сигнала над уровнем собственных шумов преобразователя частоты, в приемнике нужно иметь один-два каскада усиления ВЧ.

Обычно в супергетеродинах для детектирования сигнала применяется диодный детектор. При приеме телеграфных радиостанций, работающих незатухающими колебаниями, такой детектор дает на выходе послышки постоянного напряжения, пропорциональные по длительности сигналам телеграфной азбуки. Вследствие этого в телефонах, подключенных к приемнику, вместо тональных телеграфных знаков получают неприятные хлопки и прием на слух оказывается невозможным. Поэтому в связанных приемниках для приема телеграфных радиостанций

устанавливают дополнительный гетеродин, который часто называют вторым гетеродином (первый гетеродин находится в преобразователе частоты). Второй гетеродин генерирует колебания, близкие по частоте к промежуточной частоте приемника. Эти колебания вместе с колебаниями входящего сигнала подводятся к детектору. В результате детектирования возникающих биений на выходе детектора образуются уже посылки не постоянного тока, а звуковых частот, соответствующие знакам телеграф-

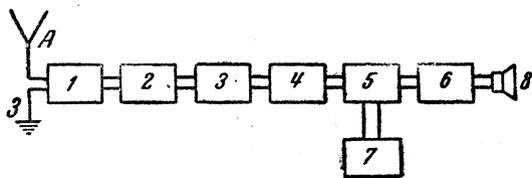


Рис. 29

ной азбуки. Изменяя частоту второго гетеродина, можно в широких пределах менять тон слышимых на выходе приемника телеграфных сигналов.

Таким образом, высокочувствительный супергетеродинный приемник должен содержать входное устройство, усилитель ВЧ, преобразователь частоты, усилитель ПЧ, детектор, гетеродин для приема радиотелеграфных станций и усилитель НЧ. Кроме того, в супергетеродине часто применяют индикатор настройки и осуществляют автоматическую регулировку усиления (АРУ). Скелетная схема такого приемника показана на рис. 29. Здесь 1 — входное устройство; 2 — усилитель ВЧ; 3 — преобразователь частоты; 4 — усилитель ПЧ; 5 — детектор; 7 — гетеродин для приема телеграфных сигналов; 6 — усилитель НЧ; 8 — громкоговоритель или телефоны.

При проектировании супергетеродинного приемника большое значение имеет правильный выбор промежуточной частоты. Чем более высокой взята промежуточная частота, тем сильнее будут расстроены входные контуры приемника и контуры усилителя ВЧ относительно зеркальных радиостанций, и при прочих равных условиях получится большее ослабление помех. Однако при высокой промежуточной частоте трудно получить хорошую избирательность по соседнему каналу. Поэтому для обычных приемников принимают компромиссное решение, выбирая промежуточную частоту такой, чтобы избирательность приемника и по соседнему и по зеркальному каналам лежала в допустимых пределах. Большей частью промежуточная частота радиовещательных приемников выбирается равной 460—470 кГц, а специальных коротковолновых — 460, 730, 1 000, 1 600 кГц и т. д.

С целью разрешения этого противоречия и получения высокой избирательности одновременно как по соседнему, так и по зеркальному каналам современные коротковолновые приемники

часто строят с двойным преобразованием частоты. Первая промежуточная частота такого приемника выбирается сравнительно высокой (в пределах от 1 до 3—4 Мгц), что обеспечивает хорошее подавление помех от зеркального канала, а вторая — сравнительно низкой (80—250 кгц), что дает возможность получить высокую избирательность по соседнему каналу.

Скелетная схема приемника с двойным преобразованием частоты приведена на рис. 30. Здесь 1 — входное устройство; 2 —

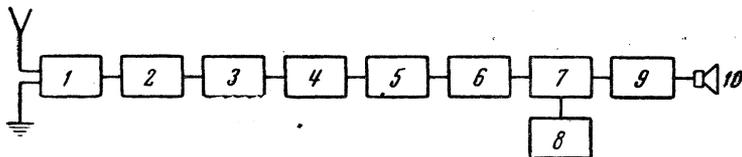


Рис. 30

усилитель ВЧ; 3 — первый преобразователь частоты; 4 — усилитель первой (более высокой) ПЧ; 5 — второй преобразователь; 6 — усилитель второй ПЧ; 7 — детектор; 8 — гетеродин для приема сигналов телеграфных радиостанций; 9 — усилитель НЧ; 10 — громкоговоритель или телефоны.

### Сопряжение настроек контуров супергетеродина

Итак, в супергетеродине частота колебаний гетеродина должна на промежуточную частоту отличаться от резонансной частоты входных контуров усилителя ВЧ. Поэтому перечисленные выше контуры и контур гетеродина настраиваются на разные частоты и имеют неодинаковый коэффициент перекрытия по частоте. Так, например, при работе приемника в диапазоне частот от 1 500 до 4 500 кгц и промежуточной частоте  $f_{пр} = 1\,000$  кгц контур гетеродина должен настраиваться на частоты от 2 500 до 5 500 кгц. Отсюда коэффициент перекрытия для входных контуров составляет:  $K_{вх} = f_{макс} : f_{мин} = 4500 : 1500 = 3$ , а для контура гетеродина  $K_{г} = 5500 : 2500 = 2,2$ , т. е. значительно меньше. Следовательно, перекрытие по емкости конденсаторов контуров, настраиваемых на частоту сигнала, и контура гетеродина также должно быть неодинаковым.

Для разных диапазонов приемника требуется различный коэффициент перекрытия по частоте контура гетеродина. Поэтому для него невозможно изготовить конденсатор переменной емкости, одинаково пригодный для всех диапазонов. Практически в супергетеродине применяют агрегат с одинаковыми конденсаторами, а требуемое уменьшение перекрытия гетеродинного конденсатора для каждого диапазона получают при помощи специальных сопрягающих конденсаторов, включенных, как по-

казано на рис. 31. Конденсатор  $C_2$ , соединенный последовательно с конденсатором  $C_1$ , уменьшает максимальную емкость контура, а конденсатор  $C_3$  увеличивает его начальную емкость. В результате коэффициент перекрытия контура по частоте уменьшается. Такой способ дает точное сопряжение, или, иначе говоря, требуемую разность между частотой гетеродина и резонансной частотой контуров, настраиваемых на частоту сигнала, в трех точках каждого диапазона — близкой к его началу, середине и концу. В остальных точках неточность сопряжения получается настолько незначительной, что практически приемник имеет одинаковую чувствительность и избирательность по зеркальному каналу в пределах всего диапазона.

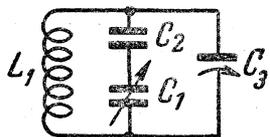


Рис. 31

Емкости сопрягающих конденсаторов определяются рабочим диапазоном приемника, его промежуточной частотой и параметрами контуров входного устройства и усилителя ВЧ, настраиваемых на частоту сигнала. Поэтому для каждого поддиапазона приемника, а также для приемников с различной промежуточной частотой емкости этих конденсаторов должны быть неодинаковы.

Расчет сопряжения контуров производится следующим образом. Вначале находят частоты точного сопряжения:

$$f_1 = \frac{f_{\max} + f_{\min} \text{ (мГц)}}{2};$$

$$f_2 = f_1 - \frac{\sqrt{3}}{4} (f_{\max} - f_{\min})$$

и

$$f_3 = f_1 + \frac{\sqrt{3}}{4} (f_{\max} - f_{\min}),$$

где  $f_{\max}$  и  $f_{\min}$  — максимальная и минимальная частоты перекрываемого диапазона.

Затем определяют вспомогательные коэффициенты:

$$a = f_1 + f_2 + f_3;$$

$$b^2 = f_1 \cdot f_2 + f_2 \cdot f_3 + f_1 \cdot f_3;$$

$$c^3 = f_1 \cdot f_2 \cdot f_3;$$

$$d = a + 2f_{\text{пр}},$$

а также

$$i^2 = \frac{b^2 d - c^3}{2f_{\text{пр}}};$$

$$m^2 = ad + f_{np}^2 - b^2 + l^2;$$

$$n^2 = \frac{f_{np}^2 l^2 + c^3 d}{m^2}$$

и

$$p = \frac{25\,330}{L},$$

где  $L$  — индуктивность в  $мкГн$  контуров входного устройства и усилителя ВЧ, настраиваемых на частоту сигнала. Обычно она бывает известна из расчета этих узлов приемника.

Далее подсчитывают емкости сопрягающих конденсаторов и индуктивность контура гетеродина:

$$c_2 = p \left( \frac{1}{n^2} - \frac{1}{l^2} \right);$$

$$c_2 = \frac{p}{n^2};$$

$$C_3 = \frac{p}{l^2 - n^2};$$

$$L_1 = L \cdot \frac{l^2}{m^2} \cdot \frac{c_2}{c_2 + c_3}.$$

Здесь емкости в  $пф$  и индуктивности в  $мкГн$ . В качестве  $C_3$  применяют подстроечный конденсатор; окончательно его емкость подбирают в процессе налаживания приемника.

Следует отметить, что не всегда необходимо производить сопряжение в трех точках заданного поддиапазона. Если промежуточная частота во много раз меньше частоты сигнала и коэффициент перекрытия поддиапазона относительно невелик, то достаточно произвести точное сопряжение только в двух точках. В этом случае не ставят конденсатор  $C_2$ , а сопряжение производят, подбирая емкость конденсатора  $C_3$  и индуктивности сигнального  $L$  и гетеродинного  $L_1$  контуров.

В приемниках, рассчитанных для работы только в любительских диапазонах, специального сопряжения контуров можно вообще не производить, так как при столь малом коэффициенте перекрытия по диапазону (1,03—1,06), которым они обладают, необходимая разность настроек сохраняется. Более подробно об этом сказано в разделе «Растянутые диапазоны» на стр. 176.

### Схемы преобразователей частоты

В радиовещательных приемниках, а также во многих любительских конструкциях преобразователь частоты выполняется на одной лампе типа 6А7. Одна из схем такого преобразователя

приведена на рис. 32, а. Гетеродин собран по схеме с катодной связью. В качестве управляющей сетки гетеродина используется первая от катода сетка лампы. Роль анода выполняет экранная сетка, так как специального электрода, который выполнял бы функции анода гетеродина, в этих лампах нет. Верхняя по схеме часть лампы является смесительной. Напряжение приходящего сигнала подводится к третьей от катода сетке лампы, называемой смесительной. Первая экранная сетка (вторая от катода) служит для уменьшения влияния входной цепи на частоту колебаний гетеродина. Вторая экранная сетка (четвертая от катода), как и в обычном пентоде, экранирует сигнальную сетку от анода.

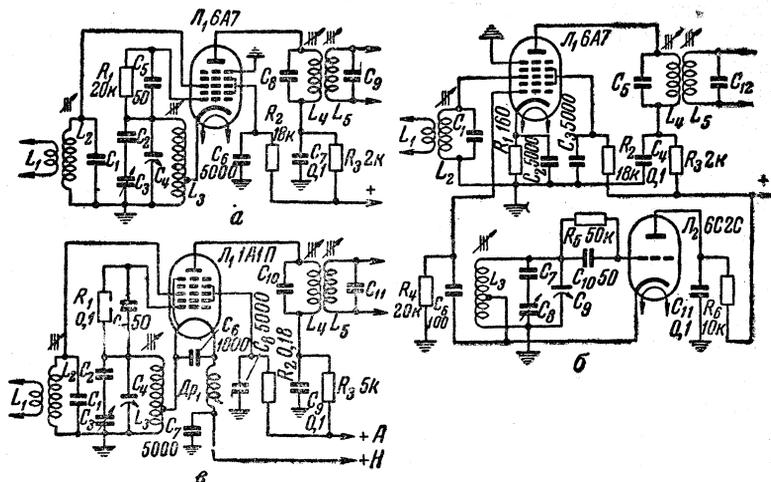


Рис. 32

При налаживании преобразователя, собранного по схеме рис. 32, а, рекомендуется точку присоединения катода и режим гетеродинной части лампы подобрать так, чтобы у низкочастотного края коротковолнового диапазона амплитуда напряжения на катоде лампы была равной 2 в (1,4 в эфф), а ток гетеродинной сетки (первой от катода) — от 0,2 до 0,3 ма при сопротивлении  $R_1$ , равном 20 ком. Измерение высокочастотного напряжения следует производить с помощью лампового вольтметра (типа ВКС-7 и др.).

Но рассмотренный преобразователь обладает недостаточно высокой стабильностью при работе в коротковолновых диапазонах. Значительно лучшие результаты в отношении устойчивости работы дают преобразователи частоты, собранные с отдельным гетеродином. Типовая схема такого преобразователя, в котором в качестве смесительной используется лампа 6A7, приведена на рис. 32, б. Здесь напряжение от вспомогательного гетеродина, работающего на лампе  $L_2$ , через разделительный конденсатор

$C_6$  подается на гетеродинную сетку лампы  $L_1$ . Отсутствие высокочастотного потенциала на катоде смесительной лампы позволяет повысить по сравнению с предыдущей схемой переменные напряжения на гетеродинной сетке и тем самым несколько увеличить крутизну преобразования. Практически при налаживании приемника напряжение, поступающее от гетеродина, следует подобрать таким, чтобы ток гетеродинной сетки был равен примерно 0,5 *ма*. Наибольшая крутизна преобразования получается в рекомендуемом режиме при напряжении смещения на сигнальной сетке (третьей от катода) равном — 2 *в*.

Недавно выпущена новая преобразовательная лампа триод-гептод типа 6ИП. В отличие от большинства подобных ламп здесь сетка триода не имеет внутреннего соединения с третьей сеткой гептода. Благодаря этому обе части лампы почти не зависимы друг от друга (общим электродом у них является только катод). Эта новая лампа с успехом может быть использована в преобразовательном каскаде любительского КВ приемника.

В тех случаях, когда промежуточная частота выбирается выше 1 000 *кГц*, целесообразно применять односеточное преобразование частоты (рис. 33, *а*). Достоинство односеточного преобразователя частоты состоит в том, что уровень его собственных шумов во много раз ниже, чем уровень собственных шумов преобразователей всех других типов.

Схему рис. 33, *а*, в которой напряжение от гетеродина на управляющую сетку смесительной лампы поступает через конденсатор  $C_8$  небольшой емкости, следует применить в приемниках с неширокими (растянутыми) диапазонами. Схема рис. 33, *б* с катодной связью может быть использована в любом случае.

Некоторой особенностью приведенных схем является наличие в сеточной цепи сопротивления  $R_1$  и конденсатора  $C_3$ , назначение которых состоит в том, чтобы предупредить появление значительных сеточных токов и резкого уменьшения входного сопротивления смесительной лампы, когда амплитуда напряжения, поступающего от гетеродина, оказывается большей, чем напряжение смещения. Сопротивление в катоде лампы  $R_2$  следует выбирать в 2—3 раза большим, чем при работе лампы в режиме усиления. В качестве смесительной лампы можно применять любой высокочастотный пентод, однако наилучшие результаты дают пентоды с высокой крутизной (6Ж4, 6ЖЗП и др.).

В экономичных батарейных приемниках в качестве преобразовательной лампы следует применять пальчиковый гептод типа 1А1П. Принципиальная схема преобразовательного каскада с этой лампой приведена на рис. 32, *в*. Отличается она от приведенной ранее схемы с лампой типа 6А7 лишь наличием высокочастотного дросселя в цепи накала; назначение этого дросселя состоит в том, чтобы предотвратить короткое замыкание по высокой частоте нижней части катушки  $L_3$  гетеродин-

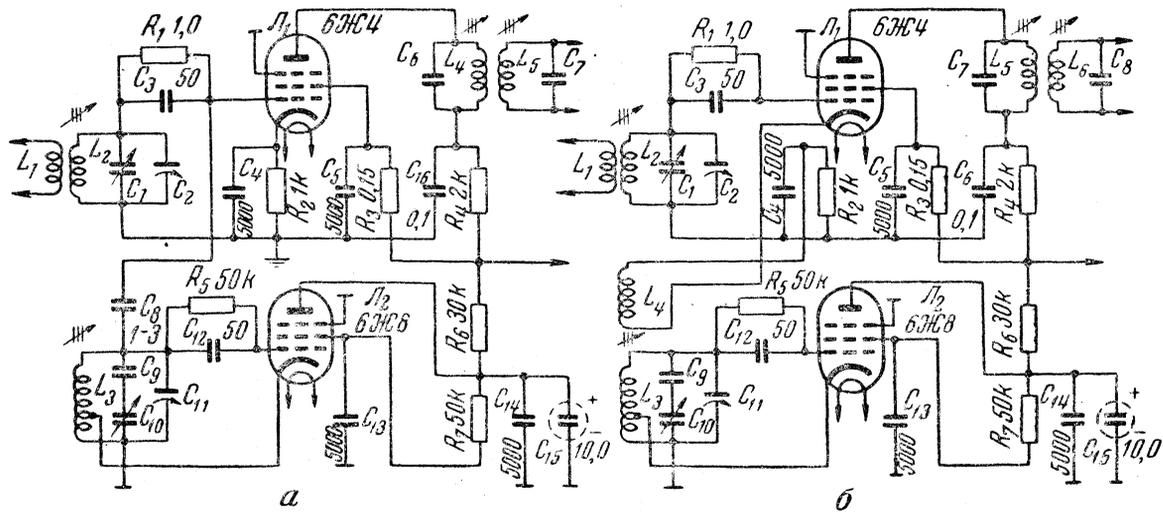


Рис. 33

ного контура. Конденсатор  $C_7$  служит для предотвращения влияния цепей питания накала ламп на частоту колебаний, генерируемых гетеродином. Отвод от катушки контура гетеродина присоединяется к первому штырьку лампы, а начало катушки, соединенное с шасси, подключается к отрицательному полюсу элемента накала. Число витков катодной секции катушки должно составлять 10—20% полного числа витков и подбирается так, чтобы у низкочастотного края диапазона амплитуда генерируемого напряжения составляла около 0,7—1 в (0,5—0,7 в эфф). Ток гетеродинной сетки при сопротивлении утечки  $R_1 = 100$  ком и напряжении на экранной сетке около 45 в должен при перестройке приемника оставаться в пределах 0,05—0,25 ма, а при напряжении на экранной сетке 65—70 в — в пределах 0,07—0,35 ма.

### Усилители промежуточной частоты

Параметры усилителя ПЧ во многом определяют качественные показатели супергетеродинного приемника: его чувствительность, избирательность по соседнему каналу, полосу пропускания. Чем больше коэффициент усиления усилителя ПЧ, тем выше чувствительность супергетеродина и тем лучше работает в нем система АРУ. Расширение полосы пропускания повышает качество воспроизведения принимаемой передачи, а увеличение крутизны спада кривой частотной характеристики и приближение ее формы к П-образной улучшает избирательность приемника по соседнему каналу.

Постройка усилителя ПЧ, обладающего очень хорошими показателями по всем параметрам, связана с большими трудностями и затратами. Поэтому обычно стараются найти какое-то компромиссное решение, при котором усилитель обладает достаточно хорошими параметрами и в то же время не слишком сложен и дорог. Практически требования, предъявляемые к усилителю ПЧ, определяются данными, которым должен отвечать проектируемый приемник. Так, например, в дешевых приемниках третьего и второго классов делают однокаскадный усилитель ПЧ с постоянной полосой пропускания, в приемниках первого класса — двухкаскадный с переменной полосой пропускания, а в специальных связных приемниках — многокаскадный усилитель ПЧ, полосу пропускания которого можно менять в широких пределах.

В качестве простейшего усилителя ПЧ можно использовать обычный резонансный усилитель высокой частоты, содержащий в каждом каскаде одиночный колебательный контур (см. рис. 15, а). Достоинством такого усилителя является то, что он прост по конструкции и по сравнению с другими типами усилителей обладает наибольшим коэффициентом усиления. Однако ему присущ весьма существенный недостаток: он не мо-

жет одновременно обладать высокой избирательностью и пропускать достаточно широкую полосу частот, необходимую для высококачественного воспроизведения радиопередач. Так, например, если для получения хорошей избирательности применить в нем контуры с высокой добротностью, то усилитель будет пропускать очень узкую полосу частот и воспроизведение передачи будет сопровождаться сильными частотными искажениями. Расширить полосу пропускания можно, шунтируя контуры сопротивлениями. Однако при этом резко ухудшится избирательность

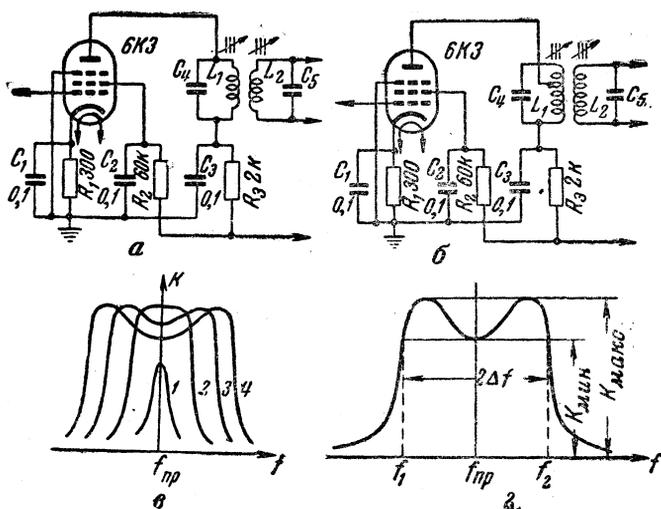


Рис. 34

усилителя. Поэтому в супергетеродинах в качестве усилителей ПЧ обычно применяют полосовые усилители, которым несвойственны указанные выше недостатки.

Отличительной особенностью полосового усилителя является то, что в нем применяется не одиночный колебательный контур, а полосовой фильтр, представляющий собой систему из двух или более связанных друг с другом резонансных контуров (рис. 34, а и б). В результате введения дополнительных контуров свойства усилителя сильно изменяются. На рис. 34, в приведены частотные характеристики усилителя с двухконтурным полосовым фильтром, получающиеся при различной связи между контурами. При слабой связи между контурами (кривая 1) частотная характеристика полосового усилителя сходна с частотной характеристикой резонансного усилителя, имеющего одиночный контур, но несколько острее ее. Коэффициент усиления в этом случае получается небольшим, так как вследствие сла-

бой связи индуктированная во втором контуре ( $L_2C_5$ ) ЭДС получается небольшой.

С увеличением связи между контурами, которое можно осуществить, например, сближая катушки  $L_1$  и  $L_2$ , коэффициент усиления возрастает. При некоторой определенной связи, называемой критической, коэффициент усиления перестает увеличиваться и достигает половины коэффициента усиления каскада с одиночным колебательным контуром (при условии, если параметры контуров этих усилителей одинаковы).

Полоса пропускания фильтра при критической связи между контурами получается более широкой, чем при слабой, и частотная характеристика принимает вид кривой 2 на рис. 34, в. Она отличается от частотной характеристики усилителя с одиночным контуром тем, что ее вершина приплюснута.

При дальнейшем сближении катушек (увеличении связи) коэффициент усиления усилителя больше не возрастает, но зато верх частотной характеристики раздваивается и она становится двугорбой с провалом в середине. Чем сильнее связь между контурами, тем дальше по частоте раздвигаются горбы кривой и тем больше глубина провала.

Итак, с увеличением связи между контурами фильтра полоса пропускания полосового усилителя расширяется. Однако в отличие от усилителя с одиночным колебательным контуром здесь с расширением полосы пропускания крутизна спадов частотной характеристики не уменьшается, а остается постоянной, т. е. избирательность усилителя с расширением полосы не уменьшается.

Таким образом, основным достоинством полосового усилителя является то, что форма его резонансной кривой приближается к прямоугольной. Благодаря этому такой усилитель одинаково хорошо усиливает не только одну частоту  $f_{пр}$ , а определенную полосу частот, причем за пределами этой полосы усиление резко падает. Это дает возможность получить одновременно высокую избирательность по соседнему каналу и малые частотные искажения.

Выбор ширины полосы пропускания  $2\Delta f$ , которую принято отсчитывать на уровне 0,7 от максимального усиления  $K_{\max}$  (рис. 34, г), всецело зависит от назначения усилителя. Так, в приемниках, предназначенных для высококачественного приема радиовещательных станций, ширина полосы выбирается в пределах от 8 до 15 кГц; в приемниках, предназначенных для приема дальних радиостанций, для ослабления воздействия всевозможных помех полосу сужают до 6—7 кГц; наконец, для приема телеграфных радиостанций наивыгоднейшей является полоса в 200—400 Гц. Поэтому в универсальных приемниках полосу пропускания усилителя ПЧ часто делают переменной. Для слушательских приемников желательно строить усилители ПЧ с пределом регулировки полосы пропускания примерно от 6

до 12—16 кгц; в любительских коротковолновых приемниках, предназначенных для радиосвязи, полоса должна регулироваться в пределах от 100—150 гц до 5—7 кгц.

Коэффициент усиления полосового усилителя может быть самым различным — от нескольких десятков до нескольких сотен тысяч в зависимости от назначения усилителя. Усиление, даваемое одним каскадом, зависит от типа применяемой лампы, выбранной промежуточной частоты и параметров колебательных контуров полосовых фильтров, или, как их еще называют, трансформаторов промежуточной частоты. Практически оно лежит в пределах от 40 до 140—150, увеличиваясь с понижением промежуточной частоты.

При непосредственной связи первого контура полосового фильтра с лампой (рис. 34, а) усиление, даваемое каскадом, получается максимальным. Однако при этом контур заметно шунтируется внутренним сопротивлением лампы, что ухудшает его добротность и, следовательно, понижает избирательность усилителя. Кроме того, такие усилители склонны к самовозбуждению. Поэтому схемы с непосредственным включением контура в анодную цепь применяются в основном только в малоламповых приемниках, имеющих один каскад усиления промежуточной частоты.

В более сложных приемниках, содержащих несколько каскадов усиления ПЧ, обычно применяют автотрансформаторное (рис. 34, б) включение контура. В этом случае путем изменения степени связи контура с лампой можно подобрать наиболее выгодную связь, при которой усилитель, давая достаточно большое усиление, обладает высокой избирательностью и устойчив в работе.

При автотрансформаторной связи, на частотах до 100—130 кгц, в анодную цепь включается обычно около  $\frac{1}{3}$  витков катушки, а на более высоких частотах — от  $\frac{1}{2}$  до  $\frac{3}{4}$ .

**Выбор элементов усилителя.** Одним из основных моментов проектирования усилителя ПЧ является выбор емкости контуров его полосовых фильтров. Чем меньше эта емкость, тем большее усиление можно снять. Однако при слишком малой емкости форма резонансной кривой усилителя окажется очень неустойчивой и будет заметно изменяться при смене ламп. Если же емкость контуров взять слишком большой, то усиление окажется малым. Поэтому при выборе емкости контуров полосовых фильтров приходится находить компромиссное решение, при котором усилитель, давая достаточно большое усиление, сохраняет требуемое постоянство частотной характеристики. Практически в усилителях ПЧ малоламповых радиовещательных приемников емкость контурных конденсаторов выбирают в пределах от 150 до 200 пф, а в профессиональных и высококачественных любительских приемниках — в пределах от 400 до 800 пф.

Индуктивность контурных катушек фильтров определяется выбранной емкостью и может быть подсчитана по формуле:

$$L = \frac{25\,330}{f_{\text{пр}}^2 (n\phi) C(n\phi)}.$$

При налаживании приемника контуры полосовых фильтров подстраиваются в резонанс с помощью сердечников из магнетодиелектрика, изменяющих в некоторых пределах индуктивности контурных катушек, или с помощью подстроечных конденсаторов.

Добротность контуров полосовых фильтров должна быть достаточно высокой, так как от этого в большой степени зависит избирательность приемника по соседнему каналу. Контурные катушки фильтров для промежуточной частоты 460 кГц и выше следует наматывать лицендратом (многожильный провод, состоящий из тонких изолированных друг от друга жилок) и для уменьшения потерь выполнять в виде двух-четырёх секций с намоткой типа «универсаль», соединённых между собой последовательно. При промежуточной частоте 130 кГц и ниже контурные катушки можно наматывать одножильным проводом марки ПЭШО или ПШД 0,12—0,2.

Связь между контурами фильтра следует подобрать такой, чтобы резонансная кривая всего усилителя в целом имела форму, по возможности близкую к прямоугольной. Для усилителей с однотипными двухконтурными полосовыми фильтрами наиболее выгоднейшей считается резонансная кривая, у которой соотношение между минимальным ( $K_{\text{мин}}$ ) и максимальным ( $K_{\text{макс}}$ ) усилениями в полосе пропускания составляет 0,7 ( $K_{\text{мин}} = 0,7 K_{\text{макс}}$ ). При этом усилитель, обладая высокой избирательностью, вносит очень небольшие частотные искажения.

Следует иметь в виду, что в многоконтурном усилителе для получения указанной формы резонансной кривой соотношение между  $K_{\text{макс}}$  и  $K_{\text{мин}}$  для каждой пары контуров (одного фильтра) должно быть больше указанного. Оно зависит от общего числа пар контуров во всем усилителе. При двух парах контуров (включая и фильтр в анодной цепи преобразовательного каскада) необходимо, чтобы  $K_{\text{мин}} = 0,84 K_{\text{макс}}$ , при трех  $K_{\text{мин}} = 0,89 K_{\text{макс}}$ , при четырех  $K_{\text{мин}} = 0,91 K_{\text{макс}}$ .

Если связь между контурами установить слишком слабой, то усиление окажется малым, а форма резонансной кривой — остроконечной. При слишком сильной связи полоса пропускания расширяется, а в резонансной кривой появляется глубокая впадина, что приводит к понижению избирательности и увеличению частотных искажений.

При налаживании усилителя может оказаться, что при заданной полосе провал в резонансной кривой получается слишком глубоким или вовсе отсутствует. В первом случае для уменьшения глубины провала нужно шунтировать контуры фильтров

сопротивлениями, величины которых подбираются практически. Отсутствие провала объясняется недостаточно высоким качеством контуров полосовых фильтров. Так как улучшать добротность готовых контуров невозможно, то в этом случае придется примириться с некоторым ухудшением избирательности приемника и установить критическую связь, при которой резонансная кривая останется еще одногорбой, а усиление, даваемое усилителем, — максимальным.

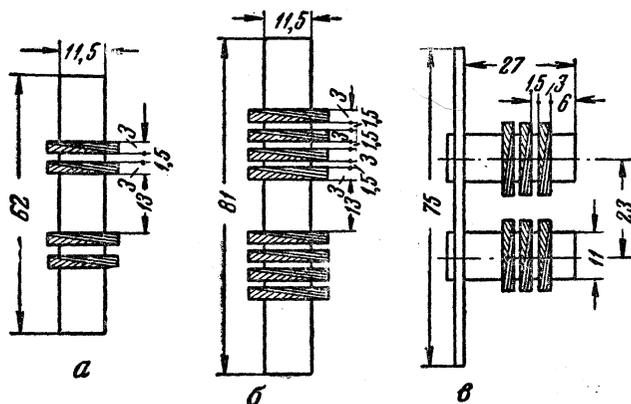


Рис. 35

Данные типовых полосовых фильтров на промежуточные частоты 1600, 460 и 110 кГц приведены соответственно на рис. 35, а, б и в и в табл. 4. Подстройка контуров осуществляется магнетитовыми сердечниками диаметром 9 мм.

Таблица 4

ДАнные ФИЛЬТРОВ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Параметры	$f_{\text{пр}} = 1600 \text{ кГц}$	$f_{\text{пр}} = 460 \text{ кГц}$	$f_{\text{пр}} = 110 \text{ кГц}$
Число витков катушки . . . . .	62	280	795
Число секций . . . . .	2	4	3
Число витков в секции . . . . .	31	70	265
Провод . . . . .	ЛЭШО $0,07 \times 10$	ЛЭШО $0,07 \times 10$	ПЭШО 0,1
Емкость конденсатора, пф . . . . .	150	120	180

**Схемы с переменной полосой пропускания.** Регулировать полосу пропускания приемника можно, перемещая одну из катушек каждого или части полосовых фильтров усилителя промежуточной частоты. При сближении катушек вследствие увеличения связи между ними полоса пропускания усилителя расширяется, а при удалении — сужается. Однако, поскольку

сделать одну из катушек подвижной конструктивно довольно трудно, полосу пропускания чаще всего изменяют ступенями, увеличивая или уменьшая связь между контурами. Для этого фильтр дополняют катушкой связи  $L_3$  (рис. 36, а), имеющей 3—10 витков такого же провода, как и основные контурные катушки, и расположенной около катушки  $L_1$ . При включении катушки  $L_3$  последовательно с катушкой связи  $L_2$  связь между контурами увеличивается и полоса пропускания расширяется.

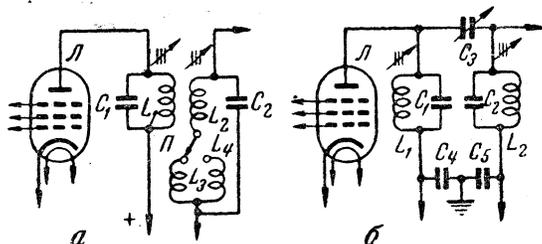


Рис. 36

Назначение катушки  $L_4$  состоит в том, чтобы компенсировать изменение общей индуктивности контура  $L_2C_2$ , происходящее при отключении катушки  $L_3$ . Число витков ее должно быть примерно таким же, как и катушки  $L_3$ . Располагается она около катушки  $L_2$ .

На рис. 36, б приведена схема усилителя с емкостной связью между контурами полосового фильтра. В таком усилителе полосу пропускания можно плавно изменять в широких пределах, меняя связь между контурами с помощью конденсатора переменной емкости, имеющего максимальную емкость 30—50 пф. При отсутствии такого конденсатора его можно заменить набором конденсаторов постоянной емкости. В этом случае полосу пропускания усилителя приходится изменять ступенями, переключая конденсаторы.

**Методы повышения избирательности приемника.** Значительно повысить избирательность приемника можно, применив в усилителе ПЧ вместо обычных двухконтурных полосовых фильтров сосредоточенные электрические фильтры.

Сосредоточенный фильтр (рис. 37, а) представляет собой систему, в которой связаны между собой не два, а несколько колебательных контуров. Частотная характеристика такого фильтра при связи между контурами более критической является не двугорбой, а многогорбой (рис. 37, б) по числу входящих в фильтр контуров. Вследствие этого глубина провалов, или, иначе говоря, неравномерность частотной характеристики сосредоточенного фильтра внутри полосы пропускания, оказывается значительно меньшей, чем у двухконтурного. Последнее позволяет для получения одной и той же полосы пропускания применить

в сосредоточенном фильтре контуры со значительно большей добротностью, чем в двухконтурном. Этим и объясняется то, что многоконтурный сосредоточенный фильтр обладает обычно значительно большей избирательностью, чем двухконтурный фильтр, имеющий такую же полосу пропускания.

Связь между контурами сосредоточенного фильтра удобнее всего сделать емкостной, используя в качестве конденса-

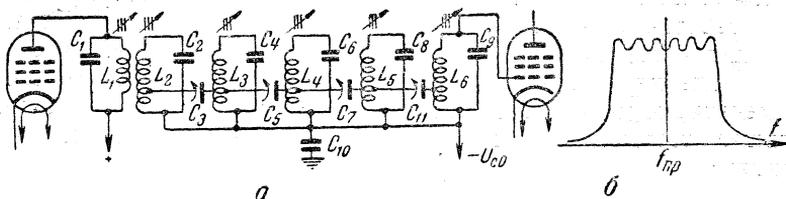


Рис. 37

торов связи подстроечные конденсаторы емкостью 5—30 пф. Конденсаторы подключаются к отводу, который делается примерно от середины контурных катушек. Если почему-либо отвод сделать невозможно, то конденсаторы связи ( $C_3$ ,  $C_5$ ,  $C_7$ ,  $C_{11}$ ) можно подключить к верхним концам катушек, находя-

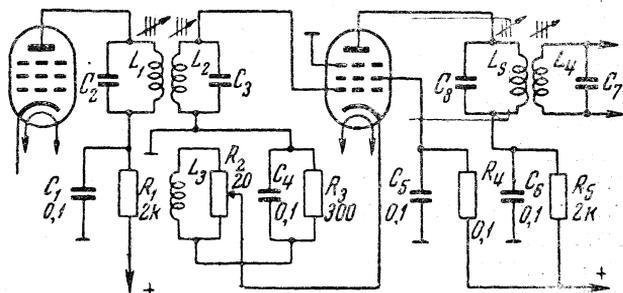


Рис. 38

щихся под максимальным потенциалом промежуточной частоты. Однако в этом случае несколько труднее подобрать необходимую связь между контурами. Контуров в фильтре лучше всего взять 4—6. Если в приемнике используется только один сосредоточенный фильтр, то для предотвращения перегрузки ламп усилителя ПЧ мощными сигналами мешающих радиостанций, для подавления которых избирательные свойства обычных двухконтурных полосовых фильтров недостаточны, его следует включать как связующее звено между преобразователем частоты и первым каскадом усилителя промежуточной частоты.

Особенно хорошие результаты дает применение сосредоточенных фильтров в приемниках, предназначенных для радиотелефонной связи.

В малоламповых супергетеродинах иногда для повышения чувствительности и избирательности применяют положительную обратную связь. Наиболее часто встречается схема, изображенная на рис. 38, в которой катушка обратной связи  $L_3$  включена в цепь катода лампы. Катушка  $L_3$  содержит 20—25 витков и помещается вблизи катушки сеточного контура.

Основным недостатком усилителей ПЧ с положительной обратной связью является то, что такие усилители очень неустойчиво работают. Малейшее изменение питающих напряжений приводит к резкому изменению чувствительности и избирательности приемника, а иногда и к самовозбуждению. Кроме того, применение положительной обратной связи приводит к появлению больших частотных искажений при приеме радиотелефонных станций.

### Кварцевые фильтры

**Общие сведения.** Применяя в усилителе ПЧ приемника положительную обратную связь, сосредоточенные электрические фильтры и понижая промежуточную частоту, практически удается сузить полосу пропускания приемника до 1,5—2 *кГц*. Для получения более узкой, так называемой «телеграфной» полосы в усилителях ПЧ современных коротковолновых приемников применяются кварцевые фильтры. Они позволяют сузить полосу до 100—300 *Гц*. Кроме того, кварцевый фильтр обладает еще одним очень важным достоинством: он дает возможность «вырезать» мешающую радиостанцию даже в том случае, если ее частота всего на несколько десятков герц отличается от частоты принимаемой радиостанции.

Основным элементом кварцевого фильтра является кварцевая пластинка, надлежащим образом вырезанная из кристалла пьезокварца. Кварц обладает весьма остро выраженными свойствами и в различных радиосхемах проявляет себя так же, как сложный колебательный контур, состоящий из последовательно соединенных индуктивности  $L_k$ , емкости  $C_k$ , активного сопротивления  $r_k$  и параллельной емкости  $C_{п}$ , образованной емкостью кварцедержателя и соединительными проводами (рис. 39). Эквивалентные параметры этого контура несколько необычны: емкость  $C_k$  измеряется долями пикофарды, а индуктивность  $L_k$  — единицами, десятками и даже сотнями генри. Так, например, данные кварцевой пластинки, настроенной на резонансную частоту 1,5 *МГц*, следующие:  $L_k = 0,4$  *гн*,  $C_k = 0,028$  *пф* и  $r_k = 35$  *ом*. Затухание такого контура  $d = 0,00001$ . Следовательно, кварц эквивалентен колебательному контуру с весьма малыми потерями.

Рассмотрим резонансные свойства цепи кварца. На рис. 39, *в* приведен график зависимости реактивных сопротивлений кварца от частоты. Здесь по горизонтальной оси отложена частота  $f$ , вверх — индуктивное сопротивление  $X_L$ , вниз — емкостное

сопротивление  $X_c$  (активным сопротивлением пренебрегаем). Как видно из графика, при частотах ниже  $f_1$  кварц проявляет себя как емкость. С повышением частоты его емкостное сопротивление уменьшается и, наконец, при определенной частоте  $f_1$ , зависящей от параметров кварцевой пластинки, наступает последовательный резонанс цепи  $L_k C_k$ . Сопротивление между точками А и Б (рис. 39, б) в этот момент становится минимальным. Затем

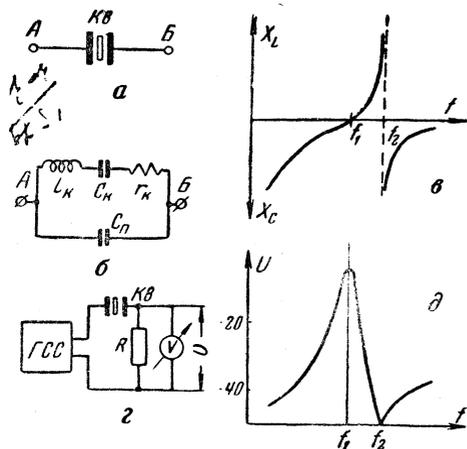


Рис. 39

с повышением частоты сопротивление цепи вновь быстро возрастает, но теперь уже кварц ведет себя не как емкость, а как индуктивность. На некоторой частоте  $f_2$ , близкой к частоте  $f_1$  и зависящей от соотношения между емкостями  $C_k$  и  $C_p$ , наступает параллельный резонанс сложной контуры  $L_k C_k$  и  $C_p$ . Для этой частоты сопротивление между точками А и Б становится очень большим. Таким образом, кварцевый резонатор обладает двумя ре-

зонансными частотами: частотой последовательного резонанса  $f_1$ , которую принято называть резонансной частотой кварца, и частотой параллельного резонанса  $f_2$ .

Если кварцевый резонатор включить в схему, как показано на рис. 39, г, и снять зависимость напряжения на нагрузочном сопротивлении  $R$  от частоты генератора стандартных сигналов (ГСС), то эта зависимость будет иметь вид, показанный на рис. 39, д. Максимум напряжения соответствует частоте  $f_1$ , а минимум — частоте  $f_2$ .

Активное сопротивление  $R$ , включенное последовательно с кварцем и генератором, ухудшает добротность колебательной системы. Поэтому чем оно меньше, тем острее получается резонансная кривая. С увеличением  $R$  полоса частот, пропускаемая кварцевым резонатором, вначале расширяется, достигая максимума при значении сопротивления нагрузки 4 000—5 000 ом, после чего она снова начинает сужаться. Вторичное сужение полосы объясняется наличием емкостной проводимости в цепи нагрузки (входной емкостью прибора, емкостью монтажа и т. п.).

В большинстве кварцевых фильтров, применяемых в приемных устройствах, кварц, как и в рассмотренной схеме, используется в качестве связующего звена между отдельными узлами

устройства, причем место генератора стандартных сигналов в реальном фильтре занимает колебательный контур, а в качестве нагрузки включается активное сопротивление или колебательный контур.

Параллельная емкость кварцевого резонатора  $C_{\text{п}}$  является вредной, так как она шунтирует кварц, уменьшая его сопротив-

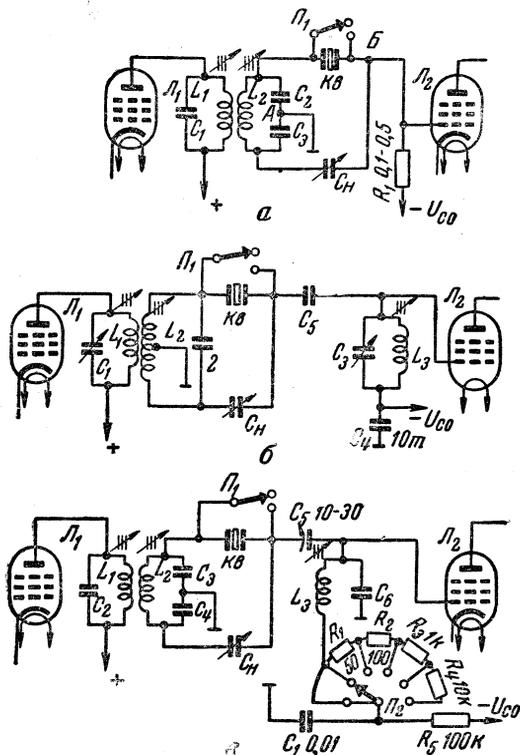


Рис. 40

ление для частот, отличных от резонансной  $f_1$ , и этим значительно ухудшает избирательность приемника. Для улучшения избирательности кварцевого фильтра действие параллельной емкости  $C_{\text{п}}$  тем или иным способом нейтрализуют. Наибольшее распространение получила мостовая схема кварцевого фильтра, в которой действие  $C_{\text{п}}$  компенсируется с помощью специального нейтрализующего конденсатора.

**Однокристалльный кварцевый фильтр.** Схема простейшего мостового фильтра изображена на рис. 40, а. Контур  $L_1C_1$  и  $L_2C_2C_3$  настроены на резонансную частоту кварца. Напряжение, снимаемое со вторичной обмотки трансформатора с помощью емкостного делителя, состоящего из конденсаторов  $C_2$

и  $C_3$ , делится пополам. Средняя точка  $A$  соединения конденсаторов обычно заземляется. Для того чтобы вторичный контур оказался настроенным в резонанс с первичным, емкость конденсаторов  $C_2$  и  $C_3$  при  $L_1 = L_2$  должна быть в два раза большей, чем конденсатора  $C_1$ . Вместо емкостного можно сделать также и индуктивный делитель, заземлив среднюю точку катушки вторичной обмотки входного контура, как

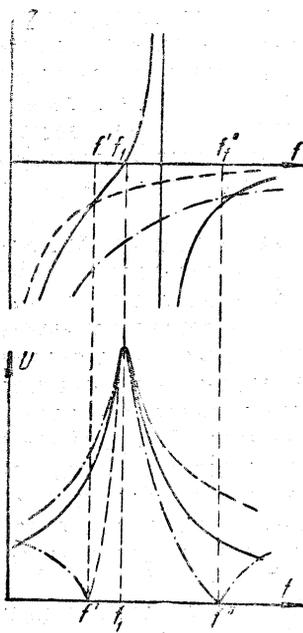


Рис. 41

показано на рис. 40, б. Противоположные концы вторичного контура (или обмотки) присоединяются к нагрузке  $R_1$  в точке  $B$ : один через кварц, а другой через нейтрализующий конденсатор  $C_n$ . Емкость нейтрализующего конденсатора подбирается такой, чтобы ток, протекающий через него в цепь нагрузки, был равен току, протекающему в цепь нагрузки через емкость  $C_n$ , параллельную кварцу. Так как фазы этих токов противоположны, то их действие взаимно компенсируется, и напряжение на нагрузке определяется лишь током, проходящим через кристалл.

Возможность подавления сигнала мешающей радиостанции кварцевым фильтром обуславливается тем, что на некоторой частоте, называемой частотой бесконечного затухания и зависящей от емкости нейтрализующего конденсатора, фильтр имеет очень большое затухание. Изменяя

емкость конденсатора  $C_n$ , можно так сбалансировать фильтр, что частота бесконечного затухания окажется равной частоте мешающей радиостанции, преобразованной в промежуточную частоту, и таким образом почти полностью «вырезать» помеху.

На графике рис. 41 сверху приведена зависимость реактивных сопротивлений кварцевого резонатора и нейтрализующего конденсатора от частоты. Штриховой линией показана кривая емкостного сопротивления нейтрализующего конденсатора для случая, когда  $C_n$  больше, чем  $C_p$ , а штрих — пунктирной линией, когда  $C_n$  меньше, чем  $C_p$ . В некоторой точке, соответствующей частоте  $f'$  или  $f''$ , реактивные сопротивления плеч моста оказываются равными между собой. Токи, протекающие через эти сопротивления, также равны между собой, но фазы их противоположны. В результате мост на этой частоте находится в равновесии, а напряжение на выходе фильтра равно нулю.

Чем больше разница между параллельной емкостью  $C_p$  и нейтрализующей  $C_n$ , тем ближе к резонансной частоте фильтра

частота бесконечного затухания. На рис. 41 (внизу) штриховой, сплошной и штрих-пунктирной линиями показаны частотные характеристики фильтра для случая, когда  $C_n$  соответственно больше, равно и меньше  $C_n$ .

Регулировка полосы пропускания кварцевого фильтра производится изменением настройки входящих в него колебательных контуров или введением в один из контуров активного сопротивления (рис. 40, в). В первом случае наиболее широкой полоса получается при настройке всех контуров фильтра точно на резонансную частоту кварца, а во втором — когда дополнительные сопротивления ( $R_1 — R_4$  на рис. 40, в) не введены в контур. При обоих способах регулировки удается получить плавное или скачкообразное изменение полосы в пределах от нескольких килогерц до 100—200 гц.

При изготовлении фильтра особое внимание следует обратить на качество его деталей. Контурные катушки фильтров с переменной полосой пропускания должны быть намотаны лицендратом и желательно, чтобы они имели магнитоэлектрические сердечники. Конденсаторы следует брать с очень малыми потерями (воздушные или керамические). Неплохие результаты получаются с трансформаторами промежуточной частоты от заводских приемников. В качестве нейтрализующего конденсатора  $C_n$  лучше всего использовать воздушный подстроечный конденсатор емкостью от 5 до 20—30 пф. В фильтре, предназначенном для пропускания только узкой полосы частот (100—300 гц), можно применять колебательные контуры, имеющие пониженную добротность. Обычные детали фильтра обычные.

Без больших переделок и изменений в схеме кварц может быть включен и в имеющийся готовый приемник. Наиболее удобной для этого является схема, приведенная на рис. 40, а. Как видно из схемы, здесь придется лишь заменить конденсатор во вторичной обмотке трансформатора промежуточной частоты двумя последовательно соединенными конденсаторами вдвое большей емкости, изменить схему цепи АРУ и добавить выключатель кварца. Нейтрализующий конденсатор в этом случае на переднюю панель можно не выводить, установив его так, чтобы получить желательную форму резонансной кривой.

Настройка фильтра производится в следующей последовательности. Сначала на частоту кварца настраивают все трансформаторы промежуточной частоты приемника. Для этого в случае отсутствия сигнал-генератора удобнее всего воспользоваться имеющимся кварцем, собрав с ним простейший гетеродин. После настройки контуров кварц вынимается из гетеродина и включается в фильтр.

После включения кристалла контуры фильтра окажутся несколько расстроенными. Поэтому, установив нейтрализующий конденсатор  $C_n$  в положение, при котором уровень шумов становится минимальным, вновь подстраивают в резонанс контуры

фильтра. Ручка регулировки полосы при этом должна быть уставлена на самую широкую полосу. Затем проверяется действие регулятора полосы: при узкой полосе сигналы телеграфных радиостанций слышны с характерным «кварцевым» звоном, а телефонная передача сопровождается большими искажениями. В случае, если фильтр не имеет регулировки полосы, его придется сразу же настраивать на узкую полосу. Здесь после включения в схему кристалла и установки балансирующего конденсатора контур трансформатора следует слегка расстроить в сторону повышения частоты до получения желаемой полосы пропускания. При закорачивании кварца во время перехода на прием телефонных радиостанций контур окажется почти точно настроенным в резонанс, так как при этом несколько увеличится его емкость.

**Односигнальный прием.** В приемниках с кварцевым фильтром легко удастся получить односигнальный прием и таким образом при приеме телеграфных радиостанций примерно в два раза сократить количество помех от соседних по частоте радиостанций. Сущность односигнального приема состоит в том, что при нем слышны не обе «боковые полосы» настройки, а лишь одна. Настраивая приемник на радиостанцию, вначале мы, как обычно, слышим сигнал с высоким тоном биений, постепенно понижающимся до нулевых, но затем слышимость радиостанции резко ухудшается. При прохождении диапазона в противоположном направлении радиостанция обнаруживается неожиданно с низким тоном биений и сразу же с большой громкостью.

Односигнальность в приемниках с кварцевым фильтром достигается путем установки частоты бесконечного затухания на вторую «боковую полосу». Зеркальная частота биений, и без того сильно ослабленная из-за узкой полосы, оказывается при этом полностью вырезанной. Меняя частоту второго гетеродина и емкость нейтрализующего конденсатора, можно переносить «односигнальность» с одной боковой стороны принимаемой радиостанции на другую и таким образом отстраиваться от мешающей радиостанции.

**Двух- и четырехкристальные кварцевые фильтры.** Простейшие однокристалльные кварцевые фильтры хотя и дают прекрасные результаты, однако в ряде случаев их избирательность оказывается недостаточной. Более высокой избирательностью обладают фильтры, содержащие по несколько кристаллов. На рис. 42 для сравнения приведены характеристики затухания однокристалльного (1), двухкристалльного (2) и четырехкристалльного (3) фильтров. Эти характеристики наглядно показывают преимущества многокристалльных фильтров.

На рис. 43, а приведена принципиальная схема двухкристалльного фильтра, называемого дифференциально-мостовым. От однокристалльного кварцевого фильтра (рис. 40) он отличается в основном тем, что в нем вместо нейтрализующего конденсатора

включен второй кристалл и, кроме того, параллельно обоим кварцам присоединены подстроечные конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$ . Фильтр нагружен на активное сопротивление  $R_H$ . Вместо активного сопротивления  $R_H$  может быть включен колебательный контур, подобно тому, как это сделано в фильтре рис. 40, б.

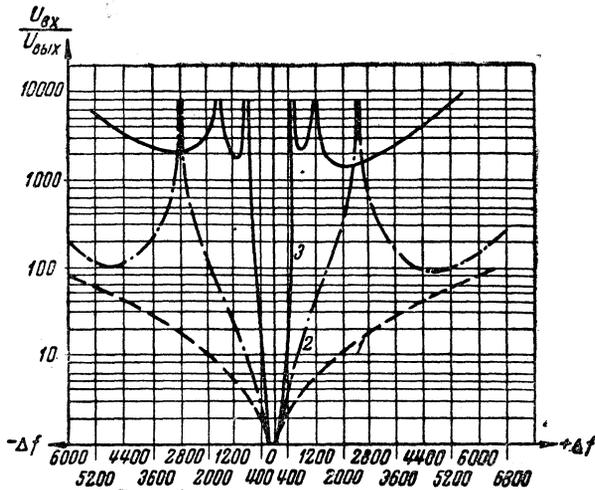


Рис. 42

Дифференциальный трансформатор  $L_1 L_2$  настраивается на частоту кварцевого фильтра с помощью конденсатора  $C_3$ . Резонансные частоты кварцев  $K\theta_1$  и  $K\theta_2$  отличаются друг от друга примерно на 0,8 требуемой ширины полосы пропускания. Так,

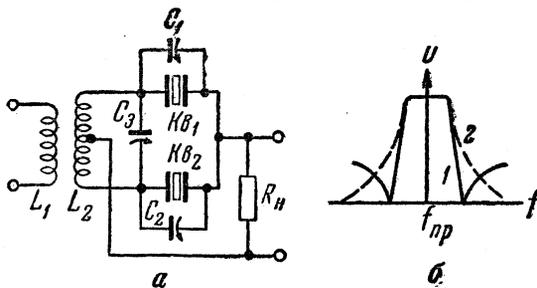


Рис. 43

например, для полосы 500 гц резонансные частоты кварцев должны отличаться друг от друга на 400 гц.

Характеристика затухания двухкристального фильтра имеет две частоты бесконечного затухания, положение которых зависит от соотношений между емкостями конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ . Если частота кварца  $K\theta_1$  выше частоты кварца  $K\theta_2$ , то чем больше

емкость конденсатора  $C_1$  по сравнению с емкостью конденсатора  $C_2$ , тем ближе друг к другу частоты бесконечного затухания. Если емкость  $C_2$  больше или равна емкости  $C_1$ , то частота бесконечного затухания отсутствует. На рис. 43,б показаны частотные характеристики фильтра для случаев, когда емкость  $C_1$  больше емкости  $C_2$  (1) и когда емкость  $C_1$  меньше или равна емкости  $C_2$  (2).

От положения частот бесконечного затухания зависит крутизна скатов кривой и ослабление в полосе задерживания. Сопротивление  $R_n$  влияет главным образом на форму верхней части кривой частотной характеристики фильтра.

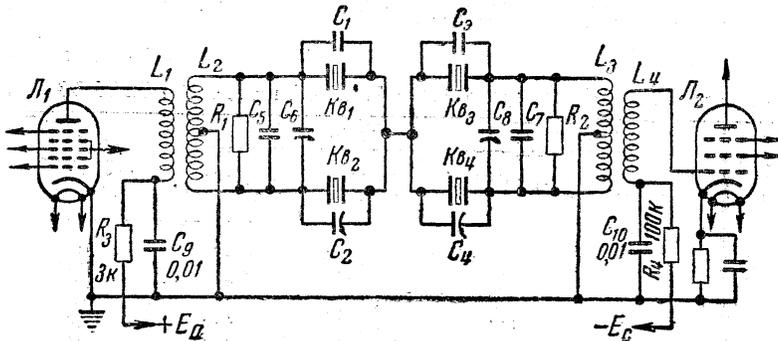


Рис. 44

Принципиальная схема четырехкристального фильтра приведена на рис. 44. Каждое звено такого фильтра можно рассматривать как обычный двухкристальный фильтр.

Характеристика затухания четырехкристального фильтра является результатом перемножения характеристик двух двухкристальных фильтров. Она имеет четыре частоты бесконечного затухания и один или два небольших провала глубиной 5—10% от максимального напряжения в полосе пропускания. Шунтирующие сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  включаются в том случае, когда характеристика в полосе пропускания имеет остроконечную форму. Они подбираются опытным путем и служат для выравнивания характеристики фильтра.

Дифференциальный трансформатор удобно выполнить, применяя горшкообразные сердечники из магнитодиэлектрика и керамические трехсекционные каркасы. Первичная обмотка трансформатора размещается в средней секции каркаса, а вторичная — в крайних. Витки обеих половин вторичной обмотки наматываются в противоположные стороны, а затем концы или начала обеих половин обмотки соединяются между собой.

Для изготовления трансформатора можно также использовать двухсекционные каркасы. В этом случае каждая из обмоток

размещается в обеих секциях каркаса, причём вторичная обмотка наматывается симметрично поверх первичной. Между первичной и вторичной обмотками помещается электростатический экран, представляющий собой один слой провода диаметром 0,15—0,2 мм. Один конец провода экрана изолируется, а другой соединяется со средней точкой вторичной обмотки. Электростатический экран служит для устранения емкости связи между первичной и вторичной обмотками, которая уменьшает ослабление в полосе задерживания. Применение электростатического экрана в фильтрах, работающих на частотах ниже 200 кГц, необязательно.

В табл. 5 приведены данные обмоток трансформаторов для фильтров на различные частоты.

Таблица 5

ДАННЫЕ ДЕТАЛЕЙ ЧЕТЫРЕХКРИСТАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ

Средняя частота фильтра, кГц	Катушки $L_1$ и $L_4$		Катушки $L_2$ и $L_3$		Емкость конденсаторов контуров, пф
	число витков	индуктивность, мкГн	число витков	индуктивность, мкГн	
100	120	—	2×120	6 500	360
130	160	1 300	2×160	3 500	400
200	140	1 000	2×140	2 600	200
250	120	800	2×120	1 950	180
300	100	580	2×100	1 350	180
350	100	580	2×80	900	200
465	100	580	2×60	500	200
580	100	580	2×60	500	130
730	100	580	2×40	215	200

Четырехкристальный фильтр удобно смонтировать в коробке из листовой латуни толщиной 0,8 мм. Коробка должна быть разделена на четыре отсека тремя перегородками. Места стыка перегородок со стенками необходимо хорошо пропаять. В крайних отсеках размещаются дифференциальные трансформаторы, а в средних — кварцевые резонаторы и параллельные им конденсаторы.

Настройка фильтров производится с открытой крышкой. Если после закрытия крышки характеристика фильтра сильно изменится, то подстройку необходимо произвести с закрытой крышкой, проделав над подстроечными конденсаторами отверстия.

Для налаживания четырехкристального фильтра желательно иметь генератор стандартных сигналов, ламповый вольтметр и гетеродинный волномер. Налаживание производят в следующей последовательности.

Подвижные пластины подстроечных конденсаторов  $C_6$  и  $C_8$  устанавливают в среднее положение, а конденсаторов  $C_2$  и  $C_4$  — выводят. Затем на вход усилителя промежуточной частоты или

на сетку смесительной лампы приемника, в анодную цепь которой включен фильтр, подают напряжение от ГСС, равное нескольким сотням микровольт. Детекторную лампу вынимают, а к вторичной обмотке последнего фильтра промежуточной частоты приемника подключают через конденсатор емкостью 3—5 пф (чтобы не расстроить контур фильтра) высокочастотный ламповый вольтметр. После этого просматривают частотную характеристику фильтра в полосе пропускания и устанавливают на входе усилителя такое напряжение, при котором отсутствует ограничение при максимальном напряжении на выходе. Частотная характеристика должна иметь примерно такую же форму, как и кривая, показанная на рис. 45, а. Провал в полосе пропус-

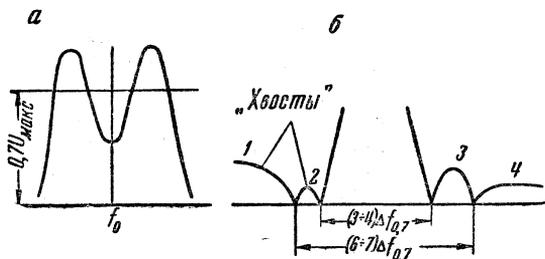


Рис. 45

кания может быть больше или меньше, в зависимости от того, насколько расстроены трансформаторы. Изменяя емкость подстроечных конденсаторов  $C_6$  и  $C_8$ , а также подбирая конденсаторы постоянной емкости  $C_5$  и  $C_7$ , подстраивают трансформаторы, уменьшая тем самым глубину провала до 0,7—0,9 от максимального напряжения. Точно настраивать трансформаторы пока нет смысла, так как при дальнейшей регулировке фильтра они все равно несколько расстроятся. Затем измеряют полосу на уровне 0,7, делят пополам и определяют среднюю частоту фильтра.

Далее расставляют точки бесконечного затухания первого звена фильтра. Для этого частоту ГСС устанавливают на 600—700 гц выше или ниже средней частоты фильтра (на 1,5—2 полосы пропускания на уровне 0,7), напряжение на входе усилителя повышают в 10 раз и, увеличивая емкость конденсатора  $C_2$ , доводят до минимума напряжение на выходе. Потом напряжение на входе увеличивают в 100 раз и, изменяя в небольших пределах емкость конденсатора  $C_2$ , снова доводят до минимума напряжения на выходе усилителя.

Затем производят расстановку точек бесконечного затухания второго звена. Для этого частоту ГСС устанавливают на 1 000 гц ниже или выше средней частоты фильтра (на 3—3,5 полосы пропускания) и производят те же операции, что и в предыдущем пункте, с той лишь разницей, что теперь уже увеличивают емкость конденсатора  $C_1$ .

После этого просматривают характеристику фильтра при больших ослаблениях. Характеристика хорошо выполненного фильтра, не имеющего паразитных связей между звеньями, должна иметь вид, показанный на рис. 45, б. «Хвосты» не должны выходить за пределы уровня 0,001 и по крайней мере два несимметрично расположенных относительно средней частоты (первый и третий или второй и четвертый) должны быть равны по величине. Если «хвосты» сильно отличаются друг от друга по величине или некоторые из них вообще отсутствуют, следует произвести регулировку фильтра заново, расставляя на этот раз точки бесконечного затухания с другой стороны от средней частоты фильтра.

Наконец, производят подстройку трансформаторов фильтров конденсаторами  $C_6$  и  $C_8$ . Если частотная характеристика в полосе пропускания будет иметь слишком закругленную или даже остроконечную форму, то нужно уменьшить добротность контуров трансформаторов, подключив параллельно их вторичным обмоткам шунтирующие сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ . Эти сопротивления должны быть такими, чтобы при точной настройке трансформаторов провал в полосе пропускания составлял 5—10%. Вновь просмотрев «хвосты», производят в случае необходимости дополнительную регулировку, после чего снимают характеристику затухания фильтра и запаивают его крышку.

**Настройка кварцевых резонаторов.** Для изготовления двух- или четырехкристальных кварцевых фильтров необходимы кварцевые пластины, резонансные частоты которых отличаются друг от друга на несколько сот герц. В любительских условиях почти всегда можно изменить (повысить) частоту кварцевого резонатора на 300—400 *гц*. Для этого сначала нужно определить вид и направление колебания пластины, а затем изменить размер, определяющий частоту ее собственных колебаний.

Наиболее распространенные срезы кварцевых пластин, их частотные коэффициенты, диапазон рабочих частот и вид колебаний приведены в табл. 6. Ориентировочно тип среза некоторых пластин можно определить по соотношению между их длиной и шириной. Так, пластины среза  $+5^\circ$  имеют отношение ширины и длины меньше 0,2, среза  $18^\circ,5$  — меньше 0,5, среза ЖТ — примерно 0,86. Поверхность продольно колеблющихся пластин с обеих сторон покрывается тонким слоем серебра, выполняющим роль электродов. Крепятся они обычно с помощью тонких бронзовых проволочек, которые припаиваются к возмуженным в центре пластины серебряным контактам. Пластины, колеблющиеся по толщине, раньше зажимались между двумя гладкими металлическими электродами. Иногда между пластиной и электродами оставались воздушные зазоры. В настоящее время большинство пластин, колеблющихся по толщине, изготавливают с металлизированной поверхностью. Прямоугольные пластины крепятся с помощью пружин, придерживающих резо-

натор с торцов. Круглые пластины, изготовленные в виде линзы, удерживаются в трех точках по ее ребру.

Таблица 6

ДАННЫЕ КВАРЦЕВЫХ ПЛАСТИН

Срез	Вид колебаний	Размер, определяющий частоту	Форма пластины	Частотный коэффициент	Диапазон рабочих частот, кГц
X	Поперечный	Толщина,	Прямоуголь-	2 870	300—1 000
+5°	продольный	ширина	ная		
-18° 5	То же	Длина	То же	2 809	40—140
ЦТ	»	»	»	2 554	40—140
ЦТ	»	Сторона	Квадратная	3 087	100—500
ЦТ	»	квадрата	Круглая	3 766	100—500
ДТ	»	Диаметр	Квадратная 45°	3 583	100—500
ДТ	»	Сторона	Квадратная	2 073	90—200
ДТ	»	квадрата	Круглая	2 470	90—200
ДТ	»	Диаметр	Квадратная 45°	2 341	90—200
ЖТ	»	Сторона	Прямоуголь-	3 293	100—500
АТ	Поперечный	Ширина	ная, круглая,	1 662	400—2 500
БТ	Поперечный	Толщина	линзовая	2 550	2 000—15 000
		»	Прямоуголь-		
			ная, круглая,		
			линзовая		

Для подтачивания пластин разводят в воде мелкий наждак (шестидесяти- или стодвадцатиминутника) и наносят тонкий слой получившейся наждачной кашицы на гладкую металлическую или стеклянную поверхность. Затем пластину слегка подшлифовывают и замеряют ее резонансную частоту. При этом необходимо учитывать, что перекося толщины 0,01 мм может вывести пластину из строя.

Частоту пластин, колеблющихся по толщине и имеющих металлизированную поверхность, повышают, постепенно стирая чернильной резинкой часть слоя металлического покрытия. Частоту прямоугольных пластин среза АТ и БТ можно повысить также и шлифовкой фаски на боковых ребрах пластины.

Во время настройки кварцевых резонаторов нужно как можно чаще проверять их частоту. Необходимо также соблюдать строжайшую чистоту. Руки должны быть чисто вымыты и протерты спиртом. Пластины перед каждым замером также необходимо протирать спиртом. Брать пластину руками нужно так, чтобы не касаться ее больших граней.

Измерения частоты производят методом сравнения. Схема прибора для изменения частоты кварцевых пластин, работаю-

шего в диапазоне от 100 кГц до нескольких мегагерц, приведена на рис. 46. Одну частоту дает кварцевый генератор, в котором работает один из кварцев фильтра, принятый за эталон, а вторую — генератор с измеряемой пластиной. Обе частоты смешиваются и результирующая частота замеряется частотомером, сравнением с частотой звукового генератора или определяется на слух.

Настройку пластин на слух производят следующим образом. Выбрав для четырехкристального фильтра четыре кварцевые пластины, частоты которых близки, присоединяют на выход прибора головные телефоны и сравнивают на слух частоты кварцев относительно друг друга. Для этого один из кварцев вклю-

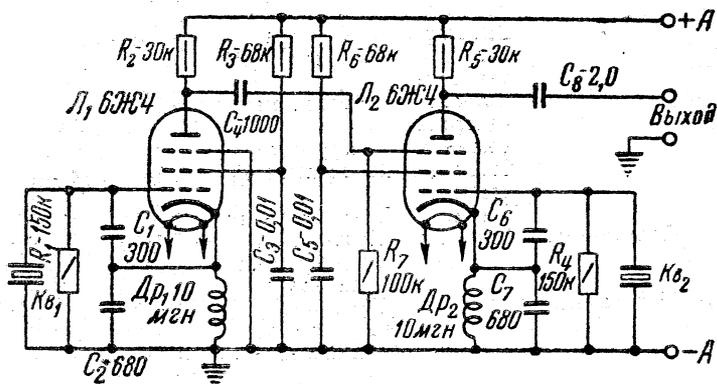


Рис. 46

чают на место  $Kv_1$ , а остальные по очереди вставляют в гнезда для кварца  $Kv_2$  и определяют относительно него частоту и ее знак. Определение знака производят подключением параллельно одному из кварцев конденсатора емкостью 15—20 нф или последовательно с одним из кварцев катушки индуктивностью 1—2 мГн. Как то, так и другое понижает частоту генерируемых колебаний. Таким образом, если разностная звуковая частота, прослушиваемая в наушники, повысится, значит резонансная частота кварца, к которому подключен конденсатор или катушка, ниже резонансной частоты кварца, принятого за эталон; если разностная частота понизится, значит резонансная частота исследуемого кварца выше частоты эталонного. Затем пластины вынимают из держателей и проставляют на них простым карандашом порядковые номера (с первого по четвертый), начиная с наиболее высокочастотного кварца.

После этого две самые высокочастотные пластины вставляют в прибор и одну из них подстраивают так, чтобы частота прослушиваемых звуковых колебаний была равна 250—350 Гц. Для

определения частоты прослушиваемых колебаний удобно пользоваться соответствующим камертоном.

Затем пластину, которая является более высокой по частоте, вынимают и на ее место вставляют одну из оставшихся пластин. Эту пластину подстраивают так, чтобы ее частота стала равной частоте оставшейся пластины. При этом в наушниках должны прослушиваться «нулевые биения». Далее обе пластины вынимают и на их место вставляют две другие пластины. Ту пластину, которая еще не подтачивалась, подстраивают так, чтобы ее частота была равна частоте ранее подточенной пластины. Настроенные пластины монтируют в держатели, вновь проверяют их частоту, после чего готовые кварцевые резонаторы устанавливают в фильтр.

### Автоматическая регулировка усиления

Напряжения, поступающие на вход приемника, при приеме различных радиостанций значительно отличаются друг от друга. Кроме того, при приеме коротковолновых радиостанций уровень сигнала непрерывно изменяется в сотни и даже тысячи раз. Вследствие этого, если не принять специальных мер, громкость приема при переходе с одной радиостанции на другую и во время приема любой коротковолновой станции будет непрерывно меняться. Последнее затрудняет прослушивание передачи и, кроме того, нередко приводит к значительной перегрузке приемника и связанным с нею нелинейным искажениям. Для устранения этого явления в супергетеродинных приемниках применяют автоматическую регулировку усиления (АРУ), основной задачей которой является поддержание постоянства напряжения на выходе приемника при значительном изменении силы входящего сигнала.

Для того чтобы напряжение НЧ на выходе приемника оставалось неизменным при колебаниях уровня входящего сигнала, необходимо, чтобы с изменением уровня сигнала автоматически менялось усиление, даваемое высокочастотными каскадами приемника. При этом коэффициент усиления должен уменьшаться, когда уровень сигнала возрастает, и увеличиваться с уменьшением уровня входящего сигнала.

Рассматривая работу преобразовательного каскада и усилителя промежуточной частоты, мы видели, что даваемое ими усиление зависит от крутизны характеристики рабочей лампы. Чем выше крутизна, тем большим получается коэффициент усиления каскада, чем она меньше, тем меньше этот коэффициент. Нашей промышленностью выпускаются специальные высокочастотные пентоды (например, типа 6К7, 6К3, 6К4, 6К1П и др.) и преобразовательные лампы (6А7, 6А2П), крутизна характеристики которых не постоянна, а зависит от величины отрицательного напряжения на их управляющей сетке: чем

больше отрицательное смещение на сетке, тем меньше крутизна характеристики лампы в рабочей точке. Если установить в усилителях высокой и промежуточной частоты приемника, а также в его преобразователе частоты такие лампы, то коэффициент усиления этих каскадов, а следовательно, и всей высокочастотной части приемника можно регулировать, изменяя напряжение смещения на управляющих сетках этих ламп.

В приемнике пропорционально уровню входящего сигнала изменяется постоянная составляющая  $U_0$  напряжения на выходе детектора. Следовательно, ее и можно использовать для автоматической регулировки усиления.

Скелетная схема приемника с АРУ приведена на рис. 47. Здесь выпрямленное специальным детектором напряжение сиг-

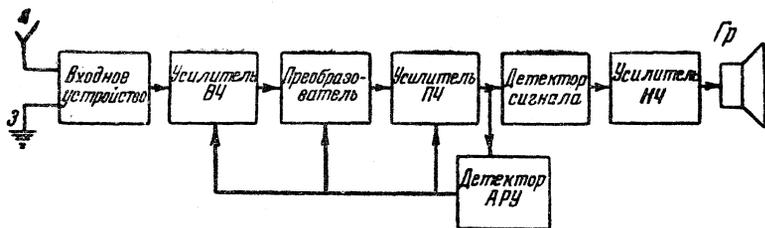


Рис. 47

нала через фильтр поступает к первым каскадам приемника, где подается в виде дополнительного отрицательного смещения на управляющие сетки усилительных ламп. Так как лампы, применяемые в регулируемых каскадах, имеют переменную крутизну характеристики, то подаваемое на их сетки выпрямленное детектором и пропорциональное силе сигнала напряжение автоматически изменяет даваемое ими усиление.

Существует несколько различных схем АРУ. Простейшая схема автоматической регулировки усиления, так называемая АРУ без задержки, изображена на рис. 48. Здесь для целей автоматической регулировки используется основной детектор приемника, с нагрузки которого напряжение низкой частоты через конденсатор  $C_{16}$  поступает на вход усилителя НЧ. Выпрямленное детектором, напряжение сигнала через фильтр, состоящий из сопротивления  $R_{11}$  и конденсатора  $C_{15}$  и препятствующий проникновению низкочастотного напряжения к регулируемым каскадам, поступает к управляющим сеткам усилительных ламп приемника. Назначение остальных дополнительных фильтрующих цепочек  $R_1C_2$ ,  $R_6C_6$  и т. д. состоит в том, чтобы предотвратить самовозбуждение приемника вследствие нежелательных связей между каскадами, могущих возникнуть через цепь смещения.

Данные элементов фильтрующей цепи  $R_{11}C_{15}$  для схемы рис. 48 и всех последующих схем выбираются так, чтобы по-

стоянная времени цепи  $T = RC$  для телефонной работы составляла 0,5—0,2 сек., а для телеграфной — 0,1—1 сек.

Существенным недостатком рассмотренной схемы является то, что регулировка усиления в ней осуществляется при любом уровне сигнала. В результате этого при приеме слабо слышимых радиостанций, когда чувствительность приемника должна быть максимальной, она фактически оказывается заметно пониженной из-за действия системы АРУ. Лучшие результаты дают системы АРУ с задержкой, в которых АРУ начинает действовать лишь в том случае, когда напряжение сигнала превышает определенный уровень.

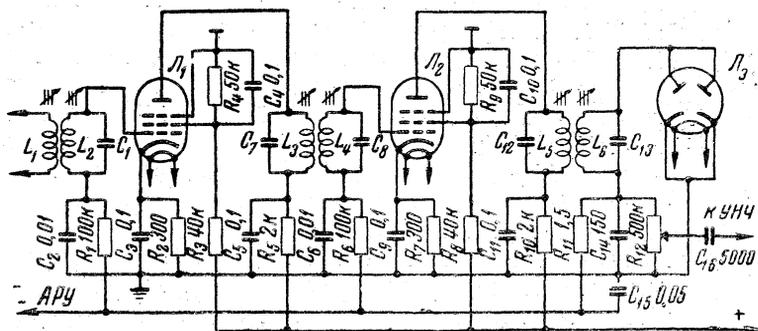


Рис. 48

На рис. 49, а приведена схема АРУ с задержкой, в которой применен двойной диод  $L_2$ . Левый диод лампы  $L_2$  используется как детектор приемника, а правый — как выпрямитель для АРУ. Правый диод подключен не ко второму контуру  $L_4C_7$  фильтра промежуточной частоты, а к первому контуру  $L_3C_6$ . Это дает возможность равномерно нагрузить оба контура фильтра и таким образом избежать асимметрии резонансной кривой.

Нагрузкой выпрямителя АРУ является сопротивление  $R_8$ . Снимаемое с него выпрямленное напряжение через сопротивление  $R_7$  фильтрующей цепи поступает к управляющим сеткам регулируемых ламп. На катод правого диода подается некоторое положительное напряжение, которое носит название напряжения задержки. До тех пор пока амплитуда сигнала, подводимого к диоду, не превысит напряжение задержки, напряжение на аноде диода останется относительно его катода отрицательным, вследствие чего последний окажется запертым и система АРУ работать не будет. Только тогда, когда амплитуда сигнала на аноде диода превысит напряжение задержки, диод откроется и проходящий через сопротивление  $R_8$  выпрямленный ток создаст на нем регулирующее напряжение. Таким образом, при слабых сигналах чувствительность приемника, в котором применена эта система, не понижается. Положительное напряжение для

задержки можно снять с сопротивления (или его части), включенного в катодную цепь лампы усилителя низкой частоты.

В том случае, когда напряжение задержки, требуемое для нормальной работы системы АРУ, оказывается равным напря-

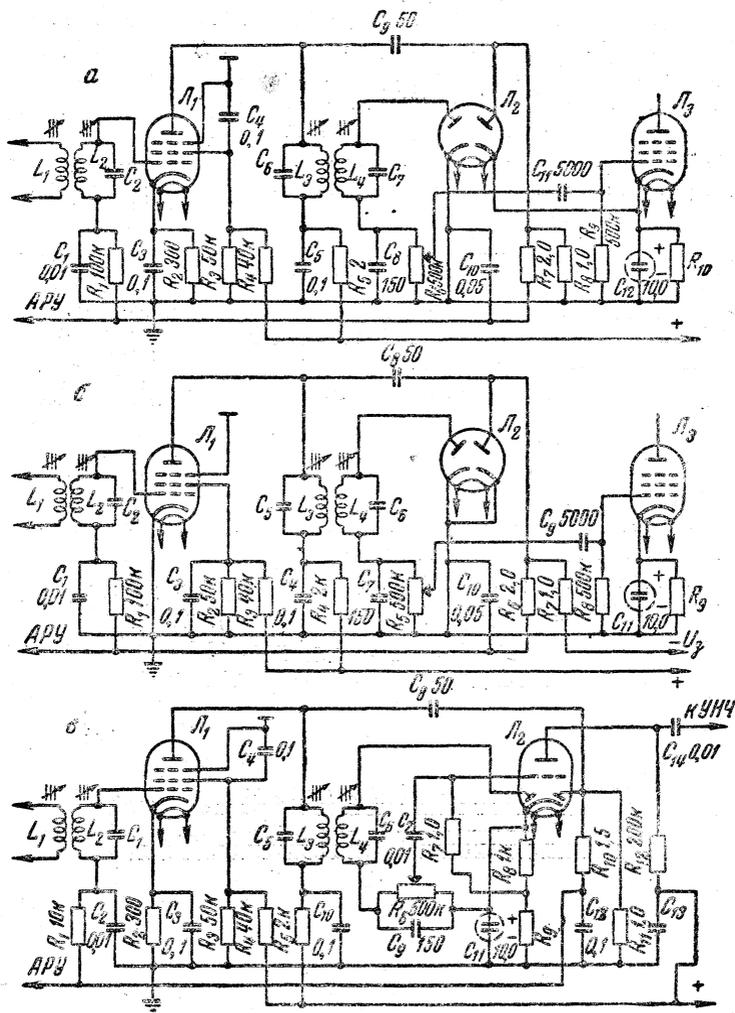


Рис. 49

жению смещения, подаваемому на сетки управляемых ламп, можно использовать схему, изображенную на рис. 49, б. По принципу работы она не отличается от предыдущей схемы, однако вследствие того, что в ней к диоду АРУ подводится минус задерживающего напряжения, который одновременно поступает

также и на управляющие сетки регулируемых ламп, здесь отпадает необходимость в подаче на последние отдельного напряжения смещения.

На рис. 49, в приведена схема детектора АРУ с задержкой и каскада предварительного усиления напряжения низкой частоты, в которой используется лампа типа 6Г2. Напряжение смещения на управляющую сетку лампы снимается с сопротивления  $R_8$ , а напряжение задержки — с обоих сопротивлений  $R_8 + R_9$ , включенных в цепь катода этой лампы. В остальном схема ничем не отличается от рассмотренных ранее.

В том случае, когда снимаемое с детектора напряжение оказывается недостаточным для регулировки или когда требования к постоянству выходного напряжения особенно жестки, применяют схемы усиленного АРУ с задержкой. Усиление может производиться как по высокой частоте, так и по постоянному току. В первом случае для усиления напряжения сигнала, поступающего на выпрямитель АРУ, в приемнике собирают дополнительный каскад усиления промежуточной частоты. Напряжение сигнала на управляющую сетку лампы дополнительного каскада обычно снимают с первого контура последнего полосового фильтра. Естественно, что этот дополнительный каскад цепи АРУ не охватывается. В остальном эта схема ничем не отличается от рассмотренных ранее.

Если усилитель промежуточной частоты приемника содержит несколько каскадов, то дополнительный каскад системы АРУ лучше подключить перед последним каскадом усилителя промежуточной частоты приемника (рис. 50). Здесь АРУ охватывает не только каскады, предшествующие выпрямителю системы автоматической регулировки усиления и влияющие на величину регулирующего напряжения, а также и последующий каскад ( $L_2$ ), не оказывающий на это напряжение никакого влияния. При такой схеме и соответствующей регулировке удается добиться идеальных результатов: сделать напряжение на выходе приемника совершенно не зависящим от уровня входящих сигналов. Ни при какой другой системе АРУ достигнуть таких результатов не удастся.

Налаживание схемы рис. 50 сводится к точному подбору регулирующих напряжений и сопротивления  $R_{17}$ , определяющего напряжение задержки. На время регулировки сопротивления делителя, регулирующего напряжения  $R_{18}$ ,  $R_{19}$  и  $R_{20}$ , удобнее заменить потенциометрами.

В схеме усиления по постоянному току, изображенной на рис. 51, в качестве усилителя регулирующего напряжения используется лампа первого каскада усиления НЧ. На управляющую сетку этой лампы наряду с напряжением звуковой частоты, снимаемым с потенциометра регулятора громкости  $R_7$ , через сопротивление  $R_6$  подается и постоянная составляющая выпрямленного детектором напряжения сигнала. Таким образом,

Напряжение смещения на управляющей сетке лампы  $L_2$  изменяется пропорционально уровню сигнала, вызывая соответствующее изменение ее анодного тока. Анодный ток лампы, проходя через сопротивления  $R_8$  и  $R_9$ , включенные в цепь катода, создает на них напряжение, изменяющееся обратно пропорционально уровню сигнала. Чтобы использовать это напряжение для авторегулировки, схему необходимо соответствующим образом сбалансировать: подобрать сопротивление  $R_9$  так, чтобы напряжение на катоде лампы  $L_2$  (точка  $a$  на схеме) при отсутствии сигнала было равным нулю относительно шасси.

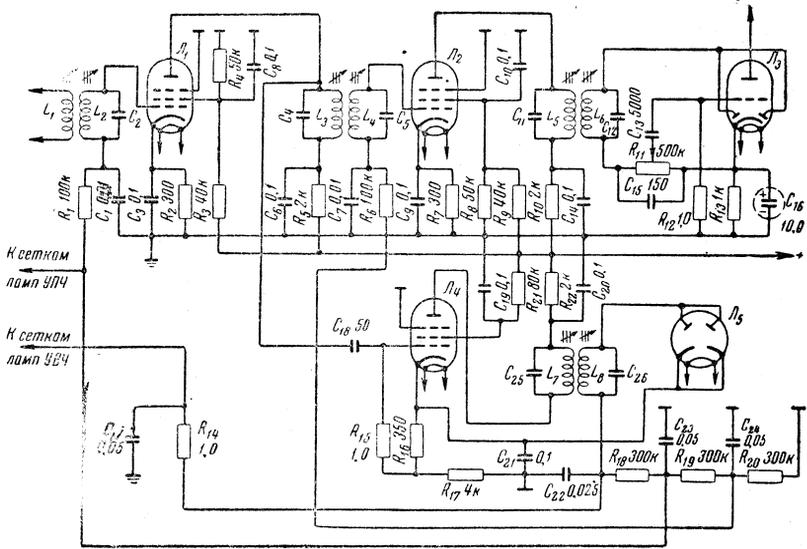


Рис. 50

С появлением сигнала анодный ток лампы  $L_2$  уменьшается, вызывая уменьшение падения напряжения на сопротивлениях  $R_8$ ,  $R_9$  и, следовательно, появление между точкой  $a$  и шасси некоторой разности потенциалов, пропорциональной уровню сигнала. Нетрудно убедиться, что потенциал точки  $a$  относительно шасси будет отрицательным, и поэтому возникшее напряжение можно использовать в целях авторегулировки.

Для получения АРУ с задержкой используется правый (по схеме) диод лампы. На анод этого диода через сопротивление  $R_{15}$  подается отрицательное напряжение порядка  $-3$  в, которое снимается с потенциометра  $R_{14}$  и, поступая также на сетки регулируемых ламп, является одновременно начальным напряжением смещения. Таким образом, при отсутствии сигнала диод, имея на аноде по отношению к катоду потенциал, равный  $-3$  в, оказывается запертым. При наличии сигнала между точками  $a$  и  $b$  появляется некоторая разность потенциалов, которая

возрастает с увеличением уровня сигнала. Однако до тех пор, пока потенциал точки *a* не превысит  $-3$  в, анод диода будет иметь отрицательный потенциал по отношению к катоду, диод останется запертым и, следовательно, появившееся регулирующее напряжение к управляющим сеткам регулируемых ламп передаваться не будет. Лишь после того как регулирующее напряжение превысит напряжение задержки, диод откроется. Так как сопротивление диода для постоянного тока невелико, то напряжение на его аноде, поступающее к управляющим сеткам регулируемых ламп, окажется равным регулируемому.

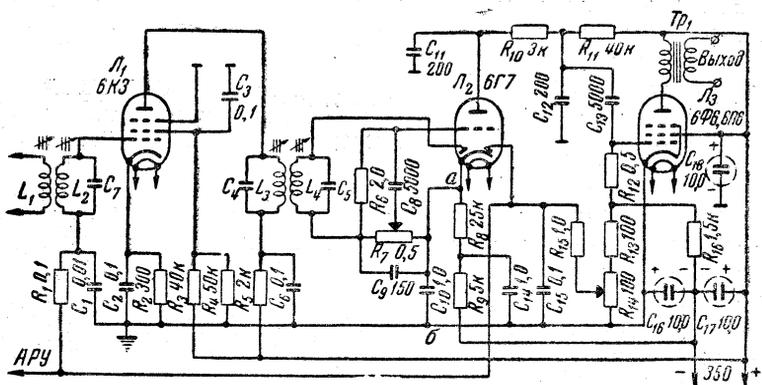


Рис. 51

В том случае, когда напряжение задержки должно превышать  $-3$  в, подбор сопротивления  $R_9$  производится несколько иначе, чем в предыдущем случае. Дело в том, что увеличивать напряжение задержки путем повышения отрицательного потенциала на аноде диода  $L_2$  нецелесообразно, так как при этом увеличится начальное отрицательное смещение на управляющих сетках регулируемых ламп, вследствие чего резко понизится чувствительность приемника. Поэтому для создания требуемой разности потенциалов между анодом и катодом диода сопротивление  $R_9$  следует подобрать таким, чтобы напряжение в точке *a* относительно точки *b* при отсутствии сигнала было положительным и равным требуемому напряжению задержки (ориентировочно  $12-18$  в). Это напряжение можно подсчитать, пользуясь приведенными ниже формулами.

Проектируя приемник с подобной системой АРУ, следует иметь в виду, что падение напряжения на сопротивлении  $R_{18}$  должно составлять примерно  $80-90$  в. Поэтому выпрямитель к приемнику должен давать под нагрузкой напряжение  $340-350$  в.

Следует отметить, что эта схема дает худшие результаты, чем предыдущая, но зато она не содержит дополнительных ламп.

При расчете схем АРУ задаются обычно двумя величинами: предполагаемым изменением напряжений на входе приемника

$$\frac{U_{\text{вх. макс}}}{U_{\text{вх. мин}}} = m$$

и допустимым изменением напряжения на его выходе

$$\frac{U_{\text{вых. макс}}}{U_{\text{вых. мин}}} = p.$$

Расчет производится в следующей последовательности.

Вначале определяют изменение коэффициента усиления приемника, которое должна обеспечить система АРУ при максимальном изменении входного напряжения:

$$\frac{K_{\text{макс}}}{K_{\text{мин}}} = \frac{m}{p}.$$

Затем строят кривую зависимости эквивалентной крутизны регулируемых ламп  $S' = S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \dots S_n$  от напряжения на их управляющих сетках  $U_{\text{со}}$ .

Построенная кривая должна быть сходной с кривой, приведенной на рис. 52. Здесь по вертикальной оси отложена в логарифмическом масштабе эквивалентная крутизна  $S'$  в  $\text{ма/в}$ , а по горизонтальной оси — напряжение смещения в вольтах. За-

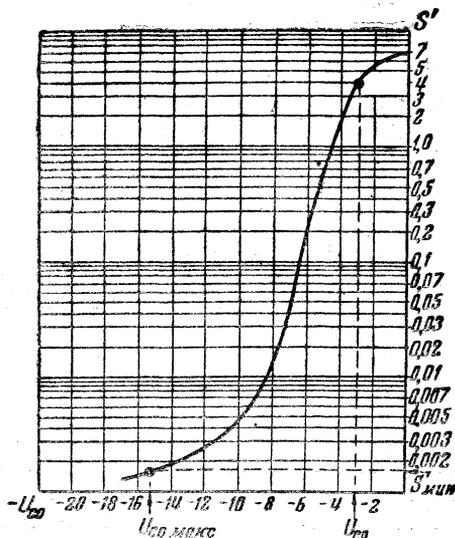


Рис. 52

даваясь исходным напряжением смещения (например,  $U_{\text{со}} = -3 \text{ в}$ ), определяют по построенному графику для этого смещения эквивалентную крутизну  $S'_{\text{макс}}$ , которая будет соответствовать максимальному усилению, и затем подсчитывают эквивалентную крутизну, соответствующую минимальному усилению:

$$S'_{\text{мин}} = \frac{S'_{\text{макс}}}{\frac{m}{p}}.$$

Далее, пользуясь тем же графиком, по полученной  $S'_{\text{мин}}$  определяют требуемое максимальное смещение  $U_{\text{со макс}}$ , соответствующее минимальному усилению, и затем подсчитывают регулирующее напряжение, которое должна развить система АРУ:

$$U_p = U_{\text{со макс}} - U_{\text{со}}.$$

Напряжение задержки определяется по формуле:

$$U_3 = \frac{U_p}{p-1}.$$

Минимальное переменное напряжение на входе выпрямителя АРУ

$$U_{д\text{ мин}} = (1,05 - 1,1) U_3.$$

В случае, если при заданном входном напряжении, определяемом чувствительностью приемника, не может быть получено требуемое для регулировки напряжение промежуточной частоты, следует, если возможно, увеличить число регулируемых каскадов или применить усиленное АРУ. Расчет усиленного АРУ производится аналогично рассмотренному, но с учетом дополнительного усиления. Данные деталей схемы усиленного АРУ рассчитываются так же, как и для подобных узлов приемника.

### Индикаторы настройки

Для того чтобы можно было точно настроиться на принимаемую радиостанцию, в приемниках, имеющих систему АРУ, обычно устраивают специальные индикаторы настройки.

В любительских коротковолновых приемниках, предназначенных для радиосвязи, также возможно применение индикаторов настройки. Естественно, конечно, что пользоваться ими при приеме телеграфных радиостанций нецелесообразно, так как в условиях большого количества сильных помех, характерных для любительских диапазонов, при приеме слабой радиостанции индикатор будет реагировать не на полезный сигнал, а на помеху. При приеме телефонных радиостанций индикатор будет работать нормально, помогая производить быструю и точную настройку и, кроме того, будучи отградуирован по 9-балльной шкале или по уровню входного напряжения, он позволит объективно определить слышимость принимаемой радиостанции.

Наиболее широкое распространение получили электронно-лучевые индикаторы настройки типа 6Е5С. Устройство и схема включения такого индикатора настройки приведены на рис. 53.

Индикатор представляет собой трехэлектродную лампу, в верхней части баллона которой расположен металлический экран (рис. 53, а). Поверхность экрана покрыта веществом, которое светится при попадании на него электронов. В центре экрана имеется небольшое отверстие, в которое выходит верхняя часть катода 2 лампы. На экран подается положительное напряжение порядка 250 в, вследствие чего он подвергается интенсивной бомбардировке со стороны электронов, излучаемых верхней частью катода, и ярко светится.

Около катода, со стороны нижней части экрана, расположена металлическая пластинка 3, соединенная с анодом 4 лампы.

Последний через сопротивление  $R_3$  подключен к экрану. Когда через лампу протекает ток, на сопротивлении  $R_3$  падает напряжение, вследствие чего анод лампы и пластинка оказываются под отрицательным потенциалом относительно экрана. В результате этого пластинка отталкивает пролетающие мимо нее электроны и на экране за ней образуется затемненный сектор (рис. 53, б).

Управляющая сетка индикатора подключается через развязывающий фильтр ( $R_2C_5$ ) к нагрузке диода АРУ или детектора приемника (рис. 53, в). Назначение этого фильтра — не про-

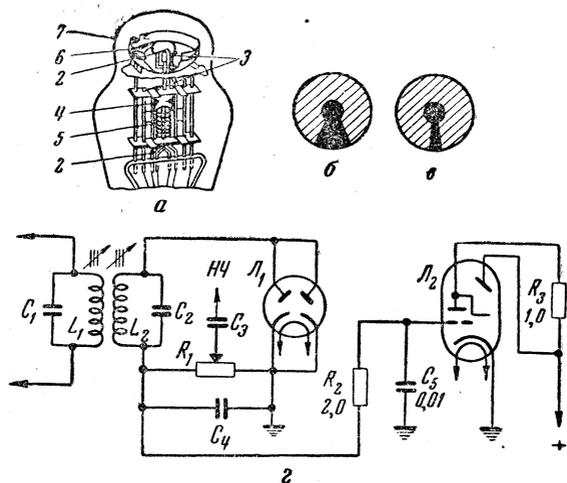


Рис. 53

пустить к сетке лампы низкочастотную составляющую протектированного напряжения. Когда приемник точно настроен на радиостанцию, отрицательное напряжение, поступающее на сетку, достигает максимального значения и анодный ток лампы уменьшается. Вследствие этого уменьшается падение напряжения на сопротивлении  $R_3$  и напряжение на пластинке 3 приближается к напряжению на экране. Последнее приводит к тому, что отталкивающее действие пластинки 3 ослабляется и затемненный сектор (рис. 53, в) сужается. Таким образом, о точной настройке судят по наименьшей ширине затемненного сектора.

На рис. 54 приведена схема стрелочного индикатора настройки. В этой схеме в диагональ моста, одно плечо которого образовано внутренним сопротивлением лампы  $L_1$  и сопротивлением  $R_5$ , а другое — сопротивлениями  $R_6$  и  $R_7$ , включен миллиамперметр  $mA$  постоянного тока. Сопротивление  $R_7$  делается переменным и с его помощью производится балансировка

моста, или, иначе говоря, установка прибора на нуль при отсутствии сигнала. Кроме того, в тех случаях, когда чувствительность прибора оказывается чрезмерно высокой и его стрелка при приеме громко слышимых радиостанций уходит за шкалу, прибор шунтируют сопротивлением, величина которого подбирается практически.

Работает индикатор следующим образом. При настройке на радиостанцию на управляющей сетке лампы  $\Lambda_1$  появляется дополнительное отрицательное смещение, поступающее от выпрямителя АРУ. Вследствие того, что напряжение смещения увеличивается, возрастает внутреннее сопротивление лампы  $\Lambda_1$ , уменьшается ее анодный ток и, следовательно, происходит на-

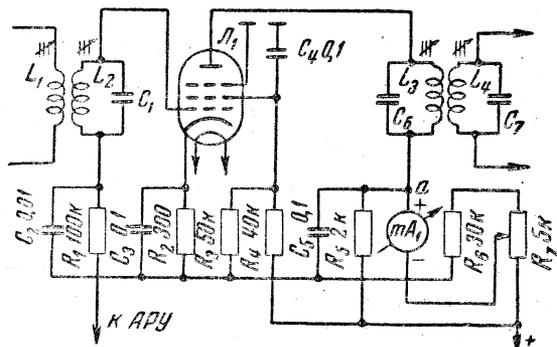


Рис. 54

рушение балансировки моста. Возникающее в результате этого напряжение между точкой  $a$  и движком  $R_7$  пропорционально уровню сигнала на контуре детектора и достигает наибольшего значения в момент точной настройки на радиостанцию. Поэтому и стрелка миллиамперметра отклоняется на максимальный угол при точной настройке приемника на радиостанцию.

Следует отметить, что при выключенной системе АРУ стрелочный индикатор настройки, выполненный по приведенной схеме, действовать не будет. Однако в этом случае он и не будет нужен.

### БОРЬБА С ПОМЕХАМИ

В настоящее время, благодаря высокому уровню развития ламповой техники, основным фактором, ограничивающим дальность действия приемной радиостанции, является уровень всякого рода помех, определяющих минимальную напряженность поля от полезного сигнала, необходимую для получения удовлетворительного приема. Практика показывает, что необхо-

димое для удовлетворительного приема соотношение напряжений полезного сигнала и помехи в большой степени зависит от вида радиосвязи (табл. 7).

Таблица 7

НЕОБХОДИМОЕ ДЛЯ УДОВЛЕТВОРИТЕЛЬНОГО ПРИЕМА  
СООТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ПОМЕХА

Род работы	Отношение сигнала к помехам							
	Едва удовлетворительный прием				Вполне хороший прием			
	раз		дб		раз		дб	
	от	до	от	до	от	до	от	до
Телеграфный прием на слух . . . . .	0,5	2	-6	6	2	3	6	10
Прием на ондулятор . . . . .	2	3	6	10	3	10	10	20
Буквопечатающий прием . . . . .	5	10	14	20	18	30	25	30
Коммерческая телефония . . . . .	3	6	10	16	18	56	25	35
Радиовещание . . . . .	5	10	14	20	30	100	30	40

Различают три основных вида помех: атмосферные, промышленные и внутренние шумы приемника. Последние возникают в самом приемном устройстве. В больших городах минимальная напряженность поля, необходимая для удовлетворительного приема, определяется в основном уровнем промышленных помех. В сельских местностях на волнах длиннее 20 м главную роль играют атмосферные помехи, а на волнах короче 20 м — внутренние шумы приемника.

По своему характеру все виды помех можно разбить на «гладкие» и импульсные помехи. Гладкими называются помехи, создающие на контурах приемника колебательное напряжение, амплитуда которого изменяется не более чем в 3—4 раза, а импульсными — помехи, создающие на контурах приемника колебания с амплитудой, меняющейся в широких пределах. Промышленные помехи носят преимущественно импульсный характер. Атмосферные помехи могут быть обоих видов. Внутренние шумы всегда относятся только к разряду гладких помех.

Борьба с гладкими помехами внешнего происхождения может вестись лишь путем сокращения полосы пропускания приемника. Особенно действенна эта мера при радиолюбительском телеграфном обмене, когда передача производится незатухающими колебаниями, а скорость обмена мала. Сузив полосу пропускания приемника до сотни герц, можно по сравнению с обычно принятой полосой получить выигрыш в отношении сигнал-помеха до 7—8 раз.

Борьбу с внутренними шумами приемника следует вести двумя путями: путем уменьшения эффективности действия внутренних шумов сужением полосы пропускания приемника и пу-

тем фактического уменьшения уровня внутреннего шума, что достигается применением высококачественных деталей и рациональным выбором схемы приемника и ламп.

Источниками собственных шумов приемника являются активные сопротивления, колебательные контуры и электронные лампы. Вследствие того, что шумы занимают чрезвычайно широкий спектр частот, уровень их на выходе приемника зависит не только от их интенсивности, но также и от полосы пропускания приемника. Причиной возникновения шумов в активных сопротивлениях и в колебательных контурах является тепловое движение электронов. Естественно поэтому, что чем больше сопротивление источника шума и выше его температура, тем больше уровень возникших шумов. Уровень шумов, возникающих на контуре или активном сопротивлении, можно подсчитать, пользуясь следующей формулой:

$$U_{\text{шк}} (\text{мкв}) = \frac{1}{8} \sqrt{Z (\text{ком}) \cdot \Delta f (\text{кГц})},$$

где  $U_{\text{шк}}$  — уровень шумов;

$Z$  — резонансное сопротивление контура (или активного сопротивления);

$\Delta f$  — полоса пропускания приемника.

Внутриламповые шумы вызываются неравномерностью вылета электронов из катода, вторичной эмиссией электродов лампы, тепловым движением электронов в пространственном заряде и, наконец, влиянием ионизации. Часто при анализе собственных шумов радиоприемных схем и при технических расчетах напряжение внутренних шумов из анодной цепи лампы пересчитывают в ее сеточную цепь, условно считая при этом, что сама лампа не создает никакого шума и что шумовой ток в ее анодной цепи возникает лишь вследствие воздействия некоторого эквивалентного напряжения шумов на ее управляющую сетку. Такой условный перенос источника шума в сеточную цепь называется «приведением шума к сетке лампы». Приведенное напряжение шумов, вычисленное для полосы частот в 1 кГц, называется удельным или эквивалентным напряжением шумов на сетке и обычно приводится в таблицах.

Эквивалентное напряжение шумов является параметром лампы, характеризующим ее шумовые свойства. Конечно, значение этого параметра зависит не только от типа лампы, но и от режима ее работы.

Иногда вместо эквивалентного напряжения шумов в таблицах приводят так называемое эквивалентное сопротивление шумов, т. е. указывают величину сопротивления, между концами которого действует напряжение шумов, уровень которого равен эквивалентному напряжению шумов лампы. В табл. 8 приведены эквивалентное напряжение шумов на сетке и эквивалентное сопротивление шумов для ламп различных типов.

Таблица 8

ЭКВИВАЛЕНТНОЕ ПРИВЕДЕННОЕ НАПРЯЖЕНИЕ  
И СОПРОТИВЛЕНИЕ ШУМОВ

Тип лампы	Применение лампы	Напряжения			Токи			Эквивалентное сопротивление шумов, Ом	Эквивалентное напряжение шумов, мкВ
		на аноде, В	на экранной сетке, В	смещения, В	анода, мА	экранной сетки, мА	катода, мА		
6С2С	Триод-усилитель . . . . .	250	—	—8	9,0	—	9,0	960	0,12
6Ф5	Триод-усилитель . . . . .	250	—	—2	0,9	—	0,9	3 300	0,23
6С1Ж	Триод-усилитель . . . . .	180	—	—5	4,5	—	4,5	1 250	0,14
6Ж4	Триод-усилитель . . . . .	150	150	—2	—	—	12,5	220	0,019
6К7	Пентод-усилитель . . . . .	250	100	—3	7,0	1,7	8,7	14 000	0,47
6К3	Пентод-усилитель . . . . .	250	100	—3	9,2	2,4	11,6	10 500	0,4
6Ж7	Пентод-усилитель . . . . .	250	100	—3	2,0	0,5	2,5	8 000	0,35
6Ж8	Пентод-усилитель . . . . .	250	100	—3	3,0	0,8	3,8	5 800	0,3
6К4	Пентод-усилитель . . . . .	250	125	—1	11,8	4,4	16,2	3 300	0,23
6Ж4	Пентод-усилитель . . . . .	300	150	—2	10,0	2,5	12,5	720	0,11
6ЖЗП	Пентод-усилитель . . . . .	250	150	—8	7,0	2,0	9,0	1 600	0,16
6Ж1П	Пентод-усилитель . . . . .	—	—	—	—	—	—	1 900	0,17
6Ж3	Пентод-усилитель . . . . .	250	150	—1	10,8	4,1	14,9	3 000	0,22
6К1Ж	Пентод-усилитель . . . . .	250	100	—3	5,5	1,8	7,3	9 400	0,38
6С2С	Триод-смеситель . . . . .	100	—	—1*	2,1	—	2,1	6 500	0,32
6Ж4	Триод-смеситель . . . . .	150	150	—1*	—	—	6,5	950	0,12
6С1Ж	Триод-смеситель . . . . .	150	—	—1*	2,8	—	—	6 100	0,31
6Ж4	Пентод-смеситель . . . . .	300	150	—1*	5,2	1,3	6,5	2 750	0,21
6К4	Пентод-смеситель . . . . .	250	125	—1*	3	1,1	4,1	13 000	0,45
6К1Ж	Пентод-смеситель . . . . .	250	100	—1*	2,3	0,8	3,1	33 000	0,72
6А7	Гептод-преобразователь . . . . .	250	100	0	3,4	8,0	11,4	240000	1,95
6А8	Гептод-преобразователь . . . . .	250	100	—3	3,0	4,0	—	1 600000	5,44

\* При пике колебательного периода.

Тип лампы	Применение лампы	Напряжения			Токи			Эквивалентное сопротивление шумов, Ом	Эквивалентное напряжение шумов, мкВ
		на аноде, в	на экранной сетке, в	смещения, в	анода, мА	экранной сетки, мА	катода, мА		
6К8	Триод-гексод преобразователь . . . . .	250	100	—3	2,5	6	8,5	290000	2,14
6Л7	Пентагрид-смеситель . . . . .	250	100	—3	2,4	7,1	9,5	255000	2,0

Уровень собственных шумов приемника определяется главным образом суммарным уровнем шумов, возникающих на первом контуре и в первой лампе. Последующие контуры и лампы сравнительно мало влияют на соотношение между сигналом и помехой, так как и сигнал и помеха, будучи усилены первой лампой, оказываются значительно выше, чем шумы, создаваемые в последующих каскадах приемника. Поэтому для уменьшения внутренних шумов приемника нужно особое внимание уделять конструкции его входного контура, выбору связи с антенной и выбору первой лампы.

Входной контур должен быть высокого качества, а связь его с антенной — достаточно сильной, так как при сильной связи повышается коэффициент передачи напряжения, а следовательно, улучшается соотношение между уровнем сигнала и собственными шумами. Первая лампа должна обладать возможно меньшим эквивалентным напряжением (или сопротивлением) шумов. В приемниках, предназначенных специально для дальнего приема, хорошие результаты получаются в случае применения в первом каскаде ламп типа 6Ж4, 6ЖЗП.

Суммарное эквивалентное напряжение шумов, возникающее на первом контуре и в лампе, отнесенное к управляющей сетке лампы  $U_{шс}$ , подсчитывается по формуле:

$$U_{шс} = \sqrt{U_{шк}^2 + U_{шл}^2}$$

Пользуясь этой формулой, а также табл. 7 и 8, нетрудно определить предельную чувствительность, которую может иметь приемник при заданном виде работы и выбранном типе первой лампы.

Борьба с импульсными помехами, возникающими от системы зажигания в двигателях внутреннего сгорания, телефонных аппаратов АТС, электрических звонков, грозových разрядов и т. п., представляющих собой кратковременные электрические импульсы продолжительностью не более 0,001 сек., осуществляется посредством специальных помехоподавляющих устройств. Существует много различных схем, подавляющих им-

пульсные помехи. Из них наилучшие результаты дают подавители, работающие перед детектором приемника или непосредственно после него. По принципу действия подавители помех можно разделить на следующие группы: ограничители помех, ограничивающие амплитуду помехи до уровня наивысшей амплитуды сигнала, и схемы, вырезающие помеху, или, иначе говоря, уменьшающие до нуля общее напряжение от помехи и сигнал на выходе приемника в момент действия помехи.

Схема простейшего ограничителя помех с ручной регулировкой порога ограничения показана на рис. 55, а. Здесь левый диод лампы 6Х6 работает в качестве детектора приемника,

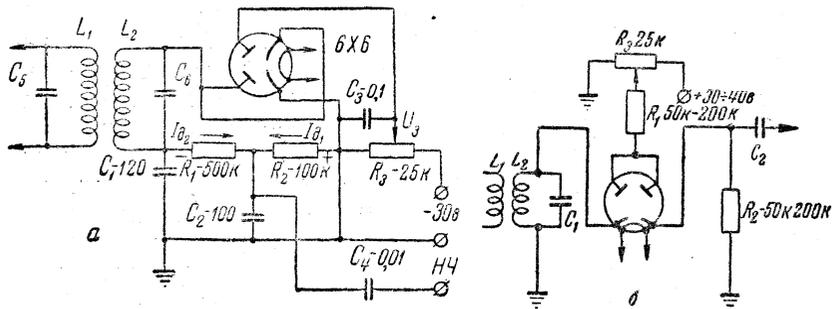


Рис. 55

а правый используется для ограничения. Регулировка порога ограничения осуществляется с помощью потенциометра  $R_3$  путем изменения отрицательного напряжения, подаваемого на анод диода ограничителя.

Процесс ограничения происходит следующим образом. До тех пор пока амплитуда переменного напряжения на контуре не превышает половины напряжения задержки ограничителя  $U_3$ , анод верхнего диода по отношению к катоду находится под отрицательным потенциалом, вследствие чего диод оказывается запертым и в работе детектора не участвует. Поэтому выпрямленный нижним диодом ток промежуточной частоты  $I_{a1}$ , проходя через сопротивление нагрузки диода  $R_1$  в направлении, указанном стрелкой на рис. 55, а, создает на нем соответствующее напряжение, пропорциональное силе приходящего сигнала. При возрастании амплитуды напряжения на контуре  $L_2C_6$  до величины, равной или большей половины отрицательного напряжения на аноде правого диода, последний откроется и выпрямленный им ток  $I_{a2}$  потечет через ту же цепь нагрузки, но в направлении, противоположном току левого диода. Так как зависимость изменения силы тока от напряжения на аноде одинакова для обоих диодов, то общий ток в цепи, равный их разности, с дальнейшим увеличением напряжения на контуре изменяться не будет и, следовательно, не будет изменяться (увеличиваться) и напря-

жение на сопротивлении нагрузки. Таким образом, максимальное напряжение на нагрузке не будет превышать половину задерживающего напряжения, т. е. будет ограничено.

Наибольший эффект подавления помех ограничители дают при приеме телеграфных радиостанций, причем в этом случае они одновременно выполняют функции и автоматического регулятора громкости.

На рис. 55, б дана схема, позволяющая ограничивать амплитуду обоих полупериодов переменного напряжения. Эта схема может быть с успехом применена как в высокочастотной, так и в низкочастотной частях приемника.

Ограничители помех с постоянным по времени порогом ограничения неудобны и не могут дать хороших результатов при приеме телефонных радиостанций. Объясняется это тем, что для предупреждения возможности возникновения значительных нелинейных искажений при изменении силы сигнала вследствие замираний порог ограничения приходится выбирать в несколько раз большим, чем максимальная амплитуда сигнала при пике модуляции. Кроме того, они неудобны, так как при перестройке приемника на новую радиостанцию с иной слышимостью приходится изменять ограничивающее напряжение. Их применение может быть оправдано только чрезвычайной простотой устройства.

Заметно лучшие результаты при приеме телефонных радиостанций дают ограничители, в которых порог ограничения не постояен, а автоматически изменяется в соответствии с уровнем несущей или амплитудой огибающей кривой приходящего сигнала. Одна из схем ограничителей подобного типа изображена на рис. 56.

В приведенной схеме левый диод лампы  $L_1$  служит для ограничения амплитуды напряжения на выходе детектора. Нагрузка детектора разбита на две части и состоит из последовательно соединенных сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ . Основной рабочей частью нагрузки, с которой снимается полезное напряжение звуковой частоты и через которое, как и в предыдущей схеме, проходит ток ограничивающего диода, является сопротивление  $R_2$ . Сопротивление  $R_1$  служит для того, чтобы совместно с сопротивлением  $R_2$  создать требуемое напряжение для установления порога ограничения.

Необходимость в дополнительном сопротивлении  $R_1$  объясняется тем, что, как мы уже видели, напряжение, требуемое для установления порога ограничения, должно быть равно не напряжению несущей, а удвоенной максимальной амплитуде напряжения сигнала. Следует отметить, что так как средняя глубина модуляции во время передачи обычно составляет около 30% и лишь в редких случаях достигает 70—80%, напряжение для установления порога ограничения большей частью выбирается значительно меньшим удвоенной максимальной ампли-

туды сигнала. Соответствующим подбором сопротивления  $R_1$  нетрудно добиться того, что соотношение между напряжением ограничения, снимаемым с сопротивлений  $R_1 + R_2$  (точка  $a$  на схеме), и амплитудой напряжения сигнала, снимаемого с делителя напряжения (точка  $b$ ) и подводимого к катоду ограничивающего диода, окажется равным требуемому.

Цепь  $R_3C_5$  является фильтрующей. Кроме того, через конденсатор  $C_5$  проходят импульсы выпрямленного тока, создавае-

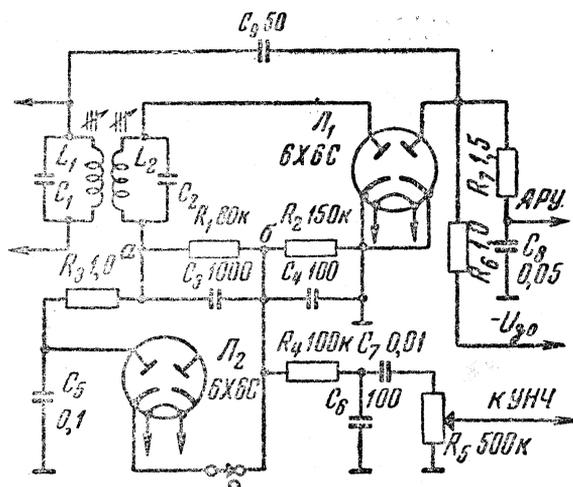


Рис. 56

мого помехой. Работа остальных частей схемы ничем не отличается от аналогичных схем, рассмотренных ранее, а процесс ограничения подобен процессу, происходящему в предыдущей схеме, с той лишь разницей, что сопротивлением нагрузки для ограничивающего диода является не полное сопротивление нагрузки детекторного диода  $R_1 + R_2$ , а лишь его часть  $R_2$  ( $U_{30}$  на схеме — напряжение задержки для системы АРУ).

В устройствах второй группы импульс помехи кратковременно запирает тот или иной тракт приемника, фактически выключая его на время действия помехи. Этот метод борьбы с помехами основан на свойстве человеческого уха не ощущать кратковременных перерывов звука, если их продолжительность не превышает 1,4 мсек, а количество — 20—30 раз в секунду. На рис. 57 приведена схема такого подавителя помех. При ее внимательном рассмотрении нетрудно убедиться, что она отличается от схемы, приведенной на рис. 55,  $a$ , лишь наличием дополнительного сопротивления  $R_5$ , включенного в анодную цепь правого диода лампы  $L_2$  и вспомогательного диода.

Работает этот подавитель помех следующим образом. До тех пор, пока амплитуда переменного напряжения на контуре  $L_2C_2$

не превышает половины напряжения задержки ограничителя, которое снимается с потенциометра  $R_4$ , анод левого диода лампы  $L_2$  находится под отрицательным потенциалом по отношению к катоду, диод остается запертым и в работе не участвует. Выпрямленный правым диодом (детектором сигнала), ток промежуточной частоты  $I_{\partial 1}$ , проходя через сопротивление нагрузки  $R_1$  в направлении, указанном стрелкой на схеме, создает на этом сопротивлении соответствующее напряжение, пропорциональное силе приходящего сигнала. Минус выпрямленного напряжения обращен к аноду, а плюс — к катоду диода. При возрастании амплитуды напряжения на контуре  $L_2 C_2$  до величины,

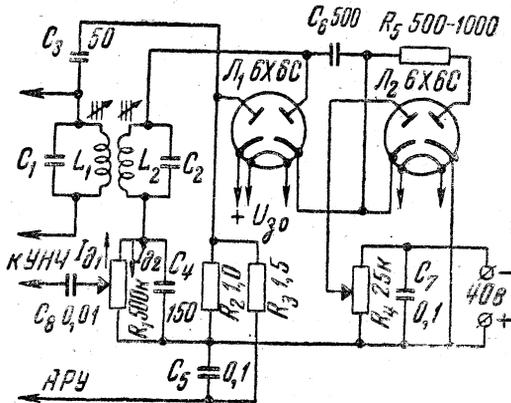


Рис. 57

равной половине отрицательного напряжения на аноде левого диода, последний откроется и выпрямленный им ток  $I_{\partial 2}$  потечет через ту же цепь нагрузки, но в направлении, противоположном направлению тока правого диода. Вследствие того, что в анодную цепь правого диода лампы  $L_2$  включено сопротивление  $R_5$ , его КПД становится значительно меньшим, чем у диода ограничителя, и поэтому нарастание тока, выпрямленного последним, будет происходить значительно быстрее, чем выпрямленного первым. В результате суммарный ток в цепь нагрузки, равный разности обоих токов  $I_{\partial 1} - I_{\partial 2}$ , при дальнейшем возрастании напряжения на контуре будет не увеличиваться, а уменьшаться. Следовательно, уменьшаться будет и напряжение на нагрузке. Так как уровень импульсной помехи обычно в несколько раз превышает напряжение ограничения, напряжение на нагрузке в момент импульса резко падает до нуля и, если не принять специальных мер, может даже изменить знак на обратный. Чтобы этого не случилось, в схему включен дополнительный диод — правый диод лампы  $L_1$ ; в случае перемены направления тока на обратное этот диод разрывает цепь вы-

прямого тока, в результате чего напряжение на нагрузке остается равным нулю.

Левый диод лампы  $L_1$  используется как выпрямитель АРУ с задержкой. Задерживающее напряжение подается на катод диода.

При приеме слабых телеграфных сигналов в условиях сильных помех от мешающих радиостанций помехоподавители, вырезающие помеху, малоэффективны, а иногда могут создать и дополнительные затруднения в приеме, запирая приемник при сильном сигнале от мешающей радиостанции. Поэтому собирать их целесообразнее лишь в приемниках, предназначенных для приема телефонных радиостанций.

Следует отметить, что во всех описанных выше подавителях помех вместо электронных ламп могут быть применены полупроводниковые диоды.

### ОСОБЕННОСТИ УКВ ПРИЕМНИКОВ

При работе в диапазоне УКВ приходится считаться с рядом факторов, влияние которых совершенно не проявляется на диапазонах длинных, средних и коротких волн. К ним относятся: время пролета электронов от катода лампы до других ее электродов, индуктивности выводных проводников и взаимной индуктивности между ними; междуэлектродные емкости и диэлектрические потери в изоляционных материалах.

В результате всего этого резко уменьшаются входное и выходное сопротивления лампы, шунтируя колебательные контуры, затрудняется получение колебательного режима в гетеродине приемника.

#### Входные цепи

Схема входных цепей любительских УКВ приемников практически ничем не отличается от рассмотренных ранее входных цепей коротковолновых приемников. Наибольшее распространение получила схема с индуктивной связью, изображенная на рис. 58. Катушка связи  $L_1$  содержит обычно один-два витка провода такого же диаметра, что и контурная катушка. Для того чтобы уменьшить шунтирование контура входным сопротивлением первой лампы приемника, ее управляющая сетка обычно подключается не ко всему контуру, а лишь к части витков контурной катушки.

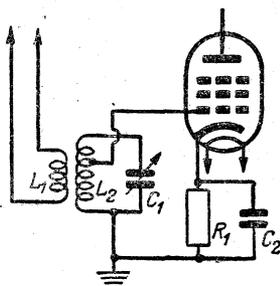


Рис. 58

Характерным для УКВ приемников является применение сильной связи с антенной, так как при слабой связи коэффициент передачи напряжения входной цепи получается ничтожным

и отношение полезного сигнала к собственным шумам приемника очень низким. Наивыгоднейшей с точки зрения получения максимального отношения сигнала к собственному шуму приемника является связь несколько больше оптимальной. При этом коэффициент передачи напряжения оказывается равным 2—5.

### Усилители сверхвысокой частоты

Применение усилителей СВЧ значительно повышает качественные показатели УКВ приемников. В супергетеродинах оно в значительной мере понижает обратное излучение, обусловленное проникновением колебаний от гетеродина в антенну, повышает избирательность приемника по зеркальному каналу, значительно улучшает отношение полезного сигнала к внутренним шумам приемника. Последнее особенно важно, так как на УКВ диапазоне основным фактором, ограничивающим повышение чувствительности приемника, являются именно внутренние шумы.

По сравнению с усилителями ВЧ усилители СВЧ имеют ряд особенностей как в применении специальных типов ламп, контуров, схем, так и в конструктивном отношении. При частотах меньше 75 *Мгц* в усилителях СВЧ используются большей частью пентоды обычного типа с повышенной крутизной характеристики; на частотах до 500 *Мгц* хорошие результаты дают миниатюрные лампы «желуди», а также лампы пальчиковой серии (например, 6Ж5П, 6К1П). В диапазоне от 500 до 3000 *Мгц* широкое применение получили «дисковые» триоды маячковой серии. На еще более высоких частотах используются лампы особого типа, например лампы с бегущей волной и т. п.

Типы колебательных контуров, используемых в усилителе, также зависят от частоты. Так, для волны метрового диапазона применяются обычные контуры, состоящие из миниатюрных катушек и конденсаторов. При этом нередко настройка контуров в рабочем диапазоне приемника производится изменением не емкости, а индуктивности катушки. Это позволяет уменьшить общую емкость контура и таким путем повысить коэффициент усиления усилителя.

В дециметровом диапазоне в качестве колебательных контуров часто используются резонансные линии, а в сантиметровом — контуры специального типа, так называемые полые резонаторы.

Конструируя усилитель СВЧ, необходимо иметь в виду следующую его особенность, значительно отличающую его от усилителя высокой частоты. На длинных волнах входное и выходное сопротивления ламп велики и потери, вносимые лампами в контуры, составляют лишь небольшую часть их собственных потерь. Поэтому резонансные (избирательные) свойства усилителя определяются здесь в основном лишь параметрами входя-

щих в него колебательных контуров. Являясь нагрузкой каскада и определяя его избирательные свойства, никакой другой дополнительной задачи в усилителе ВЧ колебательный контур не выполняет.

Иное положение имеет место на сверхвысоких частотах. Так как на этих частотах выходное и особенно входное сопротивления лампы малы, то основные потери в контуры вносят именно лампы усилителя. Таким образом, усижительные и избирательные свойства каскада усиления СВЧ зависят не столько от качества примененного в нем колебательного контура, сколько от типа выбранных ламп (включая и лампу последующего каскада, поскольку наибольшие потери в контур вносит именно ее входное сопротивление) и степени связи их с контуром. Кроме того, в отличие от своей роли в усилителе ВЧ, в усилителе СВЧ контур выполняет еще одну дополнительную функцию, характерную только для усилителей этого типа: он согласует относительно высокое выходное сопротивление лампы предыдущего каскада с низким входным сопротивлением лампы последующего каскада. Такое согласование необходимо для повышения коэффициента усиления усилителя.

Согласование осуществляется подбором связи (места подключения цепи управляющей сетки) лампы последующего каскада с контуром. Иногда при очень низком выходном сопротивлении предшествующей лампы подбирают также наиболее выгодную связь с контуром и ее анодной цепи. Осуществляя согласование, нужно добиваться не только максимального усиления, но и требуемой избирательности. Нередко избирательность каскада при максимальном усилении получается слишком низкой. В этом случае для повышения избирательности приходится ослаблять связь лампы (или ламп) с контуром. Однако такое ослабление связи приводит к уменьшению усиления.

Схемы каскадов усиления сверхвысокой частоты, применяемые для волн метрового диапазона, приведены на рис. 59. Первая из них представляет собой схему последовательного питания, а вторая — параллельного. Связь контура с цепью сетки следующей лампы в обеих схемах выбрана автотрансформаторной. Особенностью схем является параллельное включение блокирующих конденсаторов развязывающих фильтров в цепях анода ( $C_5$  и  $C_6$ ) и экранной сетки ( $C_2$  и  $C_3$ ) лампы и применение развязывающего фильтра в цепи накала (показано на рис. 59, б).

Необходимость параллельного включения двух конденсаторов в развязывающем фильтре (из которых один большой емкости, а другой малой) объясняется тем, что конденсаторы большой емкости обладают сравнительно большой паразитной индуктивностью. При параллельном же соединении оба конденсатора дополняют друг друга. Развязывающие фильтры в цепи накала предохраняют усилитель от самовозбуждения, могущего возникнуть вследствие обратной связи через накальные цепи.

Дроссель  $Dp_2$  содержит обычно 10—15 витков провода диаметром 0,8—1,0 мм.

На рис. 60 изображен другой вариант схемы усиления сверхвысоких частот на пентоде — с последовательно-включенной контурной катушкой  $L_1$ . Преимуществом этой схемы по сравнению с предыдущими является то, что здесь выходная и входная ем-

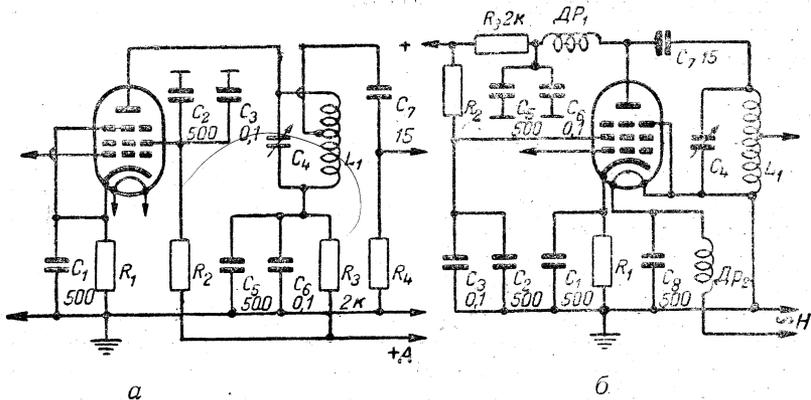


Рис. 59

кости соседних ламп соединены последовательно, а не параллельно. Это уменьшает суммарную емкость контура, состоящего в данном случае из последовательно соединенных катушки  $L_1$ , конденсатора  $C_1$ , выходной емкости лампы  $L_1$  и входной емкости лампы  $L_2$ , что повышает предельную рабочую частоту каскада.

Схема рис. 60 может дать усиление на каскад порядка нескольких единиц. Ее применяют обычно на частотах, не превышающих 400—450 Мгц.

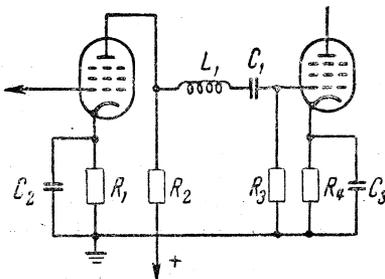


Рис. 60

Регулировка усиления в усилителях СВЧ осуществляется так же, как и в обычных усилителях ВЧ, т. е. путем изменения напряжения смещения на управляющей сетке лампы.

Однако в многокаскадном усилителе в целях сохранения высокого отношения напряжения сигнала к внутренним шумам приемника усиление первого каскада обычно не регулируют.

Широкое применение на УКВ получили усилители высокой частоты, собранные на триодах по схеме с заземленной сеткой (рис. 61), предложенной в 1929 г. М. А. Бонч-Бруевичем. Вход-

ное напряжение вводится здесь в катодную цепь лампы. Применение триодов вызывается стремлением снизить до минимума внутренние шумы приемника (как известно, триоды создают значительно меньший уровень шумов, чем пентоды). Использованию триодов в обычных схемах усиления высокой частоты препятствует большая емкость между анодом и сеткой  $C_{ас}$ , приводящая к самовозбуждению усилителя. В схеме усилителя с заземленной сеткой вредное действие этой емкости исключено. В этой схеме сетка триода заземлена, входной контур включен между катодом и землей, а выходной — между анодом и сеткой. Не трудно видеть, что при таком включении междуэлектродная

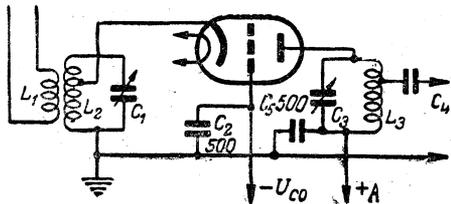


Рис. 61

емкость  $C_{ас}$ , оказываясь подключенной параллельно выходному контуру, лишь увеличивает его емкость. Паразитная обратная связь между анодной и сеточной цепями в схеме с заземленной сеткой обуславливается емкостью между анодом и катодом лам-

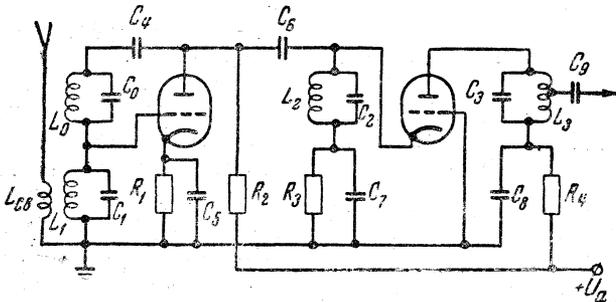


Рис. 62

пы. Однако заземленная сетка, действуя в качестве экрана, значительно снижает эту емкость и тем самым устраняет опасность самовозбуждения.

Входное сопротивление схемы с заземленной сеткой довольно мало — не превышает нескольких сотен ом. Поэтому оно сильно шунтирует выходной контур предыдущего каскада. Чтобы ослабить шунтирующее действие, связь лампы с контуром выбирается меньше максимальной.

В приемниках метровых волн, предназначенных для дальних связей, для повышения чувствительности нередко приходится применять двухкаскадные усилители СВЧ. Теоретические и экспериментальные исследования показали, что наилучшие результаты в этом случае дает усилитель на триодах, в котором

первый каскад собран по схеме с заземленным катодом, а второй — по схеме с заземленной сеткой (рис. 62). Такой усилитель имеет наименьшие собственные шумы, дает относительно большое усиление и обладает высокой стабильностью.

На схеме рис. 62  $L_1C_1$  — колебательный контур входной цепи,  $L_2C_2$  — анодный контур лампы первого каскада и  $L_3C_3$  — анодный контур лампы второго каскада. Все эти контуры настроены на частоту входящего сигнала. Контур  $L_0C_0$  включен для уменьшения внутренних шумов усилителя. Минимума шумов добиваются, изменяя емкость подстроечного конденсатора  $C_0$ .

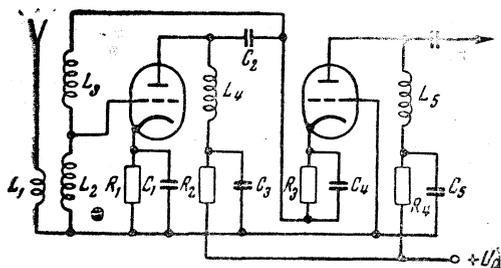


Рис. 65

Практически этот контур нейтрализует действие паразитной емкости  $C_{ac}$ , через которую возникает обратная связь, повышающая уровень шумов усилителя.

На первый взгляд может показаться, что первый каскад, собранный по схеме с заземленным катодом, может самовозбуж-

даться. Однако он работает очень устойчиво. Объясняется это тем, что первый каскад нагружен на очень малое входное сопротивление второго каскада и дает поэтому малое усиление по напряжению — его коэффициент усиления по напряжению близок к единице. Практически он является усилителем мощности, т. е. усиливает не напряжение, а мощность входящих сигналов. Второй каскад является обычным усилителем с заземленной сеткой.

Коэффициент усиления рассмотренного усилителя рассчитывается по формуле:

$$K = S_1 \cdot R_{oe},$$

где  $S_1$  — крутизна характеристики первой лампы, а  $R_{oe}$  — сопротивление нагрузки, на которую работает второй каскад.

Из приведенной формулы видно, что в таком усилителе следует применять лампы с высокой крутизной характеристики. Кроме того, так как уровень шумов усилителя определяется в основном свойствами его первой лампы, то последнюю необходимо выбирать с низким уровнем шумов.

На рис. 63 приведена часто встречающаяся на практике схема рассмотренного двухкаскадного усилителя. Здесь катушка  $L_2$  совместно с входной емкостью первого триода образует колебательный контур входной цепи. Аналогично катушка  $L_4$  и меж-

дуэлектродные емкости обеих ламп образуют анодный контур лампы  $L_1$ . Конденсатор  $C_2$  является разделительным, а катушка  $L_3$  — нейтрализующей. Ее индуктивность подбирается такой, чтобы образованный ею и емкостью  $C_{ac}$  лампы  $L_1$  контур был настроен на среднюю частоту диапазона. Анодный контур лампы  $L_2$  складывается из катушки  $L_5$  и действующей параллельно ей емкости монтажа и входной емкости следующего каскада.

## СВЕРХРЕГЕНЕРАТИВНЫЕ ПРИЕМНИКИ

Прием радиостанций, работающих в диапазоне УКВ, производится, как правило, на сверхрегенеративные или супергетеродинные приемники. Обычные регенеративные приемники прямого усиления для этой цели непригодны, так как работают неустойчиво и дают малое усиление.

Основным преимуществом сверхрегенеративного приемника по сравнению с обычным регенеративным является повышенная чувствительность. Это качество особенно ценно для приема в диапазонах УКВ, так как на этих волнах получение большого усиления на частоте сигнала сопряжено с большими трудностями. Благодаря тому, что при хорошей регулировке сверхрегенеративный каскад дает огромное усиление, одно-двухламповый сверхрегенеративный приемник может обладать такой же чувствительностью, как и сложный многоламповый супергетеродин. Этим и объясняется, что сверхрегенеративные приемники получили такое широкое распространение в различных передвижных установках, где основными требованиями являются малый вес, малые размеры и экономичность расхода источников питания.

Принцип работы сверхрегенеративного приемника отличается от принципа работы обычного регенеративного приемника прямого усиления. Сверхрегенерация представляет собой форму регенеративного усиления, при которой регенеративный каскад попеременно вводится в колебательный режим и выводится из него, причем эта смена режимов производится со сверхзвуковой частотой (с низкой радиочастотой). Частоту, с которой возникают и прекращаются колебания, принято называть частотой гашения.

В сверхрегенераторах применяется три режима работы: с отдельным источником гасящего напряжения и логарифмической характеристикой, с отдельным источником гасящего напряжения и линейной характеристикой и, наконец, с самогашением.

Одна из возможных схем сверхрегенератора с отдельным источником гасящего напряжения приведена на рис. 64. В ней регенеративный детектор, работающий на лампе  $L_1$ , собран по трехточечной схеме, причем обратная связь выбрана такой, что при отсутствии внешнего воздействия каскад генерирует высокочастотные колебания. Контур  $L_1C_1$  настраивается на частоту

приходящего сигнала. Для создания прерывистой генерации используется отдельный вспомогательный генератор, работающий на лампе  $L_2$ . Этот генератор генерирует напряжение гасящей частоты.

Принцип возникновения прерывистой генерации показан на рис. 65. Здесь вверху (рис. 65, а) пунктирной линией показано отрицательное смещение на управляющей сетке лампы  $L_1$ , штрих-пунктирной — напряжение смещения, при котором возникает генерация. На рис. 65, б показано гасящее напряжение.

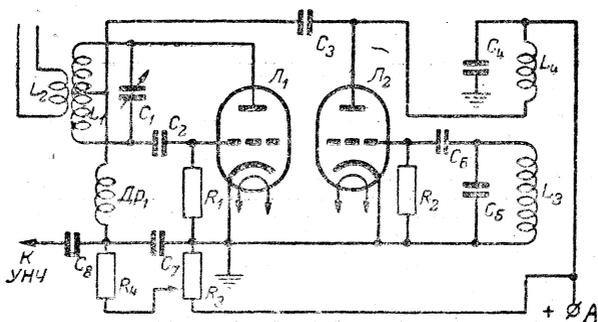


Рис. 64

Форма его для упрощения взята прямоугольной. Гасящее напряжение складывается с начальным смещением, вследствие чего результирующее напряжение смещения на управляющей сетке изменяется с частотой гасящего напряжения так, как показано на рис. 65, а сплошной линией. При положительной полуволне гасящего напряжения отрицательное напряжение на управляющей сетке лампы минимальное, а крутизна характеристики максимальная, вследствие чего возникает генерация и в контуре появляются высокочастотные колебания. В силу инерционных свойств контура амплитуда колебаний в нем достигает максимального значения не сразу, а нарастает постепенно, как показано на рис. 65, в и г. Если нарастание колебаний происходит достаточно быстро, то за время положительного полупериода гасящего напряжения амплитуда колебаний в контуре успевает достичь максимального значения (рис. 65, в), а если медленно, то не успевает (рис. 65, г).

Когда наступает отрицательный полупериод гасящего напряжения, отрицательное смещение на управляющей сетке лампы возрастает, крутизна ее характеристики падает и генерация прекращается. С этого момента колебания в контуре начинают затухать и их амплитуда быстро падает. Вновь колебания в контуре возникнут теперь уже лишь при следующем положительном полупериоде гасящего напряжения.

Таким образом, в контуре сверхрегенератора возникают всплески высокочастотного напряжения, которые следуют друг за другом с частотой гасящего напряжения. Какой вид принимает форма этих колебаний (рис. 65, *в* или *г*), зависит от того, успеет ли амплитуда высокочастотных колебаний в контуре за время положительного полупериода гасящего напряжения достигнуть своего максимального значения или нет. Иначе говоря, форма всплесков колебаний зависит от соотношения между скоростью нарастания колебаний в контуре и частотой гашения.

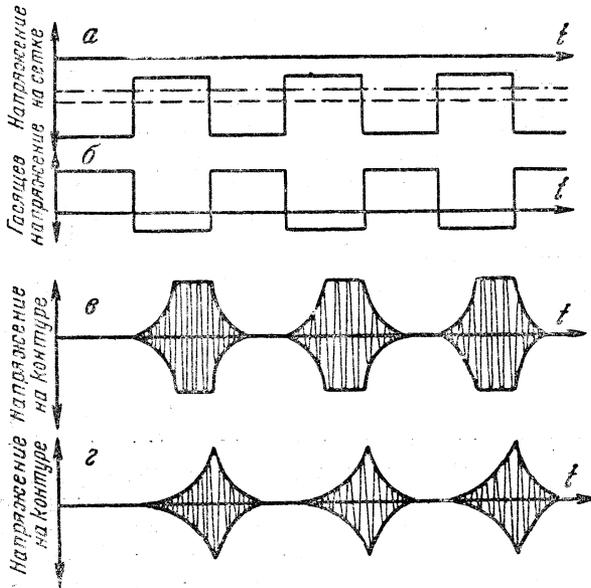


Рис. 65

В случае работы с логарифмической характеристикой режим каскада выбирается таким, что колебания в контуре нарастают до состояния равновесия раньше, чем начинается их затухание, и в отсутствие сигнала всплески колебаний имеют форму, показанную на рис. 65, *в*: При появлении сигнала вследствие увеличения общего напряжения, действующего на управляющей сетке лампы  $L_1$ , колебания в контуре возникают несколько раньше и продолжительность их существования возрастает. Чем больше будет уровень приходящего сигнала, тем дольше будут существовать в контуре  $L_1C_1$  колебания и выше получится среднее значение протектированного напряжения. Низкочастотная составляющая протектированного напряжения, соответствующая огибающей кривой приходящего модулированного сигнала, через разделительный конденсатор поступает к усилителю НЧ приемника.

Все сказанное выше показано на рис. 66. Здесь на рис. 66, *а* показано модулированное по амплитуде напряжение приходящего сигнала, на рис. 66, *б* — вспышки колебаний в контуре сверхрегенератора, на рис. 66, *в* — низкочастотная составляющая протектированного напряжения, действующая на выходе сверхрегенератора.

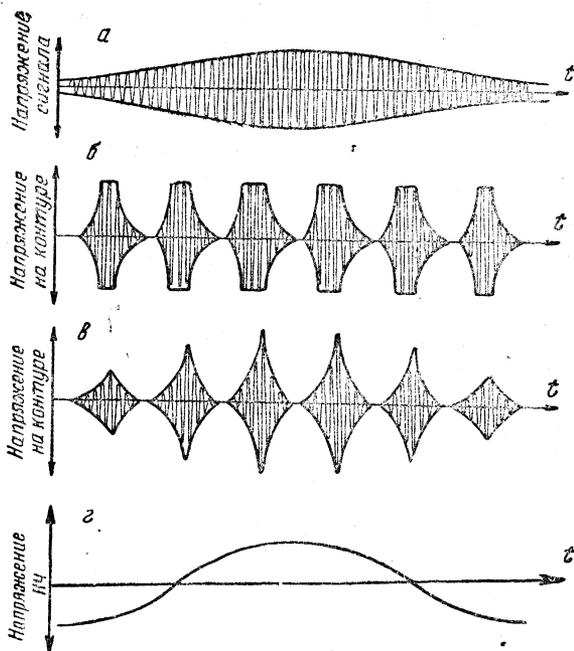


Рис. 66

Недостатком рассмотренного режима работы является то, что прием в этом случае сопровождается значительными нелинейными искажениями. Несмотря на это, благодаря сравнительной легкости регулировки и способности подавлять импульсные помехи эта схема находит применение в любительской аппаратуре.

Режим работы каскада с линейной характеристикой отличается от рассмотренного тем, что частота гашения выбирается такой, при которой колебания гасятся до достижения ими равновесия (рис. 65, *з*). И здесь появление сигнала вызывает ускорение момента начала нарастания колебаний. Однако в данном режиме одновременно с увеличением длительности колебаний возрастает и их амплитуда (рис. 66, *в*). Благодаря этому напряжение на выходе каскада оказывается прямо пропорциональным напряжению приходящего сигнала, а прием — свободным от искажений.

Недостатком сверхрегенератора с линейной характеристикой является то, что для получения высокой чувствительности он требует тщательной регулировки. Кроме того, при этом режиме работы схема теряет способность подавлять импульсные помехи. Частоту гашения в ней следует выбирать возможно большей (100—200 кГц).

Наибольшее распространение благодаря своей простоте получили схемы с самогашением (рис. 67, а). Здесь возникновение прерывистой генерации достигается путем соответствующего подбора емкости конденсатора  $C_2$  и сопротивления утечки сетки  $R_1$ . Работа каскада происходит следующим образом. В колеба-

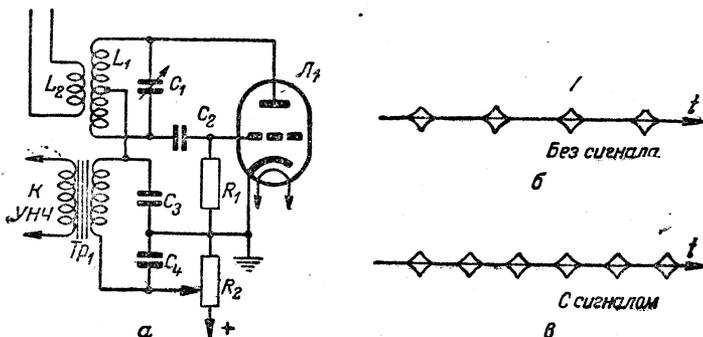


Рис. 67

тельном контуре  $L_1C_1$  за счет положительной обратной связи возникают колебания ультравысокой частоты. Появившиеся сеточные токи, проходя через сопротивление утечки сетки  $R_1$ , создают на нем напряжение, минус которого оказывается приложенным к управляющей сетке лампы. Но это отрицательное напряжение на сетке достигает максимального значения не сразу, а постепенно, пока заряжается конденсатор  $C_2$ . Нарастание напряжения будет продолжаться до тех пор, пока не наступит срыв колебаний ультравысокой частоты, обусловленный уменьшением крутизны характеристики лампы вследствие увеличения отрицательного смещения на ее управляющей сетке. После того как конденсатор  $C_2$  разрядится через сопротивление  $R_1$ , колебания в схеме вновь возникнут.

В этом режиме работы, так же как и в предыдущих, входящий сигнал будет ускорять время возникновения колебаний. Но так как при этом длительность колебаний определяется постоянной времени сеточной цепи (данными конденсатора  $C_2$  и сопротивления  $R_2$ ), их максимальная амплитуда и продолжительность при сигнале остается такой же, как и без сигнала. Появление сигнала в этом случае увеличивает частоту прерываний (рис. 67, б и в), причем с увеличением его амплитуды частота прерываний возрастает. Исследования показали, что схема

с самогашением обладает теми же свойствами, что и схема с логарифмической характеристикой.

Существенными недостатками сверхрегенеративного приемника являются плохая избирательность, излучение колебаний в окружающее пространство и наличие характерного шипения, появляющегося в отсутствие сигнала вследствие усиления напряжения флюктуаций в контуре.

Для повышения избирательности сверхрегенератора и ослабления излучения в приемнике необходимо применять один-два каскада усиления УВЧ. Для тех же целей широко применяются схемы суперсверхрегенераторов, представляющих собой супергетеродинный приемник со сверхрегенеративным детектором.

### СУПЕРГЕТЕРОДИННЫЕ УКВ ПРИЕМНИКИ

Супергетеродинные УКВ приемники строятся обычно по тем же схемам, что и коротковолновые. Промежуточная частота для большего ослабления зеркальной помехи выбирается повышенной. В любительских приемниках ее следует брать в пределах от 2 до 5 *Мгц*.

Проектируя преобразовательный каскад, следует иметь в виду, что обычно используемые в диапазонах длинных, средних и коротких волн многосеточные смесительные и преобразовательные лампы на УКВ, как правило, дают плохие результаты. Уже на частотах порядка 15—20 *Мгц* начинают заметно сказываться присущие им недостатки: высокий уровень внутренних шумов, низкое входное сопротивление, уменьшение коэффициента усиления и т. д. С повышением частоты эти недостатки становятся все более и более ощутимыми. Поэтому в УКВ приемниках используются в основном преобразователи на пентодах, триодах и диодах.

Пентодные преобразователи собираются обычно по схемам односеточного преобразования и по сути дела ничем не отличаются от односеточных преобразователей, применяемых на коротких волнах. В любительских УКВ приемниках метровых волн можно применить, например, схему рис. 33, а. Такой преобразователь хорошо работает до частот порядка 100 *Мгц*. На более высоких частотах использование пентодных преобразователей становится нецелесообразным вследствие высокого уровня вносимых ими шумов.

В последние годы широкое распространение получили односеточные преобразователи частоты на пентодах, собранные по мостовым схемам (рис. 68). Достоинством таких преобразователей является то, что они несложны, не требуют отдельного гетеродина, а также позволяют добиться очень небольшой связи между входным и гетеродинным контурами. Такие преобразователи применяют в радиовещательных, а также несложных любительских приемниках, работающих в диапазоне частот, не превышающем 60—70 *Мгц*.

В преобразователе, схема которого приведена на рис. 68, гетеродин работает на своеобразном триоде, анодом которого служит экранная сетка пентода. В колебательный контур гетеродина входят катушка  $L_3$ , конденсатор  $C_4$ , последовательно соединенные конденсаторы  $C_2$  и  $C_3$ , емкость между управляющей

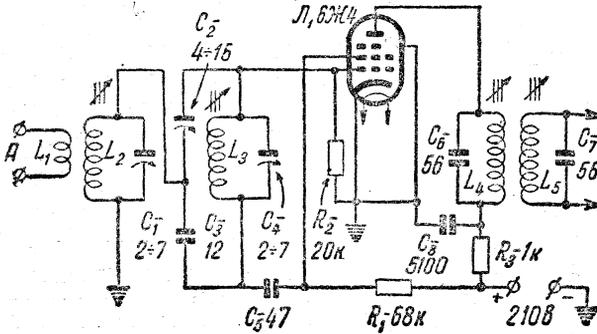


Рис. 68

и экранной сеткой лампы  $C_{с2с3}$ , а также последовательно соединенные междуэлектродные емкости лампы  $C_{с2-к}$  (экранная сетка—катод) и  $C_{ск}$  (управляющая сетка—катод). Это хорошо видно из эквивалентной схемы преобразователя частоты, приведенной на рис. 69. Обратная связь в гетеродине осуществляется через междуэлектродные емкости лампы.

Входной контур  $L_2C_1$  настраивается на частоту входящего сигнала. С антенной он связан индуктивно посредством катушки связи  $L_1$ . Напряжение промежуточной частоты выделяется полосовым фильтром  $C_6L_4L_5C_7$ , включенным в анодную цепь пентода.

Как видно из принципиальной схемы рис. 68, напряжение как со входного, так и гетеродинного контуров поступает на управляющую сетку лампы. Таким образом, здесь мы имеем односеточное преобразование частоты, причем функции гетеродина и смесителя выполняет одна и та же лампа. Из схемы рис. 69 видно, что входной и гетеродинный контуры включены в разные диагонали моста, образованного конденсаторами  $C_2$ ,  $C_3$  и междуэлектродными емкостями лампы. Изменяя емкость конденса-

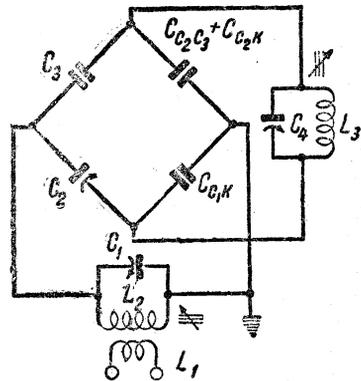


Рис. 69

тора  $C_2$ , этот мост нетрудно уравновесить. При равновесии моста связь между контурами отсутствует, вследствие чего изменение настройки одного из них не влияет на настройку другого. По этой же причине в рассмотренном преобразователе при сбалансированном мосте колебания гетеродина не проникают в антенну и он не излучает в эфир. На практике преобразователь частоты, выполненный по схеме рис. 68, дает усиление порядка 30—40.

В преобразователе частоты, схема которого приведена на рис. 68, контур гетеродина изолирован от шасси, вследствие чего настраивать его лучше всего, изменяя индуктивность катушки

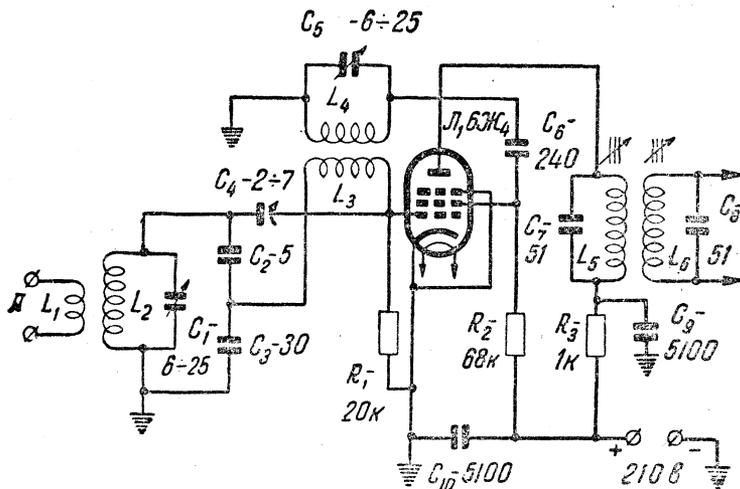


Рис. 70

$L_3$  (а при работе в широком диапазоне частот — и катушки  $L_2$ ). При необходимости использовать для настройки блок конденсаторов переменной емкости, ротор которого соединяется с шасси, следует применить другой вариант схемы мостового преобразователя частоты (рис. 70). В этом преобразователе гетеродин собран по схеме с индуктивной связью, причем в одну из диагоналей моста, как и в первом варианте, включен входной контур, а в другую — катушка обратной связи гетеродина  $L_3$  (рис. 71). Балансировка моста осуществляется при помощи конденсатора  $C_4$ .

В диапазоне частот от 30 до 1000 Мгц хорошие результаты дают преобразователи, выполненные на триодах. Их преимущества перед пентодными преобразователями частоты заключаются в более низком уровне собственных шумов.

В триодных преобразователях применяется односеточное преобразование частоты. Их обычно собирают по тем же схемам,

что и пентодные преобразователи. На самых высоких частотах упомянутого выше диапазона применяют обычно дисковые (маячковые) триоды, на более низких частотах — высокочастотные триоды. В этом случае один триод лампы используется в качестве смесителя, а второй — в гетеродине. Схема подобного преобразователя частоты приведена на рис. 72.

Здесь в смесителе работает левый по схеме триод, а в гетеродине — правый. Колебательный контур  $L_1C_1$  является сигнальным. В зависимости от схемы приемника он может представлять собой контур входной цепи или анодный контур усилителя сверхвысокой частоты, предшествующего преобразователю.

Колебательный контур  $L_2C_2$  является гетеродинным. Гетеродин выполнен по схеме с емкостной связью, причем обратная связь задается посредством междуэлектродных емкостей лампы. Напряжение от гетеродина на управляющую сетку смесительной части лампы поступает через конденсатор  $C_{10}$ . Колебания промежуточной частоты выделяются полосовым фильтром  $C_3L_3L_4C_4$ .

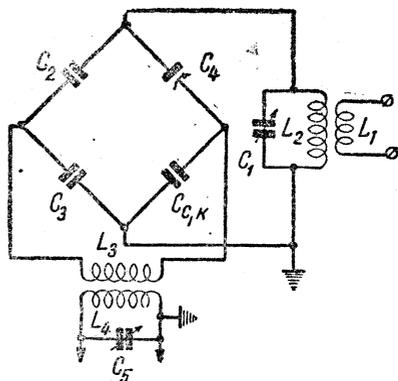


Рис. 71

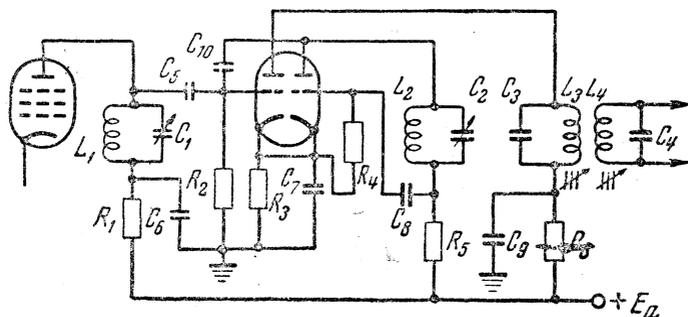


Рис. 72

В качестве колебательных контуров применяются как контуры с миниатюрными катушками, так и резонансные линии (преимущественно коаксиальные) длиной в четверть волны. Первые из них используются большей частью в диапазоне частот до 350 Мгц, вторые — от 350 до 1000 Мгц.

На частотах выше 1000 Мгц применяются диодные смесители. Иногда они используются и на более низких частотах. Ос-

новым преимуществом диодных смесителей является низкий уровень вносимых ими шумов и относительно высокое входное сопротивление.

Одна из возможных схем диодного смесителя приведена на рис. 73. Здесь  $L_1C_1$  — входной контур приемника. В зависимости от частоты сигнала и конструкции приемника он может представлять собой как контур с сосредоточенными постоянными, так и короткозамкнутую линию. Напряжение  $U_2$  от гетеродина подводится к диоду через конденсатор. Он присоединен не непосредственно к диоду, а к

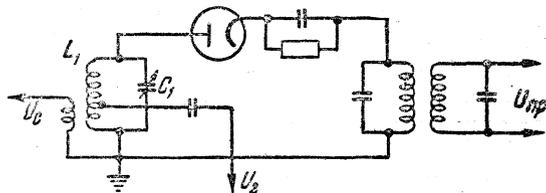


Рис. 73

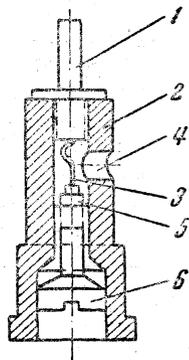


Рис. 74

части витков контурной катушки для того, чтобы ослабить шунтирующее действие гетеродина.

В супергетеродинных приемниках сантиметрового диапазона широко применяются смесители с полупроводниковыми дио-

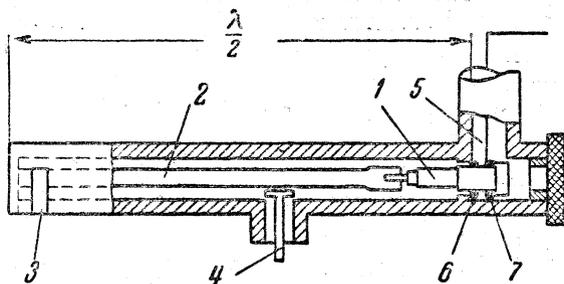


Рис. 75

дами. В качестве диодов здесь чаще всего используются кремневые полупроводниковые диоды, в которых контактная пара образована между кристаллом кремния и острием вольфрамовой проволоки. На рис. 74 показан разрез кремниевого диода. Здесь 1 — головка, 2 — керамический цилиндр, 3 — вольфрамовая пружина, 4 — отверстие в керамике, заполненное изолирующей массой, 5 — кремний, 6 — винт для регулировки диода при сборке. После регулировки патрон через отверстие 4 зали-

вается изолирующей массой, предотвращающей нарушение контакта при механических сотрясениях и предохраняющей его от действия влаги. Для разных диапазонов волн применяются диоды различных типов.

Принципиально смеситель на полупроводниковом диоде мало чем отличается от смесителя, работающего на ламповом диоде. Его можно собрать по схеме, приведенной на рис. 73.

На рис. 75 изображена типовая конструкция смесителя на полупроводниковом диоде для сантиметрового диапазона волн. В качестве колебательной системы в этом смесителе используется коаксиальная линия. Здесь полупроводниковый диод 1 включен во внутренний провод коаксиальной короткозамкнутой линии 2 длиной в половину волны. Щель 3, расположенная около короткозамкнутого конца линии, служит для подачи принимаемого сигнала. Связь с гетеродином осуществляется посредством регулируемого штыря 4. Колебания промежуточной частоты отводятся по коаксиальной линии 5, связанной с диодом через емкость, образованную кольцом 7 и выводом от кристалла кремния через изолирующую шайбу 6.

## ПРИЕМНИКИ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

### Общие сведения о частотной модуляции

При амплитудной модуляции по закону колебаний низкой частоты изменяется амплитуда колебаний, излучаемых передающей радиостанцией (рис. 76, б). Частотная модуляция отличается от амплитудной тем, что здесь по закону модулирующего напряжения изменяется не амплитуда, а частота высокочастотных колебаний (рис. 76, в); амплитуда же их остается все время неизменной. В процессе модуляции в течение одного из полупериодов модулирующего напряжения частота излучаемых колебаний оказывается выше своего среднего значения (несущей), которое она имеет в отсутствие модуляции, в течение другого полупериода — ниже. Наибольшего отклонения от несущей она достигает при амплитудном значении модулирующего напряжения. В то же время это отклонение зависит от уровня передачи. Чем громче звук, т. е. больше амплитуда модулирующего напряжения, тем сильнее отклоняется относительно своего среднего значения частота колебаний, излучаемых передающей радиостанцией.

Скорость изменения частоты при частотной модуляции зависит от характера и частоты модулирующего напряжения. При этом одному периоду модулирующего напряжения соответствует один полный цикл изменения частоты излучаемых колебаний. Следовательно, чем выше тон передаваемого сигнала, тем больше полных циклов изменения частоты высокочастотных колебаний совершится в одну секунду и тем большей будет скорость изменения частоты.

Основными факторами, характеризующими частотную модуляцию, являются максимальное отклонение частоты ( $\Delta f_{\text{макс}}$ , называемое часто девиацией частоты) и частота модуляции  $F$ . Подобно тому, как при амплитудной модуляции ее глубину характеризуют коэффициентом модуляции  $m$ , глубину частотной модуляции характеризуют так называемым индексом модуляции,

равным отношению максимальной величины (амплитуды) частотного отклонения к частоте модуляции:

$$\psi_m = \frac{\Delta f_{\text{макс}}}{F}$$

Если модуляция осуществляется целым спектром частот, то в приведенную формулу обычно подставляется высшая частота модуляции, имеющая значение в проводимой передаче.

По своим свойствам индекс частотной модуляции значительно отличается от коэффициента амплитудной модуляции  $m$ . Так, если максимальное значение коэффициента амплитудной модуляции не может превысить единицы, то индекс частотной модуляции

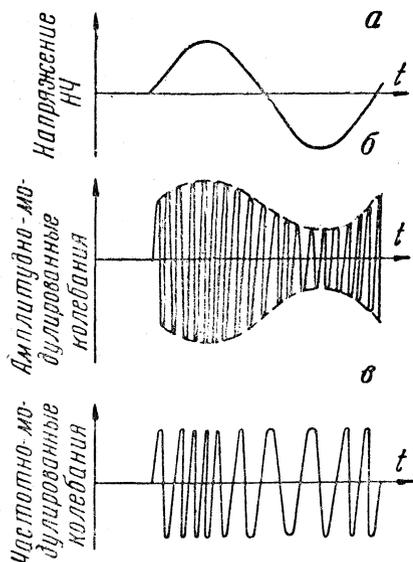


Рис. 76

в зависимости от соотношения между  $\Delta f_{\text{макс}}$  и  $F$  может быть как меньше, так и больше единицы. В первом случае частотная модуляция считается узкополосной, во втором — широкополосной. Кроме того, индекс модуляции зависит не только от амплитуды, но и от частоты модулирующего напряжения.

Использование частотной модуляции позволяет в значительной мере ослабить вредное действие помех при радиоприеме. Поэтому в настоящее время она находит все более широкое применение.

Понижение эффективного напряжения помех при переходе с амплитудной модуляции на частотную пропорционально индексу модуляции, или, что то же для данной частоты модуляции, максимальной амплитуде частотного отклонения. Заметный выигрыш в отношении сигнал—помеха имеет место, когда индекс модуляции превышает 5—8. Следовательно, если высшая частота модуляции равна 10 кГц (художественная радиовещательная передача), то для получения хороших результатов амплитуда частотного отклонения должна составлять 50—80 кГц. При при-

нятом у нас в радиовещании в настоящее время частотном отклонении  $\Delta f_{\text{макс}}$ , равном 75 кГц, и указанной выше максимальной частоте модуляции 10 кГц эффективное напряжение помех при переходе с амплитудной модуляции на частотную уменьшается в 13 раз. Если бы частотное отклонение было равным, например, 7,5 кГц, то уменьшение эффективного напряжения помех при переходе на ЧМ не превысило бы 1,3 раза. Таким образом, заметное преимущество при переходе с АМ на ЧМ дает лишь широкополосная частотная модуляция.

Амплитуде частотного отклонения, равной 75 кГц, соответствует полоса частот сигнала шириной в 150 кГц. Работа с такой широкой полосой частот допустима только на ультракоротких волнах. Вот почему частотная модуляция и применяется лишь на УКВ. Недопустимость столь широкого спектра сигнала на других диапазонах объясняется частотной ограниченностью этих диапазонов (весь длинноволновый диапазон включает в себя полосу частот всего лишь в 370 кГц — от 150 до 420 кГц) и связанной с этим их переуплотненностью радиостанциями. На коротких волнах, кроме того, применению широкополосной модуляции препятствуют замирания: наступая для разных составляющих спектра сигнала в различные моменты времени, они приводят к сильным искажениям.

Следует иметь в виду, что частотная модуляция по сравнению с амплитудной дает лучшее отношение сигнала к помехе лишь в том случае, если напряжение помехи меньше уровня полезного сигнала. При сильных помехах частотная модуляция теряет свое преимущество перед амплитудной.

### **Особенности приемников частотно-модулированных сигналов**

Приемники частотно-модулированных сигналов строятся преимущественно по супергетеродинной схеме. Отличаются они от приемников амплитудно-модулированных сигналов в основном тем, что в них амплитудный детектор заменен частотным. Частотный детектор преобразует частотно-модулированные колебания в колебания частоты модуляции.

Для того чтобы напряжение на выходе частотного детектора являлось результатом лишь частотной модуляции сигнала, необходимо, чтобы напряжение сигнала не имело паразитной амплитудной модуляции. Такая паразитная амплитудная модуляция может возникнуть вследствие воздействия помех, а также из-за частотных искажений в каскадах, предшествующих детектору. Устранение паразитной амплитудной модуляции осуществляется с помощью амплитудного ограничителя, который устанавливается перед частотным детектором.

Скелетная схема супергетеродинного приемника частотно-модулированных сигналов приведена на рис. 77. Его входное устройство 1, усилитель ВЧ 2, преобразователь 3, усилитель

ПЧ 4 и усилитель НЧ 7 принципиально ничем не отличаются от соответствующих каскадов рассмотренных ранее УКВ приемников амплитудно-модулированных сигналов. Новыми элементами здесь являются амплитудный ограничитель 5 и частотный детектор 6.

Промежуточная частота в ЧМ приемниках выбирается более высокой, чем в приемниках амплитудно-модулированных сигналов. Так как радиовещательная станция, имеющая частотную модуляцию, занимает полосу частот около 150 кГц, то, учитывая возможность некоторой нестабильности работы гетеродина, для усилителя промежуточной частоты ЧМ приемника выбирают полосу пропускания порядка 170—180 кГц. Для получения такой полосы в полосовых фильтрах приходится применять сильную связь, а также искусственно повышать затухание контуров,

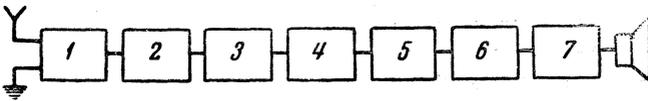


Рис. 77

шунтируя их активными сопротивлениями. Так как изготовить полосовые фильтры на частоты 0,5—2 МГц, обладающие линейной фазовой и равномерной частотной характеристикой при широкой полосе пропускания, довольно трудно, промежуточную частоту в частотно-модулированных приемниках выбирают равной 4—8 МГц.

Следующей особенностью ЧМ приемников является необходимость в несколько большем, чем при АМ, усилении в тракте промежуточной частоты. Объясняется это тем, что для получения хорошего ограничения к амплитудному ограничителю необходимо подводить значительные переменные напряжения (не ниже 2—5 в). В связи с этим в современных ЧМ приемниках, как правило, применяют не менее двух каскадов усиления ПЧ.

Напряжение для автоматической регулировки усиления в ЧМ приемниках обычно снимается с сопротивления утечки сетки лампы первого ограничителя. Оно подводится к управляющим сеткам ламп усилителя высокой частоты, смесителя и первых каскадов усилителя ПЧ. Последний каскад усиления ПЧ, с которого напряжение подается на управляющую сетку лампы ограничителя, цепью АРУ обычно не охватывается.

В приемниках вещательного типа на выходе частотного детектора включается корректирующий низкочастотный фильтр, понижающий уровень высших звуковых частот; на передающей радиостанции уровень упомянутых частот искусственно поднимается.

## Ограничители амплитуды

Назначение ограничителя амплитуды состоит в том, чтобы ограничить до определенного уровня амплитуду сигнала, подводимого к частотному детектору. Благодаря действию ограничителя устраняются амплитудные изменения напряжения сигнала, вызываемые паразитной амплитудной модуляцией в передатчике, различными помехами и частотными искажениями в каскадах приемника, предшествующих частотному детектору, и т. п.

Ограничитель амплитуды представляет собой каскад усиления промежуточной частоты, лампа которого поставлена в специальный режим. Особенность этого режима состоит в том, что при нем уже при малых сигналах нарушается пропорциональность между высокочастотным напряжением на входе и выходе каскада.

Амплитудная характеристика идеального ограничителя приведена на рис. 78. Она показывает зависимость амплитуды высокочастотного напряжения на выходе ограничителя  $U_{\text{вых}}$  от амплитуды напряжения на его входе  $U_{\text{вх}}$ . Из графика видно, что при очень малых сигналах  $U_{\text{вых}}$  пропорционально  $U_{\text{вх}}$ , т. е. никакого ограничения не происходит и каскад работает так же, как и обычный усилитель промежуточной частоты. Но это продолжается лишь до тех пор, пока амплитуда входного напряжения не превышает значения  $U_{\text{пор}}$ , называемого порогом ограничения. Когда  $U_{\text{вх}}$  становится больше  $U_{\text{пор}}$ , эта пропорциональность нарушается и амплитуда выходного напряжения перестает зависеть от амплитуды входного напряжения. Таким образом, ограничивающее действие каскада начинается только тогда, когда амплитуда напряжения на его входе достигает  $U_{\text{пор}}$ . Чтобы ограничение было надежным, амплитуда сигнала должна в 2—3 раза превышать пороговое значение.

В реальных ограничителях полной независимости выходного напряжения от входного добиться не удастся. Качество реального ограничителя тем выше, чем ближе участок его характеристики, лежащий за порогом ограничения, к горизонтальной прямой.

Существует много различных схем амплитудных ограничителей. В современных УКВ ЧМ приемниках наибольшее распространение получили такие ограничители, в которых ограничение осуществляется за счет отсечки анодного тока лампы, изменения напряжения смещения на ее управляющей сетке, возникающего

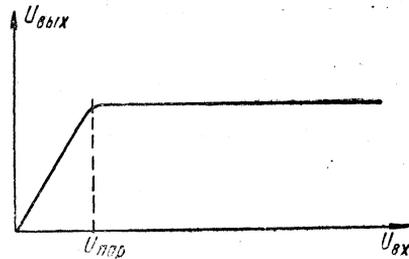


Рис. 78

вследствие наличия сеточного тока, или в результате действия обоих этих факторов.

Принципиальная схема такого комбинированного ограничителя амплитуды приведена на рис. 79. Чтобы получить ограничение за счет сеточных токов, в цепь управляющей сетки лампы включают относительно большое сопротивление ( $R_1$ ). Кроме того, на сетку подается большое напряжение сигнала. Сеточный ток, проходя по сопротивлению  $R_1$ , создает на нем напряжение смещения, пропорциональное амплитуде сигнала. С увеличением амплитуды сигнала напряжение смещения возрастает, крутизна характеристики лампы уменьшается и коэффициент

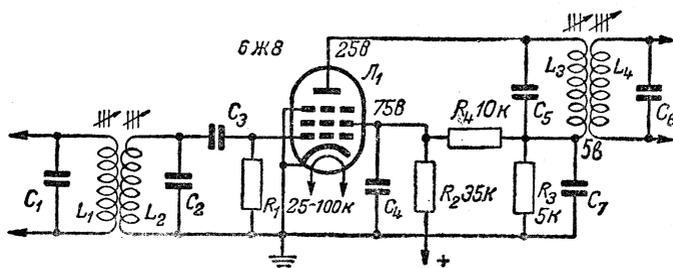


Рис. 79

усиления ограничительного каскада падает. В целях увеличения сеточного тока на экранную сетку лампы ограничителя подают пониженное напряжение.

Для того чтобы получить ограничение вследствие отсечки анодного тока, лампу ограничителя ставят в режим насыщения анодного тока. Достигается это путем резкого снижения анодного напряжения. В результате даже при значительных изменениях напряжения сигнала величина импульсов анодного тока меняется мало, и амплитуда напряжения, выделяемого на ее анодном контуре  $L_3C_5$ , почти не изменяется.

Напряжение порога ограничения рассмотренного ограничителя составляет 1—2 в, нормальное входное напряжение — 2—4 в. Он уменьшает паразитную амплитудную модуляцию примерно в 10 раз.

Заметно лучшие результаты дает ограничитель, выполненный на двойном триоде типа 6Н7С или 6Н8С (рис. 80, а). Достоинство его состоит в том, что он работает без сеточных токов и уменьшает паразитную амплитудную модуляцию в 50—100 раз. Действует такой ограничитель следующим образом. Допустим, что на управляющую сетку левого по схеме триода поступает напряжение сигнала  $U_{вх}$  и что его амплитуда превышает порог ограничения. В течение первой половины положительного полупериода переменного напряжения на сетке анодный ток левого триода возрастает (рис. 80, в). В результате увеличивается ток, протекающий через сопротивление  $R_1$ , которое включено в цепь

катода лампы, и повышается образующееся на нем напряжение. Но минус этого напряжения приложен к управляющей сетке правого триода лампы. Поэтому с увеличением мгновенного значения напряжения сигнала анодный ток правого по схеме триода падает (рис. 80, з). Это продолжается до тех пор, пока правый триод не запрется и его анодный ток не упадет до нуля. Естественно, что дальнейшее увеличение напряжения сигнала не вызывает появления анодного тока.

Таким образом, при положительном полупериоде напряжения сигнала анодный ток правого по схеме триода ограничен нулевым значением.

В течение первой половины отрицательного полупериода переменного напряжения на сетке левого триода лампы его анодный ток уменьшается (рис. 80, б), падая до нуля. В результате уменьшается падение напряжения на сопротивлении  $R_1$ , а следовательно, и отрицательное смещение на сетке правого по схеме триода. Последнее вызывает увеличение его анодного тока (рис. 80, з). Но этот рост ограничен. После того как левый триод лампы запрется и его анодный ток упадет до нуля, дальнейшее нарастание напряжения сигнала не вызовет никаких изменений в каскаде, а значит и нарастания анодного тока правого триода.

Таким образом, в рассмотренном ограничителе амплитуды ограничение происходит при обоих полупериодах напряжения сигнала. Чем больше сопротивление  $R_1$  в цепи катода, тем меньше порог ограничения и ниже выходное напряжение.

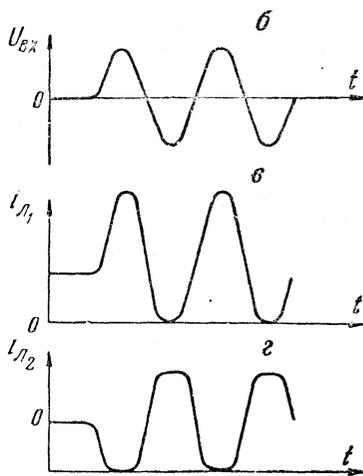
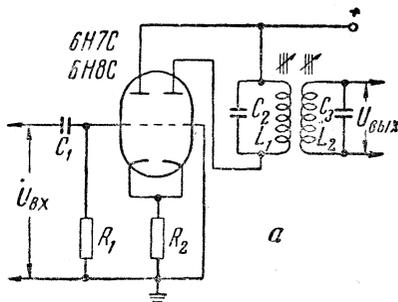


Рис. 80

### Частотные детекторы

Схема простейшего частотного детектора приведена на рис. 81, а. Он представляет собой обычный диодный (или сеточный) детектор, у которого колебательный контур настроен на

частоту, несколько отличную от средней частоты сигнала  $f_c$ . Вследствие расстройки контура с изменением частоты частотно-модулированного сигнала изменяется амплитуда напряжения на контуре, увеличиваясь с приближением частоты сигнала к резонансной частоте контура  $f_{рез}$  и уменьшаясь с удалением от нее. Таким образом, частотно-модулированные колебания преобразуются в амплитудно-модулированные, которые затем

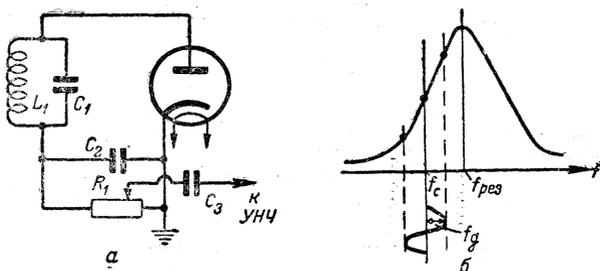


Рис. 81

детектируются амплитудным детектором. Расстройка контура  $L_1C_1$  должна быть такой, чтобы средняя частота сигнала  $f_c$  соответствовала средней точке прямолинейного участка ската резонансной кривой контура (рис. 81, б). На графике  $f_g$  — максимальное отклонение частоты сигнала.

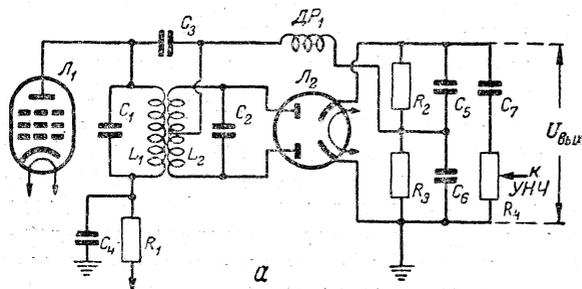


Рис. 82

Значительно лучшие результаты дает частотный детектор, схема которого изображена на рис. 82, а, получивший широкое применение в приемниках всех типов. В нем оба контура  $L_1C_1$  и  $L_2C_2$  фазосдвигающего трансформатора  $C_1L_1L_2C_2$  сильно связаны между собой и настроены на среднюю частоту сигнала (или на промежуточную частоту в супергетеродинном приемнике). Кроме индуктивной, между контурами имеется также и

емкостная связь, которая осуществляется через конденсатор  $C_3$  емкостью в 100—200 пф. В результате высокочастотное напряжение на аноде каждого диода лампы  $\mathcal{L}_2$  равно сумме напряжений  $U_1$  на контуре  $L_1C_1$  и  $1/2 U_2$  на соответствующей половине контура  $L_2C_2$ .

Когда частота подводимого напряжения равна резонансной частоте колебательных контуров, сдвиг по фазе между напряжениями  $U_1$  и  $U_2$  составляет  $90^\circ$  (рис. 82, б) и напряжения  $U_3$  и  $U_4$ , подводимые к анодам диодов, получаются равными.

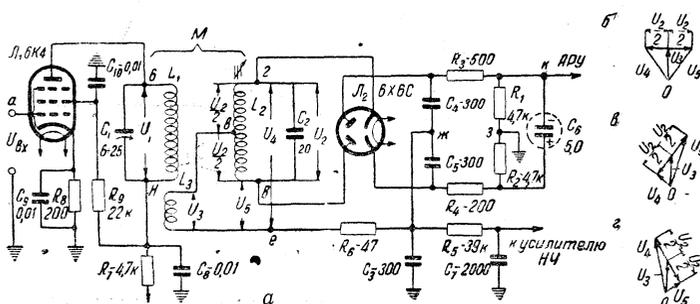


Рис. 83

Выпрямленные диодами токи, проходя через нагрузочные сопротивления  $R_2$  и  $R_3$ , создают на них одинаковые по величине, но противоположные по знакам напряжения. Поэтому напряжение на выходе частотного детектора  $U_{\text{вых}}$ , представляющее собой сумму этих напряжений, оказывается равным нулю.

Когда частота подводимого напряжения отклонится от резонансной частоты колебательных контуров, сдвиг по фазе между напряжениями  $U_1$  и  $U_2$  уже не будет равен  $90^\circ$  (рис. 82, в) и высокочастотные напряжения  $U_3$  и  $U_4$  на анодах диодов получатся неодинаковыми. Неравными также окажутся и выпрямленные напряжения на нагрузочных сопротивлениях  $R_3$  и  $R_2$ . Следовательно, и напряжение  $U_{\text{вых}}$  на выходе частотного детектора не будет равно нулю. При изменении частоты сигнала по закону колебаний звуковой частоты соответственным образом будет изменяться и напряжение на выходе детектора.

Недостатком рассмотренного детектора является то, что для нормальной работы он требует применения в приемнике ограничителя амплитуды. Избежать этого можно, применив в приемнике дробный детектор, или, как его еще часто называют, детектор отношений (рис. 83, а). Основным его преимуществом перед частотными детекторами других типов является то, что он почти полностью подавляет амплитудную модуляцию сигнала.

В дробном детекторе используется особенность частотного детектора (рис. 82), заключающаяся в том, что при любом уровне сигнала на входе отношение напряжений на сопротивлениях нагрузки  $R_2$  и  $R_3$  остается неизменным и что это отношение меняется только с изменением частоты модуляции. В работе дробного детектора большую роль играет выходной каскад усилителя ПЧ приемника. Поэтому при рассмотрении такого детектора упомянутый выше каскад считают одной из его составных частей.

В дробном детекторе, как и в описанном выше частотном детекторе, имеется фазосдвигающий трансформатор. Принципы действия обоих трансформаторов одинаковы. Отличаются эти транс-

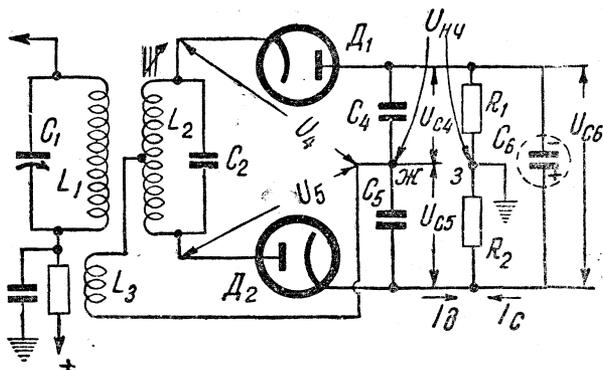


Рис. 84

форматоры друг от друга лишь тем, что в фазосдвигающем трансформаторе дробного детектора вместо конденсатора связи  $C_3$  применена катушка связи  $L_3$ . Графики рис. 83, б, в, г показывают соответственно соотношение между напряжениями на трансформаторе для случаев, когда частота сигнала равна, ниже и выше резонансной частоты контура  $L_2C_2$ .

Для рассмотрения принципа действия дробного детектора обратимся к его упрощенной схеме, приведенной на рис. 84. Когда частота сигнала равна средней промежуточной частоте  $f_{пр}$ , напряжения  $U_4$  и  $U_5$  равны между собой и конденсаторы  $C_4$  и  $C_5$  заряжаются через диоды детектора до одинакового напряжения. Параллельно этим конденсаторам включен конденсатор  $C_6$ , вследствие чего напряжение на нем равно сумме напряжений на конденсаторах  $C_4$  и  $C_5$ . Так как цепь, образованная конденсатором  $C_6$  и подключенными параллельно к нему последовательно соединенными между собой сопротивлениями  $R_1$  и  $R_2$ , обладает большой постоянной времени, то во время модуляции напряжение на конденсаторе  $C_6$  не успевает изменяться и остается прямо пропорциональным среднему значению амплитуды приходящего сигнала. При равенстве между собой

конденсаторов  $C_4$  и  $C_5$ , а также сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  разность потенциалов между точками  $з$  и  $ж$  равна нулю.

С ростом частоты входящего сигнала напряжение  $U_4$  увеличивается, а  $U_5$  уменьшается. Это вызывает возрастание напряжения на конденсаторе  $C_4$  и уменьшение на конденсаторе  $C_5$ . Понижение частоты сигнала приводит к обратной картине — уменьшению напряжения на конденсаторе  $C_4$  и увеличению на конденсаторе  $C_5$ . Таким образом, если частота сигнала изменяется, отображая характер модулирующих колебаний, то напряжения на конденсаторах  $C_4$  и  $C_5$  изменяются по тому же закону. Сумма этих напряжений, равная напряжению на конденсаторе  $C_6$ , практически остается постоянной. Напряжение на конденсаторе  $C_6$  будет изменять свою величину только при изменении уровня входящего сигнала. Поэтому это напряжение можно использовать как регулирующее для систем АРУ приемника.

Итак, напряжение на конденсаторах  $C_4$  и  $C_5$  изменяется по закону модулирующих колебаний. Напряжение же на сопротивлениях  $R_1$  и  $R_2$  остается неизменным. Следовательно, напряжение между точками  $ж$  и  $з$  изменяется по тому же закону, что и напряжение на конденсаторах  $C_4$  и  $C_5$ , и отображает характер модулирующих колебаний. Поэтому напряжение низкой частоты в дробном детекторе и снимается с указанных точек. Его амплитуда определяется только уровнем входящего сигнала и величиной отклонения частоты.

Рассмотрим теперь, как в дробном детекторе происходит подавление амплитудной модуляции сигнала. В течение того времени, пока амплитуда сигнала неизменна, ток, протекающий через диоды, имеет установившееся значение. Если уровень сигнала повысится, то средний ток, протекающий через диоды, возрастет, причем большая часть приращенного тока направится через конденсатор  $C_6$ , не вызывая заметного увеличения напряжения на нагрузке. Если уровень сигнала снизится, то ток через диоды уменьшится. Но и в этом случае напряжение на нагрузке почти не изменится, так как теперь через нее дополнительно потечет ток разряда конденсатора  $C_6$ .

Таким образом, вследствие присутствия конденсатора  $C_6$  нагрузка детектора становится переменной, зависящей от амплитуды входящего сигнала. Сопротивление нагрузки равно сумме сопротивлений  $R_1 + R_2$ , когда амплитуда сигнала постоянна, уменьшается, когда уровень сигнала растет, и увеличивается при его уменьшении. Вследствие этого меняется добротность контуров  $L_1C_1$  и  $L_2C_2$ . Она понижается при возрастании уровня сигнала и повышается при его уменьшении, что приводит соответственно к понижению и повышению коэффициента усиления последнего каскада усилителя промежуточной частоты приемника. Это также способствует сохранению постоянства напряжения на нагрузке детектора.

В полной схеме дробного детектора (рис. 83, а) в отличие от рассмотренной упрощенной схемы имеются три дополнительных сопротивления:  $R_3$ ,  $R_4$  и  $R_6$ . Первые два из них являются симметрирующими и служат для уменьшения остаточной амплитудной модуляции, которая может быть вызвана асимметрией схемы. Сопротивление  $R_6$ , включенное последовательно с катушкой  $L_3$ , сглаживает пики токов диодов, что при больших уровнях сигнала также заметно снижает остаточную амплитудную модуляцию.

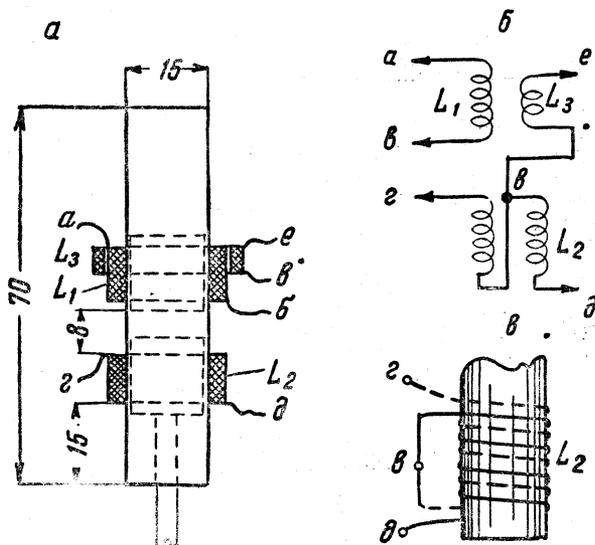


Рис. 85

Фазосдвигающий трансформатор для дробного детектора, рассчитанный на частоту 4 Мгц, изготавливается следующим образом. Катушки трансформатора наматываются на гетинаксовой трубке диаметром 15 мм и высотой 70 мм (рис. 85, а). Катушка  $L_1$  содержит 62 витка провода ПЭЛ 1 0,1 и наматывается на подвижной гильзе в один слой, виток к витку. Вспомогательная обмотка  $L_3$ , также однослойная, должна иметь 27 витков провода ПЭЛ 1 0,1 и размещается поверх катушки  $L_1$  на том ее конце, к которому подводится напряжение питания. Между катушками  $L_1$  и  $L_3$  прокладывается один слой конденсаторной бумаги толщиной не более 0,03—0,04 мм.

Катушка  $L_2$  содержит 20 + 20 витков провода ПЭЛ 1 0,2; наматывается она из двух сложенных вместе и укладываемых на каркасе одновременно (виток к витку) параллельных проводов (рис. 85, в). При монтаже начало одного из этих проводов соединяют с концом другого (точка в), а остающиеся концы (е

и д) подключают к диодам. Витки всех катушек следует наматывать в одном направлении.

Трансформатор помещается в квадратный алюминиевый экран размерами  $35 \times 35 \times 85$  мм. Контур  $L_1C_1$  настраивается подстроечным конденсатором  $C_1$ , а контур  $L_2C_2$  — при помощи сердечника из карбонильного железа. Так как сердечник при настройке захватывает каждую половину обмотки в одинаковой степени, то симметрия катушки не нарушается.

В последнее время в любительской практике для приема ЧМ сигналов иногда применяется фазовый детектор, схема которого

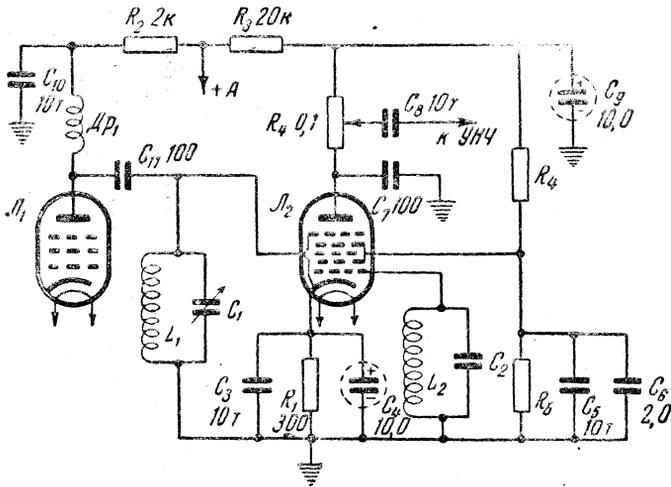


Рис. 86

изображена на рис. 86. В ней напряжение сигнала, модулированного по частоте, подается на третью сетку геттода. К первой его сетке подключается колебательный контур  $L_2C_2$ , настроенный на среднюю частоту сигнала, т. е. на частоту сигнала без модуляции. Между контурами первой и третьей сеток не должно быть никакой внешней связи. Возбуждение колебаний в контуре  $L_2C_2$  происходит вследствие влияния на первую сетку электронного потока, управляемого третьей сеткой.

Характеристика этого детектора достаточно линейна в пределах полосы пропускания контура  $L_2C_2$ . Этот контур должен обладать таким затуханием, чтобы при настройке его на величину девиации частоты завал резонансной характеристики не превышал 0,7 от резонансного значения.

Увеличение затухания контура  $L_2C_2$  приводит к уменьшению крутизны характеристики детектора, поэтому его затухание следует делать не больше требуемого для получения заданной полосы.

В приемниках прямого усиления, полоса пропускания которых обычно составляет 200—300 *кГц*, необходим контур, имеющий добротность около 200. Обеспечить такую высокую добротность на УКВ при непосредственной связи контура с лампой практически не удается вследствие шунтирующего действия входного сопротивления лампы. Однако и при получающейся пониженной добротности крутизна характеристики детектора оказывается достаточной.

В ряде случаев для получения нужной полосы пропускания контур  $L_2C_2$  приходится шунтировать активным сопротивлением в 20 000—25 000 *ом*. Для улучшения работы схемы емкость конденсатора  $C_2$  нужно выбирать возможно меньшей. Существенным недостатком фазового детектора является то, что для его работы требуется относительно высокий уровень сигнала.

### ПОРЯДОК ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЛЮБИТЕЛЬСКИХ ПРИЕМНИКОВ

Прежде чем приступить к составлению схемы и постройке радиоприемника, необходимо решить, каким он должен быть. Начинающему коротковолновику не следует сразу же браться за постройку сложного многолампового супергетеродина; лучше сначала собрать простейший приемник типа 0-V-1. Это даст возможность без большой затраты времени и средств сразу же после освоения телеграфной азбуки и радилюбительских кодов приступить к изучению особенностей распространения коротких волн и тренировке в приеме передач любительских радиостанций.

После накопления достаточного практического опыта можно будет приступить к постройке более сложного коротковолнового приемника, например по схеме 1-V-1 или малолампового супергетеродина.

Наиболее квалифицированным коротковолновикам рекомендуется самим конструировать приемники. Самостоятельное конструирование принесет очень большую пользу, так как только практический опыт может закрепить приобретенные знания.

**Приемники прямого усиления.** При проектировании следует иметь в виду, что в любительских условиях нецелесообразно строить коротковолновый приемник прямого усиления более сложный, чем 1-V-1 или 1-V-2, так как дальнейшее увеличение числа каскадов не намного повысит качество приемника. Между тем конструкция приемника и особенно его налаживание с увеличением числа каскадов значительно усложняются.

Схема входной цепи и усилителя высокой частоты выбирается в зависимости от конструкции антенны, рабочих волн приемника и допустимой неравномерности усиления по диапазону. Так, в приемниках с широким диапазоном волн связь с антенной, а также и анодного контура усилителя высокой частоты с лампой лучше всего делать индуктивной. Если одним из основных тре-

бований является постоянство усиления во всем рабочем диапазоне частот, то связь контура с лампой следует делать индуктивно-емкостной. В приемниках с узкими диапазонами в целях упрощения конструкции приемника связь с антенной можно делать емкостной, а в усилителе высокой частоты применять непосредственное или автотрансформаторное включение контура. Для перехода с диапазона на диапазон желательно применять специальный переключатель диапазонов. Это значительно повышает удобство пользования приемником и оперативность работы по радиосвязи. Кроме того, в усилителе высокой частоты полезно предусмотреть возможность ручной регулировки усиления.

Детекторный каскад приемника необходимо делать регенеративным. Практически наиболее удобной является схема с катодной связью и регулировкой обратной связи путем изменения напряжения на экранной сетке лампы. Но можно, конечно, применять и другие схемы. Для того чтобы во время соревнования можно было следить одновременно за работой нескольких корреспондентов, в детекторном каскаде приемника полезно дополнительно установить один-два небольших конденсатора переменной емкости, которые с помощью специального переключателя можно было бы включать вместо основного конденсатора настройки.

В низкочастотной части приемника для приема телеграфных радиостанций желательно иметь несложный узкополосный фильтр, а для приема телефонных радиостанций — фильтр, срезающий интерференционные свисты.

**Супергетеродинные приемники.** При проектировании супергетеродинного приемника прежде всего следует наметить общие качественные показатели, которым он должен удовлетворять: чувствительность, избирательность по соседнему и зеркальному каналам, полосу пропускания при телефонном и телеграфном приеме, данные автоматических регулировок; надо выбрать схему подавителя помех, определить выходную мощность приемника и т. д. Затем необходимо составить скелетную схему приемника и решить следующие основные задачи: распределить усиление между отдельными каскадами приемника, выбрать промежуточную частоту, а также схемы и данные преобразователя частоты, усилителей высокой, промежуточной и низкой частоты и т. д. После этого можно будет составить общую принципиальную схему приемника.

При составлении скелетной схемы приемника и распределения усиления между каскадами можно руководствоваться следующими примерными данными: усиление, даваемое входной цепью, оказывается обычно равным 3—5, каскадом усиления высокой частоты — 4—25 (в зависимости от применяемой лампы и схемы усилителя), преобразователя частоты—30—50 и каскадом усиления промежуточной частоты — 40—150 (в зависимости

от выбранной промежуточной частоты, полосы пропускания и типа применяемой лампы).

В любительских коротковолновых приемниках высшего класса целесообразно иметь два каскада усиления высокой частоты и два-три каскада усиления промежуточной частоты. Кроме того, в усилителе промежуточной частоты желательно установить кварцевый фильтр, а в усилителе низкой частоты — фильтр для вырезания интерференционных свистов и фильтр для сужения полосы пропускания при телеграфном приеме.

### Растянутые диапазоны

Вследствие большой скученности радиостанций на отдельных участках шкалы коротковолнового диапазона в настоящее время широко применяется растягивание наиболее интересных участков диапазона на всю шкалу приемника. Растягивание значительно облегчает настройку на отдельные радиостанции и делает легко читаемой шкалу приемника.

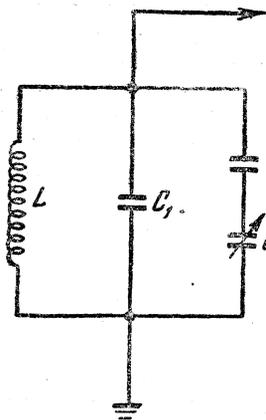


Рис. 87

Существует несколько различных способов растягивания настройки, однако чаще всего используются следующие два: первый сводится к применению дополнительного переменного конденсатора небольшой емкости, подключаемого параллельно основному конденсатору настройки, а второй — к несколько иному включению в контур конденсатора переменной емкости. Последний способ более удобен, так как не требует применения дополнительного агрегата конденсаторов переменной емкости

и, кроме того, посредством соответствующего подбора элементов схемы дает возможность получить желаемую степень растянутости для любого участка диапазона. Поэтому последний способ пользуется большей популярностью, чем первый.

Наиболее часто встречающаяся схема растягивания настройки приведена на рис. 87. В ней последовательно с конденсатором контура  $C_2$  включен конденсатор небольшой емкости  $C_3$ , а параллельно контурной катушке — конденсатор сравнительно большой емкости  $C_1$ , значительно увеличивающий общую начальную емкость контура. Он обычно выполняется в виде подстроечного конденсатора и с его помощью устанавливается начало выбранного для растягивания участка диапазона. Конденсатор  $C_1$ , соединенный последовательно с конденсатором  $C_2$ , резко ограничивает максимальную емкость контура. Таким образом, благодаря наличию конденсаторов  $C_1$  и  $C_3$  значительно возрастает полная начальная емкость контура и уменьшается

его конечная емкость, т. е. значительно уменьшается коэффициент изменения емкости контура. Последнее приводит к уменьшению диапазона перекрываемых частот, т. е. к растягиванию настройки на всю шкалу приемника.

Подобрать практически емкости конденсаторов  $C_1$  и  $C_3$  не составляет большого труда. Вначале применяют конденсатор  $C_3$  емкостью 15—30 *пф*, затем, установив ручку конденсатора настройки  $C_2$  в положение, соответствующее его минимальной емкости, настраивают контур на начало выбранного участка диапазона с помощью подстроечного конденсатора  $C_1$ . Если емкость  $C_1$  окажется недостаточной, то параллельно к нему можно подключить дополнительный конденсатор постоянной емкости. Настроив таким путем контур на начало выбранного участка диапазона, изменением емкости конденсатора  $C_2$  проверяют степень полученного растяжения настройки. Если она окажется недостаточной, т. е. если перекрываемый диапазон будет слишком широк, уменьшают емкость конденсатора  $C_3$  и затем снова повторяют весь процесс настройки. Однако теперь уже емкость конденсатора  $C_1$  приходится изменять в очень незначительных пределах. Повторив процесс настройки два-три раза, можно очень точно подогнать границы интересующего нас участка диапазона к пределам шкалы приемника. Границы следует устанавливать с некоторым запасом, т. е. чтобы они не доходили немного до концов шкалы.

### КОНСТРУКТИВНОЕ ВЫПОЛНЕНИЕ КОРОТКОВОЛНОВЫХ ПРИЕМНИКОВ

Коротковолновый приемник должен обладать высокой механической прочностью, быть удобным в эксплуатации и ремонте, допускать возможность быстрой проверки и легкой регулировки и, наконец, иметь красивый внешний вид.

Шасси для приемника желательно применять металлическое, изготовив его из листового алюминия, дюралюминия, латуни, меди толщиной 1—2 *мм* или, в крайнем случае, из стали. Деревянные шасси, оклеенные станиолом, можно использовать только в простейших приемниках прямого усиления типа 0-V-1.

Особое внимание следует обращать на рациональное размещение деталей и правильность экранировки. Следует тщательно разделять анодные и сеточные цепи в усилителях, а также отделять друг от друга каскады усиления высокой и промежуточной частоты. Весьма желательной является экранировка всего приемника в целом. Эта мера особенно полезна в отношении защиты приемника от воздействия всевозможных местных помех.

Основные требования, предъявляемые к монтажу, — надежность соединений, минимальные паразитные связи между цепями и минимальные потери. В связи с этим соединительные

провода, несущие токи высокой частоты, должны быть предельно короткими и по возможности не располагаться параллельно друг другу. Монтажный провод в высокочастотных цепях лучше всего применять голый или эмалированный, диаметром 1—1,5 мм. Для того чтобы прием был устойчивым, монтаж приемника следует делать особенно жестким и прочным, широко используя всевозможные крепежные приспособления. Различные мелкие детали, например сопротивления, конденсаторы и прочее, следует монтировать группами на пластинках из изоляционного материала со вклепанными контактными лепестками; надо также применять поддерживающие монтаж угольники, стойки и т. д. Наиболее сильно влияет недостаточная прочность монтажа в приемнике прямого усиления на работу детекторного каскада с обратной связью, а в супергетеродине — преобразовательного каскада (смесителя и гетеродина).

При монтаже приемника не рекомендуется использовать экраны и шасси в качестве проводников для цепей, несущих токи высокой частоты. Детали каждого каскада, подлежащие заземлению, должны с помощью монтажных проводников соединяться между собой в одной точке шасси приемника. Таким образом, заземление деталей можно сосредоточить в двух-трех точках на основном экране.

Ручки настройки следует размещать на передней панели так, чтобы было удобно управлять приемником. Шкала должна быть легко читаемой.

В любительских коротковолновых приемниках, предназначенных для дальнего приема, не следует сокращать количество ручек управления за счет исключения того или иного органа регулировки. Для сокращения общего числа ручек при том же количестве различных регулировок можно использовать комбинированные выключатели, сопротивления с выключателями и т. п. Не следует, конечно, увлекаться стремлением применить возможно большее число ручек управления и вводить излишние малоэффективные регулировки.

### Конструктивный расчет контурных катушек

Индуктивность однослойной цилиндрической катушки (рис. 88, а), длина намотки которой больше ее радиуса  $b > \frac{D}{2}$ , равна:

$$L = \frac{0,2 \cdot D^2 n^2}{9D + 20b}.$$

Число витков такой катушки при заданной индуктивности определяется из выражения:

$$n = \frac{\sqrt{5L(9D + 20b)}}{D}.$$

Если длина намотки меньше радиуса катушки, т. е.  $b < \frac{D}{2}$ , более точные результаты получаются при расчете по формулам:

$$L = \frac{0,1 \cdot D^2 n^2}{4D + 11b}$$

и

$$n = \frac{\sqrt{10L(4D + 11b)}}{D}$$

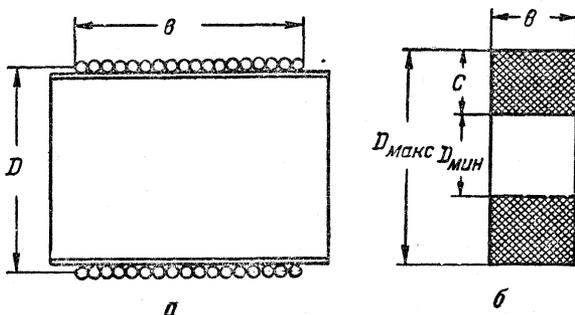


Рис. 88

Индуктивность многослойной катушки (рис. 88, б) вычисляется по формуле:

$$L = \frac{0,08 \cdot D_{\text{ср}}^2 n^2}{3D_{\text{ср}} + 9b + 10c},$$

а количество витков по формуле:

$$n = \frac{\sqrt{12,5 L (3D_{\text{ср}} + 9b + 10c)}}{D_{\text{ср}}},$$

где  $D_{\text{ср}}$  — средний диаметр, равный

$$D_{\text{ср}} = \frac{D_{\text{макс}} + D_{\text{мин}}}{2}.$$

В этих формулах:  $L$  — индуктивность в  $\mu\text{кГн}$ ;  $D_{\text{ср}}$  — средний диаметр витков в  $\text{см}$ ;  $b$  — длина намотки в  $\text{см}$ ;  $c$  — радиальная глубина намотки в  $\text{см}$ ;  $n$  — общее число витков катушки.

#### ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ КОРОТКОВОЛНОВЫХ ПРИЕМНИКОВ

**Батарейный 0-V-1.** Этот приемник, имеющий диапазон волн от 10 до 200 м, прост по конструкции и предназначен для сельских радиолюбителей, желающих начать работу на коротких волнах.

Принципиальная схема приемника приведена на рис. 89. Входная цепь представляет собой колебательный контур, состоящий из катушки индуктивности  $L_1$  и конденсаторов  $C_4$  и  $C_5$ , связанный с антенной через конденсатор  $C_1$ . Емкостная связь применена для упрощения конструкции приемника. Контурные катушки сменные.

Первая лампа  $L_1$  типа 1К1П работает в качестве сеточного детектора, причем для повышения чувствительности и избирательности приемника в этом каскаде применена положительная обратная связь. Регулировка обратной связи производится пу-

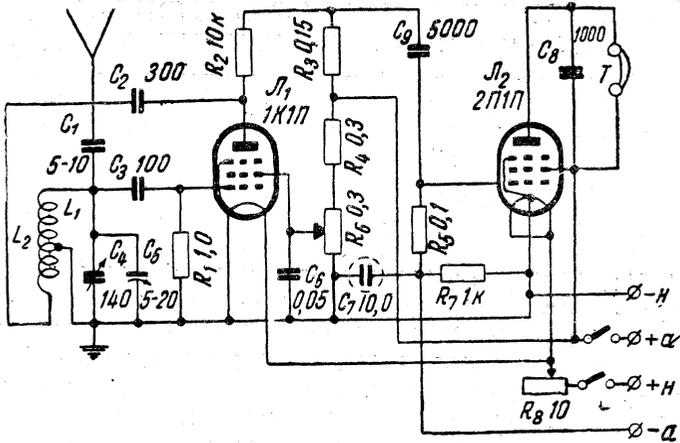


Рис. 89

тем изменения напряжения на экранной сетке лампы потенциометром  $R_8$ . Катушка обратной связи  $L_2$  подключена к аноду лампы через разделительный конденсатор  $C_2$ . Сопротивление  $R_2$  поставлено вместо высокочастотного дросселя.

Вторая лампа  $L_2$  типа 2П1П работает усилителем низкой частоты. Отрицательное смещение на ее управляющую сетку снимается с сопротивления  $R_7$ , на котором оно образуется в результате падения напряжения от проходящего через него анодного тока обеих ламп.

Вместо ламп 1К1П и 2П1П в этом приемнике могут быть использованы лампы типа 2Ж2М, 2К2М и т. п.

Приемник собран на деревянном шасси, имеющем вид коробки длиной 200, шириной 140 и высотой 50 мм. Спереди к шасси прикреплена вертикальная панель, вырезанная из 3—5-миллиметровой фанеры. Для устранения влияния руки оператора на настройку приемника панель с внутренней стороны должна быть экранирована тонким алюминием или фольгой от пробитых конденсаторов.

Контурные катушки выполнены на цилиндрических каркасах диаметром 38 мм, укрепленных на карболитовых цоколях от испорченных стеклянных ламп. Все катушки намотаны виток к витку проводом ПШД 0,45—0,5, причем катушка  $L_2$  выполняется как продолжение катушки  $L_1$ . Число витков катушек для диапазона волн от 10 до 200 м указано в табл. 9. Данные остальных деталей приведены на принципиальной схеме приемника.

Таблица 9  
 ДАННЫЕ КАТУШЕК БАТАРЕЙНОГО  
 0-V-1

Диапазон волн, м	Число витков катушек	
	$L_1$	$L_2$
10—19	2	3
19—34	5	3
34—62	11	4
62—112	20	5
112—200	40	8

Монтаж приемника производится медным проводом диаметром 1,5—2,0 мм. Правильно смонтированный приемник начинает работать сразу же после сборки. Налаживание его сводится к получению устойчивой генерации по всему диапазону и к подгонке отдельных диапазонов. Первое осуществляется точным подбором сопротивления  $R_1$  и места его подключения (к «плюсу» или «минусу» накала), второе — перемещением крайних витков контурных катушек. Для питания анодных цепей приемника нужна анодная батарея напряжением 60—120 в, а для цепей накала — один-два (в зависимости от типа применяемых ламп) сухих элемента.

Описанный приемник можно несколько усовершенствовать, установив в нем переключатель диапазонов любого типа, дающий нужное число переключений. Вместо непрерывного диапазона в приемнике можно сделать несколько растянутых диапазонов.

**Батарейный 1-V-1.** Принципиальная схема приемника приведена на рис. 90. Приемник содержит каскад усиления ВЧ, детектор с регулируемой обратной связью и каскад усиления НЧ. Лампы пальчиковой серии 1К1П и 2П1П в приемнике могут быть заменены лампами типа 2К2М, 2Ж2М и т. п.

Связь входного контура с антенной, а также анодного контура усилителя высокой частоты с лампой — индуктивная. Весь диапазон приемника 10—200 м разбит на пять поддиапазонов. Настройка в пределах каждого поддиапазона производится агрегатом сдвоенных конденсаторов переменной емкости  $C_1$  и  $C_2$ . Переход с одного поддиапазона на другой осуществляется с помощью переключателей  $P_1—P_5$ . Переключатель диапазонов —

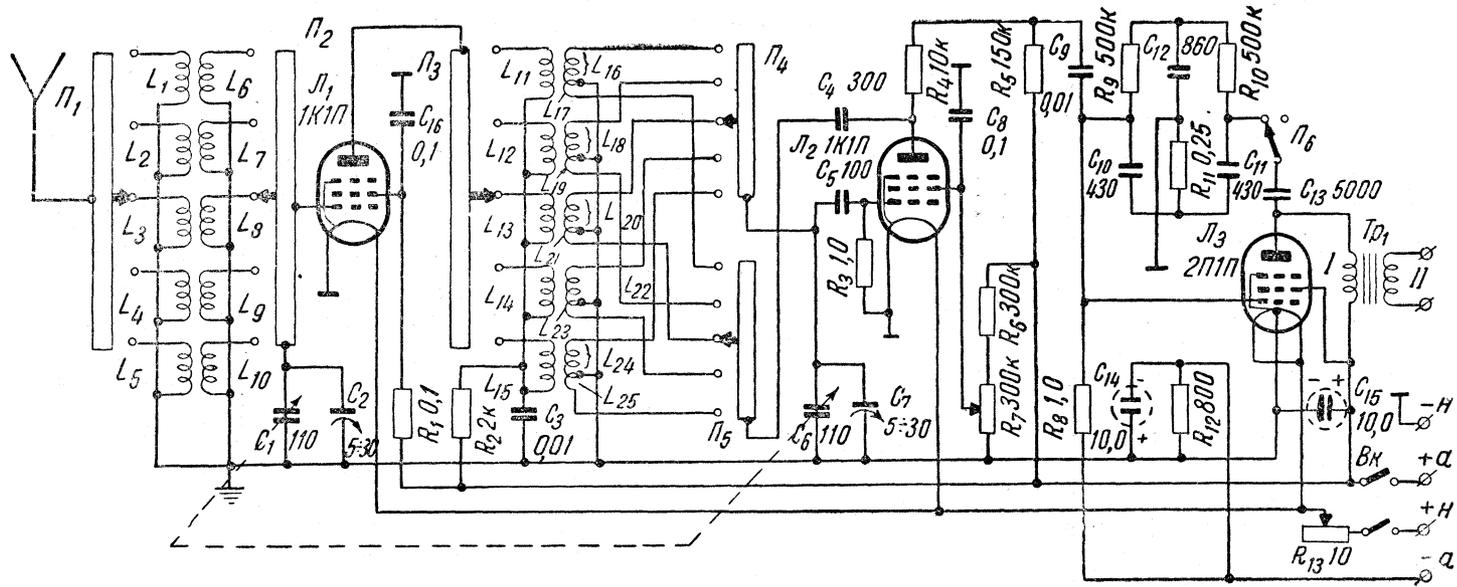


Рис. 90

заводской, трехплатный, на пять положений, с двумя контактными группами на каждой плате.

В усилителе низкой частоты имеется узкополосный фильтр, собранный по схеме моста и состоящий из сопротивлений  $R_9$ ,  $R_{10}$  и  $R_{11}$  и конденсаторов  $C_{10}$ ,  $C_{11}$ ,  $C_{12}$ . Фильтр с помощью переключателя  $P_6$  включается при приеме телеграфных радиостанций. В остальном схема приемника ничем не отличается от схемы описанного выше батарейного 0-V-1.

Контурные катушки приемника помещаются на цилиндрических каркасах диаметром 20 мм, причем катушки 112—200-метрового диапазона имеют намотку типа «универсаль», а остальные — однослойную с принудительным шагом. Все катушки связи наматываются виток к витку проводом ПЭЛ или ПЭШО 0,15. Число витков катушек и диаметр провода, которым они намотаны, приведены в табл. 10.

Таблица 10

ДАННЫЕ КАТУШЕК БАТАРЕЙНОГО ПРИЕМНИКА 1-V-1

Диапазон волн, м	Катушки	Число витков	Провод	Длина намотки, мм	Катушка	Число витков	Катушка	Число витков	Катушка	Число витков
10—19	$L_6$ и $L_{16}$	4	ПЭЛ 1,0	8	$L_1$	3	$L_{11}$	4	$L_{17}$	5
19—34	$L_7$ и $L_{18}$	9	ПЭЛ 0,5	8	$L_2$	5	$L_{12}$	8	$L_{19}$	5
34—62	$L_8$ и $L_{20}$	20	ПЭЛ 0,3	10	$L_3$	7	$L_{13}$	12	$L_{21}$	6
62—112	$L_9$ и $L_{22}$	36	ПЭЛ 0,2	Вплотную	$L_4$	10	$L_{14}$	20	$L_{23}$	8
112—200	$L_{10}$ и $L_{24}$	72	ПЭЛ 0,2	То же	$L_5$	12	$L_{15}$	30	$L_{25}$	12

Расстояние между катушками  $L_1—L_5$  и катушками  $L_6—L_{10}$ , а также между катушками  $L_{11}$  и  $L_{15}$  и катушками  $L_{16}—L_{25}$  составляет 2—3 мм. Катушки  $L_{11}—L_{15}$  располагаются со стороны сеточных концов катушек  $L_{16}—L_{25}$ . Катушки  $L_{17}$ ,  $L_{19}$ ,  $L_{21}$ ,  $L_{23}$  и  $L_{25}$  являются продолжением катушек  $L_{16}$ ,  $L_{18}$ ,  $L_{22}$ ,  $L_{24}$ .

Выходной трансформатор  $Tr_1$  выполнен на сердечнике из пластин Ш-12. Толщина набора пластин 15 мм. Первичная обмотка трансформатора содержит 3 000, а вторичная 2 000 витков провода ПЭЛ 0,1. Данные остальных деталей приведены на схеме.

Приемник монтируется на металлическом шасси размерами 250 × 150 × 50 мм. Контурные катушки входной цепи и анодных контуров усилителя высокой частоты должны быть отделены друг от друга экранами.

Налаживание приемника сводится к получению устойчивой генерации по всему диапазону частот, точной установке границ поддиапазонов и настройке в резонанс входных контуров. Удобнее всего выбрать следующий порядок настройки. Вначале проверить работу усилителя низкой частоты. Затем тщательно отрегулировать обратную связь так, чтобы генерация без щелчков,

плавно возникала и срывалась на всех диапазонах. Далее установить границы всех поддиапазонов, причем эту установку производить подбором витков катушек  $L_{16}$ ,  $L_{18}$ ,  $L_{20}$ ,  $L_{22}$  и  $L_{24}$ . Наконец, перемещая крайние витки катушек  $L_6$ — $L_{10}$ , настроить входные контуры в резонанс с контурами усилителя высокой частоты.

Для питания анодных цепей приемника нужна батарея напряжением 60—120 в, а для цепей накала — один-два сухих элемента.

**Сетевой 1-V-1.** Схема приемника приведена на рис. 91. Она мало отличается от рассмотренной выше схемы батарейного приемника 1-V-1, поэтому останавливаться на ней не будем. Диапазон волн приемника 10—200 м.

Контурные катушки этого приемника выполняются так же, как и в батарейном приемнике 1-V-1. Количество витков катушек и диаметр провода, которым они намотаны, приведены в табл. 11.

Таблица 11

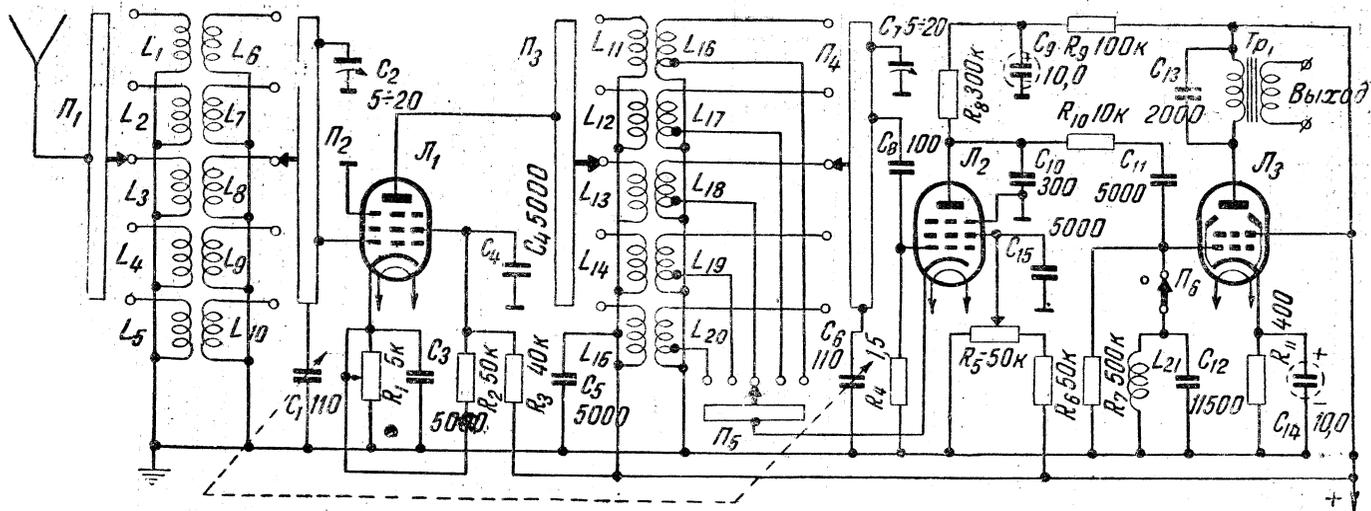
ДАННЫЕ КАТУШЕК СЕТЕВОГО ПРИЕМНИКА 1-V-1

Диапазон волн, м	Катушки	Число витков	Отвод от витка	Провод	Длина намотки, мм	Катушка	Число витков	Катушка	Число витков
10—19	$L_6$ и $L_{16}$	4	1	ПЭЛ 1,0	8	$L_1$	3	$L_{11}$	4
19—34	$L_7$ и $L_{17}$	9	2	ПЭЛ 0,5	8	$L_2$	5	$L_{12}$	8
34—62	$L_8$ и $L_{18}$	20	4	ПЭЛ 0,3	10	$L_3$	7	$L_{13}$	12
62—112	$L_9$ и $L_{19}$	36	6	ПЭЛ 0,2	Вплотную	$L_4$	10	$L_{14}$	20
112—200	$L_{10}$ и $L_{20}$	72	8	ПЭЛ 0,2	То же	$L_5$	12	$L_{15}$	30

Выходной трансформатор имеет сердечник сечением 4—5 см<sup>2</sup>. Его первичная обмотка содержит 2 500 витков провода ПЭЛ 0,15. Вторичная обмотка для приема на головные телефоны имеет 1 250 витков провода ПЭЛ 0,1. В случае необходимости приема также и на динамический громкоговоритель с сопротивлением звуковой катушки в 2,5 ом выходной трансформатор следует дополнить третьей обмоткой, содержащей 56 витков провода ПЭЛ 0,8.

Для питания приемника нужен выпрямитель, дающий на выходе напряжение 220—250 в при токе 45 ма. Настройка приемника производится в той же последовательности, в какой налаживается и батарейный 1-V-1.

**Сетевой супергетеродин.** Приемник предназначен для любительских коротковолновых радиостанций. В соответствии с этим он имеет шесть растянутых диапазонов: 28 000—30 000 кГц, 20 500—22 000 кГц, 13 700—14 700 кГц, 6 900—7 400 кГц, 3 450—3 700 кГц, 1 175—1 900 кГц. Однако без каких-либо дополнительных переделок, лишь изменением емкости подстроечных



Puc. 91

конденсаторов, поддиапазоны волн приемника легко могут быть изменены или же объединены в один непрерывный диапазон волн от 10 до 200 м. Промежуточная частота выбрана равной 460 кГц. Чувствительность приемника не хуже 8 мкв.

Приемник содержит семь каскадов (рис. 92): каскад усиления ВЧ, преобразователь с отдельным гетеродином, два каскада усиления ПЧ, диодный детектор и два каскада усиления НЧ. Кроме того, в приемнике имеется система АРУ, которая включается при приеме телефонных радиостанций, и второй гетеродин, необходимый для приема телеграфных радиостанций, работающих незатухающими колебаниями, а также стрелочный индикатор настройки *тА*.

Антенна с входными контурами связана индуктивно. Усилитель ВЧ собран по схеме с трансформаторной связью и работает на лампе 6К3. Напряжение на экранную сетку лампы подается с делителя, состоящего из сопротивлений  $R_3$  и  $R_4$ . Смещение на управляющую сетку поступает из цепи АРУ или ручного регулятора усиления  $R_{38}$  через развязывающий фильтр, состоящий из сопротивления  $R_2$  и конденсатора  $C_{10}$ , через сопротивление утечки  $R_1$ .

Преобразователь частоты собран по схеме с отдельным гетеродином. Напряжение на экранной сетке смесительной лампы, а также на аноде и экранной сетке лампы гетеродина стабилизировано с помощью газового стабилизатора напряжения СГ4С ( $L_9$ ). Смещение на управляющую сетку смесительной лампы, равное — 2 в, снимается с сопротивления  $R_6$ , включенного в цепь катода этой лампы. В целях повышения устойчивости работы приемника преобразователь частоты не охватывается ни цепью АРУ, ни цепью ручной регулировки усиления. В анодную цепь лампы включен трехконтурный кварцевый фильтр. Балансировка кварца осуществляется конденсатором переменной емкости  $C_{37}$ , а регулировка полосы пропускания — конденсатором  $C_{40}$ . С помощью переключателя  $L_9$  кварц может быть включен или выключен из схемы. Резонансная частота кварца равна 460 кГц.

Настройка приемника осуществляется агрегатом строенных конденсаторов переменной емкости  $C_9$ ,  $C_{19}$  и  $C_{29}$ . Более всего для этого супергетеродина подходит конденсатор из приемника «РСИ-4». Однако с успехом может быть использован и любой другой строенный агрегат конденсаторов переменной емкости.

Установка верхних границ растянутых диапазонов производится подстроечными конденсаторами  $C_1—C_6$ ,  $C_{11}—C_{16}$  и  $C_{21}—C_{26}$  с максимальной емкостью 40—50 пф. Емкость каждого растягивающего конденсатора  $C_7$ ,  $C_{18}$  и  $C_{28}$  составляет 20—40 пф и точно подбирается в зависимости от типа примененного агрегата конденсатора переменной емкости.

Усилитель ПЧ работает на лампах  $L_4$  и  $L_5$  типа 6К3. Напряжение смещения, поступающее из цепи АРУ или ручной ре-

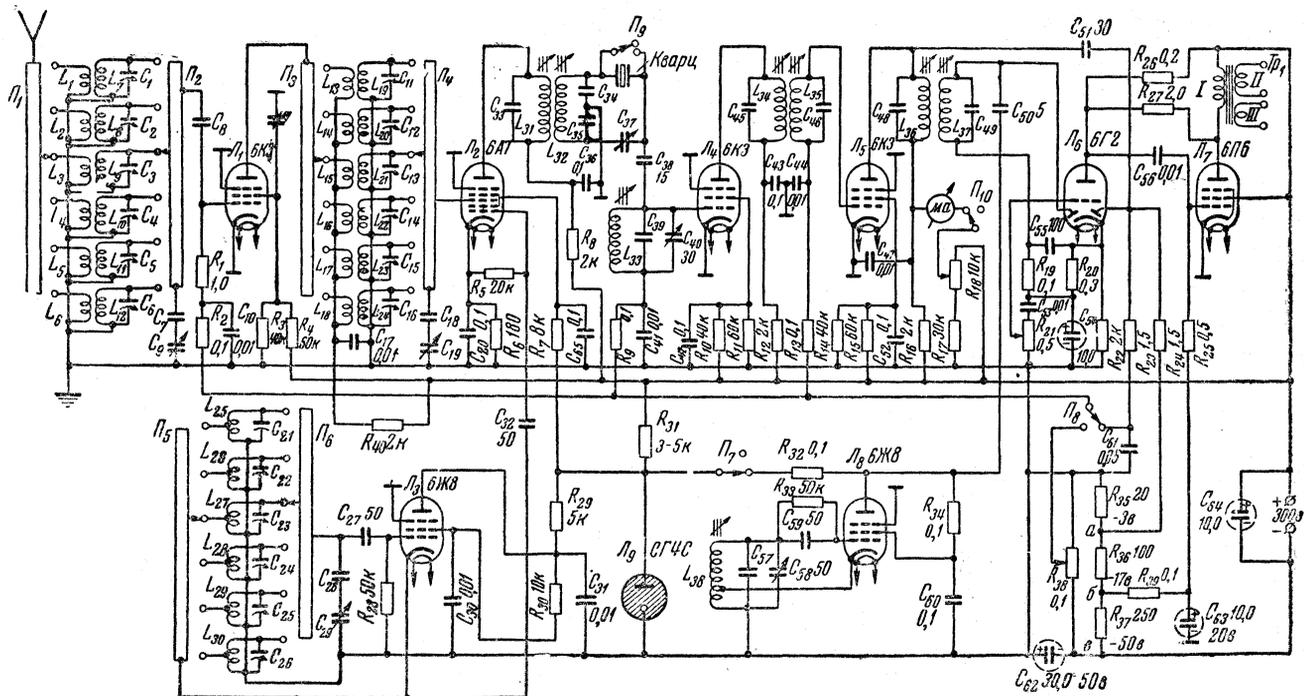


Рис. 92

гулировки усиления на управляющую сетку лампы  $L_4$ , подается через развязывающий фильтр  $R_9C_{41}$ , а на сетку лампы  $L_5$  — через развязывающий фильтр  $R_{13}C_{44}$ . Напряжение на экранную сетку лампы  $L_4$  снимается с делителя, состоящего из сопротивлений  $R_{10}$  и  $R_{11}$ , а  $L_5$  — с делителя, состоящего из сопротивлений  $R_{14}$  и  $R_{15}$ . В анодную цепь второй лампы включен стрелочный индикатор настройки  $mA$  с выключателем  $П_{10}$ . С помощью потенциометра  $R_{18}$  устанавливается нулевое положение стрелки этого индикатора. В качестве прибора  $mA$  может быть использован любой миллиамперметр со шкалой не более чем на 2—3  $ma$ . Если стрелка прибора во время работы будет заходить за предел шкалы, необходимо будет зашунтировать его сопротивлением.

В качестве детектора сигнала используется левый диод лампы  $L_6$  типа 6Г2. Его нагрузкой служат сопротивления  $R_{19}$  и  $R_{20}$ . Напряжение низкой частоты поступает на управляющую сетку триодной части лампы с потенциометра  $R_{21}$ , который является регулятором громкости.

Второй гетеродин собран на пентоде 6Ж8 ( $L_8$ ) по схеме с катодной связью. Высокочастотное напряжение, снимаемое с сопротивления нагрузки  $R_{32}$  лампы, через конденсатор небольшой емкости  $C_{50}$  поступает на анод детектирующего диода. Частота получаемых биений может изменяться с помощью конденсатора переменной емкости  $C_{58}$ . Напряжение на аноде гетеродина стабилизировано (стабилизатор типа СГ4С).

В качестве детектора АРУ используется правый диод лампы  $L_6$ . Задерживающее отрицательное напряжение на его анод подается комбинированным путем: напряжение — 3  $v$ , поступающее непосредственно на анод через сопротивление нагрузки  $R_{24}$ , снимается с сопротивления  $R_{35}$  делителя, включенного в цепь минуса источника питания (оно является одновременно начальным напряжением смещения для ламп  $L_1$ ,  $L_4$  и  $L_5$ ); кроме того, дополнительное напряжение в 3  $v$  поступает на анод диода с сопротивления  $R_{22}$ , включенного в цепь катода этой лампы. Таким образом, полное напряжение задержки составляет 6  $v$ . Система АРУ может включаться и выключаться с помощью переключателя  $П_8$ .

Напряжение смещения — 17  $v$ , подаваемое на управляющую сетку выходной лампы, снимается с сопротивлений  $R_{35} + R_{36}$ . Выходной каскад усилителя НЧ для уменьшения частотных и нелинейных искажений охвачен отрицательной обратной связью. Делитель напряжения обратной связи образуют сопротивления  $R_{26}$  и  $R_{27}$ , причем первое из них является одновременно и сопротивлением нагрузки триодной части лампы  $L_6$ .

Большинство деталей приемника — фабричные. Фильтры ПЧ (460  $kc$ ) могут быть применены любой конструкции. Для колебательного контура второго гетеродина используется одна половина (контур) фильтра ПЧ. Последний монтируется в приемнике

вместе с экраном. Так как обычно контурная катушка фильтра состоит из четырех секций, то отвод на катод лампы гетеродина можно сделать от точки соединения первой и второй секций (считая от заземленного конца). Второй контур этого трансформатора ПЧ вынимается из экрана трансформатора и используется для контура кварцевого фильтра  $L_{33}$ ,  $C_{39}$ ,  $C_{40}$ . Он вместе с кварцем, нейтрализующим конденсатором  $C_{37}$  и конденсатором  $C_{40}$  регулировки полосы фильтра помещается в алюминиевый экран.

Контурные катушки приемника выполняются на керамических или каких-либо других каркасах диаметром 20 мм. Обмотки катушек связи с антенной и с анодной цепью лампы усилителя высокой частоты наматываются в один слой виток к витку проводом ПЭШО 0,1—0,15. Каждая контурная катушка 160-метрового диапазона состоит из двух секций с намоткой типа «универсаль»; эти катушки можно наматывать и «внавал», выполняя каждую секцию между двумя щечками из изоляционного материала. Ширина катушек 3 мм. Остальные контурные катушки — цилиндрические с принудительным шагом. Данные всех катушек сведены в табл. 12.

Таблица 12

ДАННЫЕ КАТУШЕК СЕТЕВОГО СУПЕРГЕТЕРОДИНА

Диапазон	Контурные катушки			Катушки гетеродина				Катушки связи			
	обозначения	число витков	провод	обозначения	число витков	отвод	провод	обозначения	число витков	обозначения	число витков
10	$L_7$ и $L_{19}$	4	ПЭЛ1,0	$L_{25}$	4	2	ПЭЛ 1,0	$L_1$	3	$L_{13}$	4
14	$L_8$ и $L_{20}$	5	ПЭЛ1,0	$L_{26}$	5	2	ПЭЛ 1,0	$L_2$	3	$L_{14}$	4
20	$L_9$ и $L_{21}$	9	ПЭЛ0,5	$L_{27}$	9	3	ПЭЛ 0,5	$L_3$	5	$L_{15}$	8
40	$L_{10}$ и $L_{22}$	20	ПЭЛ0,3	$L_{28}$	18	4	ПЭЛ 0,3	$L_4$	7	$L_{16}$	12
80	$L_{11}$ и $L_{23}$	40	ПЭЛ0,2	$L_{29}$	36	6	ПЭЛ 0,2	$L_5$	10	$L_{17}$	20
160	$L_{12}$ и $L_{24}$	$2 \times 50$	ПЭЛ0,2	$L_{30}$	$2 \times 40$	20	ПЭЛ 0,2	$L_6$	12	$L_{18}$	30

Выходной трансформатор имеет сердечник сечением 4—5 см<sup>2</sup>. Его первичная обмотка содержит 2 500 витков провода ПЭЛ 0,15—0,2. Вторичная обмотка для включения головных телефонов имеет 1 200 витков провода ПЭЛ 0,1, а третья, предназначенная для 2,5—3-омного динамического громкоговорителя, — 56 витков провода ПЭЛ 0,8.

Приемник монтируется на металлическом шасси размерами 300 × 230 × 50 мм. Спереди шасси укрепляется передняя панель из 2—5-миллиметрового алюминия размерами 300 × 200 мм, на которую выводятся следующие ручки управления: конденсаторов настройки, переключателя диапазонов, ручной регулировки усиления, регулировки громкости, включения и выключения АРУ, включения второго гетеродина, регулировки тона

биений, балансировки кварцевого фильтра, выключателя кварца, регулировки полосы пропускания и включения индикатора настройки. Для сокращения числа ручек приемника некоторые из них можно объединить на одной оси, например ручки включения второго гетеродина и регулировки тона биений, регулировки полосы и выключения кварца, включения системы АРУ и стрелочного индикатора настройки.

Налаживание приемника следует начинать с низкочастотной его части. Затем с помощью сигнал-генератора настраиваются контуры фильтров промежуточной частоты на резонансную частоту кварца. При отсутствии сигнал-генератора можно с имеющимся кварцем собрать простейший гетеродин или использовать для этой цели второй гетеродин приемника, включив кварц в его сеточную цепь вместо конденсатора  $C_{59}$ .

После настройки фильтров промежуточной частоты надо установить высшую границу всех диапазонов. Практически это делается так: поворотом ручки агрегата конденсаторов настройки устанавливаются их роторы в положение, соответствующее минимальной емкости, а затем подгонку высшей границы осуществляют регулировкой емкости подстроечных конденсаторов  $C_{21}$  —  $C_{26}$ . С помощью подстроечных конденсаторов  $C_1$ — $C_6$  и  $C_{11}$ — $C_{16}$  подстраиваются остальные контуры приемника.

Дальше необходимо подобрать сопротивления делителя  $R_{35}$ ,  $R_{36}$  и  $R_{37}$  так, чтобы напряжения в точках *a*, *b*, *в* соответствовали значениям, указанным на схеме.

Методы настройки кварцевого фильтра достаточно подробно описаны в соответствующем разделе справочника.

## ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ УКВ ПРИЕМНИКОВ

**Простой УКВ конвертер.** Радиолобителям, желающим работать на ультракоротких волнах и имеющим обычный радиовещательный приемник, целесообразнее всего начать свою деятельность с постройки УКВ конвертера. Такой конвертер, давая хорошие результаты, в то же время прост по конструкции и содержит мало деталей. Поэтому он недорог и его легко изготовить. Описываемый ниже конвертер рассчитан на прием радиостанций, работающих в диапазоне 38—40 *Мгц*.

Принципиальная схема конвертера приведена на рис. 93. Он содержит всего лишь одну лампу типа 6А7. Связь входного контура  $L_1C_1$  с антенной выбрана автотрансформаторной. Гетеродин выполнен по трехточечной схеме с катодной связью. Настройка на радиостанции осуществляется конденсатором переменной емкости  $C_4$  контура гетеродина. Колебания промежуточной частоты выделяются на высокочастотном дросселе  $Dp$ , включенном в анодную цепь лампы 6А7, и через разделительный конденсатор  $C_5$  подаются на вход (к зажиму «Антенна») радиовещательного приемника. Последний должен быть настроен на

частоту 600—700 кГц. Поворачивая медленно ручку настройки приемника, можно осуществить плавную подстройку всего устройства на частоту принимаемой радиостанции.

Конвертер монтируется на коробкообразном шасси размерами  $90 \times 60 \times 40$  мм, выполненном из 1,5—2-миллиметрового алюминия. Сверху шасси помещается лампа, а в его подвале—остальные детали. Катушки наматываются голым медным проводом диаметром 1,2 мм на болванке диаметром 20 мм. Первая из них (антенная) имеет 9,5 витка и отвод от 2,5 витка, а вторая — 5,5 витка и отвод от 1,5 витка, считая от заземленного конца. Дроссель выполнен на каркасе диаметром 10 мм и содержит три последовательно соединенные секции. Каждая секция имеет ширину 5 мм и состоит из 100 витков провода ПЭШО 0,12.

Конденсатор переменной емкости  $C_4$  изготовлен из обычного подстроечного конденсатора с воздушным диэлектриком. В его роторе оставлены две пластины, а в статоре—три.

Питание конвертера осуществляется от того приемника, к которому он подключен.

Налаживание конвертера сводится к настройке его контуров. Для этого ко входу конвертера, который предварительно присоединяется к приемнику, подводятся колебания от сигнал-генератора, настроенного на частоту 40 МГц. Конденсатор  $C_4$  конвертера устанавливается в положение, близкое к минимальной емкости. Затем, сжимая и раздвигая витки катушки  $L_2$ , добиваются приема сигнала от сигнал-генератора. Далее частоту сигнал-генератора устанавливают равной 39 МГц. Изменяя емкость конденсатора  $C_4$  конвертера, снова настраивают его на частоту сигнал-генератора. Затем, сжимая и раздвигая витки катушки  $L_1$ , добиваются максимальной громкости приема. В случае отсутствия сигнал-генератора настройку следует производить, принимая любительские радиостанции. В этом случае к конвертеру присоединяют антенну.

**Сверхрегенеративный трехдиапазонный УКВ приемник.** Этот приемник, разработанный В. Яковлевым и описанный в журнале «Радио» № 5 за 1957 год, рассчитан на работу в трех любительских УКВ диапазонах: 38—40, 144—146 и 420—425 МГц. С целью повышения чувствительности приемника и уменьшения излучения сверхрегенератора в цепь антенны в приемник вве-

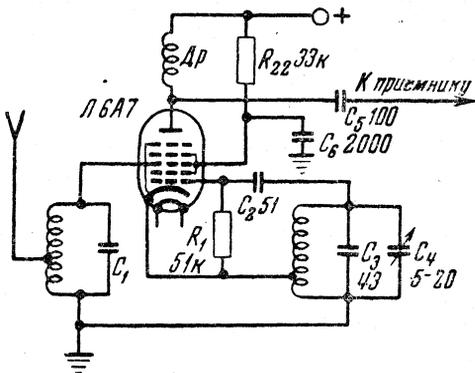


Рис. 93



размещены лампа  $L_2$ , дроссели  $Др_2$ ,  $Др_3$ ,  $Др_4$ ,  $Др_5$  и сопротивления  $R_3$ ,  $R_6$ . Кроме того, эта плата используется как ламповая панелька лампы  $L_2$ . Закрепленные на плате пружинные контакты из фосфористой бронзы соединяются с соответствующими контактами барабанного переключателя. Плата укреплена с помощью двух колонок к панели блока. Кроме платы, на панели этого блока смонтированы конденсатор переменной емкости  $C_2$ , верньерное устройство и барабанный переключатель с фиксатором. Конденсатор  $C_2$  изготовлен из подстроечного конденса-

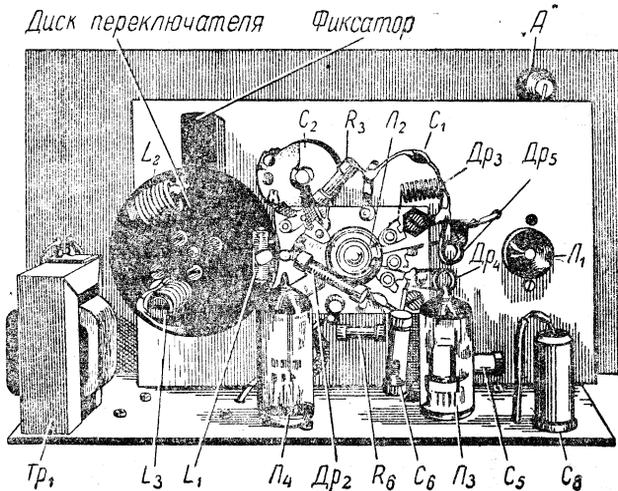


Рис. 95

тора с воздушным диэлектриком и имеет две неподвижные пластины и одну подвижную. Барабанный переключатель состоит из диска, оси и фиксатора. Диск изготовлен из органического стекла. На нем укреплены три группы контактов (по три контакта в группе), к которым присоединены контурные катушки,  $L_1$ ,  $L_2$  и  $L_3$ . Диск крепится на оси с помощью латунной муфты, имеющей три углубления для фиксации положения диска относительно пружинных контактов. В эти углубления, сделанные сверлом большого диаметра, поочередно входит стальной шарик фиксатора. Ось имеет диаметр 6 мм.

Катушка контура  $L_1$  сделана из медной шины толщиной 0,5 мм и имеет П-образную форму (рис. 96), катушка  $L_2$  — бескаркасная, намотана проводом ПЭЛ 1 1,2 и имеет 7 витков, а  $L_3$  намотана на каркасе диаметром 10 мм проводом ПБД 0,5, число витков 28, сердечник — карбонильный диаметром 6 мм. Катушки  $L_1$ ,  $L_2$  и  $L_3$  имеют отводы от середины.

Дроссели  $Др_1$ ,  $Др_3$ ,  $Др_4$ ,  $Др_5$  намотаны без каркаса проводом ПЭЛ 1 1,5 мм и содержат по 10 витков.

Дроссель  $Dp_2$  наматывается на сопротивлении типа ВС-0,5 проводом ПЭЛШО 0,35 и содержит 38 витков.

Приемник смонтирован на угловом шасси размерами  $220 \times 160$  и  $210 \times 140$  мм, изготовленном из мягкой листовой стали толщиной 1,0 мм. Высокочастотный блок укрепляется к передней панели приемника с помощью двух колонок. На горизонтальной части шасси размещены усилитель низкой частоты и выходной трансформатор. На переднюю панель выведены ручка настройки приемника, потенциометра  $R_4$ , ручка переключателя диапазона и регулятора громкости. В верхней левой части передней панели закреплен высокочастотный разъем «Антенна», в нижней правой — гнезда головных телефонов.

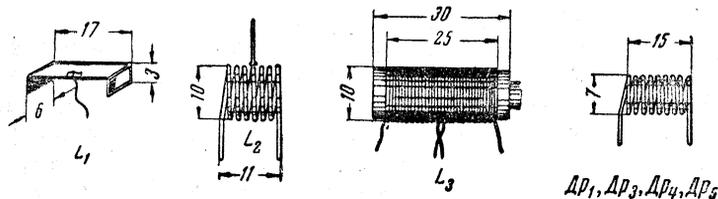


Рис. 96

Выходной трансформатор  $Tr_1$  собран на сердечнике из пластин Ш-20, толщина набора 10 мм. Первичная обмотка содержит 1 500 витков провода ПЭЛ 0,12, вторичная — 65 витков провода ПЭЛ 0,61.

Силовой трансформатор и дроссель фильтра  $Dp_6$  могут быть взяты из любого радиовещательного приемника.

Настройка приемника начинают с усилителя НЧ. После приступают к настройке сверхрегенератора. Для этого подбирают сопротивление  $R_3$  такой величины, чтобы в головных телефонах прослушивался характерный для сверхрегенератора шум. Если этот шум не возникает, необходимо верхний (по схеме) конец потенциометра  $R_4$  отключить от сопротивления  $R_5$ , т. е. не подавать положительное напряжение на сетку лампы  $L_2$ .

Пределы изменения частоты срыва автоколебаний сверхрегенератора устанавливаются подбором величины сопротивления  $R_5$ . Максимальное усиление каскада будет при частоте срыва 25—50 кГц.

Настройка контуров всех трех диапазонов приемника производится с помощью сигнал-генератора типа СГ-1. При настройке контура на 420—425 МГц нужно использовать вторую гармонику (частоты 210—212,5 МГц) генератора. Изменение индуктивности катушек при настройке приемника производится для катушки  $L_1$  путем изменения длины витка, для  $L_2$  — растяжением или сжатием витков катушки, а для катушки  $L_3$  — перемещением карбонильного сердечника.

После настройки чувствительность приемника должна быть для диапазонов 38—40 и 144—146 Мгц порядка 2—5 мкв, а для диапазона 420—425 Мгц не хуже 10 мкв.

**УКВ супергетеродин на 38—40 Мгц.** Данный приемник разработан Ю. Приземлиным и описан в журнале «Радио» № 3 за 1957 год. Приемник предназначен для приема любительских радиостанций, работающих в диапазоне частот 38—40 Мгц. Его принципиальная схема приведена на рис. 97.

Входной контур приемника  $L_1C_2$  настроен на среднюю частоту любительского диапазона, т. е. на 39 Мгц. Первый каскад собран на пентоде 6Ж1П ( $L_1$ ) в триодном включении и выполняет функции усилителя ВЧ с заземленным катодом. Второй каскад собран также на лампе 6Ж1П ( $L_2$ ), включенной триодом по схеме с заземленной сеткой.

Сочетание каскадов с заземленным катодом и заземленной сеткой позволяет получить достаточно высокое и стабильное усиление. Преобразователь частоты — односеточный, на лампе 6Ж1П ( $L_3$ ). Для улучшения режима преобразования на сетку  $L_3$  подается несколько большее, чем в режиме усиления, отрицательное напряжение. Оно складывается из напряжения автоматического смещения и напряжения, образующегося на сопротивлении утечки сетки  $R_7$  в результате выпрямления напряжения гетеродина, подводимого к управляющей сетке смесителя.

В анодной цепи смесительной лампы  $L_3$  включен фильтр ПЧ, состоящий из катушек  $L_5$ ,  $L_6$  и конденсаторов  $C_{15}$  и  $C_{19}$ , настроенный на частоту 1 600 кгц. Промежуточная частота выбрана сравнительно высокой с целью подавления помех, проникающих по зеркальному каналу. Без ухудшения работы приемника можно применить трансформаторы ПЧ на более высокую или низкую промежуточную частоту.

Усилитель ПЧ содержит два каскада на пентодах 6Ж1П ( $L_4$  и  $L_5$ ). Гетеродин собран на лампе 6Ж1П ( $L_6$ ), включенной триодом по схеме с катодной связью. Частота генерируемых им колебаний на 1 600 кгц ниже частоты принимаемого сигнала и должна изменяться в пределах от 36,4 до 38,4 Мгц. Связь контура гетеродина с контуром второго усилителя ВЧ осуществляется при помощи витка связи  $L_{11}$ , индуктивно связанного с катушками  $L_3$  и  $L_4$ . Для увеличения стабильности частоты гетеродина его анодное напряжение стабилизировано.

В приемнике имеется автоматическая регулировка усиления, охватывающая оба каскада усиления ПЧ. Регулирующее напряжение АРУ снимается с нагрузочного сопротивления детектора  $R_{16}$  и через развязывающие фильтры  $R_{26}C_{24}R_{10}C_{20}$  и  $R_{13}C_{23}$  подается на управляющие сетки ламп усилителя ПЧ.

Ручная регулировка усиления по ПЧ осуществляется путем подачи положительного напряжения на катоды ламп  $L_4$  и  $L_5$  с сопротивления  $R_{17}$ .



Диодный детектор выполнен на полупроводниковом диоде типа ДГ-Ц4 (ПП1). Усилитель НЧ — двухкаскадный. Вторичная обмотка выходного трансформатора рассчитана на включение головных телефонов с различным сопротивлением или небольшого динамического громкоговорителя.

Оптический индикатор настройки на лампе 6Е5С (Л<sub>9</sub>) позволяет точно определять RSM корреспондента, с которым ведется связь.

Приемник собран на угловом шасси из алюминия толщиной 1,5 мм. Размер передней панели 260 × 190 мм. Горизонтальная панель размерами 240 × 180 мм прикрепляется к вертикальной на высоте 65 мм от нижнего края панели.

На горизонтальной панели расположены все основные детали: блок конденсаторов переменной емкости, лампы, фильтры промежуточной частоты, выходной трансформатор и электролитический конденсатор фильтра питания. На передней панели расположены верньерный механизм настройки, регулятор громкости, регулятор усиления на промежуточной частоте, оптический индикатор настройки, гнезда для включения телефонов, выключатель питания ВК<sub>1</sub> и переключатель «Прием-Передача» ВК<sub>2</sub>. В подвале горизонтальной панели находятся контурные катушки, подстроечные конденсаторы и произведен весь монтаж приемника. Лампы усилителей высокой и промежуточной частоты заключены в металлические экраны. Смонтированный приемник вставляется в металлический ящик, выполненный из алюминия толщиной 1 мм. Фильтры промежуточной частоты взяты от приемника «РСИ-4». Диаметр каркаса равен 11 мм. Катушки имеют по две секции по 36 витков провода ПЭЛШО 1,0 × 0,07. Ширина намотки 2,5 мм. Расстояние между секциями 3 мм, между катушками — 15 мм.

Контурные катушки — бескаркасные, наматываются на болванке диаметром 10 мм. Катушки  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  и  $L_4$  имеют по пяти витков медной, желательно посеребренной проволоки диаметром 1,3—1,6 мм. Длина катушек между крайними витками 14 мм. Отвод в катушке  $L_1$  сделан от 2,5-витка, а в  $L_4$  примерно от 1,5 витка, считая от ее заземленного конца.

Дроссель  $Dp_1$  намотан виток к витку проводом ПЭЛ 1 0,12 до заполнения каркаса — сопротивления ВС-1; с которого снят проводящий слой. Выходной трансформатор собран на сердечнике из пластин Ш-16, толщина набора 10 мм. Первичная обмотка имеет 3 500 витков провода ПЭЛ 0,12, вторичная — между отводами 1—2 — 60 витков провода ПЭЛ 0,51, между отводами 2—3 — 60 витков провода ПЭЛ 0,2 и 150 витков между отводами 3—4, намотанных проводом ПЭЛ 0,2. К выходным гнездам в соответствии с имеющимися головными телефонами подключаются отводы.

Наладживание приемника начинают с усилителя НЧ, который проверяют при помощи звукоснимателя.

Усилитель промежуточной частоты настраивается при помощи генератора ГСС-6 или другого генератора стандартных сигналов. Напряжение с выхода ГСС-6 подается поочередно на сетки ламп усилителя, начиная с последнего каскада. Вращая сердечники фильтров ПЧ, добиваются максимального сужения сектора индикатора 6Е5С. Затем переходят к подгонке частоты гетеродина, подавая от генератора СГ-1 сигнал с частотой 38—40 Мгц на сетку лампы смесителя. Настройка может получаться в двух положениях подстроечного конденсатора; правильным будет положение конденсатора, соответствующее большей емкости. Если емкость подстроечного конденсатора окажется недостаточной,

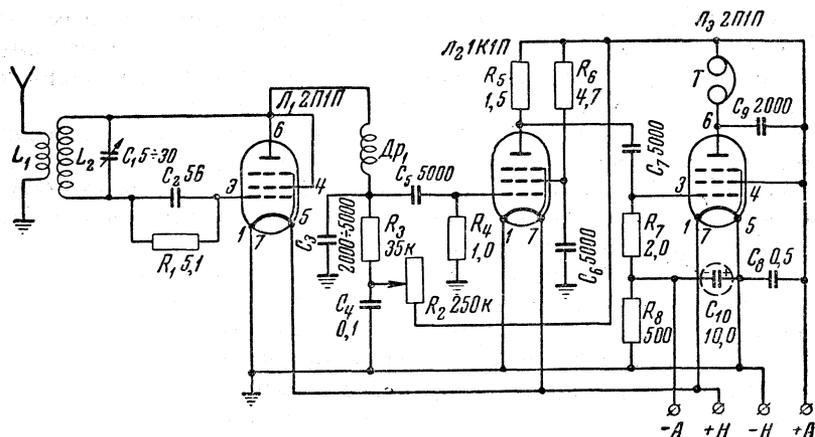


Рис. 98

то путем растягивания или сжатия витков катушки добиваются нужной настройки. То же относится и к катушкам усилителя ВЧ.

Далее подключают сигнал-генератор СГ-1 к входному контуру приемника и вращением роторов конденсаторов  $C_4$  и  $C_{11}$  настраивают контуры усилителя высокой частоты в резонанс, который определяется по индикатору настройки 6Е5С.

Входной контур  $L_1C_2$  настраивается на частоту 39 Мгц путем сжатия или растягивания витков катушки  $L_1$ . Место подключения отвода к катушке  $L_1$  подбирается при приеме сигналов слабо слышимой радиостанции по наилучшему качеству приема.

**Батарейный УКВ приемник на 38—40 Мгц.** Как видно из принципиальной схемы (рис. 98), этот приемник представляет сверхрегенератор с двумя каскадами усиления низкой частоты. В сверхрегенеративном и выходном каскадах работают пентоды 2П1П, а в каскаде предварительного усиления низкой частоты — 1К1П или 1Б1П (пентодная часть). К выходу приемника можно подключать головные телефоны или маломощный динамиче-

ский громкоговоритель, имеющий выходной трансформатор. Чувствительность этого приемника около 10—15 мкв.

Контурная катушка  $L_2$  — бескаркасная, диаметром 15 мм. Она имеет 9 витков голого медного провода диаметром 1,5 мм, длина намотки равна 20 мм. Катушка антенной связи  $L_1$  имеет один виток провода диаметром 1,5 мм и располагается на расстоянии 2—4 мм от катушки  $L_2$ .

Дроссель высокой частоты  $Dp_1$  наматывают в один слой на цилиндрическом керамическом каркасе диаметром 5—6 мм (около 50 витков провода ПЭЛ 0,25—0,3).

Конденсатор  $C_1$  — обычный подстроечный, небольших размеров, с воздушным диэлектриком. Его емкость должна изменяться в пределах 5—30 пф. К конденсатору тем или иным способом, в зависимости от его конструкции, прикрепляют удлинительную ось и ее конец выводят на переднюю панель приемника. Конденсатор  $C_2$  должен быть керамическим.

Приемник собран на металлическом шасси с наружными размерами 130 × 80 × 50 мм. Все соединения деталей высокочастотной части следует выполнять в виде прямых и возможно более коротких проводников; для монтажа можно применять голый провод диаметром не менее 1,5 мм.

Налаживание приемника сводится в основном к получению устойчивой генерации по всему диапазону и к регулировке его низкочастотной части. В процессе налаживания нужно подобрать такой режим, чтобы при изменении напряжения с помощью переменного сопротивления  $R_2$  на аноде лампы  $L_1$  возникало характерное для сверхрегенеративных приемников шипение без свиста. При этом следует иметь в виду, что некоторые экземпляры ламп 2П1П вообще не генерируют на УКВ, хотя они вполне удовлетворительно работают в усилителе низкой частоты.

Для питания нитей накала ламп приемника требуется один сухой элемент, а для питания цепей анода — батарея напряжением 80—90 в. От накальной батареи приемник потребляет ток около 300 ма, а от анодной — 7—8 ма. Допустимо снижение анодного напряжения до 45—50 в, однако при этом громкость работы заметно снижается.

---

## Глава III

### РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Генерирование колебаний высокой частоты является одной из важнейших задач радиотехники. Генераторы этих колебаний в радиопередаче играют такую же важную роль, как приемные устройства при приеме этой передачи.

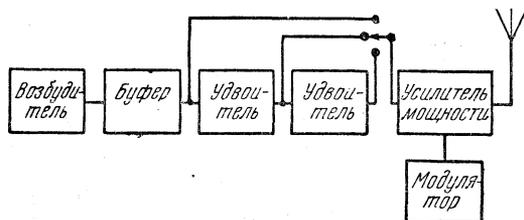


Рис. 99

Время, когда радиолюбители применяли в своих установках простейшие передатчики с самовозбуждением, минуло давно. Сейчас, при наличии большого числа любительских радиостанций, для успешной работы по радиообмену надо располагать передающими устройствами, отвечающими высоким техническим требованиям. Поэтому в настоящем разделе рассматриваются только передатчики с независимым возбуждением, как более совершенные.

Разбор схем с самовозбуждением приведен в разделе задающих генераторов.

Скелетная схема современного радиопередатчика изображена на рис. 99. Рассмотрим ее отдельные части.

#### УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

Рассмотрение передающего устройства начнем с выходного каскада (усилителя мощности).

Усилитель мощности состоит из генераторной лампы, нагрузочного сопротивления и источника питания (рис. 100, а).

К управляющей сетке лампы подводится переменная ЭДС от задающего генератора или каскадов предварительного усиления.

Под действием подводимой к сетке лампы ЭДС анодный ток ее становится пульсирующим и переменная составляющая анодного тока создает на нагрузочном сопротивлении колебательное напряжение.

Нагрузочным сопротивлением в анодной цепи лампы обычно является настроенный колебательный контур  $CL$ .

К цепи сетки лампы подводится напряжение возбуждения от предыдущего каскада. Это напряжение имеет вид:

$$U_c = U_{mc} \cos \omega t.$$

Кроме того, к сетке приложено напряжение смещения  $E_c$ . Результирующее мгновенное значение напряжения на сетке равно:

$e_c = U_{mc} \cos \omega t - E_c$ , а максимальное значение напряжения на сетке

$$e_{c \text{ макс}} = U_{mc} - E_c.$$

Вследствие того, что лампа на участке сетка — катод проводит ток только в одном направлении, в момент, когда  $e_c \geq 0$ ,

в цепи сетки не будет протекать ток. Таким образом, в цепи сетки ток протекает только в течение той части периода подводимых к ней колебаний, когда на сетке имеется положительное напряжение по отношению к катоду.

Мгновенное напряжение на аноде представляет разность между напряжением питающего источника и колебательным напряжением на контуре, т. е.

$$e_a = E_a - U_m \cos \omega t,$$

при условии, что анодный колебательный контур настроен на частоту возбуждающего напряжения.

Минимальное напряжение на аноде

$$e_{a \text{ мин}} = E_a - U_m;$$

оно называется остаточным.

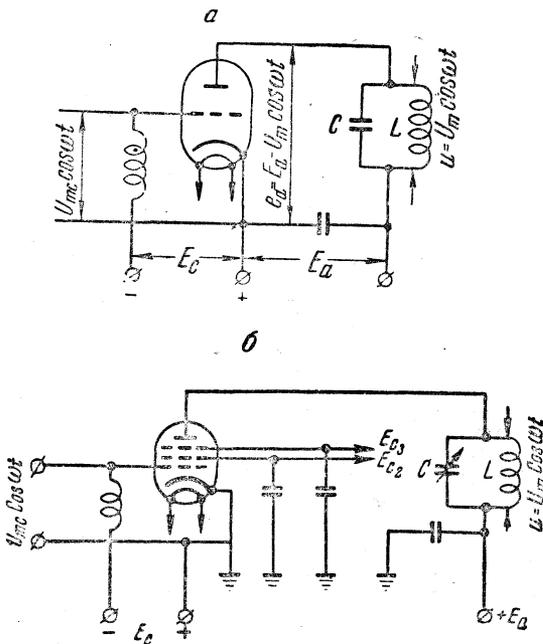


Рис. 100

Максимальное напряжение на аноде равно

$$e_{a \text{ макс}} = E_a + U_m$$

и обычно бывает близким к удвоенному анодному напряжению.

В момент, когда напряжение на сетке имеет максимальное значение

$$e_{c \text{ макс}} = U_{mc} - E_c,$$

напряжение на контуре также будет максимальным (рис. 101), а напряжение на аноде — минимальным.

Амплитуда колебательного напряжения  $U_m$  на контуре зависит от величины сопротивления настроенной нагрузки  $R_{oe}$  и от величины тока первой гармоники  $I_{a1}$

$$U_m = I_{a1} R_{oe}.$$

Отношение колебательного напряжения к анодному напряжению называется коэффициентом использования анодного напряжения и выражается так:

$$\xi = \frac{U_m}{E_a}.$$

Наиболее распространенными являются режимы, при которых коэффициент  $\xi = 0,5-0,95$ .

Кроме триодов, в практике генерирования энергии высокой частоты применяются многосеточные генераторные лампы — пентоды или тетроды. При применении последних к остальным

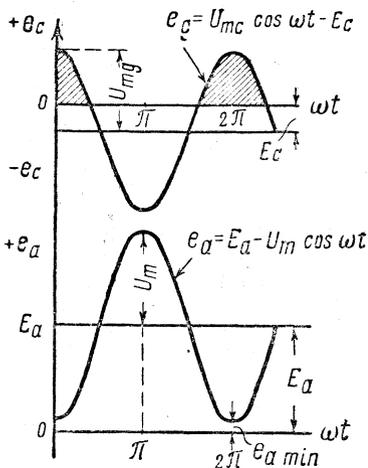


Рис. 101

сеткам лампы (второй и третьей) прикладываются только постоянные напряжения. Исключение составляет случай получения модулированных колебаний.

По высокой частоте вторая и третья сетки имеют нулевой потенциал, что обычно достигается присоединением их к катоду лампы через конденсатор значительной емкости, как это показано на рис. 100, б.

### Классы работы усилителя мощности

Ламповый генератор может работать с неискаженной формой кривой анодного тока, в точности повторяющей кривую напряжения, приложенного к управляющей сетке лампы. Этот вид носит название работы колебаниями первого рода (класс А) и практически не применяется в связи с низкими энергетическими показателями.

Основным видом работы лампового генератора является режим колебаний второго рода (классы В и С) с отсечкой анодного тока, достигаемой при подаче на управляющую сетку лампы отрицательного напряжения смещения.

В усилителях мощности, работающих с отрицательным смещением на сетке, анодный ток имеет импульсный характер. Форма импульсов анодного тока зависит в основном от соотношения между отрицательным смещением на управляющей сетке и амплитудой напряжения возбуждения, а также от величины резонансного контура.

Импульс анодного тока усилителя, работающего в режиме класса В, может иметь косинусоидальную форму (рис. 102). С такой формой импульса часто работают выходные каскады в режиме максимальной мощно-

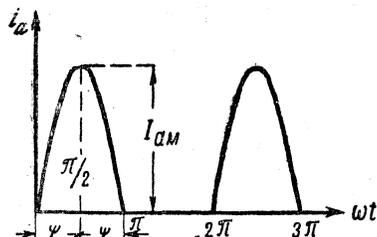


Рис. 102

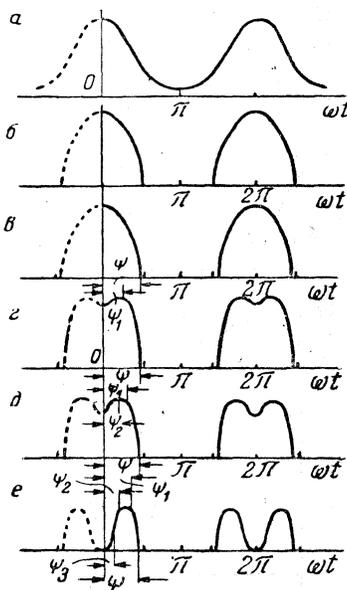


Рис. 103

сти. Режим класса В, как известно, позволяет получить более высокий КПД и снять с лампы значительно большую мощность, чем в случае работы в режиме первого рода.

Для целей еще большего повышения КПД обычно применяют в выходных каскадах режим класса С. В оконечных усилителях НЧ режим класса С совершенно не применяется по причине появления очень больших нелинейных искажений.

Вообще импульс анодного тока при работе усилителя мощности в классах В и С может иметь сложную форму. Формы основных импульсов анодного тока показаны на рис. 103. Такой импульс может быть представлен как сумма постоянной составляющей и синусоидальных токов основной частоты и их гармоник. Большое количество интенсивных гармоник в составе импульса анодного тока и является причиной нелинейных искажений.

Как указывалось выше, нагрузкой выходного каскада в радиопередающих устройствах обычно является колебательный

контур, настроенный в резонанс с основной частотой — первой гармоникой импульса анодного тока. Колебательный контур коротковолнового передатчика для постоянной составляющей анодного тока представляет ничтожно малое сопротивление (тысячные доли ом). Для переменной составляющей основной частоты контур, настроенный в резонанс с этой частотой, представляет наибольшее сопротивление, равное:

$$R_{\text{ое}} = 10^6 \frac{L (\text{мкГн})}{C (нФ) r_k (\text{ом})}$$

Сопротивление колебательного контура токам гармонических составляющих обычно мало. Переменные напряжения, создаваемые этими токами на колебательном контуре, не превосходят 10% напряжения основной частоты. Это позволяет с успехом применять режим класса С в оконечных усилителях передатчика.

Из различных форм импульса анодного тока видно, что в первом случае при работе усилителя мощности в классе А (рис. 103, а) анодный ток протекает в течение всего периода, изменяясь только по величине. При работе же в режиме класса В (рис. 103, б) анодный ток, при отрицательном напряжении на управляющей сетке равно нулю, также примерно равен нулю. Таким образом, в рассматриваемом случае анодный ток будет протекать примерно только в течение положительной половины периода. Условно половину той части периода, в течение которой протекает анодный ток, называют нижним углом отсечки анодного тока и обозначают буквой  $\psi$ . Для усилителей, работающих в режиме класса В, угол отсечки  $\psi$  равен примерно  $90^\circ$ .

При работе усилителя в режиме класса С (рис. 103, в) отрицательное смещение на управляющую сетку лампы выбирается таким, чтобы анодный ток протекал в течение времени, которое было бы меньше половины периода. Угол отсечки анодного тока в этом случае будет меньше  $90^\circ$ .

Усилители класса С характеризуются высоким КПД.

Переход от режима работы одного класса к другому осуществляется прежде всего изменением отрицательного смещения на управляющей сетке и изменением напряжения возбуждения. Напряжение смещения может быть определено простейшим образом. Для класса А смещение на сетке лампы определяется абсциссой средней точки прямолинейного участка характеристики лампы, как показано на рис. 104 (точка А). Смещение для режима класса В определяется отрезком, отсекаемым на горизонтальной оси продолжением прямолинейной части характеристики лампы (рис. 104, точка В).

Отрицательное смещение для класса С выбирается больше, чем для класса В.

Увеличение КПД усилителя мощности и повышение для этого коэффициента использования анодного напряжения приводит

к работе усилителя с большими токами сетки. Ранее было показано, что минимальное значение мгновенного напряжения на аноде получается в тот момент, когда результирующее напряжение на сетке достигает максимального значения. В этом случае остаточное напряжение на аноде может быть меньше максимального напряжения на сетке. В результате этого появляется возможность возникновения токов в цепи управляющей сетки. Режим работы триодного генератора, при котором сеточный ток отсутствует или очень мал, называется недо-напряженным режимом.

Режим, при котором сеточный ток достигает значительных значений, называется перенапряженным режимом.

Режим, пограничный между перенапряженным и недонапряженным, носит название критического. В недонапряженном и критическом режимах импульс анодного тока совпадает с импульсом суммарного тока.

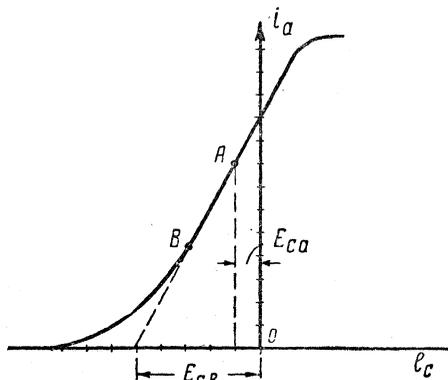


Рис. 104

рассматриваются только эти режимы, то применяется термин «анодный ток». В перенапряженном режиме благодаря резкому возрастанию сеточных токов импульс анодного тока всегда будет отличен от импульса суммарного тока лампы. Он в своей верхней части утратит остроконечную форму и может иметь впадину или даже полное раздвоение. Для характеристики такого вида импульсов уже недостаточно одного угла нижней отсечки. Усеченный импульс (рис. 103) характеризуется, кроме угла нижней отсечки  $\psi$ , еще углом  $\psi_1$  верхней отсечки. Импульс с впадиной является еще более сложным и характеризуется большим числом углов отсечки (рис. 103,  $\delta$  и  $e$ ).

Форма импульса анодного тока с полной впадиной (рис. 103,  $e$ ) бывает тогда, когда остаточное напряжение на аноде достигает нулевого или даже отрицательного значения. В этом случае токи сетки по своей величине могут быть значительно больше анодного тока.

Все эти искажения формы импульса анодного тока являются следствием перераспределения тока в лампе между различными ее электродами. Нормальным рабочим режимом нагруженного усилителя мощности является такой, при котором импульс анодного тока является усеченным или имеет легкую впадину.

В режим с раздвоенным импульсом или с глубокой впадиной нормально отрегулированный усилитель мощности переходит при уменьшении связи с антенной; такой режим не является рабочим.

### Расчет режима выходного каскада

Основными факторами, характеризующими работу выходного каскада передатчика, являются: подводимая мощность, колебательная мощность и мощность, рассеиваемая на анодах ламп. Под подводимой понимается мощность, потребляемая выходным каскадом от источника анодного питания.

Колебательная мощность генератора — это полезная мощность, выделяемая в колебательном контуре. Мощность, рассеиваемая на анодах ламп, является разностью подводимой и колебательной мощностей.

Первый из рассмотренных выше режимов (недонапряженный) характеризуется малой величиной колебательного напряжения на контуре, не превышающей 80—85% от напряжения анодного источника, малыми токами сетки, значительной постоянной составляющей анодного тока и значительной мощностью, рассеиваемой на анодах ламп. Этот режим имеет место при малой величине резонансного сопротивления контура или недостаточной величине максимального напряжения, действующего на участке сетка — катод. Последнее может быть при нормальной величине отрицательного смещения и недостаточном напряжении возбуждения или при нормальной величине напряжения возбуждения, но слишком большом отрицательном смещении.

Критический, или оптимальный, режим, характеризующийся повышением сеточных токов и максимальной колебательной мощностью, имеет место при

$$\xi = \xi_{\text{опт}}$$

и

$$R_{\text{оe}} = R_{\text{оe опт.}}$$

Перенапряженный режим характеризуется сильным возрастанием сеточных токов, уменьшением колебательной мощности, постоянной составляющей анодного тока и мощности, рассеиваемой на анодах ламп. Импульс анодного тока в этом случае имеет впадину. Этот режим имеет место при

$$\xi > \xi_{\text{опт}}$$

и

$$R_{\text{оe}} > R_{\text{оe опт.}}$$

Следует отметить, что максимум колебательной мощности и максимальный коэффициент полезного действия по анодной цепи достигаются при разных режимах генератора.

Если максимальная колебательная мощность получается в оптимальном режиме, то максимальный коэффициент полезного действия достигается при перенапряженном режиме.

Следовательно, наиболее целесообразным режимом является такой, при котором колебательная мощность и КПД близки к максимальным значениям. Этот режим является слегка перенапряженным и характеризуется импульсом с легкой впадиной при  $\psi = 80^\circ$  и  $\psi_1 = 15-20^\circ$ .

Применение многосеточных ламп в генераторах требует более сложного расчета его режима. Это объясняется большей, чем в триодах, сложностью физических процессов. В отличие от триодов многие величины здесь оказываются зависящими от напряжений на электродах, что приводит в общем случае к большой сложности основных зависимостей. Однако, как показывает теория расчета, созданная советскими учеными, при расчете генератора в недонапряженном и критическом режимах с достаточной точностью можно пользоваться соотношениями, выведенными для триодного генератора.

При расчете режима выходного каскада известной обычно является колебательная мощность. По заданной колебательной мощности производится выбор типа генераторной лампы — по ее номинальной мощности, гарантированной заводом. В условиях радиолюбительской практики иногда приходится применять такую лампу, какая имеется в распоряжении радиолюбителя. В таких случаях необходимо позаботиться, чтобы расчетная колебательная мощность не превышала номинальной мощности лампы, указанной в ее заводском паспорте. Несоблюдение этого правила приведет к сокращению срока службы лампы.

Произведя выбор лампы, следует задаться рабочей формой импульса анодного тока и определить коэффициенты разложения импульса анодного тока основной частоты (первой гармоники) и постоянной составляющей.

Существуют две системы этих коэффициентов, условно называемых  $\alpha$ -системой и  $\beta$ -системой. В первой системе под термином «коэффициент разложения» понимаются отношения постоянной составляющей, или амплитуд гармоник, к максимальному значению рассматриваемого импульса, например:

$$\alpha_0 = \frac{I_{a0}}{i_{a \text{ макс}}} \text{ — коэффициент постоянной составляющей;}$$

$$\alpha_1 = \frac{I_{a1}}{i_{a \text{ макс}}} \text{ — коэффициент первой гармоники;}$$

$$\alpha_2 = \frac{I_{a2}}{i_{a \text{ макс}}} \text{ — коэффициент второй гармоники и т. д.}$$

Во второй системе под этим термином понимаются отношения постоянной составляющей, или амплитуд гармоник, к амплитуде

$$I = S(U_{mc} - DU_m)$$

полной косинусоиды, частью которой является рассматриваемый импульс, например:

$$\beta_0 = \frac{I_{a0}}{I_m} \text{ — коэффициент постоянной составляющей;}$$

$$\beta_1 = \frac{I_{a1}}{I_m} \text{ — коэффициент первой гармоники и т. д.}$$

Как легко убедиться, коэффициенты обеих систем связаны между собой зависимостью:

$$\beta_n = \alpha_n (1 - \cos \psi) \text{ — для остроконечного импульса}$$

и

$$\beta_n = \alpha_n (\cos \psi_1 - \cos \psi) \text{ — для сложного импульса.}$$

В дальнейшем чаще используются коэффициенты системы  $\alpha$ , но в отдельных случаях применение коэффициентов системы  $\beta$  позволяет упростить расчетные формулы.

Таблица 13

КОЭФФИЦИЕНТ ОСТРОКОНЕЧНОГО (КОСИНУСОИДАЛЬНОГО) ИМПУЛЬСА

Угол нижней отсечки $\psi$	$\cos \psi$	$\alpha_0$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\beta_0$	$\beta_1$
50°	0,643	0,183	0,239	0,267	0,065	0,121
52°	0,616	0,190	0,350	0,270	0,073	0,135
54°	0,588	0,197	0,360	0,272	0,081	0,148
56°	0,559	0,204	0,371	0,274	0,090	0,164
58°	0,530	0,211	0,381	0,275	0,099	0,179
60°	0,500	0,218	0,391	0,276	0,109	0,196
62°	0,469	0,225	0,400	0,275	0,119	0,212
64°	0,438	0,232	0,410	0,274	0,130	0,230
66°	0,407	0,239	0,419	0,273	0,142	0,248
68°	0,375	0,246	0,427	0,270	0,154	0,268
70°	0,342	0,253	0,436	0,267	0,166	0,288
72°	0,309	0,259	0,444	0,264	0,179	0,307
74°	0,276	0,266	0,452	0,260	0,192	0,326
76°	0,242	0,273	0,459	0,256	0,208	0,348
78°	0,208	0,279	0,466	0,251	0,221	0,368
80°	0,174	0,286	0,472	0,245	0,236	0,390
82°	0,139	0,293	0,478	0,239	0,253	0,413
84°	0,105	0,299	0,484	0,233	0,267	0,434
86°	0,070	0,305	0,490	0,226	0,284	0,456
88°	0,035	0,312	0,496	0,219	0,301	0,479
90°	0,000	0,318	0,500	0,212	0,319	0,500
92°	-0,035	0,325	0,504	0,205	0,337	0,522
94°	-0,070	0,331	0,508	0,197	0,354	0,543
96°	-0,105	0,337	0,512	0,189	0,372	0,566
98°	-0,139	0,343	0,516	0,181	0,391	0,588
100°	-0,174	0,350	0,520	0,172	0,411	0,611
102°	-0,208	0,355	0,522	0,164	0,429	0,631
104°	-0,242	0,361	0,525	0,156	0,449	0,652
106°	-0,276	0,366	0,527	0,147	0,467	0,674
108°	-0,309	0,373	0,529	0,139	0,488	0,692
110°	-0,342	0,379	0,531	0,131	0,509	0,713

Эти коэффициенты для основных рациональных режимов приведены в табл. 13 и 14. Для усилителей мощности обычно выбирают угол  $\psi$  нижней отсечки в пределах 70—110° и угол верхней отсечки  $\psi_1$ , равный 0—20°.

Таблица 14

КОЭФФИЦИЕНТЫ РАЗЛОЖЕНИЯ ПЛОСКОГО ИМПУЛЬСА							
$\psi_1 \backslash \psi$	60°	65°	70°	75°	80°	85°	90°
0°	0,218	0,236	0,253	$\alpha_0$ 0,269	0,286	0,302	0,318
5°	0,219	0,237	0,254	0,270	0,287	0,303	0,320
10°	0,224	0,241	0,257	0,274	0,290	0,307	0,323
15°	0,230	0,247	0,263	0,280	0,296	0,312	0,328
20°	0,238	0,255	0,271	0,287	0,303	0,318	0,334
$\alpha_1$							
0°	0,391	0,414	0,436	0,455	0,473	0,488	0,500
5°	0,393	0,415	0,437	0,456	0,474	0,489	0,501
10°	0,400	0,422	0,443	0,462	0,480	0,494	0,506
15°	0,412	0,432	0,452	0,471	0,488	0,502	0,513
20°	0,424	0,444	0,464	0,482	0,497	0,511	0,522

Дальнейший порядок расчета может быть следующим:

1. Выбираем возможный для данного типа коэффициент использования анодного напряжения из табл. 15.

Таблица 15

ТАБЛИЦА КОЭФФИЦИЕНТОВ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АНОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Род ламп	Допустимый коэффициент использования анодного напряжения — $\xi$
Триод . . . . .	0,7÷0,8
Тетрод . . . . .	≤0,75
Пентод и лучевой тетрод . . . . .	0,8÷0,95

Из этой таблицы следует, что пентоды и лучевые тетроды допускают наилучшее использование анодного напряжения.

2. Определяем амплитуду колебательного напряжения на контуре из следующего выражения:

$$U_m = \xi E_a.$$

3. Определяем амплитуду колебательного тока основной частоты:

$$I_{a1} = \frac{2P_{\Gamma}}{U_m}.$$

4. После этого подсчитываем величину постоянной составляющей анодного тока:

$$I_{a0} = I_{a1} \frac{\alpha_0}{\alpha_1}.$$

5. Определяем величину необходимого резонансного сопротивления колебательного контура для получения на нем расчетной величины колебательного напряжения:

$$R_{\text{оe}} = \frac{U_m}{I_{a1}}.$$

6. Далее подсчитываем мощность, подводимую к лампе:

$$P_0 = I_{a0} E_a.$$

7. Теперь можем определить мощность, рассеиваемую на аноде лампы, выделяющуюся в виде тепла:

$$P_a = P_0 - P_r.$$

8. Далее определяем КПД по анодной цепи:

$$\eta = \frac{P_r}{P_0}.$$

9. Наконец производим расчет режима сеточной цепи:

а) напряжения возбуждения

$$U_{mc} = \frac{I_{a1}}{\alpha_1 S (\cos \psi_1 - \cos \psi)} + DU_m = \frac{I_{a1}}{S \beta_1} + DU_m,$$

где  $I_{a1}$  — амплитуда первой гармоники анодного тока лампы выходного каскада;

$S$  — крутизна характеристики лампы;

$D$  — проницаемость лампы и  $U_m$  — амплитуда колебательного напряжения основной частоты на анодном контуре выходного каскада.

В случае применения ламп с малой проницаемостью — пентодов и тетродов — слагаемое  $DU_m$  имеет небольшое значение по сравнению с первым слагаемым и им можно пренебречь;

б) напряжение смещения лампы можно определить следующим образом:

$$E_c = E_{c0} - DE_a - (U_{mc} - DU_m) \cos \psi,$$

а для пентода

$$E_c = E_{c0} - \frac{E_{c2}}{\mu C_2 C_1} - U_{mc} \cos \psi,$$

где  $E_c$  — отрицательное напряжение смещения;

$E_{c0}$  — напряжение приведения идеализированной характеристики.

Для определения  $E_{c0}$  необходимо иметь несколько характеристик анодного тока лампы в зависимости от напряжения на сетке. Из числа таких характеристик берется та, которая соответствует величине анодного напряжения  $E_a$ , равной нулю. Прямойлинейная часть выбранной характеристики продолжается

до пересечения с горизонтальной осью. Отрезок, отсекаемый на этой оси, будет численно равен  $E_{c0}$  (рис. 104).

Для тетродов и пентодов параметр  $E_{c0}$  определяется несколько сложнее и здесь не рассматривается. Значения  $E_{c0}$  для различных ламп приведены в табл. 16.

**Примерный расчет.** Произведем расчет режима усилителя мощности при заданной колебательной мощности в контуре  $P_r = 250$  вт.

Выбираем в качестве генераторной лампу ГК71. Основные параметры ее следующие:  $E_a = 1500$  в;  $E_{c2} = 400$  в;  $E_{c3} = 0$ ;  $I_s \geq 950$  ма;  $P_a = 125$  вт;  $S = 5 \frac{\text{ма}}{\text{в}}$ ;  $\mu_{c2c1} = 4$ ;  $\mu_c = -0,8$ ;  $E_{c0} = +16$  в.

Выбираем угол отсечки  $\psi = 80^\circ$  и  $\psi_1 = 10^\circ$ , для которого по таблицам определяем  $\cos \psi = 0,174$ ,  $\alpha_0 = 0,286$ ,  $\alpha_1 = 0,472$ ;  $\cos \psi_1 = 0,985$ . Коэффициент использования анодного напряжения для данной лампы целесообразно взять равным 0,85.

1. Определяем амплитуду колебательного напряжения на контуре:

$$U_m = 0,85 \cdot 1500 = 1270 \text{ в.}$$

2. Находим амплитуду тока первой гармоники, обеспечивающей заданную мощность:

$$I_{a1} = \frac{2P_r}{U_m} = \frac{2 \cdot 250}{1270} = 0,394 \text{ а.}$$

3. Определяем величину постоянной составляющей анодного тока:

$$I_{a0} = I_{a1} \frac{\alpha_0}{\alpha_1} = 0,394 \frac{0,286}{0,472} = 0,238 \text{ а.}$$

4. Далее определяем необходимую величину эквивалентного сопротивления колебательного контура:

$$R_{oe} = \frac{U_m}{I_{a1}} = \frac{1270}{0,394} \cong 3200 \text{ ом.}$$

5. Находим мощность, подводимую к анодной цепи:

$$P_0 = E_a \cdot I_{a0} = 1500 \cdot 0,238 = 357 \text{ вт.}$$

6. Мощность, рассеиваемая на аноде лампы:

$$P_a = P_0 - P_r = 357 - 250 = 107 \text{ вт.}$$

7. Коэффициент полезного действия по анодной цепи:

$$\eta = \frac{P_r}{P_0} = \frac{250}{357} = 0,7.$$

## ОСНОВНЫЕ ДАННЫЕ И ПАРАМЕТРЫ ГЕНЕРАТОРНЫХ ЛАМП

Тип лампы	Номинальная мощность, <i>вт</i>	Наибольшая предельная частота $f_{\text{макс}}$ , <i>МГц</i> при напряжении			Накал		Ток эмиссии, <i>ма</i>	Допускаемая мощность рассеяния на электродах			Номинальные напряжения			Параметры				
		$E_a$	$0,75E_a$	$0,5E_a$	$U$ , <i>в</i>	$I$ , <i>а</i>		$P_{\text{A}}$ , <i>вт</i>	$P_{\text{C1}}$ , <i>вт</i>	$P_{\text{C2}}$ , <i>вт</i>	$E_{\text{a}}$ , <i>в</i>	$E_{\text{C2}}$ , <i>в</i>	$E_{\text{C3}}$ , <i>в</i>	$S$ , <i>ма/в</i>	$\mu_{\text{C1}}$	$\mu_{\text{A, C3}}$	$\mu_{\text{C}}$	$E_{\text{C0}}$ , <i>в</i>
6НЗС	20	40	50	—	6,3	0,9	275	20	—	3	400	300	—	8	10	—	-0,4	+7
ГУ-807	40	60	82	125	6,3	0,9	650	25	—	3,5	600	250	—	10	8	—	-0,4	+5
ГУ-32	26	200	200	—	$\frac{6,3}{12,6}$	$\frac{1,6}{0,8}$	250	15	—	5	500	200	—	4÷6	9	—	-0,5	+2
ГУ-29	80	200	200	—	$\frac{6,3}{12,6}$	$\frac{2,25}{1,12}$	800	40	—	7	600	200	—	15	10	—	-0,4	+2
ГУ-50	80	46	75	120	12,6	0,76	500	40	1	5	1000	250	—	6÷9	5	3	-0,6	+10
ГУ-13	250	15	30	—	10	5	1000	100	—	22	2000	400	—	7,5	7	—	-0,7	+16
ГК-71	275	20	30	—	20	3	950	125	3	25	1500	400	+50	5	4	5	-0,8	+16
ГУ-80	800	20	35	50	12,6	11	2000	450	10	120	2500	600	0	4,5÷9	3,2	6,5	-0,8	+40

8. Определяем амплитуду напряжения возбуждения:

$$U_{mc} = \frac{0,394}{\alpha_1 S (\cos \psi_1 - \cos \psi)} + DU_m =$$

$$= \frac{0,394}{5 \cdot 0,472 (0,985 - 0,174)} \cong 206 \text{ в.}$$

Вторым слагаемым пренебрегаем ввиду его малости, так как

$$D \cong 0.$$

9. Величина отрицательного смещения управляющей сетки:

$$E_c = E_{c0} - \frac{E_{c2}}{\mu c_2 c_1} - U_{mc} \cos \psi =$$

$$= 16 - \frac{400}{4} - 206 \cdot 0,174 = -120 \text{ в.}$$

Постоянные составляющие токов первой, второй и третьей сеток определяются по эмпирическим формулам:

$$10. I_{c10} \cong 0,03 \quad I_{a0} = 0,03 \cdot 238 = 7 \text{ ма.}$$

$$11. I_{c20} \cong 0,15 \quad I_{a0} \cong 36 \text{ мА.}$$

$$12. I_{c30} = 0 \quad \text{при} \quad E_{c3} = 0.$$

13. Амплитуда тока первой гармоники управляющей сетки:

$$I_{c11} = 2I_{c10} = 2 \cdot 7 = 14 \text{ ма.}$$

14. Мощность возбуждения управляющей сетки:

$$P_{c11} = 0,5 U_{mc} I_{c11} = 0,5 \cdot 206 \cdot 14 \cdot 10^{-3} \cong 1,5 \text{ вт.}$$

15. Мощности рассеяния на сетках:

$$P_{c10} \cong P_{c11} = 1,5 \text{ вт;}$$

$$P_{c20} = 400 \cdot 0,036 = 14,5 \text{ вт;}$$

$$P_{c30} = 0.$$

Значения мощностей, рассеиваемых на электродах, получились меньше допустимых величин.

Приведенные расчеты являются исходными и уточняются в процессе регулировки выходного каскада. Для регулировки передатчика по рассчитанному режиму требуется включение (на период регулировки) ряда измерительных приборов.

Схема выходного каскада с включенными измерительными приборами приведена на рис. 105. Всего потребуется четыре измерительных прибора: 1) вольтметр для измерения анодного напряжения ( $B_2$ ); 2) вольтметр для измерения напряжения смещения ( $B_1$ ); 3) анодный миллиамперметр ( $ma_1$ ); 4) миллиамперметр для измерения тока управляющей сетки ( $ma_2$ ). Все вольтметры и миллиамперметры, в крайнем случае, могут быть заменены

одним универсальным прибором. При регулировке выходного каскада сначала устанавливаются по показаниям приборов данные режима, полученные при расчете. Анодный ток  $I_{a0}$  при настройке анодного колебательного контура в резонанс и при отсутствии связи с антенной должен быть значительно меньше расчетной величины, а сеточный ток достаточно большим.

Первоначальное испытание и начальную регулировку рекомендуется приводить при пониженном анодном напряжении.

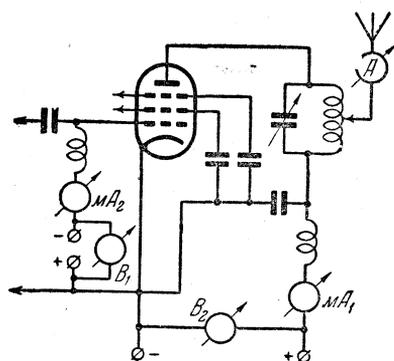


Рис. 105

Дальнейшая регулировка будет проводиться изменением связи с антенной или ее эквивалентом. Усиливая эту связь и подстраивая колебательный контур в резонанс, добиваются установления анодного тока лампы, соответствующего расчетному его значению. В этой стадии регулировки следует все время поддерживать постоянной амплитуду возбуждения. Как правило, при этом придется уменьшать связь с предочечным каскадом, потому

что по мере увеличения связи с антенной сеточный ток лампы будет убывать и этим самым разгружать предоконечный каскад. У нормально отрегулированного выходного каскада сеточный ток должен составлять 10—15% анодного тока для триодных усилителей и 4—8% — для пентодных и тетродных усилителей.

При небольшой расстройке анодного контура анодный ток должен увеличиваться на 10—15%. Максимальные показания прибора или индикатора, включенного в антенну, должны совпадать с минимальным показанием анодного миллиамперметра при настройке колебательного контура. Отсутствие такого совпадения является признаком возможности возникновения паразитного самовозбуждения в усилителе мощности. Наличие последнего будет указывать на то, что выходной каскад смонтирован технически неправильно и что следует изменить монтаж: усилить экранировку, развязку, цепей питания и т. д.

### Нейтринирование

В настоящее время радиолюбители применяют в выходных каскадах передатчиков пентоды и лучевые тетроды, у которых емкость между анодом и управляющей сеткой очень мала — 0,1—0,2 пф. Столь малая величина емкости между сеткой и анодом обеспечивает хорошую развязку между сеточной и

анодной цепями каскада. При увеличении междуэлектродной емкости создаются благоприятные условия самовозбуждения каскада и возникновения паразитных колебаний. Для устранения явления самовозбуждения в триодных усилителях применяется нейтрализация емкости анод — сетка. Основными схемами нейтрализации являются схемы сеточного и анодного нейтринирования. Принципиальная схема анодного нейтринирования приведена на рис. 106, а и б, а сеточного — на рис. 107. На практике в основном используется анодное нейтринирование по схеме емкостного моста (рис. 106, б).

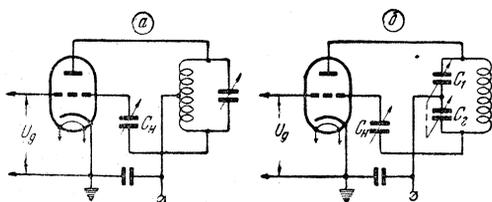


Рис. 106

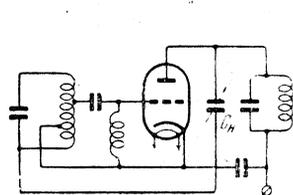


Рис. 107

Схема сеточного нейтринирования применяется редко, так как не полностью устраняет возможность возникновения самовозбуждения. Практически нейтринирование производится следующим образом. Снимается анодное напряжение с данного каскада и с анодным колебательным контуром связывается чувствительный индикатор. При включенном передатчике изменением емкости нейтринирующего конденсатора  $C_n$  определяется момент, при котором прохождение колебаний высокой частоты из цепи сетки в анодный колебательный контур будет наименьшим. Минимум определяется по упомянутому выше индикатору. Это положение нейтринирующего конденсатора и является искомым. Поэтому, отсоединив индикатор и подав анодное напряжение, можно включать усилитель на работу.

### ПРОМЕЖУТОЧНЫЕ КАСКАДЫ ПЕРЕДАТЧИКА

После расчета выходного каскада можно переходить к расчету промежуточных каскадов передатчика. Налаживанию и расчету промежуточных каскадов радиолюбители обычно уделяют незаслуженно мало внимания. Между тем от работы этих каскадов во многом зависит и стабильность частоты задающего генератора и колебательная мощность, которую может развить выходной каскад передатчика. В современном любительском передатчике промежуточных каскадов иногда бывает не меньше числа рабочих диапазонов. Эти каскады обычно являются удвоителями частоты. Каждый из них имеет перекрытие по частоте только в пределах одного любительского диапазона и по очереди

(в зависимости от рабочей частоты выходного каскада) выполняет роль предоконечного каскада. Поэтому ряд каскадов, стоящих до усилителя, можно рассчитывать для одних и тех же рабочих условий.

### Расчет предоконечного каскада

Как уже указывалось, предоконечный каскад любительского передатчика работает чаще всего в режиме удвоения. Исходными данными для расчета этого каскада является мощность, потребляемая сеточной цепью выходного каскада.

Точный расчет цепи сетки представляет большие трудности и в любительской практике не оправдывается, так как обычно опытным путем легче произвести регулировку режима передатчика, имея данные приближенного расчета цепи сетки.

Мощность, потребляемая в цепи сетки усилителя мощности, с достаточной для практики точностью может быть вычислена следующим образом.

$$P_{c11} \simeq U_{mc} I_{c0}.$$

Здесь  $U_{mc}$  — амплитуда напряжения возбуждения, известная из расчета режима усилителя мощности;  $I_{c0}$  — постоянная составляющая сеточного тока, которая может быть взята для расчета ориентировочно равной для триода  $0,1 \div 0,15 I_{a0}$ , а для пентодов —  $0,03 \div 0,05 I_{a0}$ .

Расчетная мощность предоконечного каскада определяется мощностью, расходуемой в цепи сетки оконечного каскада, и КПД колебательного контура предоконечного каскада, зависящим от степени связи с цепью сетки выходной лампы.

Обычно этот коэффициент  $\eta_k$  выбирают равным 0,5, т. е. ведут расчет на удвоенную мощность, потребляемую в цепи сетки последующего каскада, равную:

$$P_{c11 \text{ расч}} = 2P_{c11}.$$

Как указывалось ранее, предоконечный каскад любительских передатчиков обычно работает в режиме удвоения. В удвоителе анодный контур настроен на вторую гармонику. Исследования показывают, что вторая гармоника наиболее выражена в остроконечном импульсе анодного тока с углом нижней отсечки  $\psi = 60^\circ$ . При остроконечном импульсе с углом отсечки  $\psi = 60^\circ$  коэффициент второй гармоники  $\alpha_2 = 0,275$ . Коэффициент использования анодного напряжения  $\xi$  в этом случае не может быть получен больше 0,9. Коэффициент полезного действия бывает не более 0,5, и принято считать, что от одной и той же лампы можно получить в режиме удвоения мощность в два раза меньшую, чем в режиме усиления. Однако современные лучевые тетроды и пентоды позволяют получать мощность около 0,7 номинальной.

**Примерный расчет.** Рассчитаем предоконечный каскад, используемый в режиме удвоения для возбуждения оконечного каскада, данные которого были определены в предыдущем примере.

Расчет ведется в такой последовательности.

1. Мощность, потребляемая в цепи сетки оконечного каскада:

$$P_{c11} = 1,5 \text{ вт.}$$

2. Определяем расчетную мощность удвоителя:

$$P_{c11 \text{ расч}} \cong 2P_{c11} = 2 \cdot 1,5 = 3 \text{ вт.}$$

Выбираем для предоконечного каскада лампу 6П6С с параметрами:

$$E_a = 300 \text{ в, } E_{c2} = 200 \text{ в, } S = 4,1 \frac{\text{ма}}{\text{в}}, \quad \mu = 218.$$

3. Определяем амплитуду колебательного напряжения на контуре удвоителя:

$$U_m = E_a \xi = 300 \cdot 0,9 = 270 \text{ в.}$$

4. Определяем необходимую амплитуду тока второй гармоники, обеспечивающей заданную мощность в контуре:

$$I_{a2} = \frac{2P_{г \text{ расч}}}{U_m} = \frac{2 \cdot 3,0}{270} = 23 \text{ ма.}$$

5. Определяем максимальное значение импульса анодного тока при  $\alpha_2 = 0,275$ :

$$I_m = \frac{I_{a2}}{\alpha_2} \cong 80 \text{ ма.}$$

6. Определяем постоянную составляющую анодного тока:

$$I_{a0} = I_m \cdot \alpha_0 = 0,218 \cdot 88 = 17 \text{ ма.}$$

7. Определяем подводимую мощность к анодной цепи лампы:

$$P_0 = E_a \cdot I_{a0} = 300 \cdot 0,019 = 5,1 \text{ вт.}$$

8. Определяем амплитуду напряжения возбуждения:

$$\begin{aligned} U_{mc} &= \frac{I_m}{S(1 - \cos \psi)} + 2DU_m(1 + \cos \psi) = \\ &= \frac{8}{4,1 \cdot 0,5} + 2 \frac{270}{218} 1,5 \cong 41 \text{ в.} \end{aligned}$$

9. Определяем величину напряжения смещения:

$$\begin{aligned} E_c &= -U_{mc} \cos \psi - DU_m \cos 2\psi + E_{c0} = \\ &= 20 - 41 \cdot 0,5 - \frac{270}{218} \cdot 0,87 \cong -21 \text{ в.} \end{aligned}$$

10. Определяем величину резонансного сопротивления колебательного контура для обеспечения заданного режима:

$$R_{\text{ое}} = \frac{U_m}{I_{a2}} = \frac{270}{23 \cdot 10} = 11\,250 \text{ ом.}$$

### Буферный каскад передатчика

В любительских передатчиках с плавным диапазоном для максимального уменьшения влияния последующих каскадов на частоту задающего генератора необходимо применять между ними и задающим генератором передатчика буферный каскад. Рабочий режим буферного каскада отличается от режимов всех других каскадов тем, что каскад работает при полном отсутствии сеточных токов. Но для выполнения этого условия в буферном каскаде надо применять такие лампы, у которых анодный ток может достигать необходимых значений при отрицательных напряжениях на их управляющих сетках.

Для получения лучшей развязки сеточной и анодной цепей в буферном каскаде следует применять пентоды или лучевые тетроды.

Буферный каскад может работать в режимах классов В и С без сеточных токов. Но иногда применяется и режим класса А, особенно в тех случаях, когда задающий генератор для получения высокой устойчивости частоты поставлен в режим очень малой мощности.

Во всех случаях при налаживании буферного каскада надо следить, чтобы не появились сеточные токи. Для контроля за этим на время налаживания каскада включают в цепь сетки лампы чувствительный миллиамперметр.

Отрицательное смещение на управляющую сетку лампы буферного каскада можно подавать или от отдельного источника напряжения, или с сопротивления, включенного в цепь катода лампы.

## ВОЗБУДИТЕЛИ ДЛЯ ЛЮБИТЕЛЬСКИХ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ

### Нормы и условия стабильности частоты возбудителей

Современные условия радиообмена на любительских диапазонах заставляют применять узкополосные приемники.

Это в свою очередь выдвигает высокие требования к любительским передатчикам в отношении норм стабильности частоты.

Избирательность современного любительского приемника с кварцевым фильтром при телеграфном приеме может быть доведена до 200 гц. Следовательно, к любительскому передатчику надо предъявлять требование, чтобы его частота за время проведения одной связи «уходила» не более чем на 100—150 гц.

В относительных величинах для одного из самых распространенных любительских диапазонов (для 20-метрового) указанная норма будет составлять от 0,0007 до 0,001%.

Такие требования в отношении соблюдения стабильности частоты являются очень высокими и практически могут соблюдаться в самодельных любительских конструкциях передатчиков только в течение короткого промежутка времени, т. е. в течение одной связи продолжительностью 10—20 мин.

Основными причинами, вызывающими изменение частоты задающего генератора передатчика, являются:

— механические деформации деталей задающего генератора, соединительных проводов и каркаса;

— деформация деталей и изменения их электрических свойств, вызванные колебаниями теплового режима;

— реакция последующих каскадов на частоту задающего генератора;

— изменения влажности воздуха и атмосферного давления;

— изменения напряжения источников питания передатчика.

Для уменьшения влияния каждого из указанных факторов на частоту задающего генератора при конструировании, постройке и регулировке передатчика необходимо принимать следующие меры:

1. В целях уменьшения влияния механических деформаций на частоту задающего генератора надо изготовлять механически прочную конструкцию этого генератора и цепи сетки следующего за ним каскада. Все детали этих каскадов должны быть настолько жестко укреплены, чтобы толчки и вибрации генератора не вызывали изменений электрических параметров этих деталей. Шасси задающего генератора и его экраны также должны быть механически прочными и иметь надежное крепление. В целях уменьшения влияния механических деформаций экранов следует все высокочастотные детали и монтажные проводники задающего генератора располагать возможно дальше от экранов. Большое значение также имеет рациональное выполнение монтажа задающего генератора: применение коротких монтажных проводников, надежное их крепление, прочность пайки.

Лампа задающего генератора должна иметь жесткую конструкцию.

2. Изменение теплового режима задающего генератора и связанные с этим изменения электрических параметров деталей являются одной из наиболее серьезных причин неустойчивости частоты передатчика. Колебание температуры нагрева деталей вызывает изменение их геометрических размеров и электрических величин — диэлектрической и магнитной проницаемости и удельного сопротивления. Нагрев деталей происходит под действием тепла, выделяемого лампами, контуром передатчика, а также за счет потерь энергии высокой частоты в самих деталях. Изменение же температуры окружающей среды происходит

медленно, потому влиянием ее на изменение частоты любительских передатчиков можно пренебречь.

Наиболее резкий скачок температуры нагрева деталей под действием выделяемого передатчиком тепла происходит в течение первых 15—20 мин. после его включения. Установившийся режим передатчика достигается через 1—2 часа после включения. Продолжительность времени установления частоты зависит от свойств деталей задающего генератора.

В любительских конструкциях можно снизить температурные влияния двумя основными путями. Первый путь сводится к общей термокомпенсации всех возможных отклонений частоты.

Общая термокомпенсация обычно осуществляется подключением к контуру конденсатора, емкость которого с повышением температуры уменьшается. Этот способ может дать хорошие результаты потому, что диапазон частот задающих генераторов любительских передатчиков очень узок.

Второй путь заключается в применении деталей с малым температурным коэффициентом. Обычно сочетаются оба эти способа при конструировании передатчика с малыми температурными коэффициентами частоты.

Радиолюбители, как правило, применяют уже готовые конденсаторы переменной емкости, поэтому здесь не рассматриваются способы конструирования конденсаторов с малым температурным коэффициентом. В порядке общих практических советов следует рекомендовать радиолюбителям применять в задающих генераторах воздушные контурные конденсаторы, механически прочные, укрепленные на станине с помощью изоляторов из диэлектрика с малыми потерями и низким температурным коэффициентом.

Контурные катушки для своего передатчика радиолюбителю чаще всего приходится делать самому.

При изготовлении катушек следует учитывать, что величина коэффициента индуктивности изменяется с изменением температуры. Катушку надо наматывать на каркасе, сделанном из материала с малым температурным коэффициентом линейного расширения и малыми потерями. К числу таких материалов относятся различные сорта фарфора. Для исключения нециклических деформаций рекомендуется применять способ горячей намотки катушек, т. е. провод надо нагревать до 100—120° Ц и наматывать его на каркас катушки с небольшим натяжением.

Кроме того, для уменьшения температурных влияний на величину индуктивности имеет большое значение выбор диаметра провода.

Изменение индуктивности провода при нагревании может быть объяснено изменением его удельного сопротивления. График, приведенный на рис. 108, показывает, что для каждого сечения провода имеется частота, на которой температурный коэффициент индуктивности имеет ярко выраженный максимум. Этот

график составлен для провода длиной 320 см; диаметр провода указан в миллиметрах. При уменьшении длины провода происходит увеличение температурного коэффициента. Температурные коэффициенты проницаемости некоторых материалов приведены в табл. 17.

Таблица 17

ТЕМПЕРАТУРНЫЕ КОЭФФИЦИЕНТЫ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРЕНИЦАЕМОСТИ НЕКОТОРЫХ МАТЕРИАЛОВ

Материал	Диэлектрическая проницаемость	Температурный коэффициент диэлектрической проницаемости	Поведение при повторных нагреваниях	Старение
Алюминоксид . . . . .	12	20—140	Цикличное	Очень мало
Бакелит . . . . .	7,6	730	Нецикличное	Велико
Гетинакс . . . . .	5,7	2 800	»	»
Кварц плавленный	4,5	20—40	Цикличное	Очень мало
Микалекс . . . . .	5,9—7,5	400—1 700	—	Мало
Полистирол. . . . .	2,9	—	Цикличное	»
Пирофилит . . . . .	6	300—500	»	»
Радиофарфор . . . . .	6	130—300	»	»
Слюда . . . . .	5,5—7	600—1 000	»	»
Ультрафарфор . . . . .	7—8	80—100	»	»
Эбонит . . . . .	3	500	Нецикличное	Очень велик
Тиконд . . . . .	80—100	600—700	Цикличное	Очень мало

Обычно частоты задающих генераторов любительских передатчиков выбираются в одном из трех узких диапазонов: 0,875 ÷

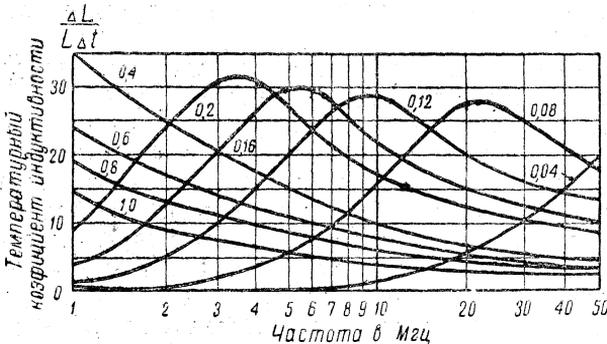


Рис. 108

÷ 0,975 Мгц; 1,750 ÷ 2,0 Мгц; 3,50 ÷ 3,7 Мгц. Поэтому для намотки катушек колебательных контуров целесообразно выбирать в первом и втором случаях провод диаметром менее 0,15 мм, а для третьего участка — более 1 мм или менее 0,08 мм.

Колебания теплового режима задающего генератора вызывают изменения не только электрических величин контура, но и пара-

метров лампы. Изменение параметров лампы и главным образом ее междуэлектродных емкостей является весьма важным фактором, влияющим на частоту возбудителя. Опыт показывает, что наиболее значительное изменение частоты за счет прогрева лампы наблюдается в течение первых 15—20 мин. с момента включения передатчика. Это изменение носит название «выбега частоты» и зависит от типа применяемых ламп, а также от режима задающего генератора. Для уменьшения влияния лампы на изменение частоты задающего генератора рекомендуются следующие меры:

а) уменьшение связи лампы с колебательным контуром (рис. 109). Следует при этом заметить, что относительное изменение частоты генератора от разброса параметров лампы пропорционально квадрату коэффициента анодной связи;

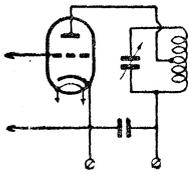


Рис. 109

б) увеличение начальной емкости колебательного контура. При этом относительное изменение частоты в зависимости от изменений параметров лампы обратно пропорционально емкости. Следует лишь помнить, что эта мера уменьшает коэффициент перекрытия диапазона. Но для любительских передатчиков это не имеет существенного значения. Применение контуров с большой емкостью практически дает хорошие результаты, но при этом необходимо уделять особое внимание качеству деталей контура;

в) необходимо задающий генератор ставить в легкий режим и снимать с него небольшую мощность. Это обстоятельство заставляет для получения необходимой мощности на выходе передатчика вводить дополнительные промежуточные каскады.

3. Влияние последующих каскадов на частоту задающего генератора происходит по той причине, что он так или иначе связан с последующими каскадами через элементы схемы. С первым промежуточным каскадом задающий генератор связан непосредственно и поэтому на его частоту оказывают влияние как сеточная, так и анодная цепи этого каскада. Для уменьшения влияния последующих каскадов на частоту задающего генератора необходимо применять следующие меры:

— ставить первый промежуточный каскад, называемый в этом случае буферным, в режим усиления без сеточных токов;

— применять в этом каскаде лампы с минимальными емкостями между анодом и управляющей сеткой (высокочастотные пентоды и тетроды);

— детали этого каскада, как колебательного контура, так и вспомогательные, должны быть высококачественными;

— необходима хорошая развязка питающих цепей всех каскадов и желательно применение отдельного выпрямителя для первых двух каскадов передатчика;

— необходима хорошая развязка питающих цепей всех каскадов и желательно применение отдельного выпрямителя для первых двух каскадов передатчика;

— необходима хорошая развязка питающих цепей всех каскадов и желательно применение отдельного выпрямителя для первых двух каскадов передатчика;

— надо тщательно и надежно экранировать задающий генератор и входную цепь буферного каскада;

— применять в первых двух каскадах передатчика высококачественные ламповые панели, обязательно на керамической основе.

Наилучшие результаты в смысле уменьшения влияния последующих каскадов на частоту задающего генератора получаются при апериодической нагрузке в анодной цепи буферного каскада.

4. Влияние изменения атмосферного давления и температуры окружающей среды на частоту задающего генератора для любительских конструкций не имеет сколько-нибудь существенного значения и может не учитываться.

5. Колебания питающих напряжений оказывают весьма большое влияние на устойчивость частоты задающего генератора. Для устранения этих влияний следует стабилизировать анодное напряжение задающего генератора, а в случае применения многосеточных ламп—и напряжения на других электродах его лампы. В местностях, где нестабильность напряжения электросети очень высока, желательно также стабилизировать и напряжение накала лампы задающего генератора. Для стабилизации напряжения накала можно применить бареттер, а анодного напряжения — газовый стабилизатор.

Более подробно способы стабилизации напряжений рассмотрены в описаниях практических конструкций любительских передатчиков и в разделе справочника, посвященном источникам питания.

## Практические схемы задающих генераторов

В радиолюбительской практике получили распространение как обычные простые схемы задающих генераторов на триодах, так и различные схемы с электронной связью на пентодах. Особенно популярны в любительских передатчиках схемы с электронной связью. В настоящее время, в связи с необходимостью получения плавного диапазона и применения по этой причине более сложных и многокаскадных схем передатчиков с обязательным наличием буферных каскадов, широкое распространение получают и простые схемы на триодах.

Среди многообразия различных вариантов простых схем задающих генераторов в любительской практике получили наибольшее распространение схемы, рассмотренные ниже.

**Схема с индуктивной обратной связью.** Эта схема (рис. 110) известна всем радиолюбителям. Конструктивно ее катушки  $L_1$  и  $L_2$  обычно выполняются на общем каркасе и наматываются в одном направлении. В этом случае для подбора нужной фазы анод и сетка лампы присоединяются к наиболее удаленным концам этих катушек. Подбор величины связи (в данной конструк-

ции — числа витков катушки  $L_2$  — обратной связи) производится при регулировке генератора изменением числа витков, включаемых между сеткой и катодом. По установлении оптимальной связи лишние витки катушки обратной связи удаляются.

Эта схема является наиболее легкой в налаживании, дает отличные результаты и поэтому часто применяется в схемах гетеродинов приемников. Она может быть рекомендована также

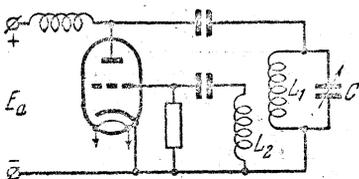


Рис. 110

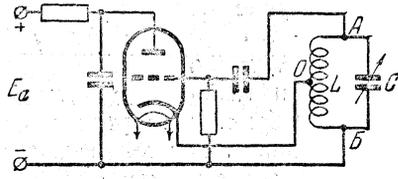


Рис. 111

для задающих генераторов в любительских передатчиках. Колебательный контур можно включать как в цепь анода, так и в цепь сетки. Однако включение контура в цепь анода более выгодно, так как в этом случае обеспечивается более высокая стабильность частоты при колебаниях питающих напряжений.

Поэтому обычно в задающих генераторах контур включают в цепь анода.

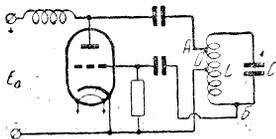


Рис. 112

Схема с автотрансформаторной связью. Схема с автотрансформаторной связью (рис. 111) является разновидностью предыдущей схемы. Здесь катушка обратной связи служит частью катушки колебательного контура (от точки  $O$  до  $B$ ). Этот вариант схемы широко

применялся в прошлом, когда имели распространение простые схемы передатчиков.

Регулируется генератор, собранный по этой схеме, изменением местоположения точек  $A$  и  $B$ . Перемещение точки  $B$  вниз по катушке ведет к увеличению, а перемещение ее вверх — к уменьшению обратной связи. Перемещением точки  $A$  вдоль катушки производится подбор величины оптимального сопротивления нагрузки.

Схема с автотрансформаторной связью и нагрузкой в цепи катода. Эта схема изображена на рис. 112. Она равноценна предыдущей, но более удобна в конструктивном отношении, так как допускает заземление одной из систем пластин конденсатора колебательного контура, что является удобным для монтажа. Благодаря этому удобству схема находит широкое применение в супергетеродинных приемниках.

Здесь регулировка генератора на оптимальный режим может производиться изменением местоположения точек *O* и *B*. Обычно число витков между точками *OB* составляет от  $\frac{1}{4}$  до  $\frac{1}{3}$  общего числа витков катушки.

Схема с емкостной обратной связью. Схема с применением емкостного моста для получения необходимых условий самовозбуждения позволяет конструировать задающие генераторы с наибольшей стабильностью частоты. Принципиально схемы

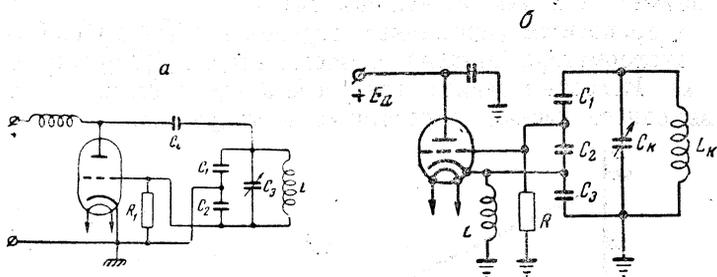


Рис. 113

могут строиться в двух вариантах (рис. 113, *a* и *б*). Схемы совершенно равноценны, но схема, изображенная на рис. 113, *б*, более удобна в конструктивном отношении благодаря возможности заземления ротора конденсатора переменной емкости.

Высокие качества схемы в отношении стабильности частоты могут быть объяснены следующим образом: конденсаторы постоянной емкости, входящие в состав колебательного контура, могут быть взяты значительной величины без заметного ухудшения качества колебательного контура генератора, так как суммарная емкость контура будет незначительной. Вместе с тем участки лампы сетка — катод и сетка — анод шунтируются емкостями, во много раз превышающими динамическую емкость этих участков.

Эту схему целесообразно применять также потому, что она обеспечивает лучшую стабильность частоты при работе генератора в широком диапазоне частот.

**Схемы двухконтурных возбудителей.** Схемы этого вида имеют широкое применение в любительских передатчиках.

К достоинствам таких схем относится значительно меньшее влияние предыдущих каскадов на частоту задающего генератора. Наиболее распространенной является схема с электронной связью.

Классическая схема с электронной связью изображена на рис. 114. По своим свойствам она равноценна двухкаскадному передатчику. Схема допускает выделение в анодном контуре гармоник основной частоты, поэтому она и получила широкое применение в любительской практике.

Принято называть анодный колебательный контур внешним, а контур в цепи экранирующей сетки — внутренним. При точной настройке первого (внешнего) контура в резонанс с генерируемой частотой импульсы анодного тока питают одновременно оба контура, в результате чего напряжение обратной связи и ток основной частоты в первом (внутреннем) контуре определяются не только переменной составляющей тока экранирующей сетки, но также и переменной составляющей анодного тока.

Таким образом, генератор с электронной связью можно считать двухкаскадным, задающий генератор которого собран по схеме с заземленным по высокой частоте анодом, считая анодом экранирующую сетку.

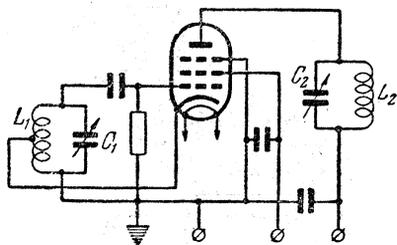


Рис. 114

Однако то обстоятельство, что переменная составляющая анодного тока питает одновременно и внутренний контур, не позволяет считать схему с электронной связью тождественной схеме двухкаскадного передатчика с двумя лампами.

Конструируя такой двухконтурный генератор, всегда необходимо тщательно экранировать один контур от другого так, чтобы исключить индуктивную и емкостную связь между ними. Только в этом случае обратная связь будет осуществляться за счет емкости (анод—катод), которая для пентодов с заземленной защитной сеткой будет иметь величину порядка 4—5 *нф*. В связи с тем, что радиолюбители применяют схемы с электронной связью в основном в возбуждателях и основная частота последних бывает достаточно низкой—0,875—2,0 *Мгц*, можно считать, что основная связь осуществляется через электронный поток анод—катод. Благодаря этому влияние расстройки анодного контура на генерируемую частоту сильно ослаблено и правильно выполненный возбуждатель по схеме с электронной связью равнозначен двухкаскадному усилителю на двух лампах. В этом первое достоинство схемы.

В обычных схемах возбуждателя с буферным каскадом к колебательному контуру задающего генератора подключаются две лампы: одна из них — собственно лампа задающего генератора, а вторая — лампа второго каскада.

Выше было указано, что лампа, включенная параллельно колебательному контуру, является одной из причин нестабильности частоты генератора. В схеме с электронной связью к колебательному контуру, определяющему частоту генерируемых колебаний, подключается только одна лампа, которая влияет на частоту генератора, а не две, как в обычном. В этом заключается второе положительное свойство схемы с электронной связью.

Третье положительное свойство схемы с электронной связью состоит в том, что в целях получения наибольшей мощности во внешнем колебательном контуре последний должен иметь значительно большую величину эквивалентного сопротивления, чем внутренний. Это достигается увеличением емкости и уменьшением связи лампы с внутренним контуром. Увеличение емкости контура и уменьшение связи его с лампой благоприятно влияет на повышение устойчивости частоты генерируемых колебаний. При этом добротность контура сохраняется, что в свою очередь также повышает устойчивость генерируемой частоты.

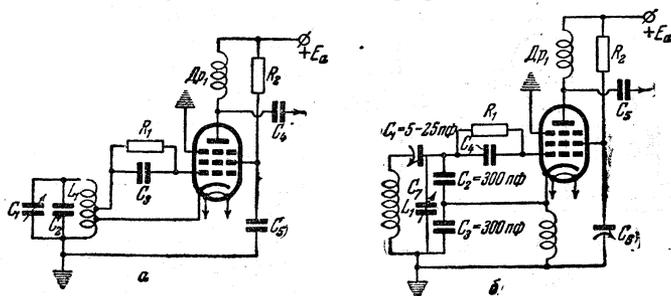


Рис. 115

Как было сказано, обычно радиолюбители применяют схему с электронной связью в возбудителе. В передатчиках малой мощности в анодном контуре в этом случае одновременно осуществляется умножение частоты, что позволяет уменьшить общее число каскадов передатчика.

В передатчиках повышенной мощности первой категории обычно задающий генератор в целях получения наибольшей стабильности частоты ставится в режим малой мощности, а анодная нагрузка делается аperiodической. Такая схема возбудителя приведена на рис. 115.

Более удобна в смысле регулировки режима схема, в которой лампа связывается с емкостной ветвью контура (рис. 115, б). В этом случае регулировка режима производится изменением емкости конденсатора  $C_1$ . Достоинством схемы является также и то, что благодаря малому значению емкости конденсатора  $C_1$  общая емкость контура также мала. В результате этого индуктивность контура может быть увеличена, а значит большей будет добротность контура, определяемая из выражения:

$$Q = \frac{L}{Cr_k}.$$

Увеличение добротности контура в свою очередь ведет к повышению стабильности частоты генерируемых колебаний. Конденсатор  $C_1$  может быть подключен к заземленному концу катушки, что позволит заземлить его подвижную систему.

С точки зрения лучших энергетических соотношений следует делать контур  $L_1 C_1$  (называемый внутренним) с малым  $R_{\text{ое}}$ . Это достигается слабой степенью связи лампы с контуром.

Схемы с электронной связью широко применяются в передатчиках с кварцевой стабилизацией. Объясняется это тем, что такая схема позволяет с наименьшим числом кварца и каскадов в передатчике обеспечить перекрытие всех любительских диапазонов. Часто маломощные установки (до 20 *вт*) вообще состоят из однолампового передатчика с кварцем;

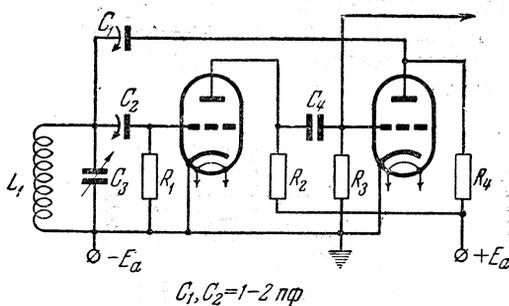


Рис. 116

такого передатчика может быть настроен на различные гармоники кварца. Такие схемы будут рассмотрены ниже.

Схема генератора с отрицательным сопротивлением в цепи обратной связи. Названная схема приведена на рис. 116 и представляет по существу классическую схему мультивибратора.

Правый ее триод обеспечивает переворачивание фазы напряжения на  $180^\circ$ , а также подачу этого напряжения с необходимой для соблюдения условий самовозбуждения амплитудой на сетку левого триода. Режим генератора может регулироваться в очень широких пределах изменением величины емкости конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ . Для работы такого генератора в качестве возбуждителя передатчика обратная связь и связь с колебательным контуром выбирается очень слабой, что обеспечивает высокую стабильность частоты генератора. Легкость регулировки и высокая стабильность частоты являются большим достоинством, позволяющим рекомендовать его для применения в любительских передатчиках. Можно вместо двух отдельных ламп применить в схеме двойной триод.

### Стабилизация частоты кварцем

При конструировании высокостабильных передатчиков невозможно обойтись без применения специальных стабилизирующих систем, одной из которых является пьезокварц.

Применение наиболее совершенных схем задающих генераторов, рациональная разработка и выполнение их конструкций и тщательная регулировка позволяют любителям создавать удовлетворительные в отношении стабильности частоты передатчики. Наилучшие же результаты могут быть получены с при-

Менением стабилизации частоты задающих генераторов кварцем. Для начинающих радиолюбителей, имеющих право работать на передатчиках третьей категории, вообще не могут быть рекомендованы схемы без кварцевой стабилизации.

### Практические схемы кварцевых генераторов

Из общего числа классических схем кварцевых генераторов радиолюбители применяют в своих конструкциях обычно только две. Одна из них (рис. 117) характерна включением кварца между анодом и сеткой лампы, а вторая (рис. 118) тем, что кварц включается в цепь сетка—катод. Эти схемы имеют в анодной цепи колебательный контур, настраиваемый на частоту, близкую к резонансной частоте кварца.

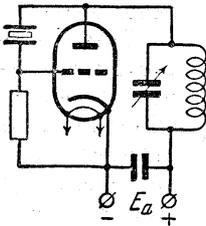


Рис. 117

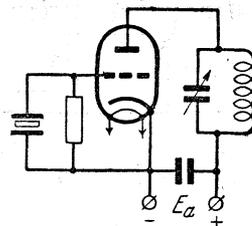


Рис. 118

Для первой схемы с включенным кварцем между сеткой и анодом условия возбуждения выполняются при настройке анодного контура на частоту, более низкую, чем резонансная частота кварца. При настройке колебательного контура на определенную частоту, соответствующую резонансной частоте кварца, анодный ток лампы резко возрастает, что является следствием срыва колебаний генератора. При дальнейшем увеличении собственной частоты колебательного контура, что соответствует уменьшению емкости конденсатора, колебания не возникают. Эта схема может давать устойчивые колебания даже в том случае, если заменить контур дросселем или сопротивлением.

Для второй из указанных схем условия возбуждения выполняются, когда анодный колебательный контур настроен на частоту, несколько более высокую, чем собственная частота кварца. В момент же настройки колебательного контура в резонанс с частотой кварца колебания срываются. При дальнейшем изменении частоты контура в сторону ее снижения колебания не возникают. Это явление графически изображено на рис. 119, где показано изменение анодного тока лампы генератора в зависимости от изменения частоты анодного контура. Настройка колебательных контуров в любительских конструкциях осуществляется обычно конденсатором переменной емкости. Поэтому из сказанного можно сделать вывод, что при вращении

ротора конденсатора из положения минимальной емкости в сторону ее увеличения происходит заметное уменьшение анодного тока (начиная с некоторого значения емкости).

В момент, когда емкость конденсатора достигнет значения, соответствующего настройке колебательного контура в резонанс с собственной частотой кварца, колебания в контуре прекратятся (сорвутся) и анодный ток резким броском достигнет максимального значения. Нормальным рабочим участком является часть характеристики, находящаяся несколько правее от точки А.



Рис. 119

При использовании второй схемы можно легче добиться установления устойчивых колебаний, чем при первой схеме. Но в отношении сохранения стабильности генерируемой частоты первая схема при всех прочих равных условиях лучше второй, особенно в случае замены колебательного контура аperiodической нагрузкой, как было указано выше.

Мощность колебаний высокой частоты для кварцевых генераторов в обоих случаях не может быть высокой и определяется прочностью кварцевой пластины. Для частот, применяемых любителями, мощность задающего генератора следует ограничить 1—2 вт.

Анодные напряжения, особенно для схемы с кварцем в цепи анод—сетка, следует брать не более 200—250 в.

Наилучшим способом предохранения кварца от перегрузки является включение последовательно с ним миллиамперметра. Ток в цепи кварца не должен превышать 60 ма. Измерительный прибор может быть заменен индикаторной лампочкой с напряжением 2,5 в × 60 ма. По интенсивности ее свечения можно судить о режиме работы кварца. Яркое свечение такой лампочки показывает чрезмерную перегрузку кварца, а слабое — нормальный режим генератора.

Из числа кварцевых схем задающих генераторов, применяемых радиолюбителями в передатчиках, широкое распространение получили схемы генераторов с электронной связью. Выходная мощность у таких генераторов значительно выше, чем у ранее рассмотренных. Поэтому иногда любители ограничиваются применением в своих передатчиках лишь одного каскада на кварце, собранного по схеме с электронной связью. Наибольшей популярностью у радиолюбителей пользуются кварцевые генераторы с электронной связью.

Схема сетка—катод. В этой схеме могут быть использованы только пентоды или лучевые тетроды. Один из вариантов схемы

только пентоды или лучевые тетроды. Один из вариантов схемы

только пентоды или лучевые тетроды. Один из вариантов схемы

только пентоды или лучевые тетроды. Один из вариантов схемы

сетка—катод дан на рис. 120. Эта схема по существу является двухкаскадным генератором, возбудитель которого выполнен по схеме сетка—катод, а анодом является экранирующая сетка. Внутренний колебательный контур  $L_1 C_1$  при работе генератора на основной частоте кварца и анодом напряжении свыше 300 в следует замыкать накоротко во избежание разрушения кварца. Конструктивно это может быть выполнено установкой на оси конденсатора  $C_1$  кривошипа, который в определенных положениях может замыкать и размыкать переключатель  $\Pi_1$ .

Генераторы с электронной связью получили большое распространение в основном потому, что они хорошо работают на гармониках кварца. Схема сетка—катод лучшее всего рабо-

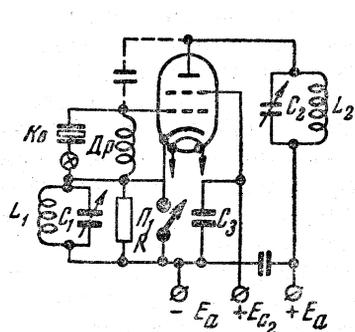


Рис. 120

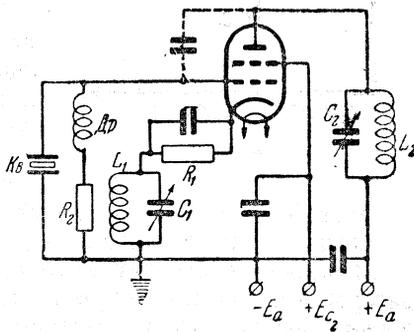


Рис. 121

тает на второй, четвертой и шестой гармониках. Работа генератора на второй гармонике основной частоты кварца будет наиболее эффективной при настройке контура  $L_1 C_1$  на частоту, несколько меньшую второй гармоники. При работе на четвертой гармонике следует контур  $L_1 C_1$  настраивать на вторую гармонику, а при работе на шестой гармонике — на третью гармонику.

Для работы на нечетных гармониках лучше применять другую схему.

Схема анод—сетка. В этой схеме (рис. 121) также могут быть использованы только пентоды и лучевые тетроды. Она также представляет собой двухкаскадный генератор, возбудитель которого работает по схеме анод—сетка. При работе на основной частоте кварца следует параллельно конденсатору  $C_1$  подключать конденсатор емкостью порядка 1000 пф. Величина индуктивности дросселя  $Dr$  выбирается порядка 2,5 мгн. Эта схема может работать на второй и третьей гармониках, но иногда требует подвозбуждения включением конденсатора небольшой емкости (1—2 пф) между анодом и управляющей сеткой лампы (на схеме указан пунктиром).

Выбор той или иной схемы кварцевого возбuditеля определяется общей схемой передатчика. При постройке маломощного передатчика с небольшим числом ламп следует применять схемы возбuditеля с электронной связью. Эти схемы, собранные на лампах 6ПЗС, при нормальном анодном напряжении на основной частоте кварца способны развивать в анодном контуре колебательную мощность порядка 15—30 *вт*, при работе на второй гармонике — 5—10 *вт* и на третьей и четвертой гармониках — 2—6 *вт*.

Таким образом, для коротковолновика, пользующегося радиостанцией мощностью 5 *вт*, можно обойтись всего лишь одноламповым передатчиком на лампе 6ПЗС. При желании же обходиться меньшим числом кварцев для всех разрешенных частот следует делать более сложный передатчик с удвоителем. В этом случае можно применять кварцевые возбuditели, работающие на триодах по схеме сетка—катод или анод—сетка при облегченном режиме кварца.

При постройке радиолюбителями передатчиков первой категории (мощностью 100 *вт*) целесообразнее применять возбuditель с плавным диапазоном.

### Возбuditели плавного диапазона со стабилизацией частоты кварцем

Применение кварцевой стабилизации частоты в передатчиках лишает их универсальности, так как они могут работать только на нескольких фиксированных частотах.

Однако потребность в передатчиках с высокой стабильностью частоты привела к созданию кварцевого передатчика с плавным диапазоном.

На выходе возбuditеля такого кварцевого передатчика получается рабочая частота, как сумма или разность частот

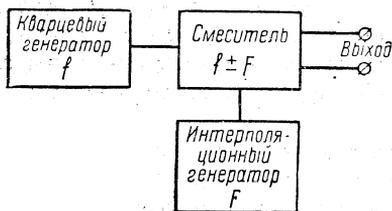


Рис. 122

обыкновенного кварцевого генератора с одним или несколькими кварцами и генератора плавного диапазона, работающего обычно на сравнительно низких частотах. Для выделения таких комбинационных частот применяется тот же принцип, что и при преобразовании частот в супергетеродине. Генератор плавного диапазона называется интерполяционным. Блок-схема такого возбuditеля изображена на рис. 122.

В любительских конструкциях можно ограничиться использованием одной боковой полосы частот. Если обозначить через  $F$  частоту интерполяционного генератора, через  $f$  — частоту квар-

цевого генератора и  $\frac{f}{F} = n$ , можно доказать, что нестабильность частоты возбудителя равняется:

$$\frac{\Delta f_{\text{раб}}}{f_{\text{раб}}} = \frac{1}{n + 1}.$$

Таким образом, относительная стабильность возбудителя на рабочей частоте получается в  $n + 1$  раз выше, чем стабильность интерполяционного генератора. Поэтому выгоднее устанавливать частоту интерполяционного генератора возможно более низкую, а для кварцевого генератора более высокую. Можно рекомендовать для получения на выходе возбудителя рабочих частот, лежащих в любительском диапазоне 7 Мгц, выбирать частоту кварцевого генератора порядка 6—6,5 Мгц. Тогда частота интерполяционного генератора может быть определена так:

$$f_{\text{раб}} = F + f_{\text{кв}}; \quad F = f_{\text{раб}} - f_{\text{кв}}.$$

Для первого случая, когда  $f_{\text{кв}} = 6,0$  Мгц,  $F_1 = 7000 - 6000 = 1000$  кГц,  $F_2 = 7100 - 6000 = 1100$  кГц,

$$n = \frac{6000}{1000} = 6.$$

Для второго случая, когда  $f_{\text{кв}} = 6,5$  Мгц, получаем  $F_1 = 7000 - 6500 = 500$  кГц,  $f_2 = 7100 - 6500 = 600$  кГц,

$$n = \frac{6500}{500} = 13.$$

Во втором случае стабильность частоты на выходе возбудителя может быть получена в два раза выше, чем в первом, но при этом возникает ряд практических затруднений с выделением нужной комбинационной частоты в анодном контуре преобразователя.

В составе импульса анодного тока во всех случаях наиболее сильно будет выражена основная частота кварцевого и интерполяционного генератора. Нужные же нам комбинационные частоты будут иметь сравнительно малую мощность. В анодном колебательном контуре частота интерполяционного генератора не будет выделяться из-за большой разности частот, в то же время колебания с частотой кварцевого генератора могут оказаться соизмеримыми и даже большими по своей мощности, чем колебания комбинационных частот. По этим соображениям нельзя устанавливать очень низкую частоту интерполяционного генератора.

Для устранения проникания основной частоты в анодный контур возбудителя применяют специальные, так называемые балансные схемы преобразователя. Одна из таких схем дана на рис. 123. Она по внешнему виду представляет собой двухтактный усилитель. Анодный контур преобразователя настраивает-

ся на суммарную (или разностную) частоту кварцевого и интерполяционного генераторов.

Своеобразной является сеточная часть такого преобразователя. Колебания от кварцевого генератора подводятся к сеткам ламп синфазно, т. е. всегда одинаковой величины и знака. Колебания же от интерполяционного генератора подводятся к сеткам ламп в противофазе. Теория и практика показывают, что

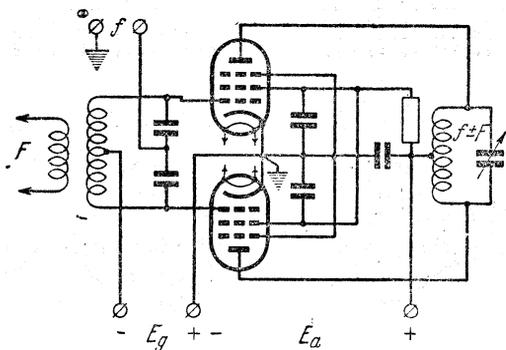


Рис. 123

при полной идентичности ламп в анодном контуре будет отсутствовать результирующий ток основной частоты кварцевого генератора. В контуре будут выделены только токи комбинационных частот (суммарной и разностной).

### МОДУЛЯЦИЯ И МАНИПУЛЯЦИЯ В ЛЮБИТЕЛЬСКИХ ПЕРЕДАТЧИКАХ

Радиолюбители в своей экспериментальной работе радиотелефоном на коротких волнах применяют исключительно способ амплитудной модуляции. Другие виды модуляции, и особенно частотная модуляция, находят применение в любительской радиосвязи только на ультракоротких волнах.

Рассмотрим амплитудную модуляцию.

Амплитудной модуляцией называется процесс изменения амплитуды незатухающих колебаний со звуковой частотой. Графически этот процесс изображен на рис. 124, а, б, в, г.

На каждом из этих рисунков в середине помещен график формы звуковых синусоидальных колебаний, вверху над ним — график незатухающих немодулированных колебаний высокой частоты, называемых несущей частотой, и внизу — график модулированных колебаний, получившихся в результате воздействия звуковой частоты на амплитуду незатухающих колебаний.

Степень изменения амплитуды незатухающих колебаний под воздействием звуковой частоты называют глубиной модуляции.

Величина, определяющая глубину модуляции, называется коэффициентом модуляции.

Коэффициентом модуляции  $m$  принято считать отношение гриоста амплитуды несущей частоты в процессе модуляции

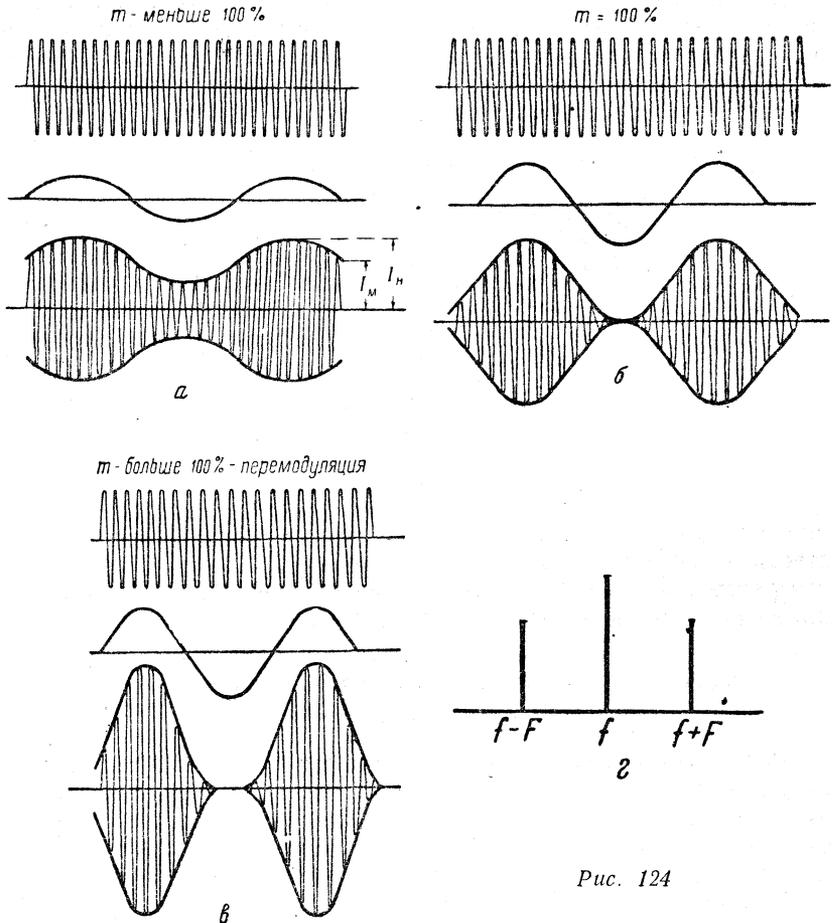


Рис. 124

к амплитуде несущей частоты. Коэффициент модуляции выражается в процентах:

$$m = \frac{\Delta I_n}{I_n} \cdot 100\%,$$

где  $\Delta I_n = I_m - I_n$ .

Модуляция с коэффициентом более 100% сопровождается очень большими искажениями и не приводит к увеличению дальности действия передатчика. Такая глубокая модуляция носит название перемодуляции.

Модулированные колебания уже не являются синусоидальными, и поэтому их импульс может быть разложен на составляющие синусоидальные компоненты, как это делалось при рассмотрении импульсов анодного тока с отсечкой.

Отличительной особенностью модулированного колебания является то, что его составляющие не будут кратными. В случае модуляции простым синусоидальным током в составе модулированного колебания будут содержаться три частоты, как изображено на рис. 124, *г*, где  $f$  — несущая частота, а  $f - F$  и  $f + F$  — боковые частоты.

Боковые частоты расположены по обе стороны от несущей частоты и разнятся от нее на величину частоты модуляции.

В случае модуляции целым спектром звуковых частот по обе стороны несущей частоты появятся два спектра боковых полос частот модуляции. Чем шире полоса частот модуляции, тем более широкую полосу частот занимают такие модулированные колебания в эфире. Известно, что для обеспечения высококачественного воспроизведения музыки необходимо передавать полосу звуковых частот от 25 до 8 000—10 000 *гц*, в то время как для получения высокой разборчивости речи достаточно передавать звуковые частоты от 200 до 2 500 *гц*.

Расширение полосы передаваемых частот не только не вызывает повышения разборчивости речи, но даже приводит к тому, что на каждую из частот модуляции будет приходиться меньшая часть излучаемой передатчиком мощности.

Любительские радиостанции предназначаются исключительно для передачи речи или телеграфных сигналов. Поэтому необходимо стремиться при радиотелефонии передавать только необходимый спектр частот, т. е. от 200 до 2 500—3 000 *гц*. Одновременно это позволит простыми средствами избавиться от фона переменного тока частоты 50—100 *гц*.

Любительские передатчики являются универсальными, т. е. они должны быть приспособлены как для радиотелефонной, так и радиотелеграфной работы. Поэтому большое внимание должно быть уделено возможности наиболее легкого перевода передатчика из телеграфного режима в телефонный.

### Практические способы амплитудной модуляции

Наиболее простым способом амплитудной модуляции является включение микрофона ( $M$ ) непосредственно в цепь антенны (рис. 125). Но этот способ не находит применения на практике, как несовершенный и приводящий к большим потерям мощности колебаний высокой частоты.

Практически схем модуляции имеется несколько. В каждом отдельном случае выбирается такая схема, которая более всего подходит для данного типа ламп, применяемых в выходных каскадах передатчика.

Изменение амплитуды несущей частоты в передатчике можно осуществлять изменением напряжения с частотой модуляции на любом одном или одновременно на нескольких электродах лампы. В зависимости от того, на какой электрод подается модулирующее напряжение, и сами способы модуляции получили названия сеточной, анодной и т. п. модуляции. В любительских передатчиках модуляция обычно осуществляется в усилителе мощности.

### Сеточная модуляция

На рис. 126 приведена практическая схема сеточной модуляции. На управляющую сетку лампы модулируемого каскада передатчика одновременно воздействуют три напряжения: постоянное напряжение  $E_c$  отрицательного смещения, напряжение возбуждения и напряжение звуковой частоты модуляции. К первичной обмотке трансформатора  $Tr_1$  подводится напряжение звуковой частоты от усилителя низкой частоты. Напряжение смещения в этом случае должно быть большим, чем при работе

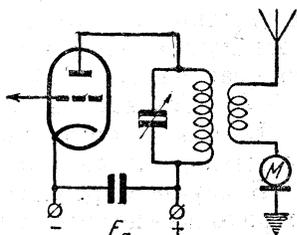


Рис. 125

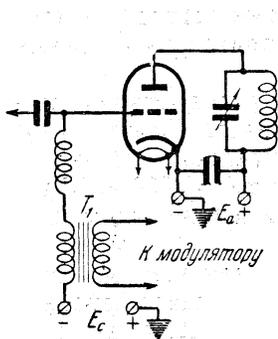


Рис. 126

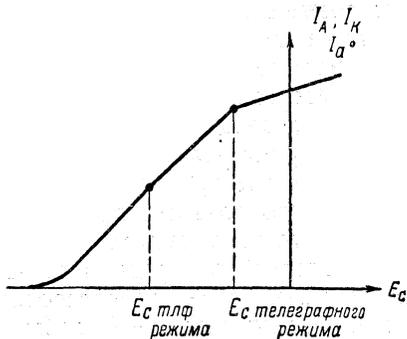


Рис. 127

в телеграфном режиме. Величину отрицательного смещения на управляющую сетку выходного каскада в телефонном режиме проще всего определить по статической модуляционной характеристике, которой называется кривая, показывающая зависимость тока в антенне от изменения напряжения смещения на управляющей сетке. Такая характеристика изображена на рис. 127. Модуляционная характеристика в этом случае будет линейной только в области работы выходного каскада при недонапряженном режиме.

На полученной характеристике определяется точка, соответствующая середине ее прямолинейной части, и по опущенному из этой точки перпендикуляру находят на абсциссе необходимую

величину отрицательного смещения. Практически с достаточной точностью можно установить передатчик в телефонный режим следующим способом.

Передатчик регулируется в телеграфном режиме на максимальную мощность в антенне. Затем связь с антенной слегка увеличивается и повышением отрицательного смещения устанавливается анодный ток модулируемого каскада, равный по величине половине значения анодного тока при работе передатчика в телеграфном режиме.

Значение модулирующего напряжения звуковой частоты устанавливается при помощи регулятора громкости такое, чтобы при произношении перед микрофоном продолжительного звука «а-а...» антенный ток увеличивался на 15—20%. При этом анодный ток изменяться не должен. Увеличение или уменьшение анодного тока говорит о перемодуляции или наличии паразитных колебаний в выходном каскаде. Уменьшение тока в антенне вместо его увеличения говорит о неправильном выборе рабочей точки.

В телефонном режиме мощность несущей частоты при сеточной модуляции в четыре раза меньше, чем в телеграфном режиме.

### Анодная модуляция

В настоящее время наиболее широко применяется на практике анодная модуляция. Основная причина этого заключается в том, что при анодной модуляции мощность несущей частоты при работе в телефонном режиме только в два раза меньше мощности телеграфной, т. е. она в два раза больше, чем при сеточной модуляции.

В чистом виде анодная модуляция применяется, как правило, только в триодных усилителях мощности.

Практическая схема анодной модуляции приведена на рис. 128. Модулятор здесь работает в режиме класса В.

Модуляционную статическую характеристику для анодной модуляции в любительских условиях снять затруднительно. Прямойлинейная часть модуляционной характеристики лежит в области перенапряженного режима модулируемого каскада.

Если выходной каскад в точке телеграфной работы имеет уже

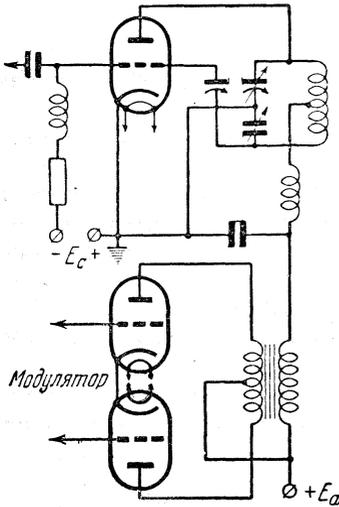


Рис. 128

слегка перенапряженный или даже критический режим, то переход к телефонному режиму осуществляется некоторым снижением анодного напряжения и уменьшением связи с антенной. Мощность выходного каскада модулятора при анодной модуляции значительно выше, чем при сеточной и других видах модуляции.

Выбор ламп для модулятора определяется напряжением выпрямителя, питающего выходной каскад передатчика, и мощностью этого выходного каскада. Лампы выбираются с таким расчетом, чтобы они могли отдать в нагрузку мощность, равную не менее половины мощности, подводимой к анодной цепи вы-

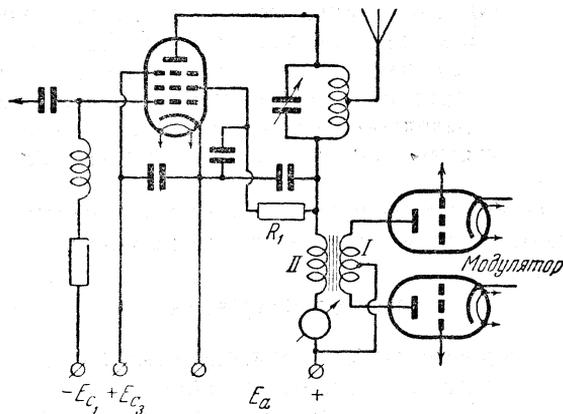


Рис. 129

ходного каскада передатчика. Выпрямитель выходного каскада в этом случае должен быть рассчитан с учетом мощности, потребляемой и модулятором, если последний не предполагается питать от отдельного выпрямителя.

В подавляющем большинстве случаев наши радиолюбители в выходных каскадах своих КВ передатчиков применяют пентоды и тетроды. Для пентодных и тетродных усилителей мощности целесообразно применять комбинированную модуляцию на анод и экранирующую сетку. Практическая схема усилителя с модуляцией на анод и экранирующую сетку передатчика приведена на рис. 129.

При анодно-экранной модуляции работа генератора может происходить в любом режиме, но предпочтительнее в слегка недонапряженном, близком к критическому.

### Расчет режима усилителя мощности при анодной модуляции

Как уже было установлено, выходной каскад передатчика в режиме амплитудной модуляции характеризуется двумя основными режимами: несущей частоты и максимальной мощности.

Расчет выходного каскада с анодной модуляцией начинается с расчета ее при режиме максимальной мощности, при заданных анодном напряжении и колебательной мощности в режиме несущей частоты. В любительских условиях, когда передатчик является телеграфно-телефонным, мощность в режиме несущей частоты и величина анодного напряжения подлежат предварительному определению из данных телеграфного режима.

Как уже было сказано, режим модулируемого каскада на всем участке модуляционной характеристики должен быть перенапряженным (за исключением максимальной точки, где он может быть критическим), причем это достигается некоторым снижением анодного напряжения. Обычно величина анодного напряжения в режиме несущей частоты выбирается равной 0,8—0,9 величины анодного напряжения в телеграфном режиме.

Колебательная мощность в режиме несущей частоты также должна быть снижена по сравнению с мощностью телеграфного режима и составлять от 0,5 до 0,7 значения последней. В противном случае могут быть не удовлетворены условия максимального режима.

Исходя из этих условий, определяем:

1. Величину анодного напряжения в режиме несущей частоты

$$E_{ат} = (0,8 \div 0,9) E_a.$$

2. Колебательную мощность в режиме несущей частоты

$$P_{гт} = (0,5 \div 0,7) P_{г}.$$

### 1. Режим максимальной мощности

1. Определяется величина максимального анодного напряжения, которое при анодной модуляции не остается постоянным, а меняется со звуковой частотой

$$E_{ам} = E_{ат} (1 + m);$$

при  $m = 1$

$$E_{ам} = E_{ат} (1 + 1) = 2E_{ат}.$$

Это значит, что при 100-процентной модуляции анодное напряжение в два раза выше, чем напряжение, даваемое выпрямителем.

2. Максимальное напряжение на аноде при коэффициенте использования анодного напряжения  $\xi$ , близком к единице, приближается к удвоенному значению, т. е.

$$E_{а макс} = 2E_{ам} \approx 4E_{ат}.$$

Таким образом, максимальное напряжение на аноде почти в четыре раза выше, чем напряжение анодного источника, и почти в два раза выше, чем в телеграфном режиме. Поэтому изоляция анодной цепи должна быть рассчитана с учетом этого условия.

Как уже было сказано, при переходе из телеграфного режима в телефонный анодное напряжение  $E_a$  несколько умень-

шается. Обычно его выбирают равным  $E_{ат} = (0,7 \div 0,8) E_a$ , где  $E_{ат}$  — анодное напряжение при переходе в режим анодной модуляции.

Режим модулируемого каскада должен быть перенапряженным от минимальной до максимальной мощности. Поэтому коэффициент использования анодного напряжения в максимальном режиме берется обычно  $\xi = 0,9 \div 0,95$  и режим каскада устанавливается в этой точке близким к критическому. Это обеспечит во всех остальных точках перенапряженный режим. Далее расчет производится по тем же формулам, что и расчет телеграфного режима. В результате расчета будут получены мощности  $P_{ом}$ ,  $P_{гм}$ ,  $P_{ам}$ , которые будут выше рекомендованных для данной лампы. Однако это вполне допустимо, так как указанные величины являются мгновенными значениями.

## 2. Режим несущей частоты

1. Анодное напряжение в телефонной точке, как уже известно, равно:

$$E_{ат} = \frac{E_{а макс}}{1 + m} = (0,8 \div 0,9) E_a.$$

2. Определяем амплитуду колебательного напряжения несущей частоты:

$$U_{мг} = \frac{U_{m макс}}{1 + m}.$$

3. Определяем величину тока первой гармоники в режиме несущей частоты:

$$I_{а1г} = \frac{I_{а макс}}{1 + m},$$

а также постоянную составляющую анодного тока

$$I_{а0г} = \frac{I_{а0 макс}}{1 + m}.$$

Эту величину анодного тока покажет миллиамперметр, включенный в анодную цепь. Показания этого прибора в процессе модуляции изменяться не должны.

Мощности в телефонной точке изменяются в  $(1 + m)^2$  раз и будут равны.

4. Полезная колебательная мощность:

$$P_{гг} = \frac{P_{г макс}}{(1 + m)^2},$$

при  $m = 1$

$$P_{гг} = \frac{1}{4} P_{г макс}.$$

5. Мощность, рассеиваемая на аноде:

$$P_{\text{ат}} = \frac{P_{\text{а макс}}}{(1+m)^2}.$$

6. Подводимая мощность:

$$P_{\text{от}} = \frac{P_{\text{о макс}}}{(1+m)^2}.$$

Для расчета модулятора необходимо определить средние значения некоторых величин за период частоты модуляции.

1. Подводимая мощность:

$$P_{\text{оср}} = P_{\text{от}} \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) = P_{\text{от}} + P_{\text{от}} \frac{m^2}{2}.$$

Таким образом, подводимая мощность в процессе модуляции увеличивается на

$$P_{\text{от}} \frac{m^2}{2}.$$

Эта добавочная мощность получается от модулятора. На эту мощность и должен быть рассчитан модулятор. Отсюда вытекает вывод, что для обеспечения 100-процентной модуляции ( $m = 1$ ) мощность модулятора должна быть равна подводимой мощности генератора.

2. Мощность, рассеиваемая на аноде:

$$P_{\text{аср}} = P_{\text{ат}} \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right).$$

Эта мощность определяет нагрев анода лампы и не должна превышать допустимого значения.

3. Среднее значение тока в антенне:

$$I_{\text{А ср}} = I_{\text{ат}} \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}},$$

при  $m = 1$

$$I_{\text{А ср}} = 1,22 I_{\text{ат}}.$$

Это значит, что при 100-процентной модуляции ток в антенне должен быть больше на 22%, чем при отсутствии модуляции.

Для расчета модулятора, кроме его мощности, необходимо знать еще сопротивление его нагрузки.

Нагрузочным сопротивлением для модулятора является эквивалентное сопротивление генератора

$$R_2 = \frac{E_{\text{ат}}}{I_{\text{а0 т}}}$$

или для анодно-экранной модуляции

$$R_2 = \frac{E_{\text{ат}}}{I_{\text{а0 т}} + I_{\text{с2 т}}}.$$

### 3. Расчет режима усилителя мощности при анодно-экранной модуляции

Как было сказано выше, генератор предпочтительно должен иметь режим, близкий к критическому. В этом режиме, который будет соблюдаться во всех точках модуляционной характеристики в связи с одновременным изменением анодного и экранного напряжений, колебательная мощность генератора будет пропорциональна квадрату анодного напряжения. Это необходимо учитывать при выборе ламп для анодно-экранной модуляции.

В пиковой точке генераторная лампа будет отдавать мощность:

$$P_{Г \text{ макс}} = P_{Г \text{ ном}} \left( \frac{E_{а \text{ макс}}}{E_{а \text{ ном}}} \right)^2.$$

Здесь  $E_{а \text{ ном}}$  — анодное напряжение, при котором отдается номинальная мощность  $P_{Г \text{ ном}}$ .

Анодное напряжение в пиковой точке обычно выбирают, исходя из соображений прочности катода лампы, в следующих пределах:

$$E_{а \text{ макс}} = (1,6 \div 1,8) E_{а \text{ ном}}.$$

При этом мощность, отдаваемая лампой в пиковой точке, составит:

$$P_{Г \text{ макс}} = (2,5 \div 3,0) P_{Г \text{ ном}}.$$

Обычно в расчете пикового режима известной величиной является колебательная мощность. В этом случае необходимая величина анодного напряжения находится из следующего выражения:

$$E_{а \text{ макс}} = E_{а \text{ ном}} \sqrt{\frac{P_{Г \text{ макс}}}{P_{Г \text{ ном}}}}.$$

Угол отсечки в пиковой точке следует брать порядка  $\psi_{\text{макс}} = 90^\circ + 70^\circ$ .

Коэффициент использования анодного напряжения в пиковой точке выбирается на 2—4% меньше критического значения

$$\xi_{\text{макс}} = (0,96 \div 0,98) \xi.$$

Далее находится значение модулирующего напряжения на экранной сетке по следующей формуле:

$$U_{с2} = E_{с2 \text{ макс}} - E_{с2 \text{ Т}} = U_{mc} \cdot \mu_{с1с2} (\cos \psi_{\text{Т}} - \cos \psi_{\text{макс}}).$$

Задавая экранное напряжение в режиме несущей частоты

$$E_{с2 \text{ Т}} \cong (1,1 \div 1,2) U_{с2},$$

определяем экранное напряжение в пиковой точке из выражения:

$$E_{с2 \text{ макс}} = E_{с2 \text{ Т}} + U_{с2 \text{ Т}}$$

и анодное напряжение в режиме несущей частоты из выражения:

$$E_{ат} \cong E_{а \text{ макс}} \frac{E_{с2 \tau}}{E_{с2 \tau} + U_{с2}}.$$

В большинстве случаев при использовании ламп с активизированным катодом фактором, ограничивающим использование лампы по мощности, является ее электрическая прочность и режим работы катода.

Поэтому обычно не рекомендуется использовать лампу выше, чем это определяется из выражения:

$$P_{гт} = (0,6 \div 0,75) P_{г \text{ ном}}$$

при  $m = 1$ .

**Примерный расчет.** Произведем расчет режима усилителя мощности передатчика, работающего на лампе ГУ-13 со следующими параметрами:  $P_{г \text{ ном}} = 250 \text{ вт}$ ;  $I \geq 1000 \text{ ма}$ ;  $P_{а \text{ доп}} = 100 \text{ вт}$ ;  $P_{с2 \text{ доп}} = 22 \text{ вт}$ ;  $E_{а \text{ ном}} = 2000 \text{ в}$ ;  $E_{с2 \text{ ном}} = 400 \text{ в}$ ;  $S = 7,5 \text{ ма/в}$ ;  $\mu_{с2 \text{ с1}} = 7$ ;  $\psi_{с} = -0,7$ ;  $E_{с0} = +15 \text{ в}$ .

Задано: коэффициент модуляции  $m = 1,0$ .

#### а) Расчет пикового режима

1. Задаемся мощностью в телефонной точке:

$$P_{гт} = (0,6 \div 0,75); P_{г \text{ ном}} = 0,6 \cdot 250 = 150 \text{ вт}.$$

2. Определяем колебательную мощность в пиковой точке:

$$P_{г \text{ макс}} = P_{гт} (1 + m)^2 = 4P_{гт} = 600 \text{ вт}.$$

3. Определяем анодное напряжение в пиковой точке:

$$E_{а \text{ макс}} = E_{а} \sqrt{\frac{P_{г \text{ макс}}}{P_{г \text{ ном}}}} = 2000 \sqrt{\frac{600}{250}} = 3000 \text{ в}.$$

4. Выбираем угол отсечки в пиковой точке:

$$\psi_{\text{макс}} = 70^\circ; \quad \psi_{1 \text{ макс}} = 0^\circ,$$

при этом

$$\begin{aligned} \cos \psi_{\text{макс}} &= 0,342; & \alpha_{1 \text{ макс}} &= 0,436; \\ \alpha_{0 \text{ макс}} &= 0,253; & \beta_{1 \text{ макс}} &= 0,288; & \beta_{0 \text{ макс}} &= 0,166. \end{aligned}$$

5. Определяем критический коэффициент использования анодного напряжения:

$$\xi_{кр} = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2P_{г\ макс}}{S_{\alpha_1} \alpha_{1\ макс} E_a^2}} = \frac{1}{2} +$$

$$+ \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2 \cdot 600}{7,5(-0,4) \cdot 0,436 \cdot 3^2 10^6}} \cong 0,96.$$

Берем  $\xi = 0,9$ .

6. Амплитуда колебательного напряжения анодного напряжения:

$$U_{m\ макс} = 0,9 \cdot 3000 = 2700 \text{ в.}$$

7. Амплитуда тока первой гармоники:

$$I_{a1\ макс} = \frac{2P_{г\ макс}}{U_{m\ макс}} = \frac{1200}{2700} \cong 0,45 \text{ а.}$$

8. Эквивалентное сопротивление контура:

$$R_{ос} = \frac{U_{m\ макс}}{I_{a1\ макс}} = \frac{2700}{0,45} = 6000 \text{ ом.}$$

9. Амплитуда напряжения возбуждения определяется из условия:

$$U_{см} = \frac{I_{a1\ макс}}{S\alpha_1(1 - \cos \psi)} = \frac{0,45 \cdot 10^3}{7,5 \cdot 0,436(1 - 0,342)} \cong 210 \text{ в.}$$

10. Определяем постоянную составляющую анодного тока:

$$I_{a0\ макс} = S U_{см} \alpha_{0\ макс} (1 - \cos \psi_{\ макс}) = 7,5 \cdot 210 \cdot 0,166 = 0,260 \text{ а.}$$

11. Мощность, подводимая к анодной цепи:

$$P_{0\ макс} = E_a \cdot I_{a0\ макс} = 3000 \cdot 0,260 = 780 \text{ вт.}$$

12. Мощность, рассеиваемая на аноде:

$$P_{a\ макс} = P_{0\ макс} - P_{г\ макс} = 780 - 600 = 180 \text{ вт.}$$

Мощность получилась значительно большей, чем допустимая, однако это не опасно, так как данный режим является мгновенным.

13. Определяем КПД анодной цепи:

$$\eta_{\ макс} = \frac{P_{г\ макс}}{P_{0\ макс}} = \frac{600}{780} = 0,77 = 77\%.$$

14. Определяем величины сеточных токов по эмпирическим формулам:

$$I_{c1,0\ макс} \cong 0,04 I_{a0\ макс} \cong 10 \text{ ма;}$$

$$I_{c2,0\ макс} \cong 0,15 I_{a0\ макс} \cong 39 \text{ ма.}$$

15. Определяем амплитуду первой гармоники сеточного тока управляющей сетки:

$$I_{c11 \text{ макс}} \cong 2I_{c1 \text{ макс}} = 2 \cdot 10 = 20 \text{ ма.}$$

16. Определяем мощность возбудителя:

$$P_{c \text{ макс}} = 0,5U_{ct} I_{c11 \text{ макс}} = 0,5 \cdot 210 \cdot 20 \cdot 10^{-3} \cong 2,1 \text{ вт.}$$

б) Расчет режима несущей частоты

1. Амплитуду первой гармоники анодного тока определяем из выражения:

$$I_{a1 \tau} = \frac{I_{a1 \text{ макс}}}{1+m} = \frac{0,45}{2} = 0,225 \text{ а.}$$

Угол отсечки и коэффициент разложения соответственно изменятся. Коэффициент первой ( $\beta_1$ ) гармоники изменится пропорционально изменению тока первой гармоники (при неизменной величине напряжения возбудителя):

$$\beta_{1 \tau} = \frac{\beta_{1 \text{ макс}}}{1+m} = \frac{0,288}{2} = 0,144.$$

Определяем по таблице угол отсечки в режиме несущей:

$$\psi_{\tau} = 53,5^{\circ}; \quad \cos \psi_{\tau} = 0,595; \quad \beta_{0 \tau} = 0,079.$$

2. Определяем постоянную составляющую анодного тока:

$$I_{a0 \tau} = SU_{mc} \beta_{0 \tau} = 7,5 \cdot 210 \cdot 0,079 = 125 \text{ ма.}$$

3. Далее определяем амплитуду колебательного напряжения на аноде:

$$U_{m\tau} = I_{a1 \tau} R_{oe} = 0,225 \cdot 6000 = 1350 \text{ в.}$$

4. Амплитуда модулирующего напряжения на экранирующей сетке:

$$U_{c2 \Omega} = \frac{U_{mc}}{D_{c2c1}} (\cos \psi_{\tau} - \cos \psi_{\text{макс}}) = \frac{210 \cdot 7}{1} (0,595 - 0,342) \cong 372 \text{ в.}$$

5. Экранное напряжение в режиме несущей определяем из выражения:

$$E_{c2 \tau} \cong 1,1U_{c2 \Omega} = 1,1 \cdot 372 = 400 \text{ в.}$$

6. Определяем анодное напряжение в режиме несущей:

$$E_{a\tau} = E_{a \text{ макс}} \frac{E_{c2 \tau}}{E_{c2 \tau} + U_{c2 \Omega}} = 3000 \cdot \frac{400}{400 + 372} \cong 1550 \text{ в.}$$

7. Коэффициент использования анодного напряжения:

$$\xi_{\tau} = \frac{U_{m\tau}}{E_{a\tau}} = \frac{1350}{1500} \cong 0,87.$$

8. Мощность, подводимая к анодной цепи:

$$P_{0T} = E_{aT} I_{a0T} = 1550 \cdot 0,125 \cong 194 \text{ вт.}$$

9. Мощность, рассеиваемая на аноде:

$$P_{aT} = P_{0T} - P_{гT} = 194 - 150 = 44 \text{ вт.}$$

Таким образом, мощность, рассеиваемая на аноде, получилась значительно меньше допустимой.

10. КПД анодной цепи в режиме несущей:

$$\eta = \frac{P_{гT}}{P_{0T}} = \frac{150}{194} = 0,77.$$

11. Определяем необходимую величину амплитуды модулирующего анодного напряжения:

$$U_{a2} = E_{a \text{ макс}} - E_{aT} = 3000 - 1550 = 1450 \text{ в.}$$

12. Определяем постоянные составляющие токов сетки:

$$I_{c1,0T} \cong 0,04 I_{a0T} = 0,04 \cdot 125 = 5 \text{ ма};$$

$$I_{c2,0T} \cong 0,15 I_{a0T} = 0,15 \cdot 125 \cong 19 \text{ ма.}$$

13. Амплитуда первой гармоники сеточного тока:

$$I_{c1,1T} \cong 2 I_{c1,0T} = 2 \cdot 5 = 10 \text{ ма.}$$

14. Определяем необходимую мощность возбуждения:

$$P_{c1T} = 0,5 U_{mc} I_{c1,1T} = 0,5 \cdot 210 \cdot 0,005 \cong 0,5 \text{ вт.}$$

15. Мощности, рассеиваемые на сетках:

$$P_{c1,0T} = 0,5 U_{mc} I_{c1,1T} \cong 0,5 \text{ вт};$$

$$P_{c2,0T} \cong E_{c2T} I_{c2,0T} = 400 \cdot 0,019 \cong 7,6 \text{ вт.}$$

16. Определяем величину отрицательного смещения на управляющей сетке лампы:

$$E_{c1} = E_{c0} - D_{c1c2} - U_{mc} \cos \psi_T = \frac{400}{7} - 210 \cdot 0,595 = -167 \text{ в.}$$

Далее необходимо определить величину сопротивления, которое будет являться нагрузкой для выходной обмотки модуляционного трансформатора:

$$R_T = \frac{E_{aT}}{I_{a0T} + I_{c20T}} = \frac{1550}{0,125 + 0,019} \cong 10700 \text{ ом.}$$

Обычно передатчики любителя должны обеспечивать работу как в телеграфном, так и в телефонном режиме. Изменение анодного напряжения для перевода передатчика из одного режима в другой не всегда бывает желательным, поэтому иногда более



## 2. Расчетные данные модуляционного трансформатора.

**Б. Расчет модулятора в режиме В.** Для простейшего расчета модулятора необходимо задаться величиной коэффициента полезного действия и граничными частотами, которые модулятор должен пропускать при заданной величине частотных искажений.

Для радиолюбительской практики, когда применяется исключительно речевая передача, целесообразно рассчитывать модулятор на полосу частот от 200 до 2 500 гц. Специфическим для расчета модулятора является то, что обычно обуславливается величина источника анодного питания.

В результате расчета должно быть сделано следующее:

- 1) произведен выбор типа и количества ламп в модуляторе;
- 2) определены данные режима модулятора:  $U_{mc}$ ,  $E_c$ ,  $U_m$ ,  $I_m$ ,  $I_a$ ,  $I_0$  и  $P_a$ ;
- 3) определены параметры модуляционного трансформатора:  $n$  — коэффициент трансформации и  $L_1$  — индуктивность первичной обмотки.

В начале расчета задаемся коэффициентом использования анодного напряжения  $\xi$ , который в этом случае выбирается в пределах  $0,5 \div 0,75$ .

1. Определяем расчетную мощность модулятора, которая зависит от КПД модуляционного трансформатора:

$$P_{\text{м расч}} = P_{\text{м}} \eta_{\text{тр}}.$$

2. Определяем мощность, которую должны отдать лампы одного плеча:

$$P'_{\text{м расч}} = \frac{P_{\text{м расч}}}{2}.$$

Далее определяем амплитуду переменного напряжения на аноде ламп одного плеча:

$$U'_m = \xi E_a.$$

3. Находим амплитуду переменной составляющей анодного тока ламп одного плеча:

$$I_a = \frac{2P'_{\text{м расч}}}{U'_m}.$$

4. Определяем максимальный импульс анодного тока одного плеча. Режим В, как известно, характеризуется импульсом анодного тока с углом отсечки  $\psi = 90^\circ$ . Для такого импульса:

$$\alpha_1 = 0,5, \quad \alpha_0 = 0,319; \quad I'_m = 2I'_a.$$

5. Определяем величину постоянной составляющей анодного тока одного плеча:

$$I'_0 = 0,319 I'_m.$$

Общее значение постоянной составляющей:

$$I_0 = 2I'_m.$$

Это значение покажет миллиамперметр, включенный в анодную цепь модулятора, когда последний отдает расчетную мощность.

6. Определяем подводимую мощность ламп одного плеча:

$$P'_0 = E_a \cdot I'_0.$$

Полная подводимая мощность будет равна:

$$P_0 = 2P'_0.$$

7. Определяем мощность, рассеиваемую на анодах ламп одного плеча:

$$P'_a = P'_0 - P'_{\text{м расч.}}$$

После этого производим выбор типа и количества ламп.

8. Определяем амплитуду переменного напряжения на сетках ламп одного плеча:

$$U_{mc} = \frac{I'_m}{mS} + DU'_m.$$

Общая амплитуда переменного напряжения, подводимая к сеткам ламп:

$$U_{mc} = 2U'_{mc}.$$

9. Определяем величину отрицательного напряжения на сетках ламп:

$$E_c = \frac{E_a}{\mu}.$$

На этом этапе расчета проверяем напряженность режима из условия:

$$\frac{l_{a \text{ мин}}}{l_{c \text{ макс}}} \geq 3;$$

$$l_{a \text{ мин}} = E_a - U'_m;$$

$$l_{c \text{ макс}} = E_c + U_{mc}.$$

10. Определяем величину сопротивления нагрузки для ламп одного плеча:

$$R'_a = \frac{U'_m}{I'_a}.$$

Отсюда общее сопротивление между анодами ламп должно иметь величину:

$$R_a = 2R'_a.$$

11. Определяем коэффициент трансформации модуляционного трансформатора:

$$n = \frac{\omega_2}{\omega_1} \sqrt{\frac{R_r}{\eta_{тр} \cdot R_a}},$$

где  $\omega_1, \omega_2$  — число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора.

12. Определяем величину индуктивности первичной обмотки трансформатора:

$$L_1 = \frac{4R_i}{m} \cdot \frac{\alpha}{1 + \alpha} \cdot \frac{1}{4,16F_n},$$

где  $\alpha = \frac{R_a}{4R_i}$ ;

$F_n$  — низшая частота модуляции.

**В. Расчет модулятора в режиме АВ.** Этот режим работы применяется в двухтактных усилителях, в которых используются пентоды или лучевые тетроды. Угол отсечки анодного тока обычно берется около  $120^\circ$ . В этом режиме  $\alpha_0 = 0,4$  и  $\alpha_1 = 0,54$ .

Коэффициент использования анодного напряжения может быть взят для пентодов и тетродов более высокий, чем для триодов в классе В:  $\xi = 0,75 \div 0,85$ .

Эквивалентное внутреннее сопротивление ламп для двухтактной схемы:

$$R_{1 \text{ экв}} = \frac{3R_i}{m}.$$

Остальной расчет аналогичен предыдущему.

**Пример.** Рассчитать модулятор в режиме класса В для обеспечения работы выходного каскада передатчика, данные которого следующие:  $R_r = 10\,000 \text{ ом}$ ;  $P_m = 78 \text{ вт}$ ;  $E_a = 1\,200 \text{ в}$ .

Выбираем:

- 1) низшая частота модуляции  $F_n = 200 \text{ гц}$ ;
- 2) высшая частота модуляции  $F_b = 2\,500 \text{ гц}$ ;
- 3) КПД трансформатора  $\eta_{тр} = 0,8$ ;
- 4) коэффициент использования анодного напряжения  $\xi = 0,7$ .

1. Расчетная мощность модулятора:

$$P_{м \text{ расч}} = \frac{P_m}{\eta_{тр}} = \frac{78}{0,8} = 98 \text{ вт}.$$

Мощность, которую должны отдать лампы одного плеча:

$$P'_{м \text{ расч}} = \frac{P_{м \text{ расч}}}{2} = \frac{98}{2} = 49 \text{ вт}.$$

2. Определяем амплитуду переменного напряжения на аноде:

$$U'_m = \xi E_a = 0,7 \cdot 1\,200 = 840 \text{ в}.$$

3. Амплитуда переменной составляющей анодного тока ламп одного плеча:

$$I'_a = \frac{2P'_{м\text{ расч}}}{U'_m} = \frac{2 \cdot 49}{840} = 0,114 \text{ а.}$$

4. Импульс анодного тока ламп одного плеча:

$$I'_m = 2I'_a = 0,228 \text{ а.}$$

5. Величина постоянной составляющей:

$$I'_0 = 0,319 \cdot I'_m = 0,319 \cdot 0,228 = 0,073 = 73 \text{ ма.}$$

6. Подводимая мощность к анодам ламп одного плеча:

$$P'_0 = 1\,200 \cdot 0,073 = 88 \text{ вт.}$$

7. Мощность, рассеиваемая на анодах ламп одного плеча, равна:

$$P'_a = 87,5 - 49 = 38,5 \text{ вт.}$$

По имеющимся в результате проведенных вычислений данным  $P'_a$ ,  $I'_m$  и заданному по условиям  $E_a$  производим выбор типа ламп модулятора.

Берем лампу УБ-180. Эта лампа не совсем удовлетворяет требованиям по анодному напряжению, но других подходящих триодов на эту мощность нет. Проведенные эксперименты подтверждают возможность использования этой лампы в данном случае.

Основные параметры выбранной лампы следующие:  $P_{a\text{ доп}} = 50 \text{ вт}$ ;  $I_s \geq 0,25 \text{ а}$ ;  $\mu = 9$ ;  $R_i = 1\,500 \text{ ом}$ ;  $S = 6 \frac{\text{ма}}{\text{в}}$ .

Количество ламп в анодном плече  $m = 1$ .

8. Определяем общее значение постоянной составляющей анодного тока ламп модулятора:

$$I_0 = 2I'_0 = 2 \cdot 73 = 146 \text{ ма.}$$

Эту величину тока покажет миллиамперметр, включенный в анодную цепь модулятора, когда последний отдает расчетную мощность.

9. Определяем полную подводимую мощность к модулятору:

$$P_0 = E_a I_0 = 1\,200 \cdot 0,146 = 175 \text{ вт.}$$

10. Определяем амплитуду переменного напряжения на управляющей сетке лампы:

$$U_{mc} = \frac{I'_m}{S} + DU'_m = \frac{232}{6} 10^3 + \frac{1}{9} 840 = 38 + 93 = 131 \text{ в.}$$

11. Определяем величину отрицательного смещения:

$$E_c = \frac{E_a}{\mu} = \frac{1\,200}{9} = -133 \text{ в.}$$

Таким образом, максимальное напряжение на сетке будет равно:

$$I_{c \text{ макс}} = -133 + 131 = -2 \text{ в.}$$

Это означает, что обеспечивается получение необходимой мощности без захода в область положительных напряжений на сетке, т. е. работа будет происходить без сеточного тока.

12. Проверяем напряженность режима:

$$I_{a \text{ мин}} = 1\,200 - 840 = 360 \text{ в.}$$

Таким образом, условие  $\frac{I_{a \text{ мин}}}{I_{c \text{ макс}}} \gg 3$  удовлетворяется вполне.

13. Определяем величину сопротивления нагрузки для одного плеча:

$$R'_a = \frac{U'_m}{I'_a} = \frac{840}{0,116} = \frac{840}{116} 10^3 = 7\,400 \text{ ом.}$$

14. Определяем общее сопротивление нагрузки между анодами:

$$R_a = \frac{2R'_a}{m} = \frac{2 \cdot 7\,400}{1} = 14\,800 \text{ ом.}$$

15. Находим коэффициент трансформации модуляционного трансформатора:

$$n = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{\frac{R_r}{\eta_{\text{тр}} \cdot R_a}} = \sqrt{\frac{10\,000}{0,8 \cdot 14\,800}} = 0,92 \approx 1 : 1,1.$$

16. Определяем величину индуктивности первичной обмотки трансформатора:

$$L_1 = \frac{4R_i}{m} \cdot \frac{\alpha}{1 + \alpha} \cdot \frac{1}{4,16F_n},$$

где

$$\alpha = \frac{R_a}{4R_1} = \frac{14\,800}{4 \cdot 1\,500} = 2,46.$$

Таким образом,

$$L_1 = \frac{4 \cdot 1\,500}{1} \cdot \frac{2,46}{1 + 2,46} \cdot \frac{1}{4,16 \cdot 200} = 6\,000 \cdot 0,71 \times \\ \times \frac{1}{4,16 \cdot 200} = 5,14 \text{ гн.}$$

Последним этапом расчета модулятора является расчет модуляционного трансформатора.

Расчет в режиме АВ удобнее производить графически по характеристикам ламп. Вообще же расчет в этом случае мало отличается от расчета в режиме класса В, за исключением того, что изменяются некоторые соотношения.

**Пример расчета модулятора в режиме АВ.** Пусть необходимо рассчитать модулятор для следующих условий:

Дано:  $R_r = 11\,000\ \text{ом}$ ;  $R_m = 55\ \text{вт}$ ;  $F_n = 200\ \text{гц}$ ;  $\eta_{\text{тр}} = 0,8$ .

Выбираем коэффициент использования анодного напряжения  $\xi = 0,75$  и угол отсечки анодного тока  $\psi = 120^\circ$ .

Этот импульс характеризуется коэффициентами  $\alpha_0 = 0,4$  и  $\alpha_1 = 0,54$ . Кроме того, имеется возможность питания цепей анода модулятора от отдельного выпрямителя с напряжением  $450\ \text{в}$ . Требуется в результате расчета определить данные режима:  $U_{mc}$ ,  $E_c$ ,  $I_0$ ,  $U_m$ ,  $R_a$ , а также определить  $n$  и  $L_1$ .

1. Определяем расчетную мощность модулятора:

$$P_{\text{м расч}} = \frac{P_{\text{м}}}{\eta_{\text{тр}}} = \frac{55}{0,8} = 70\ \text{вт}.$$

2: Определяем амплитуду переменного напряжения на анодах ламп одного плеча:

$$U'_m = \xi E_a = 0,75 \cdot 450 = 340\ \text{в}.$$

3. Определяем амплитуду переменной составляющей основной частоты ламп одного плеча:

$$I'_a = \frac{2P_{\text{м расч}}}{U'_m} = \frac{2 \cdot 35}{340} \approx 0,21\ \text{а}.$$

4. Максимальный импульс анодного тока ламп одного плеча:

$$I'_m = \frac{I'_a}{\alpha_1} = \frac{0,21}{0,54} = 0,38\ \text{а}.$$

5. Определяем величину постоянной составляющей анодного тока ламп одного плеча:

$$I'_0 = 0,4I'_m \approx 0,15\ \text{а}.$$

6. Подводимая мощность к анодам ламп одного плеча:

$$P'_0 = I'_0 E_a = 0,15 \cdot 450 = 68\ \text{вт}.$$

7. Мощность, рассеиваемая на анодах ламп одного плеча:

$$P'_a = P'_0 - P'_{\text{м расч}} = 68 - 35 = 33\ \text{вт}.$$

Выбираем лампу 6ПЗС. Так как одна лампа в плече не обеспечивает выполнения условий по мощности рассеяния на аноде  $P_a > P_{a \text{ доп}}$ , применяем две лампы в плече.

Данные лампы 6ПЗС:  $S = 6 \frac{\text{ма}}{\text{в}}$ ;  $\mu = 135$ ;  $R_i = 22,5 \cdot 10^3$ ;  
 $P_{a \text{ макс}} \leq 20 \text{ вт}$ ;  $I_y \leq 275 \text{ ма}$ ;  $E_a = 450 \text{ в}$ ;  $E_{c2} = 250 \text{ в}$ .

8. Определяем общее значение постоянной составляющей анодного тока:

$$I_0 = 2I_0 = 2 \cdot 0,15 = 0,30 \text{ а.}$$

9. Определяем полную мощность, подводимую к анодной цепи модулятора:

$$P_0 = E_a I_0 = 450 \cdot 0,30 = 135 \text{ вт.}$$

10. Определяем амплитуду переменного напряжения на управляющей сетке ламп одного плеча:

$$U'_{mc} = \frac{I'_m}{mS} + DU'_m = \frac{0,38}{6 \cdot 2} \cdot 10^3 = 31,5 \text{ в.}$$

Вторым слагаемым можно пренебречь ввиду его малости. Определяем величину напряжения, которое необходимо подвести от предыдущего каскада к сеткам ламп:

$$U_{mc} = 2U'_{mc} = 2 \cdot 31,5 = 63 \text{ в.}$$

11. Определяем величину отрицательного смещения на сетке.  $E_c$  может быть взято на 15—25% меньше, чем  $U'_{mc}$ :

$$E_c = \frac{U'_{mc}}{1,25} = \frac{31,5}{1,25} \cong 25 \text{ в.}$$

12. Определяем величину нагрузки для одного плеча:

$$R'_a = \frac{U'_m}{I'_a} = \frac{340}{0,21} \cong 1\,600 \text{ ом.}$$

Общее сопротивление нагрузки, включенное между анодами, в этом случае будет равно:

$$R_a = 2R'_a = 2 \cdot 1\,600 = 3\,200 \text{ ом.}$$

13. Определяем коэффициент трансформации:

$$n = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{\frac{R_r}{\eta_{\text{тр}} R_a}} = \sqrt{\frac{11\,000}{0,8 \cdot 3\,200}} \cong 2,1 = 2,15 : 1.$$

14. Определяем величину индуктивности первичной обмотки:

$$L_1 = \frac{R_a}{4,16 \cdot F_n \cdot m} = \frac{3\,200}{4,16 \cdot 200 \cdot 2} \cong 1,9 \text{ гн.}$$

Берем округленно  $L_1 = 2,0 \text{ гн.}$

**Г. Расчет модуляционного трансформатора.** Модуляционный трансформатор работает в условиях непрерывного подмагничивания его сердечника постоянным током, протекающим во вторичной обмотке.

Коэффициент магнитной проницаемости  $\mu_z$  в этом случае будет зависеть от тока подмагничивания. Для того чтобы избежать работы сердечника в условиях перенасыщения, необходимо применить в нем воздушный зазор.

Здесь приводится упрощенный порядок расчета модуляционного трансформатора, дающий точность, вполне достаточную для практики. Исходные данные для расчета нам известны из расчета выходного каскада передатчика и модулятора.

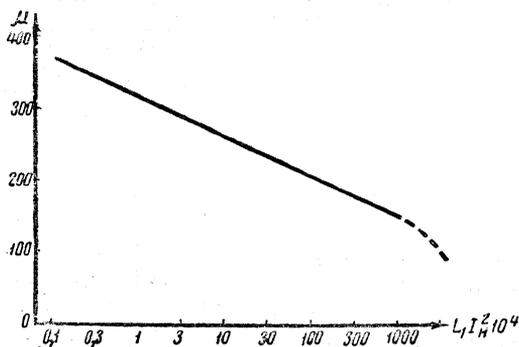


Рис. 132

Из расчета генератора и модулятора известно:

- 1) ток подмагничивания вторичной обмотки трансформатора; пусть в данном случае  $I_{a0} + I_{c20} = 90 \text{ ма}$ ;
- 2) индуктивность первичной обмотки трансформатора  $L_1 = 2,0 \text{ гн}$ ;
- 3) коэффициент трансформации  $n = 2,1$ .

Порядок расчета:

1. По графику (рис. 132) определяем действительную величину магнитной проницаемости железа с учетом подмагничивания постоянной составляющей анодного тока выходного каскада передатчика.

Для этого необходимо определить произведение  $L_2 I_0^2 \cdot 10^4$ ;

а) определяем:

$$L_2 = n^2 L_1 = 2,1^2 \cdot 2,0 = 8,8 \text{ гн.}$$

б)  $L_2 I_0^2 \cdot 10^4 = 8,8 \cdot 0,090^2 \cdot 10^4 = 8,8 \cdot 0,0081 \cdot 10^4 = 720$ .

Из графика находим:  $\mu_z = 160$ .

2. Производим выбор размеров сердечника по табл. 41 в V главе справочника:

$$Ш = 25 \times 50; \quad l_{ж} = 15,8; \quad Q_{ж} = 5,1.$$

3. Определяем число витков первичной обмотки:

$$\omega_1 = 10^4 \sqrt{\frac{L_1 l_{ж}}{0,4\pi\mu_z Q_{ж}}} = 10^4 \sqrt{\frac{2,0 \cdot 15,8}{0,4 \cdot 3,14 \cdot 5,1 \cdot 160}} = 1630 \text{ витков.}$$

4. Находим число витков вторичной обмотки:

$$\omega_2 = n\omega_1 = 2,1 \cdot 1630 = 3420 \text{ витков.}$$

5. Определяем диаметр проводов по допустимой плотности тока:

$$d_1 = 1,13 \sqrt{\frac{I'_0}{\sigma}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,15}{2,5}} \approx 29,5 \cdot 10^{-2} \approx 0,3 \text{ мм,}$$

где  $I'_0$  — постоянная составляющая анодного тока ламп одного плеча модулятора;

$\sigma$  — допустимая плотность тока, равная  $2,5 \frac{\text{ма}}{\text{мм}^2}$ .

$$d_2 = 1,13 \sqrt{\frac{I_{a0T} + I_{c2,0}}{\sigma}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,090}{2,5}} \approx 0,2 \text{ мм.}$$

Для обеих обмоток берем провод ПШД.

6. Определяем оптимальную величину воздушного зазора в сердечнике:

$$l_3 = \frac{\omega_2 (I_{a0T} + I_{c2,0})}{8 \cdot 10^2} = \frac{3420 \cdot 0,090}{8 \cdot 10^2} = 0,38 \text{ мм.}$$

7. Проверяем размещение обмоток.

Конструкцию каркаса и размещение на ней обмоток выполняем, как указано на рис. 133. Размещение первичной обмотки в двух секциях позволяет получить более симметричную нагрузку модулятора.

Количество витков в одной секции первичной обмотки равно  $\frac{1630}{2} = 815$  витков. Считая, что диаметр провода с изоляцией  $d_1 = 0,43$  мм, определяем:

число витков в слое:  $\frac{10}{0,43} = 23$  витка;

число слоев:  $815 : 23 = 35$  слоев;

толщина обмотки:  $35 \cdot 0,43 = 15,0$  мм.

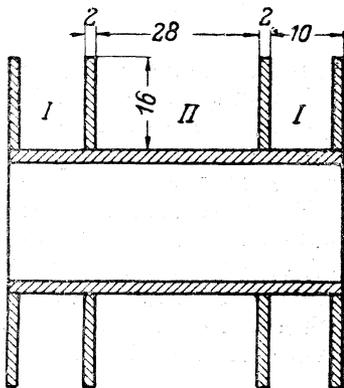


Рис. 133

Таким образом, обмотка в секции размещается свободно. Для вторичной обмотки диаметр провода с изоляцией равен 0,32 мм.

Число витков в одном слое:  $\frac{28}{0,32} = 88$ .

Число слоев:  $3420 : 88 = 39$  слоев.

Толщина обмотки без прокладок:  $39 \cdot 0,32 = 12,5$  мм.

Применяем прокладки из бумаги толщиной 0,1 мм через каждые два слоя обмотки.

Толщина прокладки:  $19 \cdot 0,1 = 1,9$  мм.

Полная толщина обмотки с прокладками:  $12,5 + 1,9 = 14,4$  мм.

Таким образом, вторичная обмотка также свободно размещается на каркасе.

### Модуляция на защитную сетку

Этот вид модуляции может применяться только в случае работы выходного каскада передатчика на пентоде. Практическая схема модуляции на защитную сетку приведена на рис. 134.

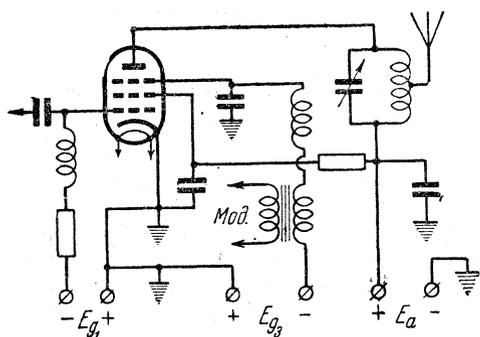


Рис. 134

Модуляция с высоким коэффициентом в этом случае обеспечивается почти без затраты мощности звуковой частоты, так как она происходит в области отрицательных напряжений на третьей сетке. Это дает возможность в отдельных случаях получать достаточно глубокую модуляцию просто с микрофона через повышающий трансформатор без предварительного усилителя.

В общем случае мощность, на которую рассчитывается модулятор, может быть очень малой. В этом и заключается большое достоинство данного вида модуляции. В остальном способ модуляции на защитную сетку весьма сходен со способом модуляции на управляющую сетку. Существенным отличием является лишь то, что мощность в цепи управляющей сетки лампы выходного каскада передатчика, потребляемая от предоконечного каскада, будет больше, чем при сеточной модуляции, и больше, чем в телеграфном режиме. Колебательная мощность при работе в телефонном режиме, так же как и при сеточной модуляции, в четыре раза меньше, чем в телеграфном режиме.

Для определения рабочего режима необходимо снять статическую модуляционную характеристику, которая показывает характер изменения тока в антенне в зависимости от изменения напряжения на третьей сетке и искажается только при переходе в область положительных напряжений на третьей сетке. Рабочая точка выбирается на средней части модуляционной характеристики и на этой же характеристике определяется максимальная амплитуда звуковой частоты.

В процессе модуляции, как и во всех других случаях, анодный ток не должен изменяться. Ток в антенне при произношении перед микрофоном продолжительного звука «а-а-а...» должен увеличиваться на 15—20%. Более значительное возрастание тока в антенне и изменение анодного тока указывает на неправильный выбор рабочей точки или на наличие паразитных колебаний в модулируемом каскаде (а иногда и в модуляторе).

### Другие способы модуляции

В отдельных случаях радиолюбители применяют и другие, кроме приведенных здесь, способы модуляции. Пользуется некоторой популярностью способ модуляции на экранирующую сетку. Практическая схема этого вида модуляции приведена на рис. 135. Для перевода в телефонный режим здесь уменьшается постоянное напряжение на второй (экранирующей) сетке, которое в дальнейшем изменяется в такт со звуковой частотой.

Этот вид модуляции в энергетическом отношении весьма схож с модуляцией на управляющую сетку. Только мощность звуковой частоты модуляции в этом случае требуется значительно большая, модуляционная характеристика криволинейна и поэтому высококачественную модуляцию получить невозможно. По этой причине способ модуляции на экранирующую сетку не может быть рекомендован.

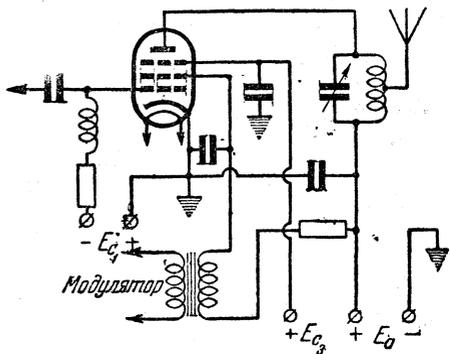


Рис. 135

### Телеграфная манипуляция в любительских передатчиках

Качество звучания телеграфных сигналов радиолюбительского передатчика зависит не только от высокой стабильности частоты задающего генератора, отсутствия фона переменного тока и от правильно и тщательно отрегулированных промежуточ-

ных и выходных каскадов передатчика, но и от работы манипуляционного устройства. Плохая работа этого устройства способна свести к нулю все прочие достоинства передатчика.

Идеальная форма телеграфного сигнала изображена на рис. 136, а.

Получение такой формы сигнала — весьма сложная, да и ненужная задача. Недостатком указанной на рис. 136, а формы сигнала является то, что такой импульс имеет большое количество гармоник основной частоты манипуляции. По этой причине передатчик, излучающий строго прямоугольной формы

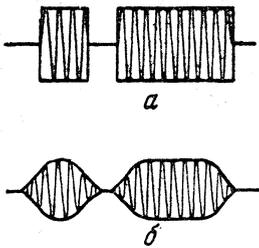


Рис. 136

импульсы, будет создавать сильные помехи на значительном расстоянии. Помехи этого рода на приемной станции воспринимаются в виде щелчков и прослушиваются в очень широком диапазоне частот.

Если изменить форму импульса так, как показано на рис. 136, б, то степень разбираемости сигнала останется прежней, а тон его станет более музыкальным и приятным для слуха. Одновременно значительно снизятся помехи от манипуляции.

Телеграфная манипуляция в передатчике может осуществляться в любом его каскаде (иногда одновременно в нескольких) и в цепи любого из его элементов. Наиболее приемлемым для радиолюбителя является включение ключа в цепи катода или экранирующей сетки, так как при этом легко корректировать форму сигнала. Большое распространение среди любителей получило манипулирование непосредственно в задающем генераторе или выходном каскаде. Достоинствами манипулирования непосредственно в задающем генераторе являются возможность работы полудуплексом и повышение эксплуатационного коэффициента полезного действия.

Недостатком применения манипуляции в задающем генераторе является то, что необходимое смягчение формы телеграфного сигнала приведет к ухудшению тона. Это объясняется некоторым изменением частоты в процессе достижения установившегося режима. Манипуляция в задающем генераторе иногда еще может применяться радиолюбителями, проживающими в сельской местности или в небольших населенных пунктах, где в радиусе 3—4 км нет приемных радиостанций. В городах же, где приемных и коротковолновых радиолюбительских установок много, пользоваться этим способом манипуляции недопустимо, так как возникающие при этом помехи будут воздействовать на приемные антенны ближайших установок.

Для многокаскадных передатчиков плавного диапазона можно рекомендовать применение манипулирования в следую-

шем за буфером каскаде. В этом случае для более легкого получения «мягкой» формы сигнала надо подавать на управляющие сетки всех ламп предварительных каскадов передатчика автоматическое отрицательное смещение.

Этот способ манипулирования позволяет вести и полудуплексную работу (при условии хорошей экранировки задающего генератора и буферного каскада) и сравнительно легко корректировать форму сигнала.

Чаще всего даже при очень хорошей экранировке задающего генератора его гармоники все же прослушиваются на рядом расположенный приемник. Более радикальным решением

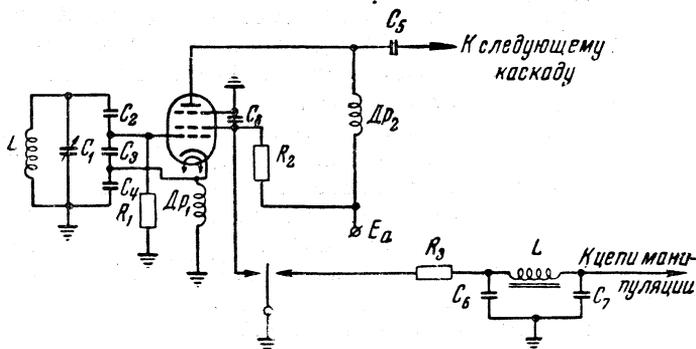


Рис. 137

вопроса будет одновременно также манипулирование и в задающем генераторе. Но для того чтобы при «жесткой» форме сигналов задающего генератора исключить возможность формирования таких сигналов во всем тракте передатчика, необходимо ключевание осуществлять так, чтобы колебания в задающем генераторе успели полностью установиться до того, как будет замкнута основная манипулируемая цепь промежуточного каскада. Прекратятся колебания в задающем генераторе должны тогда, когда основная цепь манипуляции будет разорвана и излучение колебаний передатчика прекратится. Одна из возможных практических схем для этого случая приведена на рис. 137.

Другой, наиболее хорошо зарекомендовавший себя способ заключается в том, что колебания задающего генератора не прекращаются в паузах, а происходят на частоте, отличной от рабочей. Это достигается тем, что при ненажатом ключе параллельно колебательному контуру (или лучше его части) задающего генератора подключается конденсатор постоянной емкости. Величину емкости следует выбрать такой, чтобы частота задающего генератора изменялась не более чем на 25—40 кГц при работе задающего генератора в диапазоне 1,75 МГц. При

такой незначительной девиации частоты нестационарные процессы при переходе от паузы к сигналу и обратно будут очень короткими, что позволит получить очень хорошую форму сигнала даже при высоких скоростях манипулирования.

При применении таких схем манипуляции необходимо принять меры к тому, чтобы колебания задающего генератора на частоте пауз не проникали в антенну и не излучались. Это легко достигается хорошей экранировкой задающего генератора и применением основной манипуляции в каскадах, близких к задающему генератору.

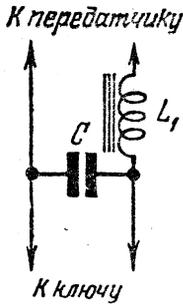


Рис. 138

Основным способом изменения формы сигнала является включение специальных фильтров в цепи манипуляции.

Схема простейшего вида такого фильтра изображена на рис. 138. Величины индуктивности дросселя  $L$  могут быть от 1 до 20  $\mu\text{H}$ , а емкости конденсатора  $C$  — от 0,05 до 0,5  $\mu\text{F}$ ; подбираются они экспериментальным путем в зависимости от значения тока в цепи манипуляции.

Такой фильтр должен быть смонтирован вместе с ключом и заключен в общий экран. В этом случае отпадает необходимость в специальных высокочастотных фильтрах, устраняющих

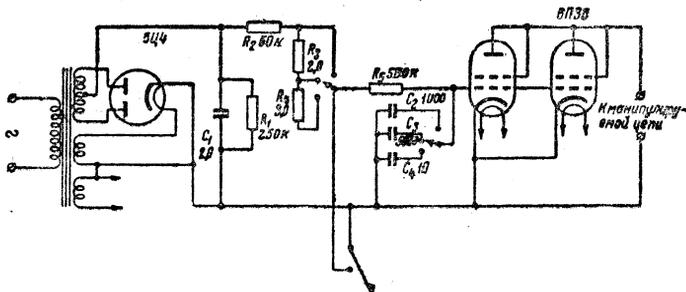


Рис. 139

помехи, возникающие при искрообразовании между контактами ключа. Если такой фильтр монтируется непосредственно в самом передатчике, для ключа придется применить специальный высокочастотный фильтр, который устанавливается вместе с ключом в общем экране.

Удобно осуществлять манипулирование и регулировку формы сигнала в случаях применения электронных реле. Принципиальная схема электронного реле приведена на рис. 139. Количество ламп, включенных параллельно, определяется величиной тока в манипулируемой цепи. Применение электронных

реле позволяет свести к минимуму также помехи, возникающие в результате искрения контактов ключа. Наиболее удобным является включение реле в цепь экранированных сеток ламп всех предварительных каскадов передатчика. Регулировка формы сигнала производится изменением величины  $R$  и  $C_B$  цепи сетки лампы электронного реле. В приведенной схеме это осуществляется включением при помощи переключателя на три положения сопротивлений и конденсаторов различной величины.

Применять электронные реле целесообразно, когда манипуляция осуществляется в выходном каскаде, имеющем обычно уже значительную мощность.

## ПРАКТИЧЕСКИЕ КОНСТРУКЦИИ ЛЮБИТЕЛЬСКИХ ПЕРЕДАТЧИКОВ

### Простейший передатчик начинающего коротковолновика

Начинающему коротковолновику, не имеющему еще достаточного опыта в сборке, налаживании и эксплуатации сложных многокаскадных передающих устройств, необходимо начинать с постройки передатчика со стабилизацией кварцем.

Простейшим является однокаскадный передатчик с кварцевой стабилизацией. Для упрощения налаживания и настройки

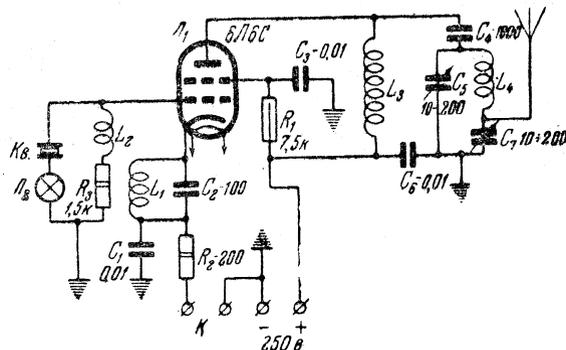


Рис. 140

выбрана схема с электронной связью с включением кварца в цепи сетка—катод. Принципиальная схема такого передатчика изображена на рис. 140. Катушки индуктивности  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  — по 2,5 мГн. Данные катушки  $L_4$  для разных диапазонов следующие:

1) для 160-метрового диапазона — 65 витков провода диаметром 0,65 мм, желательно с двойной шелковой изоляцией; диаметр каркаса 37 мм, намотка сплошная;

2) для 80-метрового диапазона — 32 витка провода диаметром 0,8 мм; длина намотки 38 мм, диаметр каркаса 37 мм.

Для работы на указанных диапазонах необходимо иметь всего один кварц на частоты в пределах 160-метрового любительского диапазона.

После сборки такой передатчик начинает работать сразу, не требуя никакой регулировки. Одним из достоинств этого передатчика является также и то, что он может работать с антенной любого типа, хотя лучше всего применять наклонный луч.

Настройка передатчика крайне проста и производится в таком порядке. Подключают к передатчику антенну и питание и устанавливают конденсатор  $C_7$  на максимум его емкости; затем изменением емкости конденсатора  $C_5$  добиваются уменьшения анодного тока, что будет служить признаком настройки анодного контура в резонанс с частотой кварца или с одной из его гармоник.

Если резонанс не наступает, то следует слегка уменьшить емкость конденсатора  $C_7$  и снова пройти диапазон конденсатором  $C_5$ . Добившись резонанса, подстраивают передатчик на максимальную отдачу в антенну. Для этого, постепенно уменьшая величину емкости конденсатора  $C_7$  и все время регулируя емкость конденсатора  $C_5$ , добиваются получения максимального свечения лампочки-индикатора, включенной в антенну. При правильной настройке на основной частоте кварца анодный ток лампы 6П6С должен достигать порядка 40 ма.

Описываемый передатчик при работе на основной частоте кварца обеспечивает в анодном колебательном контуре мощность порядка 7 вт, а при работе на второй гармонике (на 80-метровом диапазоне) — около 5 вт. Для предохранения кварца от разрушения при работе на основной его частоте желательно параллельно конденсатору  $C_2$  присоединить дополнительный конденсатор емкостью 1 000—2 000 пф.

Питающее устройство передатчика представляет собой обычный выпрямитель на кенотроне ВО-188. Трансформатор должен давать напряжение около 350 в между средней точкой и концами вторичной обмотки. Такой трансформатор чаще всего любителю придется делать самостоятельно. Дроссель фильтра имеет индуктивность 10 мГн при токе 150 ма; конденсаторы должны обладать емкостью не менее 10 мкф и рабочим напряжением 450—500 в.

### Передатчик второй категории

Коротковолновый передатчик второй категории должен быть сконструирован с расчетом работы в любительских 160-, 80-, 40- и 20-метровых диапазонах и возможности настройки его на любую из частот в пределах разрешенных диапазонов. Количество каскадов у такого передатчика должно быть не менее пяти.

Принципиальная схема передатчика второй категории приведена на рис. 141, а его питающего устройства — на рис. 142.

В задающем генераторе передатчика применена схема с электронной связью с ненастроенной нагрузкой в цепи анода. Она допускает применение кварцевой стабилизации. Переход от плавного диапазона на кварцевую стабилизацию осуществляется переключателем  $P_1$ .

При постройке передатчика надо уделять особое внимание задающему генератору, который должен при работе с плавным перекрытием диапазона обеспечивать высокую стабильность частоты и хорошее качество тона. Рабочие частоты задающего генератора лежат в пределах 160-метрового любительского диапазона. В задающем генераторе описываемого передатчика приняты следующие меры стабилизации частоты:

— лампа задающего генератора поставлена в легкий режим;

— в колебательных цепях используются высококачественные детали;

— во внутреннем колебательном контуре  $L_1C_1$  применена большая общая емкость;

— предусмотрена термокомпенсация;

— напряжения, подводимые к экранирующей сетке и аноду лампы, стабилизированы.

Для получения высокой стабильности тона телеграфных сигналов необходимо стабилизировать отдельно анодное и экранное напряжения. Для стабилизации анодного напряжения можно применить стабилизатор СГ4С, а для экранного напряжения — СГ2С.

Кроме указанных мер, задающий генератор должен быть тщательно экранирован, для чего его лучше поместить в сплошной экран. Экран по своей конструкции должен быть массивным, герметичным и иметь надежные электрические контакты между отдельными частями и шасси передатчика.

После задающего генератора идут три каскада предварительного усиления, работающие как умножители частоты. Эти каскады участвуют в работе только на 20-метровом диапазоне. При работе на 40-метровом диапазоне последний предварительный каскад выключается, а при работе на 160-метровом диапазоне остается включенным только один первый из предварительных каскадов, причем в этом случае он работает в режиме усиления. Необходимость специального буферного каскада здесь исключается благодаря применению в задающем генераторе схемы с электронной связью. В колебательном контуре первого промежуточного каскада обеспечено четырехкратное перекрытие по частоте за счет дополнительного конденсатора  $C_{11}$  постоянной емкости, включаемого в контур параллельно  $C_{10}$  при переходе на 160-метровый диапазон. В промежуточных каскадах лучше всего применять лампы типа 6П6С.

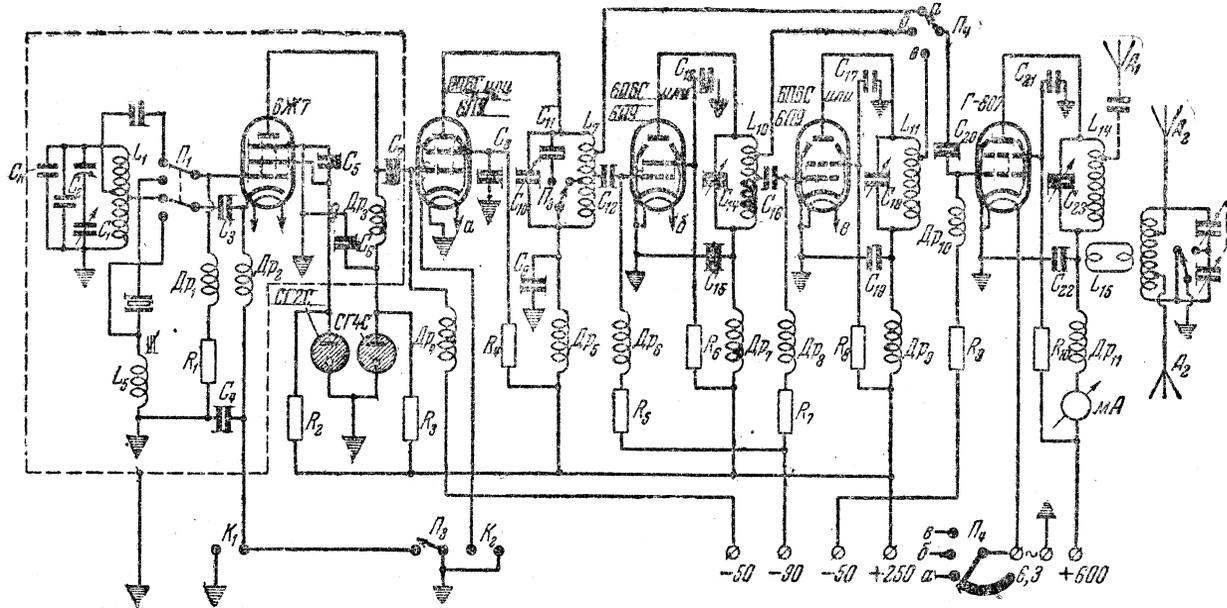


Рис. 141.  $R_1=75 \text{ ком, } 0,5 \text{ вт}$ ;  $R_2=12 \text{ ком, } 5 \text{ вт}$ ;  $R_3=7,5 \text{ ком, } 5 \text{ вт}$ ;  $R_{4, 6, 8}=30 \text{ ком, } 2 \text{ вт}$ ;  $R_{5, 7}=5 \text{ ком, } 1 \text{ вт}$ ;  $R_9=5 \text{ ком, } 2 \text{ вт}$ ;  $R_{10} = 40 \text{ ком, } 2 \text{ вт}$ ;  $C_1 = 15-100 \text{ пф}$ ;  $C_2 = 400 \text{ пф}$ ;  $C_{\kappa} = 40 \text{ пф}$ ;  $C_3, 5, 6, 8, 9, 13, 15, 17, 19, 21, 22 = 5000 \text{ пф}$ ;  $C_4 = 0,02_{\text{МКФ}}$ ;  $C_7 = 50 \text{ пф}$ ;  $C_{12, 16, 20} = 100 \text{ пф}$ ;  $C_{10, 14, 18} = 10-250 \text{ пф}$ ;  $C_{11} = 200 \text{ пф}$ ;  $C_{23} = 10-75 \text{ пф}$ ;

Выходной каскад передатчика работает на лампе Г-807 и развивает в контуре мощность до 40 *вт*, что обеспечит при хороших контурах получение разрешенной любителями этой категории мощности в антенне 20 *вт* на всех любительских диапазонах.

Данные рабочего режима ламп передатчика приведены в табл. 18.

В анодном колебательном контуре  $L_{14} C_{23}$  выходного каскада применяются сменные катушки. Постройка любительских передатчиков с переключением диапазонов затрудняется из-за от-

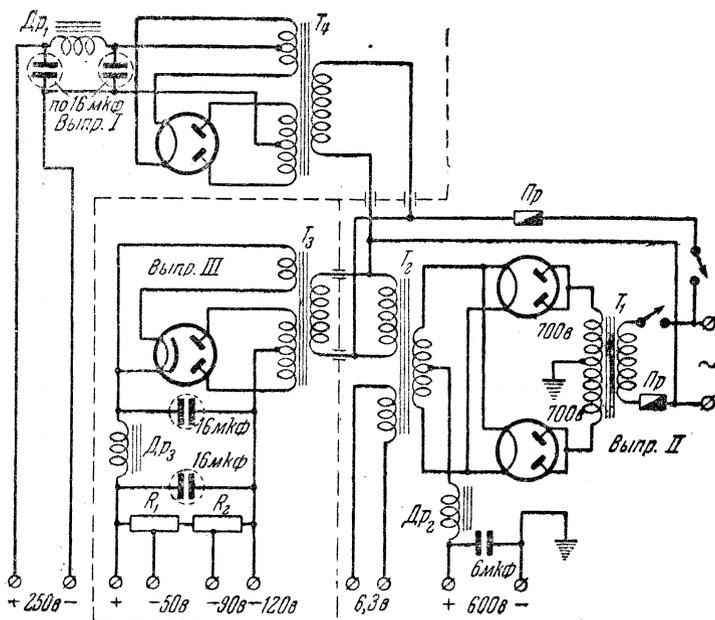


Рис. 142

сутствия простых и надежных переключателей. Применение обычных переключателей связано с внесением в контур значительной добавочной емкости, что сильно снижает его резонансное сопротивление и вызывает резкое уменьшение полезной мощности передатчика. Данные катушек индуктивности колебательных контуров всех каскадов приведены в табл. 19.

Связь выходного каскада с антенной, в зависимости от типа последней, может осуществляться непосредственно с анодным контуром через разделительный конденсатор или посредством дополнительного фильтра.

Дополнительный фильтр потребуется только в случае применения симметричных антенн. Электрические и конструктивные данные деталей дополнительного фильтра такие же, как и анод-

## РЕЖИМ ЛАМП ПЕРЕДАТЧИКА

Наименование каскада	Напряж е н и е					Токи		Тип лампы
	накала, в	анодное, в	экрани- рующей сетки, в	возбуж- дения, в	смене- ния, в	накала, а	анода, ма	
Задающий генератор	6,3	150	75	—	—	0,3	2	6Ж8
1-й промежуточный	6,3	250	150	60	—50	0,65	20	6П9
1-й »	6,3	250	200	60	—50	0,5	25	6П6С
2-й »	6,3	250	150	90	—70	0,65	25	6П9
2-й »	6,3	250	200	90	—70	0,5	25	6П6С
3-й »	6,3	250	150	90	—70	0,65	30	6П9
3-й »	6,3	250	200	90	—70	0,5	35	6П6С
Выходной каскад	6,3	600	250	80	—50	0,9	100	Г-807

ного контура выходного каскада. Порядок настройки передатчика без фильтра пояснений не требует. При работе с фильтром сначала настраивается анодный контур выходного каскада (имеется в виду, что предварительные каскады уже настроены), а затем — антенный фильтр. Момент резонанса отмечается по возрастанию анодного тока выходного каскада. Далее подбирается величина связи с антенной и уточняется настройка антенного фильтра. При правильном подборе связи изменение настройки антенного фильтра будет оказывать незначительное влияние на настройку анодного контура выходного каскада.

Телеграфная манипуляция осуществляется во втором каскаде, но возможность ее применения предусмотрена и в задающем генераторе. Для перестройки (по приемнику) при включении задающего генератора на различные частоты у него имеется переключатель  $P_3$ . Этот переключатель при настройке задающего генератора устанавливается в левое положение, разрывает цепь катода второго каскада и одновременно шунтирует телеграфный ключ.

Питающее устройство передатчика состоит из трех выпрямителей (рис. 142).

Как видно из его схемы, выпрямитель  $I$  питает анодные цепи ламп задающего генератора и предварительных каскадов. Трансформатор для этого выпрямителя может быть использован от телевизора типа «КВН-49» или другой.

Выпрямитель  $II$  обеспечивает питание анодной цепи выходного каскада и цепей накала. Трансформатор для этого выпрямителя любителю придется изготавливать самому. Данные этого трансформатора не приводятся потому, что в каждом отдельном случае он будет делаться из тех деталей, которые имеются у радиолюбителей.

## ДАННЫЕ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ И ДРОССЕЛЕЙ

## ВЧ ПЕРЕДАТЧИКА

Наименование катушки	Количество витков	Диаметр катушки, мм	Длина намотки, мм	Диаметр провода, мм	Марка провода	Материал и форма каркаса
$L_1$ . . . . .	28	25	35	0,8	ПЭ	Фарфор, цилиндр
$L_5^2$ . . . . .	25	15	Сплошная	0,4	ПЭ	Прессшпан, цилиндр
$L_7^3$ . . . . .	32	25		32	0,8	ПЭ
$L_{10}$ . . . . .	16	25	32	0,8	ПЭ	»
$L_{11}$ . . . . .	9	25	32	0,8	ПЭ	»
$L_{14}$ . . . . .	—	—	—	—	—	—
Для 160-м диапазона . . . . .	32	85	2 <sup>4</sup>	1,5	ПЭ	Ребристый каркас, гетинакс
Для 80-м диапазона . . . . .	25	60	2 <sup>4</sup>	1,5	ПЭ	То же
Для 40-м диапазона . . . . .	15	60	3 <sup>4</sup>	2,0	Голый посеребренный	»
Для 20-м диапазона . . . . .	9	60	10 <sup>4</sup>	4,0	То же	»
Для 14-м и 10-м диапазонов . . . . .	4	60	17	4,0	»	»
Антенная катушка:						
Для 160-м диапазона . . . . .	3	60	Сплошная	1,5	ПЭ	
Для 40-м диапазона . . . . .	2	60	То же	1,5	ПЭ	»
Для 20-м диапазона . . . . .	1	60	»	1,5	ПЭ	»
Дроссели:						
$Др_1, Др_2, Др_3, Др_4, Др_6, Др_8, Др_9, Др_{10}, Др_{11}$	—	—				Индуктивность 2,5 мГн

<sup>1</sup> Отвод от 29-го витка для растягивания диапазона. Отвод к катоду от 5-го витка, считая от «холодного» конца катушки.

<sup>2</sup> Настраивается магнетитовым сердечником диаметром 9 мм.

<sup>3</sup> Отвод для переключателя от 18-го витка.

<sup>4</sup> Вместо длины намотки дан шаг намотки в мм.

Выпрямитель *III* предназначен для получения отрицательного смещения на сетках ламп передатчика. Для этого выпрямителя может быть взят трансформатор от любого сетевого приемника.

Данные всех деталей выпрямителя приведены на схеме. При самостоятельном изготовлении трансформатора  $Tr_2$  в нем можно предусмотреть совмещение функций трансформатора и одновременно автотрансформатора для других выпрямителей для компенсации колебания напряжения сети. Для этого следует только взять с некоторым запасом сечение сердечника и несколько большего диаметра провод для первичной обмотки.

### Передатчик первой категории

К любительским передатчикам этой категории предъявляются повышенные требования в отношении стабильности частоты и тона, а также возможности работы радиотелефоном. Поэтому конструкции передатчиков первой категории обычно выходят за пределы настольных установок. Для сохранения оперативности в работе целесообразно у таких передатчиков делать возбудитель в виде отдельной портативной конструкции, устанавливаемой на столе оператора. Остальная часть передатчика, представляющая собой самостоятельную конструкцию, размещается в любом месте комнаты. Кроме удобства размещения такой конструкции, дополнительным ее достоинством является большая легкость достижения возможно меньшего воздействия выходного каскада передатчика на задающий генератор.

#### Возбудитель передатчика

Схема возбудителя изображена на рис. 143. Первым каскадом возбудителя является задающий генератор, выполненный по схеме с электронной связью и ненастроенной нагрузкой в анодной цепи анода. Задающий генератор работает в диапазоне  $0,875 \div 0,950$  Мгц.

Внутренний колебательный контур состоит из катушки индуктивности  $L_1$  и емкостей  $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_7$ . Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  являются подстроечными, с помощью которых производится подгонка частоты задающего генератора и растягивание диапазона. Конденсатор  $C_3$  является конденсатором настройки. Конденсаторы  $C_4, C_5$  и  $C_6$  составляют емкостный делитель, обеспечивающий получение необходимых для генерации фазовых и амплитудных условий. Конденсатор  $C_7$  применяется при телеграфной манипуляции и подключается к контуру на участке катод — земля в паузах между сигналами. Посредством этого конденсатора осуществляется сдвиг частоты генератора в паузах, чем обеспечивается работа полудуплексом.

В колебательном контуре задающего генератора суммарная величина емкости сравнительно мала, чем обеспечивается высо-

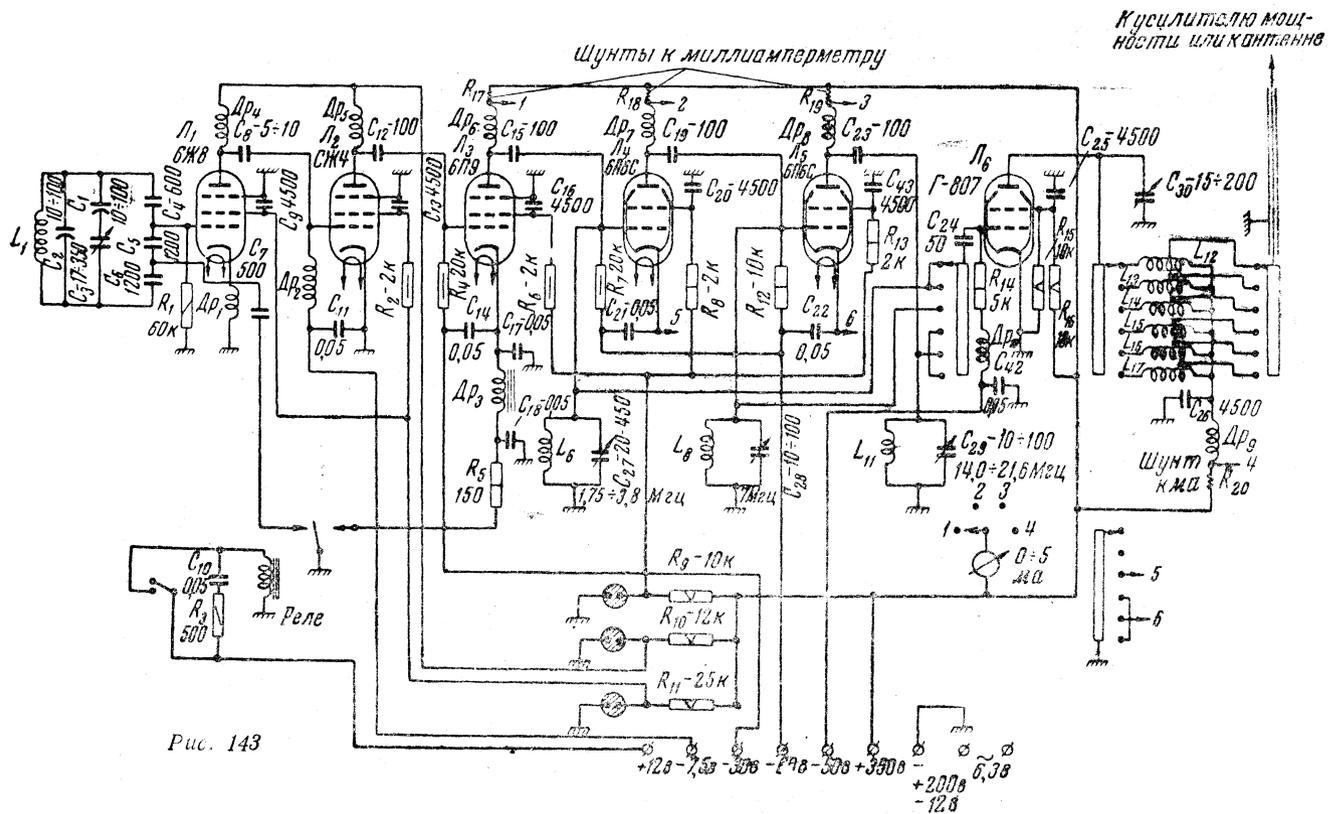


Рис. 143

кое качество контура. Связь лампы с контуром также небольшая. Наряду с такими дополнительными мерами, как надежная экранировка всего задающего генератора, стабилизация питающих напряжений анода и экранирующей сетки, также применена очень слабая связь задающего генератора со следующим каскадом передатчика, это позволяет получить очень высокую стабильность частоты и устойчивость других характеристик задающего генератора.

Вторым каскадом передатчика является буфер на лампе 6Ж4. В анодной цепи этого каскада включена также аperiodическая нагрузка — дроссель  $Dr_5$ . На управляющую сетку лампы подается отрицательное смещение — 7,5 в и напряжение возбуждения от задающего генератора с амплитудой около 6 в. Это обеспечивает работу буфера без тока управляющей сетки и хорошую изоляцию задающего генератора от влияния нестационарных процессов в последующих каскадах генератора. Третий каскад возбудителя является умножителем частоты и работает как удвоитель для диапазона 1,75 Мгц, а также дает четырехкратное умножение частоты при работе передатчика в диапазоне 3,5 Мгц и других. В этом каскаде применена лампа 6П9. В качестве нагрузки применяется колебательный контур.

В этом каскаде осуществляется телеграфная манипуляция в цепи катода лампы 6П9. В целях получения хорошей формы сигнала в цепи манипуляции включены, как это показано на схеме, дроссель  $Dr_3$ , сопротивление  $R_5$  и конденсаторы  $C_{17}$ ,  $C_{18}$ . Данные этих и других деталей приведены на схеме и в табл. 20.

Четвертый каскад является удвоителем частоты, в анодном колебательном контуре которого выделяются частоты диапазона 7 Мгц. В данном каскаде применена лампа 6П6С ( $L_4$ ).

Пятый каскад является умножителем частоты, выполнен на лампе 6П6С ( $L_5$ ) и используется при работе на диапазонах 14, 21 и 28 Мгц. Этот каскад включается и выключается общим переключателем диапазонов. При работе на диапазонах 14 и 28 Мгц в анодном контуре этого каскада выделяется вторая гармоника — 14 Мгц, а при работе на диапазоне 21 Мгц третья гармоника — 21 Мгц.

Следующий, шестой каскад является предоконечным, работает на лампе Г-807 и является усилителем при работе на диапазонах 1,75; 3,5; 7,0; 14,0; 21 Мгц и удвоителем при работе на диапазоне 28 Мгц. Лампа Г-807 в этом каскаде используется не полностью и работает при пониженных напряжениях на аноде и экранной сетке +350 и +150 в соответственно. Нагрузкой этого каскада является колебательный контур  $C_{30}L_{12}L_{17}$ . Катушки  $L_{12}$ ,  $L_{17}$  — различные для каждого диапазона, переключаются общим переключателем. Конструктивно все каскады возбудителя выполнены в одном блоке и возбудитель может использоваться отдельно как телеграфный передатчик меньшей мощности, напри-

## ДАННЫЕ ДЕТАЛЕЙ К СХЕМАМ рис. 143, 144, 145

Наименование деталей по схеме	Номинальные данные
$Dr_1 - Dr_9$	2,5 мкн, «универсаль»
$Dr_{10}, Dr_{11}$	6 гн, 250 ма
$Dr_{12}, Dr_{13}$	4,5 гн, 150 ма
$Dr_{14}$	9 гн, 450 ма
$Tr_1$	модуляционный 1 : 1,15
$Tr_2$	накала модуляторных ламп
$Tr_3$	входной модулятора, 1 : 1
$Tr_4$	накала генераторной лампы, ГУ-13
$Dr_3$	1500 витков на сердечнике из Ш-16
$Tr_5$	от телевизора «КВН-49»
$Tr_6$	типа ТС-80
$Tr_7$	высоковольтный $2 \times 1600$ в, 500 ма
$Tr_8$	накала газотронов
$L_1$	57 витков ПЭЛ 0,56, $D = 35$ мм
$L_6$	70 витков ПЭЛ 0,3, $D = 25$ мм
$L_8$	24 витка ПЭЛ 0,8, $D = 25$ мм
$L_{11}$	11 витков ПЭЛ 0,8, $D = 20$ мм
$L_{12}$	90 витков ПЭЛ 0,5, $D = 25$ мм
$L_{13}$	34 витка ПЭЛ 0,5, $D = 25$ мм
$L_{14}$	18 витков ПЭЛ 0,8, $D = 25$ мм
$L_{15}$	12 витков ПЭЛ 0,8, $D = 20$ мм
$L_{16}$	8 витков ПЭЛ 0,8, $D = 20$ мм
$L_{17}$	5 витков ПЭЛ 0,8, $D = 20$ мм
$L_{19}$	Все катушки намотаны на керамических каркасах
$L_{20}$	То же, что $L_{12} - L_{17}$ , сменные — для диапазона 160 м 46 витков, посеребренный провод 1,0 мм, $D = 45$ мм; — для диапазона 80 м 24 витка того же провода на каркасе $D = 45$ мм; — для диапазона 40 м 16 витков, голый провод 2,5 мм на каркасе $D = 35$ мм; — для диапазона 20 м 9 витков, голый провод 2,5 мм на каркасе $D = 35$ мм; — для диапазона 14 м 8 витков, трубка 2 мм, $D = 25$ мм, бескаркасная; — для диапазона 10 м 8 витков, трубка 2 мм, намотка бескаркасная
$L_{21}$	То же, что $L_{20}$
$L_{22}$	— для диапазона 160 м — 5 витков; — для диапазона 80 м — 4 витка; — для диапазона 40 м — 3 витка; — для диапазона 20 м — 2 витка; — для диапазонов 14 и 10 м — по одному витку, намотаны на общих каркасах с $L_{21}$ .

мер для радиостанций второй категории. Телеграфная манипуляция осуществляется с помощью поляризованного реле (возможно применение и неполяризованного реле), как было сказано выше, в цепи катода третьего каскада возбудителя и в колебательном контуре задающего генератора. В то время пока ключ не нажат, якорь реле находится в левом положении и подклю-

чает к колебательному контуру передатчика на участке катод — земля конденсатор  $C_7$ . При этом частота задающего генератора будет ниже рабочей на величину около 35 *кГц*. При нажатии на ключ якорь реле будет перемещаться вправо и цепь конденсатора уже в самом начале перемещения будет разорвана, что приведет к скачкообразному изменению частоты задающего генератора и он будет давать колебания рабочей частоты. Благодаря тому что девиация частоты выбрана незначительной, к моменту, когда якорь реле достигнет правого положения и замкнет цепь катода четвертого каскада передатчика, нестационарные процессы в задающем генераторе, связанные с изменением частоты, прекратятся. Более того, благодаря наличию корректирующей цепи  $R_5 D p_3 C_{17} C_{18}$  нарастание тока в анодной цепи лампы 6П9 третьего каскада будет задержано и он откроется значительно позднее установления стационарного режима в задающем генераторе. При опускании ключа картина повторится в обратном направлении, и когда произойдет подключение дополнительного конденсатора  $C_7$ , передача сигнала уже будет закончена и в момент изменения частоты задающего генератора никакого излучения не произойдет. Такая методика формирования сигнала допускает работу практически на любых скоростях, применяемых при ручной работе.

#### Выходной каскад

Выходной каскад передатчика работает на лампе ГУ-13 (рис. 144), но может быть применена также лампа ГК-71. Схема выходного каскада является обычной с последовательным питанием цепи анода. Применение последовательного питания здесь целесообразно по причине широкого диапазона частот передатчика. Для переключения диапазонов в целях упрощения конструкции можно применить сменные катушки. Если имеется возможность применить переключатель на шесть положений, то следует монтировать катушки индуктивности так, чтобы соединительные концы были минимальной длины. Особенно это касается катушек диапазонов 14, 21 и 28 *МГц*. Несоблюдение этих условий приводит к резкому ухудшению качества контуров и оптимальный режим работы усилителя мощности не может быть обеспечен. Для возможности экспериментирования с антеннами различных типов и повышения фильтрации гармоник следует применять антенный фильтр, приведенный в конструкции передатчика второй категории. Режим лампы выходного каскада в зависимости от применяемых ламп определяется по общей таблице режимов ламп (табл. 21).

#### Модулятор

В передатчиках первой категории вполне оправдана целесообразность применения анодно-экранной модуляции, как дающей наилучшие результаты.

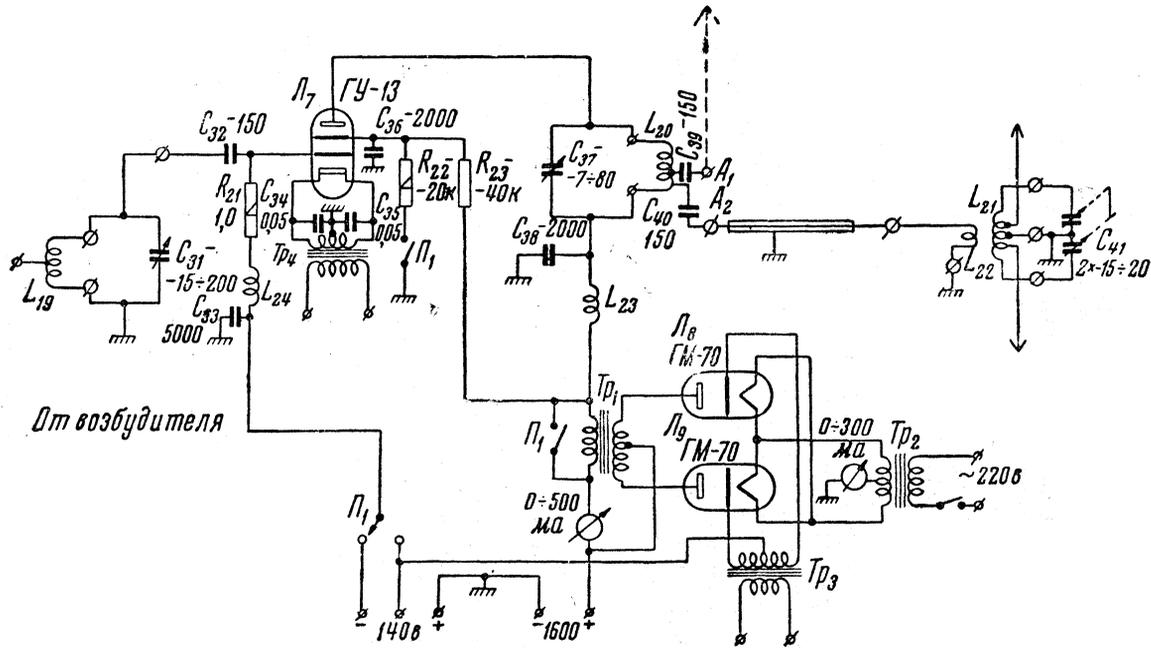


Рис. 144

## РЕКОМЕНДУЕМЫЕ РЕЖИМЫ ГЕНЕРАТОРНЫХ ЛАМП

Тип лампы	Род работы	Напряжения					Токи				Полезная мощность	Оптимальное сопротивление нагрузки
		на аноде, $E_a$	на экранной сетке, $E_{с2}$	на третьей сетке, $E_{с3}$	смещения, $E_{с4}$	амплитуда возбуждения	анодный $I_{a0}$	$I_{с2}$	$I_{с3}$	$I_{с1}$		
		в	в	в	в	в	ма	ма	ма	ма		
Г-413	Телеграф . . . . .	750	250	40	55	110	90	15	—	3,5	45	—
Г-413	» . . . . .	1 000	250	40	50	75	65	10	—	1,0	50	—
6Л6	» . . . . .	400	200	—	35	95	88	3,5	—	—	20	—
6Л6	Телефон; анодно-экранная модуляция . . . . .	325	200	—	70	65	65	9,0	—	—	11	—
Г-414	Телеграф . . . . .	1 000	350	40	60	110	150	35	10	9	120	3 750
ГУ-13 (Г-813)	» . . . . .	2 000	400	—	90	—	180	15	—	3	260	6 650
ГУ-13	Телефон; анодно-экранная модуляция . . . . .	1 600	400	—	130	—	150	20	—	6	175	—
ГУ-13	Сеточная . . . . .	2 000	400	—	120	—	75	3	—	—	50	—
Г-807	Телеграф . . . . .	600	250	—	50	—	100	9	—	3	40	—
Г-807	Телефон; анодно-экранная модуляция . . . . .	475	250	—	50	—	23	9	—	3,5	27	—
12Р35	Телеграф . . . . .	800	200	0	80	90	90	22	—	3	50	4 800
12Р35	Телефон; сеточная модуляция . . . . .	800	200	0	100	90	55	6	—	0,5	12,5	4 800

Продолжение

Тип лампы	Род работы	Напряжения					Токи				Полезная мощность	Оптимальное сопротивление нагрузки
		на аноде, $E_a$	на экранированной сетке, $E_{с2}$	на третьей сетке, $E_{с3}$	смещения, $E_{с4}$	амплитуды возбуждения	анодный $I_{a0}$	$I_{с2}$	$I_{с3}$	$I_{с1}$		
		в	в	в	в	в	ма	ма	ма	ма		
12P35	Телефон; модуляция на третью сетку . . . . .	800	200	—250	80	100	45	23	—	3	12,5	2500
6ПЗС	Телеграф-усилитель . . . . .	400	250	—	50	80	95	9	—	—	25	—
6ПЗС	Удвоитель . . . . .	300	250	—	90	110	70	—	—	—	8	—
6П6С	Телеграф . . . . .	300	200	—	45	55	60	7,5	—	2,5	12	—
6П6С	Телефон; анодно-экранная модуляция . . . . .	250	200	—	45	—	60	6,0	—	2,0	10	—
6П6С	Удвоитель . . . . .	300	200	—	52	59	56	—	—	—	7	—
ГУ-29	Телеграф . . . . .	500	200	—	46	124 <sup>1</sup>	240	32	—	12	83	—
	Телефон; анодно-экранная модуляция . . . . .	425	200	—	60	154 <sup>1</sup>	212	35	—	11	63	—
	Телефон; модуляция сеточная . . . . .	500	200	—	38	82 <sup>1</sup>	120	10	—	2	23	—
ГУ-32	Телеграф; анодно-экранная модуляция . . . . .	500	200	—	65	9 140	72	14	—	2,6	26	—
		425	200	—	60	9 140	52	16	—	2,4	16	—
	Сеточная модуляция . . . . .	500	200	—	70	9 140	40	8	—	1,2	7	—
ГУ-50	Телеграф . . . . .	1000	300	—	—	—	130	—	—	—	—	—

<sup>1</sup> Напряжение возбуждения измерено между сетками лампы.

В данном случае в качестве модулятора применен двухтактный каскад усиления звуковой частоты, работающий на двух лампах ГМ-70 в классе АВ<sub>2</sub> (рис. 144). Нагрузкой модулятора является выходной каскад передатчика. Для согласования сопротивлений включен трансформатор  $Tr_1$ .

Напряжение звуковой частоты подается от микрофонного усилителя. Переход с телеграфного режима на телефонный осуществляется переключателем  $П_1$ , который в телеграфном режиме закорачивает вторичную обмотку модуляционного трансформатора, включает сопротивление  $R_{22}$ . При переходе на режим телефонии этот переключатель размыкает вторичную обмотку трансформатора, разрывает цепь сопротивления  $R_{22}$ , изменяет величину отрицательного смещения на управляющей сетке лампы ГУ-13 передатчика и включает накал ламп модулятора.

Все указанные операции осуществить одним переключателем, безусловно, трудно. Для этой цели лучше всего применить четырехконтактное реле или два сдвоенных переключателя, один из которых должен быть рассчитан на напряжение до двух тысяч вольт.

В случае если применение анодно-экранной модуляции затруднительно, то может быть применена модуляция на управляющую сетку, а при применении в выходном каскаде передатчика пентода ГК-71 — на защитную сетку. В качестве модулятора может быть применен микрофонный усилитель, используемый при анодно-экранной модуляции в качестве предварительного.

### П и т а н и е   п е р е д а т ч и к а

Для питания такого передатчика требуется четыре выпрямителя (рис. 145).

Выпрямитель *I* обеспечивает питание задающего генератора и всех других каскадов возбуждения, выпрямитель *II* — питание оконечного каскада и ламп модулятора, выпрямитель *III* служит для подачи отрицательного смещения на управляющие сетки ламп передатчика, выпрямитель *IV* — для питания реле.

В выпрямителе *I* применены трансформатор от телевизора «КВН-49» и кенотрон 5ЦЗС. Фильтр выпрямителя — двухзвенный. В первом звене установлен дроссель с индуктивностью 8 *гн* при токе до 200 *ма*. Во втором звене дроссель выполнен на сердечнике из пластин Ш-16, толщина набора 16 *мм*, количество витков 1 100, провод ПЭЛ 0,25. Данные остальных деталей приведены на схеме.

Выпрямитель *III* выполнен на трансформаторе ЭЛС-2 с применением вместо кенотрона селеновых шайб. Общее количество шайб 24, по 12 в каждом столбике, диаметр шайб 32 *мм*. Фильтр выпрямителя также двухзвенный. Дроссели фильтра — одинаковые, с индуктивностью 4 *гн* каждый при токе 100 *ма*. В качестве нагрузки выпрямителя включен потенциометр об-

щим сопротивлением 2 400 ом. Различные отрицательные напряжения, необходимые для разных ламп передатчика, снимаются с этого потенциометра с помощью медных хомутиков.

Выпрямитель IV отдельного трансформатора не имеет, а необходимое напряжение снимается с последовательно соединенных обмоток накала кенотрона и накала ламп, имеющих на трансформаторе ЭЛС-2 и не используемых для второго выпрямителя. В качестве выпрямляющего вентиля применены селеновые шайбы диаметром 100 мм.

Общее количество шайб — 8, включенных по мостовой схеме. На выходе выпрямителя включен конденсатор емкостью 500 мкф.

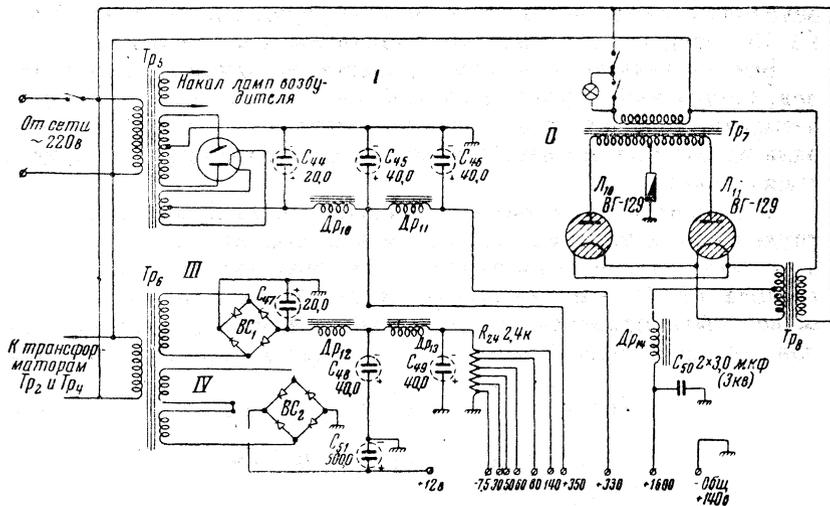


Рис. 145

Высоковольтный выпрямитель обеспечивает питание анодных цепей ламп выходного каскада передатчика и модулятора, а также цепи экранирующей сетки лампы выходного каскада.

Этот выпрямитель работает на газотронах ВГ-129 и имеет два трансформатора. Один трансформатор служит для питания накала газотронов, а второй — анодный, с напряжением высоковольтной обмотки, равным  $2 \times 1500$  в.

Накал ламп возбудителя осуществляется от обмотки накала трансформатора первого выпрямителя.

Накал лампы выходного каскада и ламп модулятора целесообразно осуществлять от отдельных трансформаторов, которые надо монтировать рядом с лампами.

Все питающее устройство, исключая трансформаторы накала ламп модулятора и усилителя мощности, удобно сделать в виде отдельной конструкции.

## Микрофонный усилитель

Конструкция этого усилителя рассчитана на использование его в качестве модулятора при модуляции на управляющую сетку. Кроме того, он может быть применен в качестве предварительного усилителя для модулятора при анодной модуляции. Схема усилителя приведена на рис. 146.

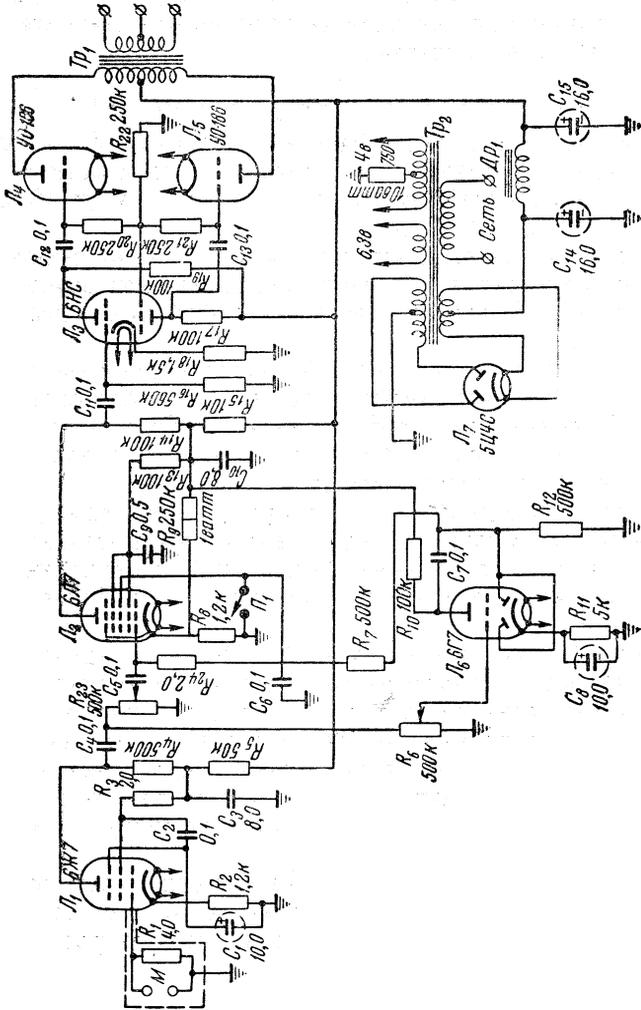


Рис. 146

Усилитель имеет три каскада усиления напряжения на сопротивлениях, выходной каскад, работающий в режиме класса В по двухтактной схеме, и каскад автоматической регулировки усиления (АРУ). Последний имеет регулировку порога ограни-

чения и предохраняет передатчик от перемодуляции. Переключатель  $P_1$  позволяет выключать регулирующее устройство при передаче музыки для расширения динамического диапазона. Все данные деталей приведены на схеме. Выпрямитель работает на лампе 5Ц4С. Трансформатор для выпрямителя взят от приемника второго класса. Конструктивно усилитель с выпрямителем выполняются на общем шасси и помещаются в стальном ящике. Входная цепь усилителя должна быть заключена в надежный экран. От воздействия высокой частоты должна быть защищена и остальная часть усилителя.

### ОСБЕННОСТИ ГЕНЕРИРОВАНИЯ НА УКВ

Для любительской радиосвязи и экспериментов по технике генерирования, излучения и приема ультракоротких волн выделены в настоящее время участки частот от 38 до 40, от 144 до 146 и от 420 до 425 Мгц.

По своему характеру распространения, а также техническим приемам генерирования и приема первый из диапазонов близок к наиболее коротковолновым участкам любительских диапазонов 21 и 28 Мгц.

В свою очередь, остальные ультракоротковолновые диапазоны в этих отношениях имеют характерные особенности.

Радиолюбитель при работе в диапазоне этих частот сталкивается с целым рядом особенностей, которые не наблюдаются в диапазоне более низких частот.

В основном эти особенности сводятся к следующему:

1. Значения емкости и индуктивности колебательного контура для этих частот должны быть малы, особенно индуктивности. При этих условиях и резонансное сопротивление контура весьма мало.

2. Величины междуэлектродных емкостей и индуктивностей лампы становятся соизмеримыми с величиной индуктивности и емкости колебательного контура. Поэтому влияние самой лампы на частоту генерируемых колебаний очень значительно.

3. Начинает сказываться на условиях генерирования колебаний время пролета электронов в пространстве между катодом и анодом лампы, поскольку это время становится соизмеримым с периодом колебаний.

4. По указанным выше причинам коэффициент полезного действия генераторов УКВ значительно ниже, чем на частотах КВ диапазона. Мощность, рассеиваемая на электродах лампы, значительно возрастает.

### КОНСТРУКЦИИ УКВ ПЕРЕДАТЧИКОВ

#### Передатчик на 38—40 Мгц

Ниже приводится описание конструкции УКВ передатчика на диапазон 38—40 Мгц, разработанной В. Васищенко.

Во всех каскадах передатчика (за исключением выходного) применены пальчиковые лампы, а в выходном каскаде — пентод типа ГУ-50.

Принципиальная схема передатчика приведена на рис. 147. Задающий генератор собран по схеме с индуктивной автотрансформаторной связью на лампе типа 6ЖЗП ( $L_1$ ), включенной триодом. Катод генераторной лампы заземлен по высокой частоте. Как показали длительные эксперименты, такой генератор хорошо работает на высоких частотах, так как в нем отсутствует паразитная частотная и амплитудная модуляция основной частоты напряжением, питающим накал.

Частота генерируемых задающим генератором колебаний лежит в пределах от 18 550 до 20 200 кГц.

Для повышения стабильности частоты применена керамическая ламповая панелька; катушка контура задающего генератора  $L_1$  выполнена на керамическом каркасе и применена температурная компенсация частоты.

Следующий каскад на лампе типа 6ЖЗП ( $L_2$ ) собран по схеме с последовательным питанием и работает в режиме удвоения частоты. Спротивление автоматического смещения  $R_6$  выбрано таким, что при отсутствии сигнала на сетке лампа почти закрыта. Контур в анодной цепи лампы  $L_2$  настроен на частоту, соответствующую средней частоте любительского диапазона, т. е. на 39 МГц.

Колебательной мощности, отдаваемой пентодом 6ЖЗП ( $L_2$ ) в режиме удвоения при анодном напряжении около 300 в, вполне достаточно для возбуждения выходного каскада.

Выходной каскад УКВ передатчика выполнен на пентоде ГУ-50 по схеме последовательного питания.

Как показывает опыт, эта лампа отлично работает в диапазоне 38—40 МГц.

Осуществление выходного каскада по одноконтурной схеме значительно проще, чем по двухконтурной, не требует дефицитных ламп и деталей. Применение пентода в выходном каскаде позволяет производить модуляцию на защитную сетку, что, в свою очередь, ведет к упрощению и удешевлению модулятора.

Связь контура выходного каскада с антенной выбрана кондуктивной.

Модулятор передатчика работает на двух лампах — 6Н1П ( $L_4$ ) и 6П1П ( $L_5$ ).

Первый каскад усилителя собран на левом (на схеме) триоде лампы  $L_4$  (6Н1П) и служит для усиления напряжения НЧ при работе с динамического микрофона, на правом (на схеме) триоде  $L_4$  собран следующий каскад; он же служит и первым каскадом при усилении грамзаписи.

В окончательном каскаде модулятора использован пальчиковый лучевой тетрод типа 6П1П ( $L_5$ ).

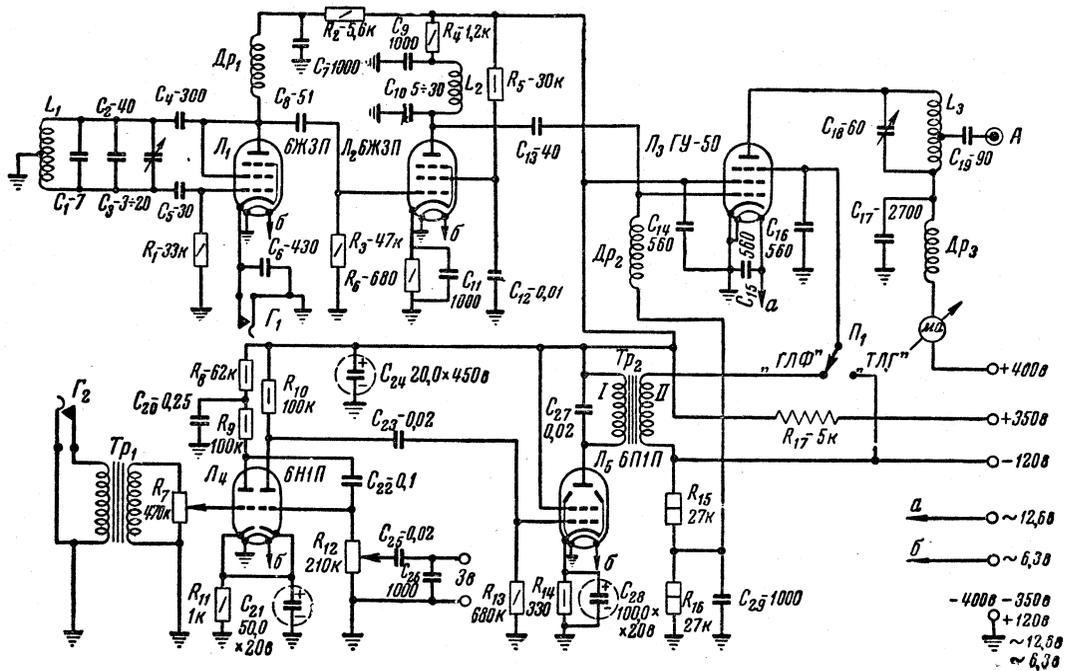


Рис. 147

Все детали передатчика размещены на алюминиевом шасси с передней панелью.

Шасси имеет размеры  $240 \times 170 \times 40$  мм, а передняя панель —  $250 \times 190$  мм.

На передней панели сверху слева расположена лампочка, сигнализирующая о включении передатчика, под ней выведена ручка конденсатора переменной емкости  $C_3$ , ниже — ручка потенциометра  $R_7$ . В середине передней панели расположен миллиамперметр на  $100$  ма, под ним — переключатель рода работы  $P_1$  (тумблер) и под переключателем слева направо — штеккерное гнездо  $G_1$  для включения ключа, гнезда адаптера и штеккерное гнездо  $G_2$  для включения динамического микрофона. В правом углу передней панели сверху вниз расположены кабельная фишка для включения антенны, ручка конденсатора анодного контура выходного каскада  $C_{18}$  и ручка потенциометра  $R_{12}$ .

В контуре задающего генератора применены керамические конденсаторы. Для облегчения подбора температурной компенсации следует применить конденсаторы следующих расцветок:  $C_1$  — зеленый «пуговичный»,  $C_2$  — темно-зеленый трубчатый,  $C_5$  — серый трубчатый и  $C_4$  — красный трубчатый.

Конденсатор переменной емкости  $C_3$  собран на керамике. Остальные конденсаторы постоянной емкости — слюдяные, типа КСО.

Конденсаторы  $C_{17}$  и  $C_{18}$  имеют рабочее напряжение  $1\ 000$  в.

Панелька и экранирующий стакан для ГУ-50—самодельные; стакан — из алюминия, панелька — из органического стекла.

Детали модулятора — обычные. Выходной трансформатор  $Tr_2$  собран на сердечнике из пластин Ш-19, набор  $20$  мм. Обмотка I содержит  $2\ 600$  витков провода ПЭЛ I 0,12, обмотка II —  $4\ 300$  витков провода ПЭЛ I 0,1. Трансформатор  $Tr_2$  помещен в стальной экран.

$Dr_1$  содержит одну секцию обмотки «универсаль», имеющую  $50$  витков провода ПЭШО 0,1, каркас  $10$  мм.  $Dr_2$  содержит две секции обмотки «универсаль», имеющие по  $100$  витков провода ПЭШО 0,1, каркас  $6$  мм.  $Dr_3$  намотан на сопротивлении типа Каминского или СС проводом ПЭЛ I 0,3 до заполнения в один слой.

Катушка  $L_1$  наматывается на керамическом каркасе диаметром  $20$  мм и содержит  $9$  витков провода диаметром  $1$  мм, длина намотки  $20$  мм.

Катушка  $L_2$  наматывается на каркасе диаметром  $20$  мм и содержит  $5$  витков провода диаметром  $1$  мм, длина намотки  $10$  мм.

Катушка  $L_3$  — бескаркасная, содержит  $6$  витков посеребренного провода диаметром  $3$  мм. Диаметр катушки (внутренний)  $23$  мм, длина намотки  $35$  мм.

## Передатчик на 144—146 Мгц

Конструкция передатчика разработана В. Васищенко. Принципиальная схема передатчика показана на рис. 148. Генератор напряжения ВЧ собран по двухтактной схеме с емкостной обратной связью на двойном лучевом тетроде типа ГУ-29 ( $L_1$ ). На метровых волнах такой генератор дает наилучшие результаты, так как междуэлектродные емкости лампы оказываются соединенными последовательно, благодаря чему они оказывают меньшее влияние на частоту контура. Колебатель-

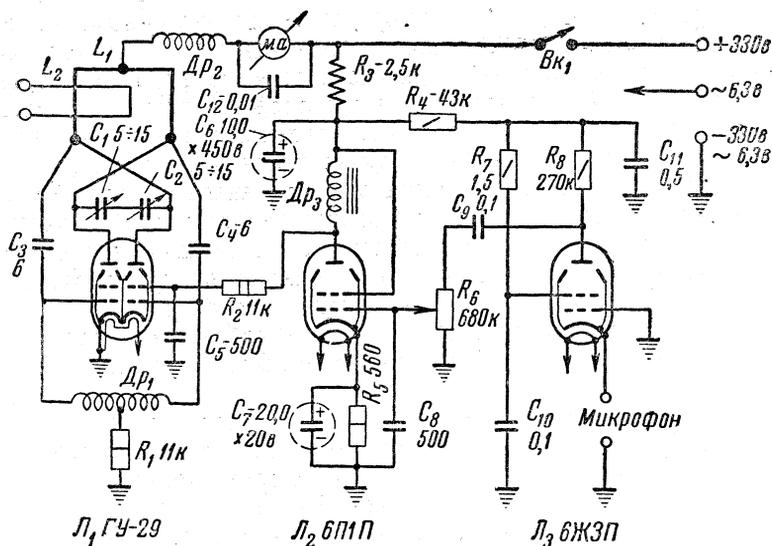


Рис. 148

ный контур образован катушкой  $L_1$ , конденсаторами  $C_1$  и  $C_2$ ; в него также входят емкость монтажа и междуэлектродные емкости лампы.  $Др_1$  включен для предотвращения рассеяния энергии колебаний высокой частоты на сопротивлении смещения сетки  $R_1$ . Вследствие некоторого различия параметров обоих триодов лампы ГУ-29 геометрическая середина катушки  $L_1$  не будет точкой нулевого потенциала по высокой частоте, поэтому для симметрирования применен дроссель  $Др_2$ .

Связь с антенной осуществляется с помощью катушки  $L_2$ . Контроль за величиной анодного тока генераторного каскада производится по миллиамперметру.

Модулятор применен двухкаскадный. Первый каскад работает на пальчиковой лампе типа 6ЖЗП ( $L_3$ ). Угольный микрофон включен в разрыв цепи катода этой лампы. Следующий каскад (мощный усилитель) выполнен на лучевом тетроде паль-

чиковой серии типа 6П1П ( $L_2$ ). Анодной нагрузкой этой лампы является дроссель  $Dr_3$ . Сопротивление  $R_2$  служит для снижения напряжения на экранных сетках лампы  $L_1$  до 150—170 в, что необходимо для получения хорошей модуляции. Включение и выключение передатчика производится тумблером  $Vk_1$ . Напряжения питания (6,3 в для питания накала и 330 в для питания цепи анода) можно получать или от отдельного выпрямителя, или от общего выпрямителя передатчика.

### К о н с т р у к ц и я

Передатчик собран на алюминиевом шасси размерами  $105 \times 280 \times 65$  мм. На шасси размещены лампы модулятора  $L_2$  и  $L_3$ , угловая панель с лампой  $L_1$  (расположенной горизонтально), блок конденсаторов переменной емкости  $C_1$  и  $C_2$  с укрепленной на них катушкой  $L_1$  и угловая панель с фишкой для кабеля и катушкой связи с антенной  $L_2$ . В подвале шасси находится дроссель  $Dr_3$ , в качестве которого использован фабричный выходной трансформатор, рассчитанный под лампу типа 6П1П (его вторичная обмотка не используется), и остальные мелкие детали. В подвале шасси на длинной боковой стенке расположены штекерное гнездо для микрофона, тумблер  $Vk_1$ , ручка потенциометра  $R_6$  и миллиамперметр ( $ma$ ), контролирующий ток генераторного каскада.

Катушка  $L_1$  контура генератора выполнена в виде одного квадратного витка. Она изготовлена из посеребренного провода диаметром 4 мм. Катушка связи  $L_2$  выполнена из голого провода диаметром 2 мм. Ее размеры  $40 \times 40$  мм. Расстояние между  $L_1$  и  $L_2$  должно быть около 15 мм.

$Dr_1$  наматывается в один слой проводом ПЭЛ 1 0,2 на каркасе от проволочного сопротивления до заполнения. Отвод сделан от его среднего витка. Длина примененного каркаса 50 мм, диаметр 6 мм.

$Dr_2$  наматывается в один слой проводом ПЭЛ 1 0,25 до заполнения на каркасе от сопротивления типа ВС-1, очищенном от краски и токопроводящего слоя.

Сопротивление  $R_3$  — проволочное.

Конденсаторы  $C_3$  и  $C_4$  — керамические,  $C_5$  — слюдяной, остальные детали — обычные.

Напряжения питания подводятся к передатчику трехжильным кабелем с трехконтактной фишкой на конце.

Шнур, соединяющий передатчик с микрофоном, должен быть обязательно в экранирующей оплетке, на лампы модулятора  $L_2$  и  $L_3$  следует надеть экранирующие колпачки. Монтаж высокочастотной части передатчика делается очень жестким, так как от этого зависит стабильность частоты напряжения излучаемых колебаний. Монтаж этой части производится посеребренным проводом диаметром 2 мм.

## Передатчик на 420—425 Мгц

Конструкция передатчика разработана Н. Кожевниковым.

Описываемый передатчик, работающий в диапазоне 420—425 Мгц, не содержит дефицитных деталей, прост в изготовлении и легко налаживается. Мощность сигнала в его антенне составляет около 1 вт. Передача может осуществляться как микрофоном, так и ключом в режиме незатухающих колебаний или с тональной модуляцией.

Генератор собран по двухтактной схеме с самовозбуждением на двойном триоде 6Н15П ( $L_1$ ). Эта лампа обеспечивает возможность генерирования колебаний вплоть до частот 600 Мгц. В качестве контуров в цепях анода и сетки используются две короткозамкнутые линии: в анодной — четвертьволновая, в сеточной — более короткая.

Эквивалентная схема генератора изображена на рис. 149, а полная принципиальная схема передатчика приведена на рис. 150. Частота генерируемых колебаний в таком случае определяется параметрами колебательного контура  $L_1C_1$ , находящегося в анодной цепи лампы.

Для связи генератора с антенной применена переменная индуктивная связь, находящаяся в зависимости от положения антенного витка по отношению к анодному контуру. Благодаря индуктивной связи анодного и сеточного контуров на сетки лампы подается высокочастотное напряжение положительной обратной связи. На сопротивлении  $R_2$  образуется необходимое отрицательное смещение, подаваемое на управляющие сетки лампы  $L_1$ . Смещение должно быть равно 7—8 в при анодном напряжении около 160 в. Для уменьшения сеточных токов, а также для устранения возможности самовозбуждения генератора на других частотах в цепи сетки включается сопротивление  $R_1$ . Дроссели  $Dp_1$ ,  $Dp_2$  и  $Dp_3$  и конденсаторы  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$  исключают возможность проникновения высокочастотных составляющих тока в цепи питания генератора. Амплитудная модуляция генератора осуществляется изменением его анодного тока.

Схема модулятора не совсем обычна. Модуляторная лампа типа 6П9 ( $L_2$ ), обладающая большой крутизной, включена последовательно в минусовую цепь питания. Благодаря этому модулятор работает только на одной лампе с большим КПД и выполняется без трансформатора.

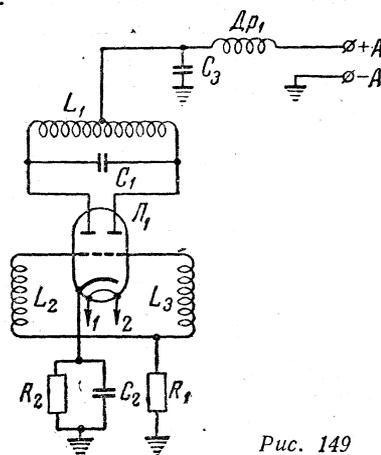


Рис. 149

При работе телефоном переключатель рода работы  $\Pi_1$  находится в положении *I*. В это время на сетку лампы  $\Lambda_2$  с сопротивлений  $R_4 - R_5$  подается через обмотку *II* входного трансформатора номинальное отрицательное смещение, равное 10,8 в. На угольный микрофон подается напряжение от двух элементов батареи 1,5-СЛ-30. При работе телеграфом (передача незатухающими колебаниями) переключатель  $\Pi_1$  находится в положении 2. При этом в цепь катода модуляторной лампы подключается де-

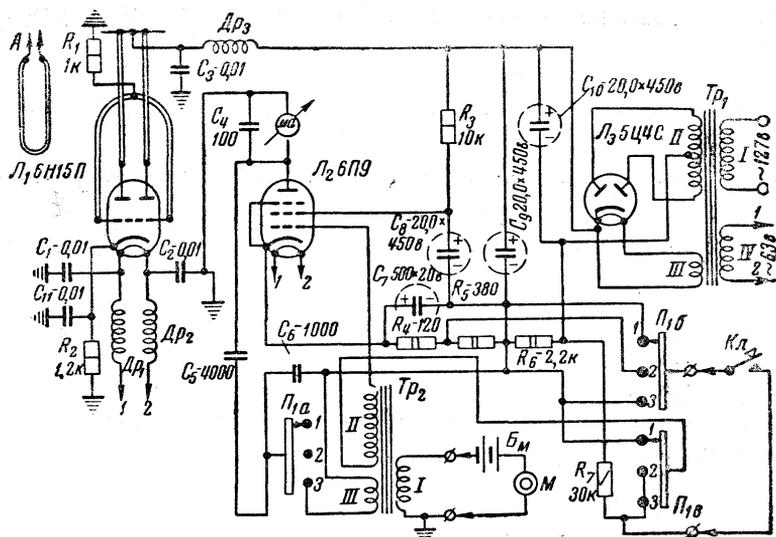


Рис. 150.

литель напряжения  $R_6, R_7$ , с которого на управляющую сетку этой лампы подается отрицательное напряжение порядка 15—20 в. При замыкании ключа *K* лампа модулятора отпирается и на ее сетке оказывается смещение порядка 6 в, снимаемое с сопротивления  $R_4$ .

В случае работы передатчика телеграфом с тональной модуляцией ( $\Pi_1$  в положении 3) к блокирующей цепочке  $C_5 - C_6$  оказывается подключенной обмотка *III* входного трансформатора, образующая с конденсатором  $C_6$  для звуковых частот колебательный контур. С обмотки *II* снимается необходимое для возникновения колебаний НЧ напряжение обратной связи.

### Конструкция, детали и монтаж

Передатчик выполнен в виде двух блоков. На шасси размерами  $200 \times 90 \times 50$  мм монтируются выпрямитель и модулятор. Сверху шасси расположены силовой трансформатор ЭЛС-2 ( $Tr_1$ ), кенотрон 5Ц4С ( $L_3$ ), входной трансформатор  $Tr_2$ , модуляторная лампа 6П9 ( $L_2$ ) и электролитические конденсаторы

фильтра. Трансформатор  $Tr_2$  выполняется на сердечнике, набранном из пластин Ш-20, сечение сердечника  $4 \text{ см}^2$ . Обмотка  $I$  содержит 120 витков провода ПЭЛ 0,8. Обмотка  $II$  состоит из 7 000 витков провода ПЭЛ 0,1. Обмотка  $III$  имеет 3 000 витков провода ПЭЛ 0,08. Обмотки трансформатора  $Tr_2$  располагаются в таком порядке: сначала обмотка  $III$ , затем  $I$  и сверху обмотка  $II$ .

Переключатель рода работы может быть любого типа.

В монтаже модулятора и выпрямителя никаких особенностей нет. В анодную цепь модулятора желательнее включить миллиамперметр на 20—30  $\text{ма}$  для контроля анодного тока передатчика, что особенно важно при его налаживании.

В качестве микрофона используется угольный капсюль от телефонного аппарата. При работе с динамического микрофона или со звукозаписывающей аппаратуры к модулятору необходимо добавить один каскад усиления НЧ.

Особое внимание следует уделить монтажу генератора. Он собирается на угловой панели. Дроссели  $Dr_1$ ,  $Dr_2$  и  $Dr_3$  — бескаркасные, имеют по семи витков провода диаметром 1,2  $\text{мм}$ , выполненных с шагом 5—7  $\text{мм}$ . Диаметр обмотки 12  $\text{мм}$ .

Анодный контур изготавливается из медных трубок диаметром 6  $\text{мм}$  и длиной 135  $\text{мм}$ . Одним концом трубки припаиваются к медной пластинке размером  $35 \times 40 \text{ мм}$  так, чтобы между их центрами было расстояние 18  $\text{мм}$ . Медная пластинка через диэлектрик (фотопленка) приклеивается или прижимается к шасси. Другие концы трубок припаиваются к анодным лепесткам ламповой панели.

Сеточный контур выполнен из медного провода диаметром 3  $\text{мм}$ . Расстояние между проводами 18  $\text{мм}$ , длина линии 70  $\text{мм}$ . Следует отметить, что поверхности трубок анодной и сеточной линий должны быть тщательно очищены от окислов. Последние вносят заметные потери по высокой частоте и уменьшают амплитуду генерируемых колебаний.

Для антенного контура использована трубка диаметром 6  $\text{мм}$ . Антенный контур рассчитан на присоединение к стандартному 75-омному коаксиальному кабелю типа РК-3.

В целях улучшения согласования между антенным контуром и кабелем последний припаивается непосредственно к контуру. Переходной фишки нет. Контур закрепляется эбонитовым или полистироловым зажимом и укрепляется винтом на задней стенке ящика генератора.

#### АВТОМАТИКА И БЛОКИРОВКА В ЛЮБИТЕЛЬСКИХ ПЕРЕДАТЧИКАХ

При конструировании приемно-передающей радиостанции радиолюбителю приходится решать целый комплекс вопросов, в число которых входит расчет различных вспомогательных узлов и приспособлений, позволяющих с наибольшей эффектив-

ностью использовать радиостанцию по ее прямому назначению — для радиосвязи. Эти элементы радиостанции входят обычно как составные части в отдельные ее агрегаты. К числу таких устройств прежде всего относятся различные блокировки, обеспечивающие безопасность от электрического удара током высокого напряжения при производстве различных экспериментов. Далее должен быть установлен определенный порядок включения передатчика радиостанции.

Большое значение в практике радиосвязи имеют также приспособления, допускающие ведение радиосвязи полудуплексом и контроля собственной работы телеграфом (на телеграфном ключе) и т. д.

Ниже дается краткий обзор таких приспособлений и устройств.

## **1. Простейшие способы блокировки в любительских передатчиках**

Задачей таких блокировок является автоматическое выключение источников высокого напряжения, что обычно обеспечивается разрывом цепей первичных обмоток высоковольтных трансформаторов.

## **2. Схема коммутации и контроля выключения питающих устройств передатчика**

Обычно принято подключать источники питания к передатчику в определенной последовательности. Известно, что в первую очередь необходимо подавать напряжения накала и отрицательного смещения на управляющие сетки ламп и только после прогрева катодов подавать напряжения на анод и экранные сетки. Простейшие схемы, обеспечивающие такую очередность включения, приведены на рис. 151, *а* и *б*.

При питании анодных цепей ламп передатчика от газотронных выпрямителей высокое напряжение на аноды газотронов необходимо подавать после достаточного прогрева их катодов. Время нормального прогрева катодов для различных типов газотронов колеблется от одной до 20—30 мин. При пользовании приведенной выше схемой время включения высокого напряжения определяется самим оператором. В целях лучших условий эксплуатации применяются устройства, автоматически подключающие высокое напряжение к анодам газотронов, как только нагреются до нормального уровня их катоды.

Наиболее просто осуществляется такое автоматическое включение применением в схеме специальных термореле. Простейшая из таких схем приведена на рис. 152 (соединение катодов надо произвести на ламповой панельке).

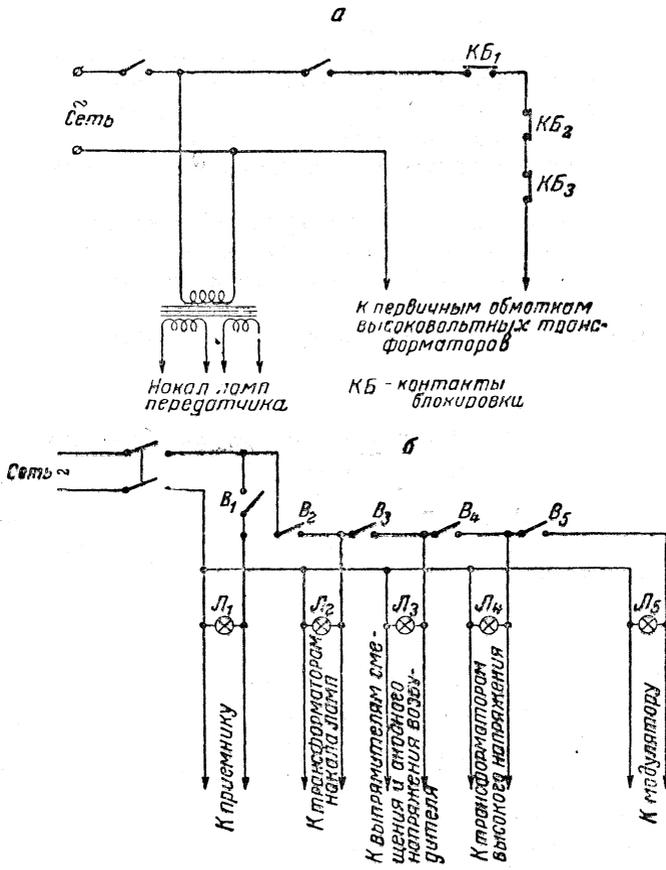


Рис. 151

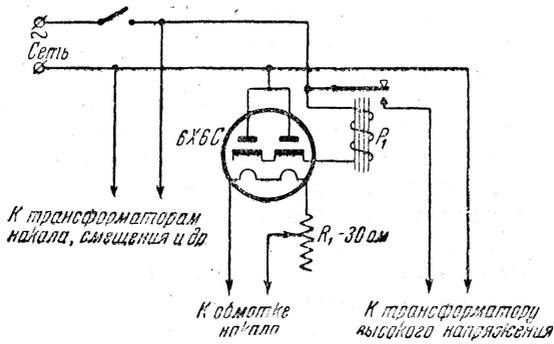


Рис. 152

### 3. Схема автоматической полудуплексной работы любительских радиостанций

В целях повышения оперативности в работе при проведении радиосвязи любители применяют различные приспособления, обеспечивающие возможность быстрого перехода с приема на передачу и обратно.

В простейшем случае это достигается включением телеграфного ключа в одну из цепей задающего генератора так, что в моменты, когда ключ не нажат, колебания в задающем контуре отсутствуют. Таким образом, в течение пауз между сигналами возможно прослушивать работу своих корреспондентов. Недостатком такой системы является, во-первых, то, что при этом способе включения ключа создаются большие помехи от ключевания; во-вторых, на выходе своего приемника также будет прослушиваться сильные щелчки, утомляющие слух оператора. Первый недостаток может быть устранен простейшим способом, несколько снижающим оперативность. В этом случае устанавливается выключатель, который включает и выключает анодные напряжения всех каскадов передатчика. Чтобы при этом руки оператора оставались свободными, для управления таким выключателем применяется ножная педаль. При этой системе телеграфная манипуляция может осуществляться в любой цепи.

Возможно обеспечение полудуплекса без выключения задающего генератора и манипуляции в одном из промежуточных каскадов при условии тщательного экранирования возбудителя, надежной фильтрации в цепях питания и полного запираения манипулируемого каскада. Но это в конструктивном отношении для любительских условий трудно выполнимо.

Для устранения второго недостатка требуется применение реле, разрывающего некоторые цепи приемника в моменты включения передатчика. Такие системы будут рассмотрены ниже.

При телеграфной работе необходимо иметь возможность следить за качеством собственной работы на ключе. Прослушивание этой работы на своем приемнике не дает правильного представления о ее качестве. Объясняется это тем, что очень высокие напряжения, развивающиеся на входе приемника под воздействием колебаний рядом расположенного передатчика, сильно перегружают приемник, что приводит к искажению формы сигнала. Гораздо удобнее применять для контроля специальный звуковой генератор, вход которого соединен с выходом приемника.

Дальнейшее повышение оперативности потребует применения автоматики и в цепях манипуляции передатчика.

На рис. 153 приведена схема, обеспечивающая работу радиостанции, приближающуюся по своему характеру к полному дуплексу.

Как видно из рис. 153, все это достигается применением реле  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$ , из них  $P_3$  — с задержкой. Время задержки реле

может быть незначительным по длительности — от 0,1 до 0,2 сек. Питание всех реле осуществляется от селенового или купроксного выпрямителя, дающего на выходе напряжение 5—10 в. Можно питать выпрямительные элементы непосредственно от обмотки накала ламп передатчика.

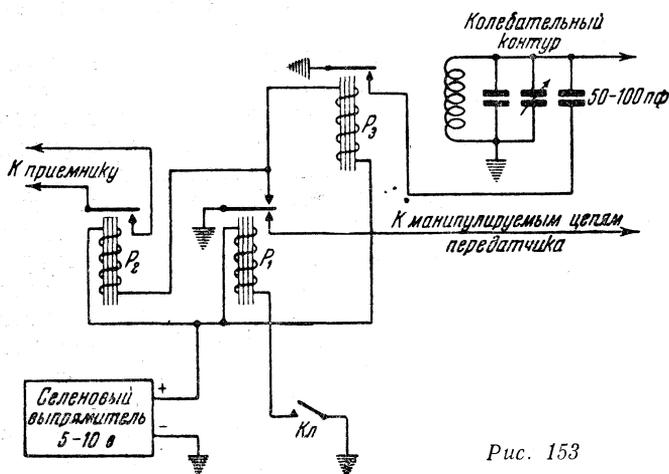


Рис. 153

Порядок работы этой схемы следующий: при нажатии на ключ срабатывает реле  $P_1$  и замыкает цепь манипуляции передатчика и звукового генератора. Несколько раньше будет разорвана цепь питания реле  $P_2$  и  $P_3$ , в результате чего замкнутся

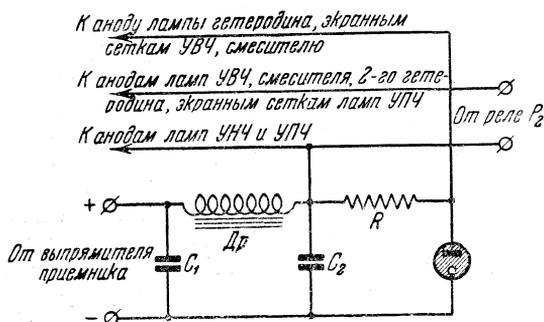


Рис. 154

контакты реле  $P_2$  и разомкнутся контакты реле  $P_3$ . Это приведет к выключению приемника и разрыву цепи конденсатора  $C_1$  в колебательном контуре задающего генератора передатчика. Реле  $P_2$  точно следует за работой реле  $P_1$ , в результате чего приемник всегда будет выключаться при нажатии на ключ и мы не будем слышать сигнала своего передатчика. Вместо этого в

телефонах будут слышны сигналы звукового генератора, позволяющие осуществлять контроль своей работы на ключе.

Реле  $P_3$  будет отпускать в первый момент нажатия на ключ, но срабатывать только в том случае, если пауза между нажатием будет больше времени задержки реле  $P_3$ . Благодаря этому в паузах между сигналами частота задающего генератора будет несколько ниже частоты сигнала, и мы без помех будем слышать работу корреспондента. Манипуляция в этом случае может осуществляться в одном из промежуточных каскадов передатчика или в нескольких одновременно. Питание звукового генератора можно осуществлять от выпрямителя приемника.

Включение реле  $P_2$  в схему приемника показано на рис. 154. В этом случае в телефонах оператора не будет прослушиваться никаких щелчков.

### СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Известно, что стабильность частоты передающих устройств находится в зависимости от стабильности напряжений источников питания задающего генератора и ближайших к нему других каскадов передатчика. Кроме того, колебание напряжения источников питания при телеграфной манипуляции ведет к резкому ухудшению тона телеграфных сигналов. Поэтому для повышения качества передающих устройств принимаются специальные меры для автоматической стабилизации напряжений источников, питающих цепи анодов и экранирующих сеток предварительных каскадов передатчиков.

Рассмотрим все эти виды стабилизации напряжений.

#### 1. Стабилизация напряжений накала ламп посредством бареттеров

Бареттером называется прибор, обеспечивающий постоянство тока в цепи, в которую он включен.

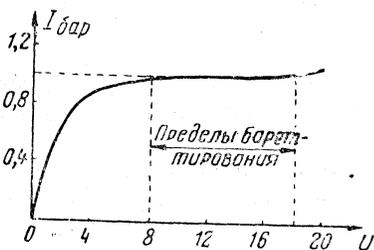


Рис. 155

Бареттеры характеризуются величиной тока, которую они поддерживают постоянной, а также предельными значениями напряжений, при которых они выполняют свое основное назначение. Эти величины определяются по характеристике бареттера  $I = f(u)$ . На рис. 155 приведена типичная характеристика бареттера, из которой видно, что при изменении подведенного

к бареттеру напряжения в пределах от 8 до 17 в ток в его цепи остается постоянным. Этот участок является рабочим и определяет пределы бареттирования.

При применении бареттеров необходимо иметь в виду, что они не реагируют на быстрые изменения напряжения. Требуется некоторое время, чтобы при изменениях напряжения на зажимах бареттера установился новый тепловой режим. Основные типы бареттеров и их данные приведены в табл. 22.

Таблица 22

ТАБЛИЦА ОСНОВНЫХ ТИПОВ БАРЕТТЕРОВ

Тип бареттера	Напряжение начала бареттирования, в	Напряжение конца бареттирования, в	Ток начала бареттирования, а	Ток конца бареттирования, а	Время для установки нормального режима, мин.	Размеры	
						высота, мм	диаметр, мм
1Б5-9 . . . . .	5	9	1	1	5	120	4,65
1Б10-17 . . . . .	10	17	1	1	5	120	4,65
0,3Б17-35 . . . . .	17	35	0,275	0,375	5	120	4,65
0,3Б65-135 . . . . .	65	135	0,275	0,325	5	120	4,65
0,425Б5,5-12 . . . . .	5,5	12	0,415	0,435	5	120	4,65
0,85Б5,5-12 . . . . .	5,5	12	0,83	0,85	5	120	4,65

## 2. Стабилизация напряжения с помощью ионных приборов

Этот способ стабилизации напряжения основан на применении приборов с тлеющим разрядом — стабилитронов, работающих в режиме нормального катодного падения.

Режим нормального катодного падения, как известно, характеризуется тем, что площадь катода, покрытая свечением, пропорциональна силе тока, протекающего через ионный прибор. Принципиальная схема включения ионного стабилитрона приведена на рис. 156.

На схеме сопротивление  $R_2$  выполняет роль нагрузки, а сопротивление  $R_1$  является балластным, ограничивающим ток через стабилитрон. Нормально величина сопротивления берется такой, чтобы при полной нагрузке стабилитрона была покрыта светящимся пятном примерно половина поверхности катода.

Обозначим напряжение на зажимах стабилитрона через  $u_{ст}$ , а ток, протекающий в этом режиме, через  $I_{ст\ норм}$ . Тогда общее напряжение, которое необходимо подвести к точкам  $a, б$  стабилитрона, будет равно:

$$u = u_{ст} + I_{ст\ норм} \cdot r$$

При увеличении тока нагрузки суммарный ток  $I_0$  в неразветвленной части схемы должен увеличиться и вызвать повышение падения напряжения в сопротивлении  $R_1$ , что привело

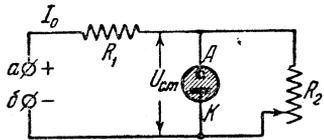


Рис. 156

бы к уменьшению напряжения на зажимах стабилитрона и нагрузки. Но так как стабилитрон работает в режиме нормального катодного падения, то изменение напряжения на его зажимах мгновенно вызовет уменьшение тока за счет сокращения поверхности светящегося пятна катода. В результате общий ток  $I_0$  также уменьшится и напряжение на зажимах стабилитрона опять будет равно прежнему значению  $u_{ст}$ . Вполне очевидно, что пределы работы стабилитрона определяются, с одной стороны, максимальным током через него  $I_{ст макс}$ , когда светящимся пятном будет покрыта вся площадь катода, а с другой стороны, некоторым минимальным током, при котором стабилитрон потухает. Аналогично работает схема и в том случае, когда ток нагрузки остается постоянным, а меняется первичное напряжение.

Величина балластного сопротивления может быть вычислена по следующей формуле:

$$R_1 = \frac{u_0 - u_{ст}}{I_n + I_{ст}} = \frac{u_0 - u_{ст}}{I_0},$$

где  $R_1$  — балластное сопротивление, *ом*;

$u_0$  — напряжение источника питания, *в*;

$u_{ст}$  — напряжение, подлежащее стабилизации, *в*;

$I_0$  — суммарный ток, протекающий через сопротивление, *а* ( $I_0 = I_{ст} + I_n$ ).

Величина стабилизации напряжения может быть определена следующим способом:

$$\Delta u_{ст} = \Delta u_0 \frac{r_{ист}}{R_1},$$

где  $\Delta u_{ст}$  — изменение стабилизированного напряжения, которое в  $\frac{r_{ист}}{R_1}$  раз меньше, чем изменение питающего напряжения.

Степень стабилизации может быть определена из следующего выражения:

$$\Delta u_{ст} \% = \frac{r_{ист}}{R_1} \cdot \frac{u_0}{u_{ст}} \cdot \Delta u_0 \%$$

Из этой формулы следует, что для повышения степени стабилизации при данной нестабильности питающего напряжения необходимо увеличить значение балластного сопротивления. Однако увеличение  $R_1$  лимитируется в свою очередь величинами питающего и стабилизированного напряжения и суммарного тока  $I_0$ .

Внутреннее сопротивление  $r_i$  большинства стабилитронов для частоты 50 *гц* колеблется в пределах 50—300 *ом*. Это сопро-

тивление по аналогии с электронной лампой называют внутренним сопротивлением стабилитрона переменному току

$$r_{i\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{ст}}}{\Delta I_{\text{ст}}}$$

Оно в некоторой степени зависит от частоты (рис. 157, кривая *a*).

В связи с тем, что через стабилитрон проходит ток питаемого устройства, содержащий постоянную и переменную составляющие, необходимо в целях лучшей развязки шунтировать стабилитрон емкостью в 3 — 4 мкф. На рис. 157 кривая *b* характеризует зависимость внутреннего сопротивления от частоты в случае шунтирования стабилитрона емкостью в 4 мкф.

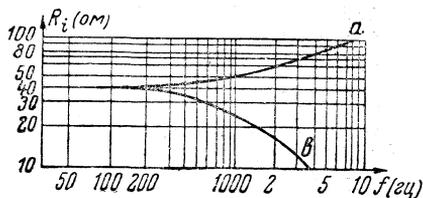


Рис. 157

Применение ионных стабилитронов обеспечивает улучшение фильтрации благодаря их низкому внутреннему сопротивлению. Например, применение стабилитрона СГ2С, имеющего внутреннее сопротивление на частоте 50 гц около 180 ом, эквивалентно шунтированию нагрузки конденсатором емкостью около 18 мкф.

Данные стабилитронов, выпускаемых отечественной промышленностью, приведены в табл. 23.

Таблица 23

ТАБЛИЦА ОСНОВНЫХ ТИПОВ СТАБИЛИТРОНОВ

Основные параметры	Тип стабилитрона			
	СГ2С (75С5-30)	90С10-40	СГ3С (105С5-30)	СГ4С (150С-30)
1. Число газовых промежутков . . . . .	1	1	1	1
2. Рабочее напряжение промежутков . . . . .	75	90	105	150
3. Максимальное напряжение зажигания, в . . . . .	105	130	127	180
4. Минимальный рабочий ток, ма . . . . .	5	10	5	5
5. Максимальный рабочий ток, ма . . . . .	30	40	30	30
6. Максимальный допустимый ток, ма . . . . .	40	—	40	40
7. Изменение напряжения при изменении тока от $I$ до $I_{\text{макс}}$ , в . . . . .	4,5	4,5	2	4
8. Внутреннее сопротивление промежутка	180	150	80	160

Иногда для стабилизации одновременно нескольких напряжений применяют более сложные стабилитроны, имеющие несколько газовых промежутков. Эти стабилитроны в то же время являются и делителями напряжения.

Схема включения таких стабилитронов напряжения приведена на рис. 158.

Практическое применение эти приборы находят для стабилизации анодного напряжения задающего генератора, а также напряжения на экранирующих сетках его ламп и ламп предвари-

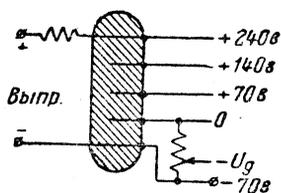


Рис. 158

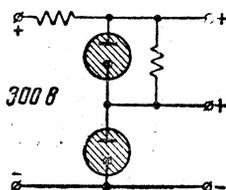


Рис. 159

тельных каскадов усиления в передающих устройствах. Иногда они применяются и для стабилизации напряжений сеточного смещения.

В приемных устройствах ионные стабилитроны применяются для стабилизации анодного и экранных напряжений гетеродина и каскадов усиления высокой и промежуточной частоты. Для стабилизации напряжения, превышающего номинальное напряжение одного стабилитрона, применяют несколько таких приборов, соединяя их между собой последовательно. Схема такого включения показана на рис. 159.

Параллельно включать несколько ионных стабилитронов с целью получения больших токов недопустимо.

### 3. Электронные стабилизаторы напряжения

Ионные стабилизаторы обеспечивают в 25—60 раз большую стабильность выходного напряжения по сравнению со стабильностью питающего напряжения. В относительных цифрах это составит 1,7—4%; иногда требуется более высокая стабильность. Кроме того, как было показано, ток в нагрузке не может быть больше максимального тока, допустимого для данного типа стабилитрона. В то же время иногда требуется стабилизировать напряжения на нагрузках, в которых токи имеют значительную величину. Эти задачи с успехом позволяют разрешать электронные стабилизаторы напряжения.

Простейшая схема такого стабилизатора приведена на рис. 160. Она представляет собой параллельное включение стабилизиру-

ющей лампы и напоминает схему ионного стабилитрона, в которой вместо газоразрядного прибора применена электронная лампа. Принцип работы этой схемы следующий: при изменении питающего напряжения изменяется в ту же сторону напряжение на экранирующей сетке лампы. По этой причине изменяется ток, потребляемый электронной лампой, и уменьшается изменение напряжения на нагрузке. Через конденсатор  $C_1$  на сетку лампы попадают напряжения переменной составляющей выпрямленного

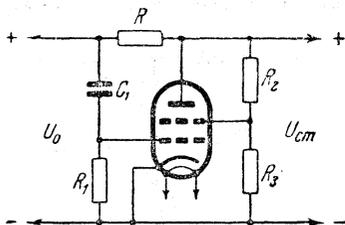


Рис. 160

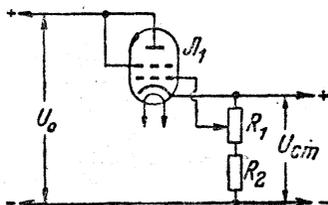


Рис. 161

напряжения или пульсации быстрых изменений питающего напряжения, вызванные, например, телеграфной манипуляцией или иными причинами. Эти напряжения вызывают также изменения тока через лампу и позволяют, таким образом, улучшить постоянство напряжения на нагрузке и, кроме того, улучшить фильтрацию.

На рис. 161 приведена другая схема электронного стабилизатора. В этой схеме регулирующая лампа включена последовательно с нагрузкой. Лампа  $L_1$  включена триодом, и через нее проходит весь ток, потребляемый нагрузкой. При изменении питающего напряжения или тока нагрузки изменяется отрицательное напряжение на управляющей сетке, снимаемое с делителя  $R_1, R_2$ . Это в свою очередь изменяет величину тока через лампу и падение напряжения на ней, что и позволяет сохранить постоянство напряжения на нагрузке. Особенностью этой и всех других схем с последовательным включением регулирующей лампы является то, что катод лампы находится под полным рабочим напряжением стабилизатора. Поэтому необходимо нить лампы питать от отдельной обмотки трансформатора, имеющей надежную изоляцию.

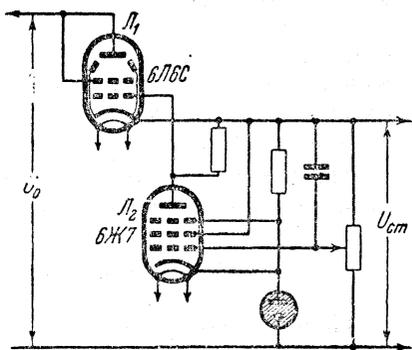


Рис. 162

Стабильность напряжения при применении таких простых схем получается недостаточно высокой. Значительно лучшие результаты дают более сложные двухламповые схемы стабилизаторов. Одна из таких схем приведена на рис. 162. Здесь лампа  $L_2$  является усилителем пульсаций напряжения на нагрузке от разных причин. Усиленные этой лампой, изменения напряжения подаются на сетку стабилизирующей лампы  $L_1$  в виде переменного отрицательного смещения. Подобные схемы обеспечивают очень высокую стабильность напряжения. Сила тока, которая может быть получена от стабилизатора в этих схемах, ограничена током эмиссии лампы.

Если необходимо увеличить ток нагрузки, то можно включить параллельно несколько ламп. Стабилизирующая лампа должна работать в пределах прямолинейной части своей характеристики.

#### 4. Феррорезонансные стабилизаторы напряжения

Действие стабилизаторов этого типа основано на нелинейности характеристики индуктивности катушек со стальным сердечником.

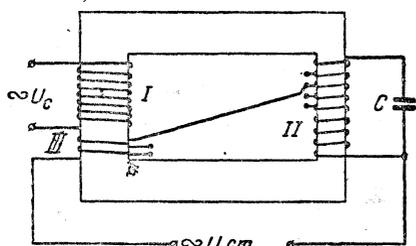


Рис. 163

Регулирующим элементом феррорезонансного стабилизатора является трансформатор с насыщенным сердечником. Для уменьшения реактивной составляющей намагничивающего сердечника тока создается резонанс токов подключением параллельно обмотке трансформатора конденсатора, обладающего соответствующей емкостью.

На рис. 163 приведена простейшая схема стабилизатора. Несмотря на кажущуюся простоту выполнения стабилизатора по приведенной

схеме, регулировка его достаточно сложна. Значительно более высокую степень стабилизации (до  $\pm 1\%$ ), а также относительную легкость в регулировке обеспечивают стабилизаторы, выполненные по схемам с разделенными дросселями.

Принципиальная схема такого стабилизатора приведена на рис. 164. Здесь  $A$  — дроссель с насыщенным сердечником и  $B$  — дроссель с ненасыщенным сердечником.

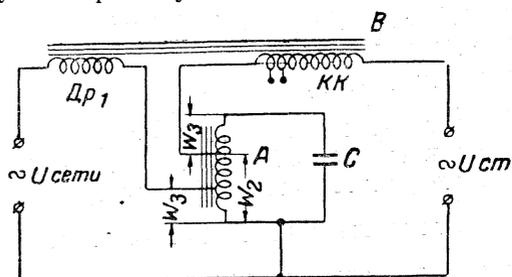


Рис. 164

## Расчет стабилизатора

Определяется:

1. Сечение сердечника насыщенного дросселя  $A$

$$Q_A = 1,3 \sqrt{P} \text{ см}^2,$$

где  $P$  — мощность в  $вт$ , потребляемая нагрузкой.

2. Число витков первичной обмотки

$$\omega_1 = \frac{0,97 \cdot U_a \cdot 10^{-8}}{4,44 Q_a \cdot f \cdot B_A}.$$

Так как  $f = 50 \text{ гц}$ ,  $B = 16000 \text{ гс}$ , а  $U_a = 0,6 U_{\text{сети}}$ , то  $\omega_1 = 16,4 \frac{U_{\text{сети}}}{Q_a}$ .

3. Число витков во вторичной обмотке

$$\omega_2 = \frac{28 \cdot 2 \cdot u_{\text{стаб}}}{Q_A}.$$

4. Далее определяется емкость конденсаторов  $C$  в зависимости от мощности стабилизатора. Для стабилизаторов мощностью от 100 до 250  $вт$  емкость конденсаторов должна быть не менее 8  $мкф$ . После этого определяется общее количество витков вторичной обмотки:

$$\omega_{\text{общ}} = \omega_2 + \omega_3 = 2000 \sqrt{\frac{l}{C Q_a}},$$

где  $l$  — длина средней магнитной силовой линии,  $см$ ;

$C$  — емкость выбранного конденсатора,  $мкф$ ;

$Q_a$  — сечение сердечника,  $см^2$ .

5. Количество витков третьей обмотки:

$$\omega_3 = \omega_{\text{общ}} - \omega_2.$$

6. Токи в обмотках:

- 1) Ток в нагрузке  $i_n = \frac{P}{u_{\text{ст}}}$ ;

- 2) ток первой части обмотки  $i_{\omega_1} = 3,5 i_n$ ;

- 3) ток второй части обмотки  $i_{\omega_2} = 2,5 i_n$ ;

- 4) ток третьей части обмотки  $i_{\omega_3} = 2 i_n$ .

7. Плотность тока в обмотках берем равной  $2 \frac{а}{мм^2}$ . Отсюда находим диаметры проводов обмоток:

$$d_1 = 1,5 \sqrt{i_n}; \quad d_2 = 1,27 \sqrt{i_n}; \quad d_3 = 1,13 \sqrt{i_n}.$$

Для расчета ненасыщенного дросселя  $B$  нужно задаться определенным размером стали и определить площадь окна  $S \text{ мм}^2$  сердечника.

8. Сечение провода основной обмотки  $\omega_{Dp}$ , дросселя:

$$q_1 = 2,5 \frac{P}{u_{\text{сети}}} \text{ мм}^2.$$

9. Диаметр провода обмотки:

$$d_1 = 2 \sqrt{\frac{q_1}{\pi}}.$$

10. Выбрав марку провода и определив диаметр его в изоляции, определяем количество витков основной обмотки дросселя:

$$\omega_{Dp} = \frac{0,7S}{d_1^2 \cdot 1,3},$$

где  $S$  — площадь окна;

1,3 — коэффициент заполнения окна.

11. Площадь сечения сердечника дросселя  $B$ :

$$Q_B = 34 \frac{u_{\text{сети}}}{\omega_{Dp}}.$$

12. Число витков компенсационной обмотки:

$$\omega_k = 0,2 \omega_{Dp} \cdot \frac{u_{\text{стаб}}}{u_{\text{сети}}}.$$

13. Диаметр провода компенсационной обмотки в зависимости от тока в нагрузке:

$$d_{\omega k} = 0,8 \sqrt{i_n} \text{ мм.}$$

14. По таблице определяем диаметр провода с изоляцией.

После окончания электрического расчета стабилизаторов необходимо определить основные конструктивные данные их: форму и размеры каркаса, число пластин, составляющих сердечник. Пластины сердечника должны быть равными и не иметь заусениц.

Для уменьшения нагревания стабилизатора, вызываемого потерями в железе, пластины необходимо покрыть бакелитовым лаком или оклеить папиросной бумагой хотя бы с одной стороны.

Форма пластин для первого вида стабилизатора получается путем обрезки Г-образных пластин; их обрезают так, чтобы одна сторона составляла 0,6 первоначальной ширины.

Форма пластин для второго вида стабилизатора — стандартная, типа Ш.

Число пластин в сердечнике зависит от их толщины и от сечения сердечника.

15. Толщину набора сердечника определяют так:

$$b' = \frac{Q}{a},$$

где  $Q$  — сечение сердечника в  $см^2$ ;  
 $a$  — ширина пластины сердечника.

16. Число пластин сердечника определяется по формуле:

$$n = \frac{b'}{t},$$

где  $t$  — толщина пластины,  $мм$ ;

$b'$  — толщина набора,  $см$ .

После покрытия пластин лаком или оклейки их папиросной бумагой толщина сердечника будет несколько больше найденной.

Соответственно наружным размерам сердечника изготавливается каркас катушки.

Обмотку наматывают на каркас правильными рядами, плотно виток к витку. Для улучшения изоляции между каждым двумя-тремя слоями применяется изоляционная прокладка по два-три оборота. Самые обмотки также изолируются одна от другой несколькими слоями бумаги.

Во время намотки у катушек делают выводы, служащие для регулировки стабилизатора. После регулировки стабилизатора оставшиеся свободные выводы должны быть хорошо заизолированы. Готовую катушку следует пропитать изолирующим лаком. Это делается путем погружения катушки на 30—40 мин. в сосуд соответствующих формы и размеров, наполненный лаком.

---

---

## Глава IV

### ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТРИОДЫ

С каждым днем все более и более возрастает роль полупроводниковых триодов в науке и технике. Они уже широко применяются в радиоприемных устройствах и усилителях, в автоматике и телемеханике, в счетно-решающих быстродействующих машинах и импульсных устройствах, для генерации высокочастотных и низкочастотных колебаний и т. п.

Нашей промышленностью выпускается большое количество полупроводниковых триодов самых разнообразных типов. Эти триоды с успехом могут быть использованы во многих узлах любительских приемников, усилителей низкой частоты, модуляторов передатчиков, измерительной аппаратуры и т. п. Особую ценность они представляют для портативной переносной аппаратуры, а также для высокоэкономичных устройств, питаемых от автономных источников питания.

Быстрые темпы развития полупроводниковой техники дают основания полагать, что в ближайшие годы полупроводниковые триоды вытеснят радиолампы в большинстве областей радиотехники и электроники и станут основным усилительным элементом. В связи с этим перед радиолюбителями ставится важная и неотложная задача проведения массовой научной и экспериментальной работы, помогающей всестороннему и глубокому освоению этой новой техники.

#### ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ И ТРИОДОВ

**Электропроводимость полупроводников.** В основе действия полупроводниковых диодов и триодов лежит то, что в полупроводниках возможно одновременное существование двух различных процессов переноса электрических зарядов, или, иначе говоря, двух различных типов электропроводимости. Поэтому прежде всего рассмотрим вопросы, связанные с электропроводимостью полупроводников.

К полупроводникам относят обширную группу твердых тел, имеющих кристаллическое строение и обладающих очень высоким удельным сопротивлением — в десятки тысяч раз большим, чем металлы. По своим способностям проводить электрический ток они занимают промежуточное место между металлами и изоляторами, почему и получили название полупроводников. В настоящее время для изготовления полупроводниковых диодов и триодов используются в основном германий и кремний.

Основной частью атома полупроводника, так же как и атомов других веществ, является ядро, в состав которого входят положительно заряженные частицы — протоны и нейтральные частицы — нейтроны. Вокруг ядра по эллиптическим орбитам, образуя электронные оболочки, вращаются отрицательно заряженные частицы — электроны. Число последних равно числу протонов ядра, так что нормальный неионизированный атом нейтрален, т. е. его результирующий заряд равен нулю.

На рис. 165 схематически показано строение атома германия. Его ядро содержит 32 протона и вокруг ядра вращаются 32 электрона. На первой, ближайшей к ядру оболочке находятся 2 электрона, на второй — 8, на третьей — 18 и на четвертой — 4 электрона.

Внутренние оболочки 1, 2 и 3 полностью заполнены электронами. Находящиеся на них электроны сильно связаны с ядром и поэтому во внешних связях атома обычно не принимают участия. Чтобы выбить электрон из внутренней оболочки, требуется затратить довольно большое количество энергии.

Внешняя оболочка 4, содержащая всего четыре электрона, является незаполненной (четвертая оболочка должна содержать 8 электронов). Поэтому к атому германия можно присоединить один или несколько электронов. В результате такого присоединения атом германия приобретает отрицательный заряд, т. е. ионизируется. С другой стороны, электроны внешней оболочки слабее связаны с ядром, чем электроны внутренней оболочки. Поэтому из внешней оболочки нетрудно выбить один или несколько электронов, Лишившись электрона, атом германия оказывается заряженным положительно и превращается в положительный ион.

Следовательно, ионизированные атомы различных веществ имеют, как правило, избыток или недостаток (по сравнению с нейтральным атомом) электронов на внешней незаполненной обо-

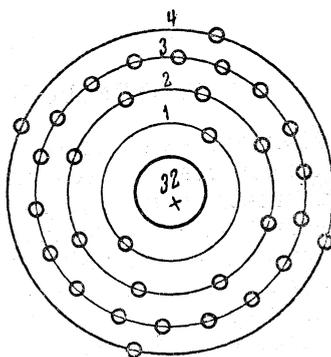


Рис. 165

лочке. В силу этого простые химические соединения возникают вследствие взаимодействия между электронами именно этих оболочек. Электроны внешних оболочек, связывающие между собой атомы вещества, называют валентными. Атом германия имеет на внешней оболочке четыре электрона, он является четырехвалентным.

В кристалле германия каждый атом связан с четырьмя другими, причем каждая из связей между атомами осуществляется двумя валентными электронами, один из которых принадлежит к числу четырех валентных электронов одного атома, а другой—

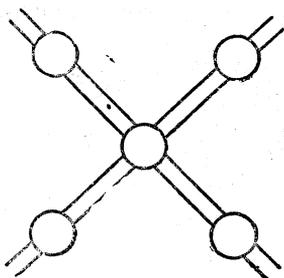


Рис. 166

другого. Схематически это показано на рис. 166, на котором атомы представлены в виде кружочков, а каждая из линий, соединяющих их между собой, отображает связь, осуществляемую одним электроном. Двухэлектронные связи являются наиболее прочными и называются валентными.

Характерной особенностью двухэлектронных связей является то, что при их образовании электроны связи принадлежат уже не одному, а сразу обоим, связанным между собой атомам,

т. е. являются для них общими. В результате внешняя оболочка каждого из атомов кристалла имеет как бы по восьми электронов и является полностью заполненной. Такая система имеет меньшую энергию, чем общая энергия раздельных атомов. Чтобы нарушить связи, необходимо затратить определенную энергию.

В кристаллах связанные между собой атомы вещества располагаются в пространстве строго определенным образом и на одинаковых расстояниях друг от друга, в результате чего образуется своеобразная решетка из атомов, которую принято называть кристаллической. В кристалле германия каждый из атомов должен занять такое положение, при котором он может быть связан с четырьмя другими атомами, расположенными симметрично относительно него. Этому соответствует такая структура, при которой рассматриваемый атом находится в центре правильного тетраэдра, а соседние четыре размещаются по его вершинам (рис. 167, а).

Кристаллическая решетка германия состоит из большого числа таких тетраэдров, причем каждый атом одного тетраэдра принадлежит одновременно еще и трем смежным тетраэдрам. Это видно из рис. 167, б, на котором дано пространственное изображение кристаллической решетки германия. Линии, соединяющие внешние атомы кристаллической ячейки, образуют куб. Следовательно, кристалл германия обладает кубическим строением.

Хорошая электропроводимость металлов объясняется тем, что они содержат большое количество свободных носителей электрических зарядов — электронов, которые под действием приложенной извне электродвижущей силы перемещаются внутри металлического проводника от отрицательного полюса источника ЭДС к его положительному полюсу, образуя электрический ток. В совершенно правильном кристалле германия все четыре валентных электрона каждого атома использованы для образования межуатомных связей и поэтому не могут участвовать в процессе проводимости. Следовательно, в таком кристалле отсутствуют свободные носители зарядов и он должен являться

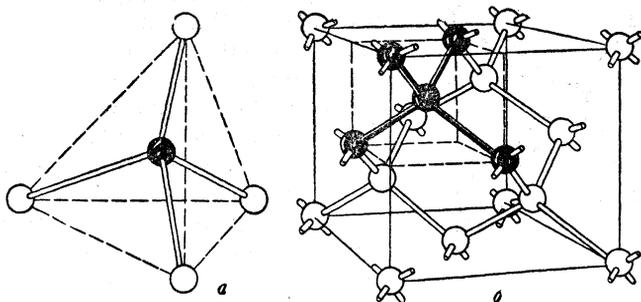


Рис. 167

изолятором. И это действительно справедливо для свободного от примесей кристалла, но только до тех пор, пока из-за каких-либо внешних причин не нарушена целостность кристаллической решетки.

Если подвергнуть кристалл световому облучению, бомбардировке какими-нибудь частицами или нагреть, то электронам будет сообщена дополнительная энергия и некоторые из них смогут вырваться из соответствующих межуатомных связей. В результате оставления электроном связи освобождается один электрон и возникает одно свободное место, которое снова может быть занято электроном. Такое свободное место принято называть дыркой.

Освободившийся электрон не может войти ни в одну из заполненных связей кристалла. Поэтому под влиянием теплового движения он будет хаотически перемещаться по кристаллу подобно молекуле газа, пока не попадет обратно в свою связь или в какую-либо другую, в которой также отсутствует электрон. Число таких свободных электронов в кристалле может достигать значительной величины и зависит от сообщенной ему энергии.

Если поместить кристалл в электрическое поле, то появившиеся в нем в результате разрыва связей свободные электроны будут упорядоченно двигаться под действием сил этого поля. Иначе говоря, через кристалл потечет электрический ток. Так как пере-

нос зарядов осуществляется в данном случае свободными электронами, то обусловленную ими проводимость называют электронной проводимостью, или проводимостью типа  $n$  (от латинского слова «negative», что значит «отрицательный»).

Теперь рассмотрим связь, из которой был удален один электрон, т. е. дырку. После удаления электрона в том месте, где он был, остался не нейтрализованный положительный заряд. Следовательно, мы можем считать, что дырка обладает положительным зарядом, равным по абсолютной величине заряду электрона.

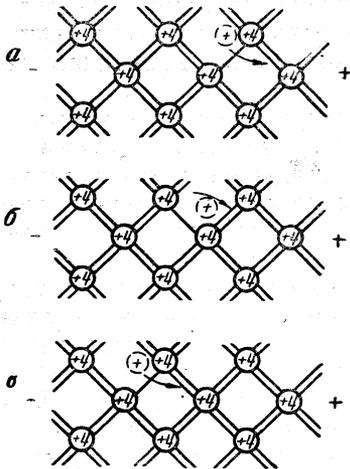


Рис. 168

Под действием тепловых колебаний электрон заполненной связи, соседней с незаполненной, может перескочить в незаполненную связь, т. е. занять дырку. В результате этого восстанавливается одна связь и разрушается соседняя, или, иначе говоря, заполняется одна дырка и одновременно с этим возникает новая в другом месте. Это подобно перемещению дырки из одного места кристалла в другое и соответственному переносу положительного заряда. Этот процесс непрерывно повторяется, и дырка, переходя от одной связи к другой, совершает беспорядочное теп-

ловое движение по кристаллу. Через какой-то промежуток времени она встретится со свободным электроном, последний заполнит недостающую связь и компенсирует имеющийся там положительный заряд. На этом существование дырки прекратится. Исчезновение дырки в результате восстановления незаполненной связи свободным электроном называется рекомбинацией.

На рис. 168, а, б, в показаны последовательные стадии перехода дырки от одного атома к другому при помещении кристалла в электрическое поле. Стрелки указывают направление перехода электронов. Под воздействием электрического поля движение дырок в нем становится упорядоченным, направленным в сторону, противоположную движению электронов, т. е. от положительного полюса источника ЭДС (рис. 168) к отрицательному. Это равносильно перенесению в том же направлении положительных зарядов, что соответствует прохождению через кристалл электрического тока. Однако в данном случае носителями зарядов являются уже не электроны, а дырки. Поэтому проводимость, возникающую в результате перемещения дырок, назы-

вают дырочной, или проводимостью типа  $p$  (от латинского слова «positive» — «положительный»).

Таким образом, дырочную проводимость мы условно рассматриваем как проводимость, обусловленную переносом положительного заряда дыркой. Но ее ни в коем случае нельзя отождествлять с ионной проводимостью, при которой происходит перемещение ионизированных атомов вещества; нельзя также понимать ее как непосредственное перемещение положительных зарядов. В действительности при дырочной проводимости перемещаются электроны, но только здесь уже при переносе единичного заряда не один свободный электрон проходит весь путь, как при электронной проводимости, а, подобно передаче эстафеты в спортивном состязании, большое количество электронов заменяют друг друга в связях

Следует отметить, что так как электроны и дырки являются носителями разных по знаку зарядов и движутся в кристалле в противоположных направлениях, создаваемые ими электрические токи имеют одно и то же направление. Следовательно, полный ток, протекающий через кристалл, равен сумме электронного и дырочного токов.

Как уже говорилось, при разрыве валентной связи в кристалле возникают одновременно один свободный электрон и одна дырка. Поэтому в чистом кристалле число дырок всегда равно числу свободных электронов, и электрический ток в нем образуется в результате одновременного переноса зарядов обоих знаков. Такая проводимость называется собственной.

Итак, чистый кристалл германия обладает одновременно и электронной и дырочной проводимостью. Однако для изготовления полупроводниковых триодов и диодов необходимо иметь германий с ярко выраженной проводимостью одного типа. Преобладание одного типа проводимости над другим может быть достигнуто введением в германий чужеродных атомов — примесей. Примеси, приводящие к преобладанию числа электронов над числом дырок, т. е. создающие в основном электронную проводимость, называются донаторными. К ним принадлежат мышьяк, сурьма и другие пятиявалентные элементы. Примеси, вызывающие дырочную проводимость, называются акцепторными. Для германия такими примесями являются индий, галлий и другие трехвалентные элементы.

Рассмотрим процесс образования электронной и дырочной проводимости, возникающей в результате введения в германий примесей.

Примесные атомы, попадая в кристалл, занимают в кристаллической решетке места, в которых обычно находятся атомы полупроводника, и образуют с соседними атомами двухэлектронные связи. Допустим, что примесным является атом мышьяка. Мышьяк имеет на внешней оболочке пять валентных электронов. Четыре из них образуют валентные связи с четырьмя соседними

атомами германия, пятый же электрон оказывается лишним, так как все места в связях заполнены. Силы притяжения стремятся удержать его у своего атома. Однако уже при комнатной температуре в результате теплового движения электрон отрывается от атома мышьяка и начинает передвигаться в кристалле. Так образуется свободный электрон. Атом мышьяка при этом превращается в положительный ион и остается неподвижным в кристаллической решетке полупроводника.

Таким образом, введение донаторной примеси в полупроводник приводит к появлению в нем свободных электронов, не вызывая образования дырок. В результате этого число свободных электронов в кристалле становится значительно большим, чем число дырок. С увеличением количества примесей это превышение растет, и притом значительно быстрее, чем концентрация примесей. Последнее объясняется уменьшением числа дырок вследствие их рекомбинации. При достаточно большом количестве примесей концентрация дырок в кристалле оказывается ничтожно малой по сравнению с концентрацией электронов, и его проводимость становится в основном электронной. В этих условиях электроны являются основными носителями зарядов, а дырки — неосновными.

При введении в кристалл германия акцепторной примеси, например индия, возникает дырочная проводимость. Атом индия трехвалентен и имеет на своей внешней оболочке всего лишь три валентных электрона. Поэтому, занимая место одного из атомов германия в кристаллической решетке, он может образовывать заполненные связи только с тремя соседними атомами. Связь с четвертым соседним атомом из-за недостатка электрона оказывается незаполненной, т. е. образуется дырка. Эта дырка легко может быть занята электроном из какой-либо соседней связи. Тогда все связи атома индия окажутся заполненными, но дырка перейдет в другую связь. Атом индия при этом приобретает отрицательный заряд, а дырка начнет двигаться внутри кристалла.

Итак, введение акцепторной примеси приводит к тому, что число дырок в кристалле становится значительно большим, чем число электронов. Поэтому теперь уже дырки оказываются основными носителями зарядов, а электроны — неосновными. Соответственно становится дырочной и основная проводимость кристалла.

Кристаллы, обладающие в основном электронной проводимостью, называются кристаллами типа *n*, а дырочной — кристаллами типа *p*.

**Электронно-дырочные *p-n* переходы, полупроводниковые диоды.** Полупроводниковые диоды и триоды делятся на две группы — плоскостные (или слоевые) и точечные. Плоскостной диод представляет собой кристалл германия с двумя слоями различного типа проводимости (рис. 169, а), от каждого из которых с помощью

специальных электродов 1 и 2 сделаны отводы. Главную роль в работе такого диода играет область раздела 3, условно показанная на рис. 169, а сплошной прямой линией, где германий типа  $p$  переходит в германий типа  $n$ . Отличительной чертой этой области, называемой обычно электронно-дырочным, или  $p$ - $n$  переходом, является то, что она обладает выпрямляющими свойствами.

В точечных диодах используется германий только типа  $n$  с электронной проводимостью (рис. 169, б). От одной стороны

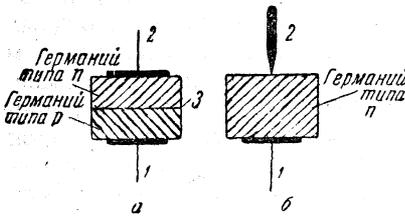


Рис. 169

кристалла, как и в плоскостном диоде, с помощью электрода 1 делается отвод. К его противоположной стороне прикасается острое тонкой пружинящей проволоки 2, образуя точечный контакт. Эта проволока является вторым отводом диода. Так же как и в плоскостном диоде, основную роль в работе точечного диода играет выпрямляющий  $p$ - $n$  переход, который здесь образуется в месте соприкосновения острия точечного контакта и кристалла германия.

Рассмотрим на примере плоскостного полупроводникового диода физические процессы, протекающие при выпрямлении в электронно-дырочном переходе. Для удобства будем считать, что граница, разделяющая германий типа  $n$  и германий типа  $p$ , выражена очень резко (рис. 170, а). В связи с тем, что концентрация свободных электронов в слое германия с электронной проводимостью  $n$  значительно выше, чем в слое с дырочной проводимостью  $p$ , электроны из слоя  $n$  стремятся перейти в слой  $p$  (закон диффузии). В результате такого перехода (диффузии), сопровождающегося переносом электрических зарядов, в слое  $n$  вблизи границы раздела остаются неподвижные ионизированные атомы примесей, образуя положительный пространственный заряд. Электроны же, перешедшие в слой  $p$ , создают в нем вблизи перехода отрицательный пространственный заряд (рис. 170, б).

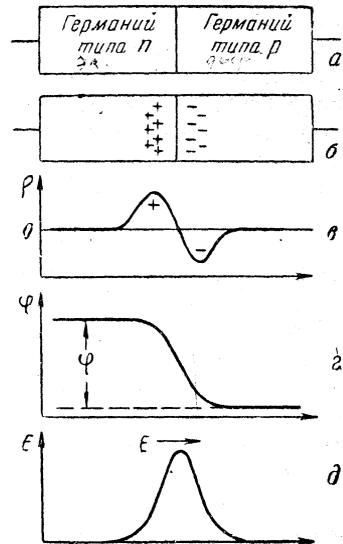


Рис. 170

Аналогичное явление происходит и с дырками, которые, диффундируя в область с проводимостью типа  $n$ , оставляют вблизи границы перехода области  $p$  отрицательный неподвижный заряд ионизированных атомов (рис. 170, б).

Таким образом, с обеих сторон границы раздела слоев германия в области электронно-дырочного перехода образуются противоположные по знаку пространственные заряды. Плотность  $\rho$  распределения этих зарядов показана на рис. 170, в. Следует помнить, что, несмотря на наличие этих зарядов, в целом кристалл в электрическом отношении остается нейтрален.

Пространственные заряды, возникающие вблизи границы слоев германия, создают в области перехода электрическое поле. Из рис. 170, б нетрудно видеть, что это поле направлено так, что противодействует переходу свободных электронов из слоя  $n$  в слой  $p$  и дырок — в противоположном направлении. Вследствие диффузии электронов и дырок поле на границе возрастает настолько, что результирующий поток электронов из электронного слоя в дырочный и дырок в обратном направлении становится равным нулю. Наступает равновесие.

Электрическое поле, препятствующее диффузии основных носителей зарядов через  $p$ - $n$  переход, принято называть потенциальным барьером. Высота этого барьера характеризуется разностью потенциалов, установившейся между электронным и дырочным слоями германия вследствие присутствия там пространственных зарядов.

На рис. 170, г приведена кривая, показывающая распределение электростатического потенциала в изолированном  $p$ - $n$  переходе в условиях равновесия. Так как положительный объемный заряд сосредоточен со стороны германия с электронной проводимостью, то этот слой имеет более положительный потенциал, чем слой с дырочной проводимостью. Разность электростатических потенциалов  $\phi$  между этими слоями и есть та разность потенциалов, которая характеризует высоту потенциального барьера. Чем больше  $\phi$ , тем больше высота потенциального барьера и тем труднее его преодолеть основным носителям зарядов.

Распределение напряженности электрического поля в  $p$ - $n$  переходе показано на рис. 170, д.

Если для подавляющего большинства основных носителей зарядов потенциальный барьер является непреодолимым препятствием, то движению через переход неосновных носителей зарядов — дырок слоя  $n$  и электронов слоя  $p$ , которые имеются там в небольших количествах, он совершенно не препятствует. Даже наоборот, электрическое поле, образовавшееся в  $p$ - $n$  переходе, для неосновных носителей является ускоряющим и способствует прохождению их через переход. Это нетрудно видеть из рис. 170, б. Например, отрицательно заряженные свободные электроны слоя  $p$ , находящиеся вблизи перехода, притя-

гиваются положительно заряженными ионами примеси слоя  $n$  и вследствие этого направляются через переход.

Из всего сказанного выше видно, что установившееся равновесие вовсе не означает полного отсутствия движения носителей зарядов через электронно-дырочный переход. Некоторые свободные электроны слоя  $n$  и дырки слоя  $p$  (основные носители зарядов), обладая повышенной по сравнению с другими основными носителями зарядов энергией, преодолевают потенциальный барьер и создают электрический ток через переход. Однако навстречу и тем и другим движутся неосновные носители зарядов — дырки слоя  $n$  и электроны слоя  $p$ , которые, создавая электриче-

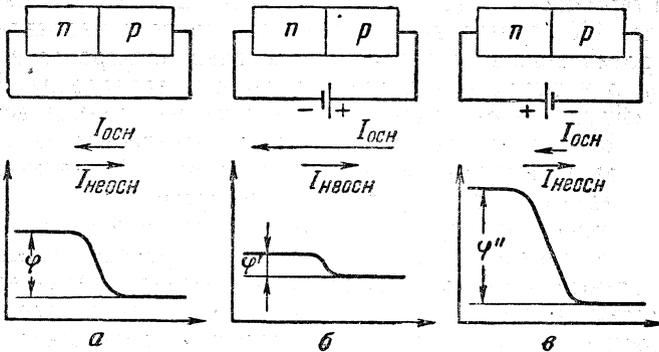


Рис. 171

ский ток противоположного направления, компенсируют этот ток основных носителей зарядов. Таким образом, результирующий ток через переход остается все время равным нулю.

Ток, создаваемый основными носителями зарядов, условимся в последующем тексте обозначать буквами  $I_{осн}$ , а ток, обусловленный неосновными носителями зарядов, — буквами  $I_{неосн}$ .

Обеднение области  $p$ - $n$  перехода носителями зарядов приводит к тому, что эта область обладает повышенным сопротивлением. Поэтому  $p$ - $n$  переход часто называют запирающим слоем.

**Выпрямляющие свойства  $p$ - $n$  перехода.** Итак, если к  $p$ - $n$  переходу не приложено внешнее напряжение, то устанавливается равновесие, при котором токи  $I_{осн}$  и  $I_{неосн}$ , протекающие через переход, равны между собой по абсолютной величине, но обратны по направлению и результирующий ток равен нулю. Данное положение иллюстрирует рис. 171, *а*.

Приложим теперь к переходу внешнее напряжение, причем слой с электронной проводимостью присоединим к отрицательному полюсу источника тока, а слой с дырочной проводимостью — к положительному (рис. 171, *б*). В этом случае электрическое поле, создаваемое батареей, будет направлено навстречу собственному полю перехода и результирующее поле в нем умень-

шится. Это вызовет понижение потенциального барьера ( $\varphi'$ ), а следовательно, повышение числа свободных электронов, проникающих из слоя  $n$  в слой  $p$ , и дырок — в обратном направлении, т. е. увеличение тока  $I_{осн}$  через переход.

Ток  $I_{неосн}$ , обусловленный неосновными носителями зарядов, при этом практически не изменится. Действительно, электрическое поле в пограничном слое ускоряет все свободные электроны, движущиеся из дырочного слоя в электронный, и дырки, направляющиеся из слоя  $n$  в слой  $p$ . Поэтому вызываемый ими ток  $I_{неосн}$  определяется плотностью неосновных носителей и практически не зависит от приложенного напряжения.

Следовательно, результирующий ток будет совпадать по направлению с током, создаваемым основными носителями зарядов, и будет возрастать с увеличением приложенного напряжения.

Если приложить к  $p$ - $n$  переходу внешнее напряжение обратной полярности, т. е. присоединить к слою  $n$  положительный полюс источника тока, а к слою  $p$  отрицательный, то картина резко изменится: напряженность результирующего поля в переходе увеличится и высота потенциального барьера ( $\varphi''$ ) (рис. 171, в) возрастет. При этом произойдет расширение запирающего слоя, и следовательно, еще большее увеличение его сопротивления.

С увеличением высоты потенциального барьера число электронов в слое с электронной проводимостью и дырок в слое с дырочной проводимостью, обладающих достаточной энергией для его преодоления, уменьшится, в результате чего уменьшится ток  $I_{осн}$ , создаваемый этими носителями зарядов (рис. 171, в). Уже при смещении в несколько десятых долей вольта этот ток практически прекратится. Поток же неосновных носителей зарядов — электронов из слоя  $p$  и дырок из слоя  $n$  не изменится, т. е. ток  $I_{неосн}$  останется практически таким же, каким он и был раньше.

Таким образом, в данном случае с повышением внешнего напряжения ток  $I_{осн}$  быстро падает до нуля, а ток  $I_{неосн}$  остается практически неизменным. Вследствие этого результирующий ток имеет такое же направление, что и  $I_{неосн}$ , причем его величина быстро достигает предельного значения, равного  $I_{неосн}$ . Дальнейшее повышение приложенного напряжения больше уже не изменяет результирующий ток, т. е. он достигает насыщения (рис. 171, в).

Ток насыщения обозначается обычно как  $I_0$ . Из предыдущего видно, что он создается потоками дырок из слоя с дырочной проводимостью и электронов из дырочного слоя в электронный, т. е. неосновными носителями зарядов. Следовательно, его величина определяется концентрацией неосновных носителей в обоих слоях кристалла германия.

Полная вольтамперная характеристика рассмотренного плоскостного полупроводникового диода приведена на рис. 172. Сила тока, протекающего через диод, зависит от величины и знака приложенного напряжения. Направление тока, соответствующее малому сопротивлению диода и большим значениям тока, называется прямым, а противоположное напряжению, при котором сопротивление диода велико, а ток в цепи мал, — обратным. Аналогично и напряжения, вызывающие эти токи, называются соответственно прямым и обратным. Для плоскостных диодов прямое напряжение является по направлению таким, когда к слою с электронной проводимостью присоединен отрицательный полюс источника тока, а к слою с дырочной проводимостью — положительный.

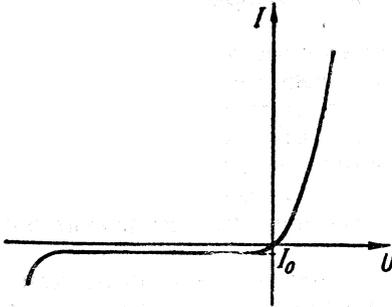


Рис. 172

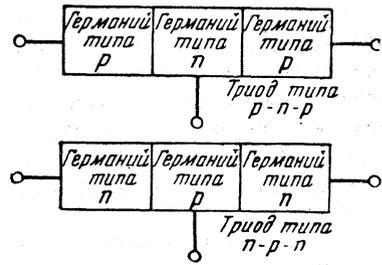


Рис. 173

Увеличение обратного тока через диод при больших обратных напряжениях объясняется приближением пробоя диода.

Из вольтамперной характеристики диода видно, что он обладает хорошими выпрямительными свойствами.

**Принцип действия полупроводниковых триодов.** Плоскостной полупроводниковый триод содержит кристалл германия с тремя чередующимися слоями различного типа проводимости и имеет два электронно-дырочных  $p-n$  перехода (рис. 173). Два крайних слоя кристалла обладают проводимостями одинакового типа  $p$  или  $n$ , а средний — противоположной им проводимостью, т. е. соответственно  $n$  или  $p$ . В зависимости от порядка расположения слоев плоскостные триоды делятся на две группы. Те из них, у которых крайние слои обладают дырочной проводимостью  $p$ , а средний — электронной  $n$ , называются триодами типа  $p-n-p$ . Триоды второй группы носят название триодов типа  $n-p-n$ . У них крайние слои кристалла имеют электронную проводимость, а средний — дырочную.

Физические процессы, происходящие в триодах обоих типов, аналогичны. Поэтому мы рассмотрим принцип действия полупроводниковых триодов только типа  $p-n-p$ , которые в силу причин технологического характера пока еще имеют более широкое рас-

пространение. Для удобства рассуждений будем считать, что граница между слоями кристалла выражена резко.

При отсутствии внешних напряжений (рис. 174, а) в области каждого электронно-дырочного перехода устанавливается равновесное состояние, возникает электрическое поле и образуется потенциальный барьер. Соответствующее равновесному состоянию распределение электростатического потенциала вдоль всего кристалла изображено на рис. 174, б.

В рабочем режиме к левому (по схеме)  $p$ - $n$  переходу прикладывается небольшое прямое, а к правому — довольно большое

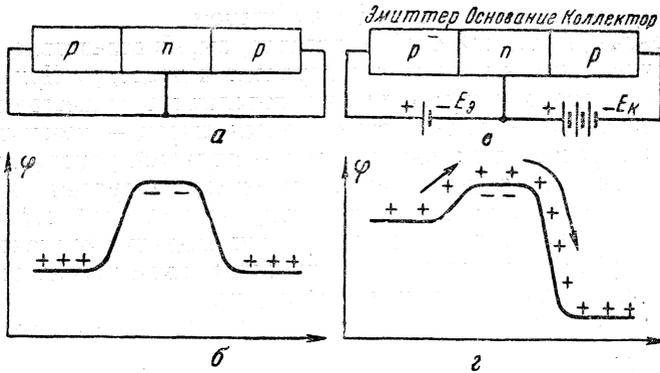


Рис. 174

обратное напряжение (рис. 174, в). Это вызывает уменьшение потенциального барьера левого перехода, сопровождающееся возникновением через него прямого тока и повышением потенциального барьера правого перехода (рис. 174, г).

Особенностью кристалла плоскостного триода является то, что его средний слой имеет значительно меньшую концентрацию примеси, чем крайние. В связи с этим концентрация основных носителей зарядов (электронов) в нем во много раз меньше, чем концентрация основных носителей зарядов (дырок) в крайнем левом слое  $p$ . Последнее приводит к тому, что при приложении к левому переходу прямого напряжения число дырок, поступающих из левого слоя  $p$  в слой  $n$ , во много раз превышает число электронов,двигающихся в обратном направлении. Иначе говоря, почти весь ток через переход переносится дырками. Рекомбинация дырок с электронами в электронной области вследствие малой их концентрации незначительна, поэтому дырки могут продвинуться в глубь электронного слоя на достаточно большое расстояние, прежде чем рекомбинируют с электронами. Это введение дырок в слой германия с электронной проводимостью называется инжекцией дырок.

В том случае, когда большей проводимостью обладает слой германия типа  $n$  (например, в триоде типа  $n-p-n$ ), происходит инжекция электронов в слой германия с дырочной проводимостью.

Итак, в связи с тем, что средний слой кристалла имеет значительно меньшую проводимость, чем крайние, прямое напряжение, приложенное к левому переходу, вызывает инжекцию дырок из левого дырочного слоя в средний электронный слой. Это в известной мере напоминает эмиссию электронов из раскаленного катода в электронной лампе. В связи с этим левый крайний слой триода называют эмиттером.

Введенные в средний слой кристалла, дырки вследствие диффузии двигаются в нем от левого перехода к правому. При приближении к правому переходу они попадают в существующее в нем электрическое поле. Последнее для дырок — ускоряющим, и поэтому они быстро втягиваются переходом в правый дырочный слой (рис. 174,  $z$ ). Таким образом, правый слой собирает подходящие к нему дырки и поэтому носит название коллектора. По существу он выполняет в полупроводниковом триоде такую же роль, что и анод в электронной лампе.

Средний электрод носит название основания. Часто его также называют базой.

Если увеличить ток в цепи эмиттера, то повысится число дырок, вводимых в основание, а следовательно, и достигающих коллектора. Последнее приведет к увеличению тока в цепи коллектора. Соответственно уменьшение тока эмиттера вызовет понижение тока коллектора. Таким образом, всякое изменение тока в цепи эмиттера приводит к соответствующему изменению тока в цепи коллектора. Иначе говоря, в полупроводниковом триоде ток эмиттера управляет током коллектора.

Однако ток в цепи коллектора изменяется в несколько меньшей степени, чем ток в цепи эмиттера. Объясняется это тем, что не все дырки, поступающие из эмиттера, доходят до коллектора: часть из них за время движения в основании успевает рекомбинировать с имеющимися там свободными электронами. Чем медленнее происходит рекомбинация и тоньше слой основания (короче путь, а значит и меньше время пролета дырок), тем меньше дырок успеет рекомбинировать и больше их дойдет до коллектора.

При достаточно малой скорости рекомбинации и тонком основании может достигнуть коллектора до 98—99% числа дырок, вышедших из эмиттера. Естественно, что чем больше носителей зарядов, вышедших из эмиттера, достигнет коллектора, тем более высокими усилительными способностями будет обладать триод. Поэтому при изготовлении полупроводниковых триодов слой основания стремятся сделать как можно тоньше. Кроме того, как будет показано ниже, с уменьшением толщины этого

слоя повышаются частоты, до которых может быть использован триод. У современных полупроводниковых триодов толщина слоя основания составляет от нескольких десятков долей миллиметра до нескольких микрон.

Для оценки усилительных способностей триодов широко используется понятие статического коэффициента усиления триода по току  $\alpha$ . Коэффициент усиления триода по току  $\alpha$  равен отношению приращения тока в цепи коллектора  $\Delta I_k$  к вызывающему его приращению тока в цепи эмиттера  $\Delta I_s$  при постоянном напряжении коллектора

$$\alpha = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_s}.$$

У современных плоскостных триодов значение этого коэффициента лежит в пределах от 0,9 до 0,99.

Из всего сказанного выше вытекает, что, в противоположность электронной лампе, управление в полупроводниковом триоде осуществляется током в цепи эмиттера: изменение тока в цепи коллектора пропорционально изменению тока в цепи эмиттера (в лампе же изменение анодного тока пропорционально изменению напряжения на сетке). Однако при малых сигналах, когда нелинейность зависимости между напряжением и током эмиттера

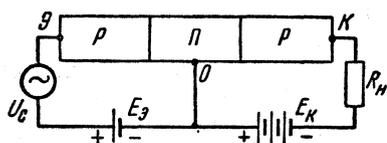


Рис. 175

можно пренебречь, изменение тока в цепи коллектора пропорционально изменению напряжения на эмиттере.

Рассмотрим усилительные свойства полупроводникового триода. Для этого последовательно с батареей  $E_s$ , задающей начальное напряжение смещения на эмиттер, соединим источник сигнала  $U_c$  (источник переменного тока), а в цепь коллектора включим нагрузочное сопротивление  $R_n$  (рис. 175). Так как прямое сопротивление эмиттерного перехода (прямое сопротивление диода, который представляет собой эмиттерный переход) невелико, то небольшое изменение напряжения в цепи эмиттера вызовет заметное изменение эмиттерного тока, а следовательно, и тока в цепи коллектора. Последний из-за наличия источника переменного тока в цепи эмиттера будет содержать переменную составляющую, амплитуда которой близка к амплитуде переменной составляющей тока эмиттера. Сопротивление нагрузки  $R_n$  в цепи коллектора выбирается обычно в десятки, а иногда и в сотни раз больше сопротивления цепи эмиттера (что возможно, благодаря высокому внутреннему сопротивлению цепи коллектора). Поэтому и напряжение на сопротивлении  $R_n$  может в десятки и сотни раз превышать напряжение источника сигнала.

Так, с помощью полупроводникового триода осуществляется усиление по напряжению.

Одновременно с усилением напряжения происходит и усиление мощности сигнала. В этом нетрудно убедиться. Действительно, переменные составляющие токов в цепях эмиттера и коллектора примерно одинаковы, но сопротивление нагрузки  $R_n$  во много раз больше сопротивления цепи эмиттера. Мощность же  $P = I^2 \cdot R$  при неизменном токе пропорциональна сопротивлению цепи. Следовательно, мощность, выделяемая на сопротивлении  $R_n$ , во много раз превышает мощность, потребляемую от источника сигнала.

Источник сигнала обычно обладает внутренним сопротивлением. На этом сопротивлении падает часть напряжения сигнала и теряется определенная доля развиваемой им мощности. Поэтому, определяя коэффициент усиления, даваемый устройством на полупроводниковом триоде, необходимо учитывать внутреннее сопротивление источника сигнала.

## УСТРОЙСТВО ПЛОСКОСТНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ И ТРИОДОВ

Основная задача изготовления полупроводниковых диодов и триодов заключается в получении электронно-дырочного перехода — кристалла германия с двумя противоположными типами проводимости.

Наиболее распространенным способом получения  $p$ - $n$  перехода (а следовательно, и полупроводникового диода) является сплавление небольшого количества металла индия в пластинку кристалла германия, обладающего элект-

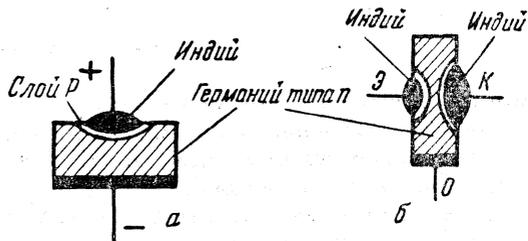


Рис. 176

ронной проводимостью (рис. 176, а). В результате между каплей индия и пластинкой германия образуется слой с дырочной проводимостью. Вторым слоем является сам кристалл германия, в котором электронная проводимость создается введением примеси донаторного типа (мышьяка или сурьмы).

При изготовлении плоскостных полупроводниковых триодов сплавление индия с кристаллом германия производится с двух сторон пластинки кристалла (рис. 176, б). Каждый диод и триод заключается в герметический корпус, предохраняющий кристалл от воздействия влаги и механических повреждений. Внешний вид выпускаемых нашей промышленностью триодов показан в табл. 29—30.

## Точечные полупроводниковые триоды

Точечный триод содержит пластинку кристалла германия с электронной проводимостью (основание), на которой расположены два смежных точечных контакта из вольфрамовой проволоки. Один из контактов выполняет роль эмиттера, а другой — коллектора. В точках соприкосновения контактов с пластинкой кристалла образуется  $p-n$  переход (рис. 177). Важным свойством точечных триодов является то, что у них ток коллектора превышает ток эмиттера, т. е. такие триоды обеспечивают усиление по току. Коэффициент усиления  $\alpha$  точечных триодов колеблется в пределах от 2 до 5.

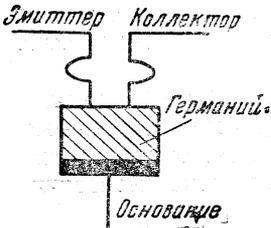


Рис. 177

### СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Для представления в электрических схемах полупроводниковых диодов и триодов приняты условные обозначения, показанные на рис. 178. Стрелка, изображенная на эмиттерном электроде, показывает направление постоянного тока, протекающего через этот электрод. Так как для триодов типа  $p-n-p$  и  $n-p-n$  направления этих токов обратны, то и стрелки имеют разные направления.

На рис. 179, а приведена принципиальная схема простейшего каскада усиления низкой частоты на полупроводниковом триоде типа  $p-n-p$ .

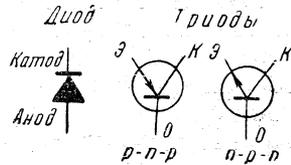


Рис. 178

Обычно при установлении режима полупроводниковых триодов в цепи эмиттера задается некоторый постоянный ток, а к коллектору прикладывается определенное постоянное напряжение. В схеме рис. 179, а требуемый ток в цепи эмиттера задается посредством батареи  $E_3$  и сопротивления  $R_1$ . Изменяя величину этого сопротивления, можно менять ток эмиттера, а следовательно, и режим работы триода. Обычно сопротивление  $R_1$  выбирается во много раз больше внутреннего сопротивления цепи эмиттера и выполняет стабилизирующую роль. Более подробно об этом будет сказано позже.

Постоянное напряжение на коллектор подается от батареи  $E_k$  через сопротивление нагрузки  $R_2$ . Следует еще раз обратить внимание на полярность источников питания: при применении триодов типа  $p-n-p$  на эмиттер относительно основания подается положительное напряжение, а на коллектор — отрицательное.

Напряжение сигнала к эмиттеру подводится через разделительный конденсатор  $C_1$ ; выходное напряжение с коллектора снимается через разделительный конденсатор  $C_2$ . Конденсаторы  $C_3$  и  $C_4$  являются блокирующими. Один каскад, выполненный по схеме рис. 179, а, в зависимости от величины сопротивления нагрузки  $R_2$  и внутреннего сопротивления источника сигнала может дать усиление по напряжению от нескольких десятков до нескольких сотен.

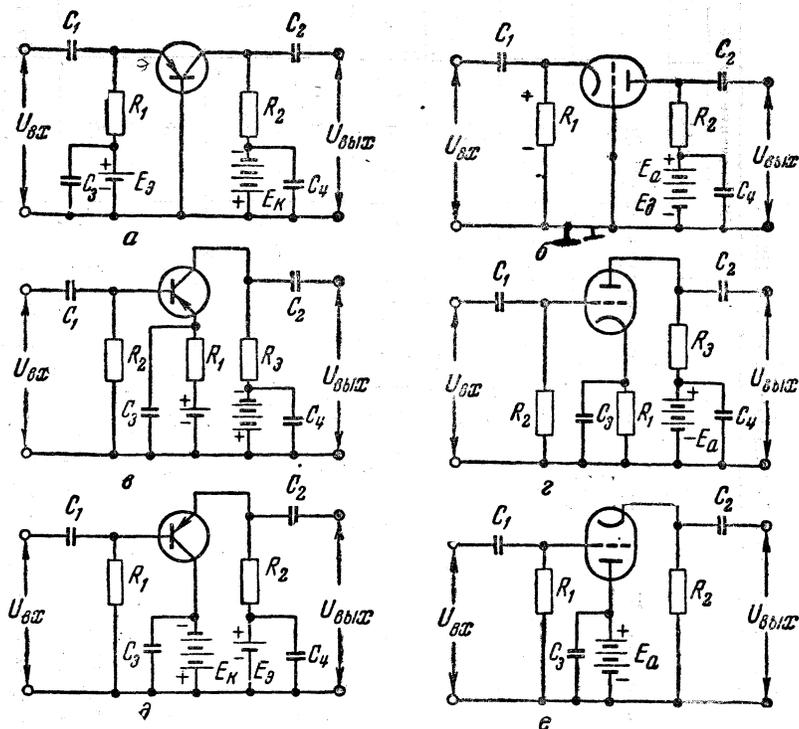


Рис. 179

Характерным для схемы рис. 179, а является то, что основное триода соединено здесь одновременно с одним из входных и одним из выходных зажимов каскада, т. е. является общим и для входа и для выхода. В соответствии с этим рассматриваемая схема носит название схемы с общим основанием.

Усилительный каскад, выполненный по схеме с общим основанием, по своим свойствам во многом напоминает усилительный каскад на электронной лампе, собранный по схеме с общей сеткой (рис. 179, б). Здесь эмиттер полупроводникового триода играет такую же роль, что и катод лампы, основание выполняет функцию управляющей сетки, а коллектор — функ-

ции анода. Оба каскада имеют низкое входное и высокое выходное сопротивление и не изменяют фазу проходящего через них напряжения усиленного сигнала.

На рис. 179, в приведена принципиальная схема каскада усиления низкой частоты, выполненного по схеме с общим эмиттером. Здесь общим для входа и выхода каскада является эмиттер триода. Исходный ток в цепи эмиттера задается батареей  $E_s$ . Сопротивление  $R_1$ , как и в первой схеме, служит для установления требуемого режима работы триода, а также является стабилизирующим. Сопротивление  $R_2$  в цепи основания служит для создания пути постоянной составляющей тока этого электрода и до некоторой степени напоминает сопротивление утечки сетки в схемах с электронными лампами. Однако в данном случае через это сопротивление протекает довольно заметный ток  $I_0 \approx (0,1 \div 0,01)I_s$  и поэтому очень большим  $R_2$  брать нельзя. Увеличение сопротивления  $R_2$  резко понижает стабильность работы каскада. Соображения по выбору этого сопротивления были приведены выше. Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  являются разделительными, а  $C_3$  и  $C_4$  — блокирующими. Эта схема дает по напряжению такое же усиление, как первая, но обладает значительно большим входным сопротивлением (примерно в 15—25 раз). Кроме того, при такой схеме каскад дает довольно большое усиление по току — от 10—15 до 100—150 раз, в зависимости от свойств применяемого триода. Это имеет большое значение при построении многокаскадных усилителей.

Причина такого большого усиления по току рассматриваемого каскада состоит в следующем. Подавляющее большинство носителей зарядов, вышедших из эмиттера, достигает коллектора и поэтому ток коллектора близок по величине к току эмиттера. Для переменных составляющих соотношение между этими токами  $\alpha = \frac{I_k}{I_s}$  составляет  $0,9 \div 0,99$ . Переменная составляющая тока в цепи основания, складывающаяся из числа тех носителей зарядов, вышедших из эмиттера, которые не достигли коллектора, равна разности этих токов и во много раз меньше тока коллектора:

$$I_0 = I_s - I_k = \frac{I_k}{\alpha} - I_k = \frac{1 - \alpha}{\alpha} I_k.$$

При указанных выше значениях коэффициентов  $\alpha$  ток в цепи основания составляет:

$$I_0 = (0,1 \div 0,01) I_k.$$

Коэффициент усиления по току  $\beta$  триода, включенного по схеме с общим эмиттером, равен отношению тока коллектора к току основания:

$$\beta = \frac{I_k}{I_0} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

Это выражение справедливо для малых сопротивлений нагрузок, когда каскад работает в режиме, близком к режиму короткого замыкания по переменному току на выходе. При повышении сопротивления нагрузки коэффициент усиления по току несколько уменьшается.

По своим свойствам каскад, собранный по схеме с общим эмиттером, сходен с каскадом усиления на электронной лампе, выполненном по схеме с общим катодом (рис. 179, з). Он, так же как и каскад на лампе, поворачивает фазу усиливаемого напряжения на  $180^\circ$ , но имеет значительно меньшее входное сопротивление ( $1 \div 2 \text{ ком}$ ).

Каскад, собранный по схеме с общим эмиттером, можно питать от одного источника тока, не имеющего внутреннего отвода (рис. 180). Режим триода здесь устанавливается подбором сопротивлений  $R_3$  и  $R_4$ .

Схема включения с общим коллектором (рис. 179, д) по своим свойствам напоминает катодный повторитель (рис. 179, е). Такой каскад не

изменяет фазы сигнала, обладает коэффициентом усиления по напряжению близким к единице, имеет сравнительно высокое входное и низкое выходное сопротивление. По аналогии с катодным повторителем его часто называют эмиттерным повторителем.

Коэффициент усиления по току каскада, выполненного по схеме с общим коллектором, близок по величине к коэффициенту усиления по току каскада, построенного по схеме с общим эмиттером. Для малых сопротивлений нагрузок он равен:

$$\alpha_k = \frac{1}{1 - \alpha}.$$

Данный каскад обеспечивает довольно значительное (хотя и меньшее, чем каскад с заземленным эмиттером) усиление мощности приходящего сигнала.

Все рассмотренные выше схемы находят широкое применение в усилителях на полупроводниковых триодах. В оконечных каскадах наиболее часто используется схема с общим основанием, дающая наименьшие нелинейные искажения. Усилительные каскады с общим эмиттером применяются как промежуточные в усилителях на сопротивлениях; используются они также и в выходных каскадах. Схема включения с общим коллектором применяется, как и катодный повторитель на электронной лампе, при необходимости согласовать высокое сопротивление источника сигнала с низким сопротивлением нагрузки.

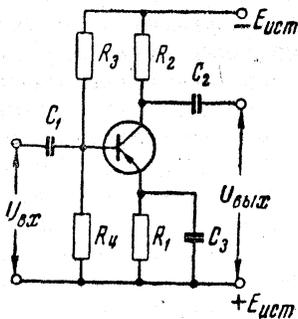


Рис. 180

## СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Статические характеристики полупроводникового триода, как и статические характеристики электронных ламп, показывают зависимость между токами и напряжениями на электродах триода при сопротивлении нагрузки равном нулю. При расчетах наиболее часто используются семейства коллекторных и эмиттерных характеристик. Такие характеристики для типового плоскостного триода типа  $p-n-p$  приведены соответственно на рис. 181, а и б.

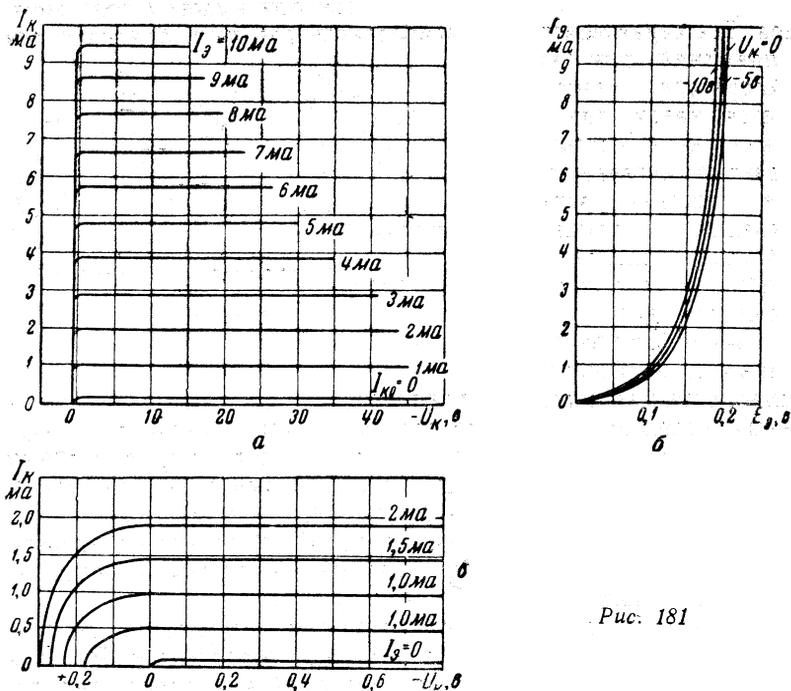


Рис. 181

Семейство коллекторных статических характеристик представляет собой графическую зависимость напряжения на коллекторе (по отношению к основанию) от тока коллектора для ряда постоянных значений тока эмиттера (рис. 181, а) или тока основания. В семействе эмиттерных характеристик приводится зависимость напряжения на эмиттере от тока эмиттера для ряда постоянных значений напряжения коллектора. Для того чтобы эти характеристики имели более привычный вид, на рис. 181 по горизонтальным осям отложены напряжения, а по вертикальным — токи. Нетрудно заметить, что коллекторные характеристики по своему виду напоминают анодные характеристики пентода, а эмиттерные — сеточные.

Кривые семейства коллекторных характеристик идут весьма полого. Это говорит о том, что триод имеет очень высокое выходное сопротивление. В то же время эмиттерные характеристики круто поднимаются вверх. Следовательно, входное сопротивление триода мало. Последнее всегда нужно помнить при проектировании устройств на полупроводниковых триодах.

Первая характеристика семейства коллекторных характеристик, обозначенная  $I_{к0}$ , представляет зависимость тока коллектора от напряжения на коллекторе при нулевом токе эмиттера. Эта характеристика, располагаясь довольно близко к оси напряжений при низкой температуре, резко смещается вверх при повышении ее. Поэтому она играет существенную роль при решении вопросов, связанных с температурной стабилизацией усилителей на полупроводниковых триодах.

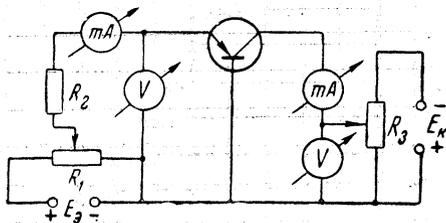


Рис. 182

Точки перегиба коллекторных характеристик располагаются в непосредственной близости от оси токов. Расстояния между соседними характеристиками почти одинаковы. Следовательно, коллекторная цепь не создает больших нелинейных искажений и ее коэффициент полезного действия при усилении в режиме класса А может приближаться к 50%.

Эмиттерные характеристики (рис. 181, б) сильно нелинейны. Это необходимо учитывать при расчете оконечных каскадов — усилителей мощности.

На рис. 181, в приведены статические характеристики, снятые для области малых токов и малых напряжений. Из этих характеристик видно, что полупроводниковый триод уже достаточно хорошо работает при напряжениях на коллекторе около 0,1—0,2 в и токах порядка 10 мкА. При этом потребляемая им от источников питания мощность составляет всего лишь 1—2 мкВт.

Для работы в таком режиме необходимо применять триоды, имеющие очень малый ток  $I_{к0}$ .

На практике наблюдается большой разброс параметров между триодами одного и того же типа. Следствием этого является существенное различие их статических характеристик. Поэтому для точного графического расчета режима работы конкретного полупроводникового триода необходимо снять его статические характеристики.

На рис. 182 приведена схема для снятия статических характеристик триода, включенного по схеме с общим основанием.

Ток в цепи эмиттера изменяется посредством переменного сопротивления  $R_1$ . Сопротивление  $R_2$  — ограничивающее. Оно подбирается таким образом, чтобы ток в цепи коллектора не мог превысить максимально допустимого значения. Чем больше эти сопротивления, тем легче снимать коллекторные характеристики, так как эти сопротивления стабилизируют ток в цепи эмиттера. Однако по мере увеличения  $R_1$  и  $R_2$  необходимо повышать и напряжение батареи  $E_3$ .

Потенциометр  $R_3$  в цепи коллектора, наоборот, желательно иметь низкоомным, так как тогда будет более стабильным напряжение на коллекторе. Это облегчает снятие эмиттерных характеристик. Измерительные приборы подбираются в зависимости от типа триода, с которого снимаются характеристики.

При снятии характеристик необходимо принять меры, препятствующие нагреванию триода, так как положение характеристик в большой степени зависит от его температуры. С этой целью для триода желательно изготовить охлаждающий радиатор. Каждый отсчет нужно делать быстро, чтобы триод не успел нагреться; после снятия каждого нескольких точек ему нужно дать остыть. Особенно это важно при больших токах.

Характеристики для случая включения триода по схеме с общим эмиттером снимаются таким же образом.

### ПАРАМЕТРЫ И ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ДЛЯ ОБЛАСТИ НИЗКИХ ЧАСТОТ

В радиотехнике широкое распространение находят приборы, которые, как и полупроводниковые триоды, не содержат ни конденсаторов, ни сопротивлений, ни катушек индуктивности, но в то же время проявляют себя в электрических цепях так, как будто бы эти элементы в них имеются. К таким приборам относятся, например, хорошо всем известные электронные лампы. Для анализа и расчета таких приборов их заменяют соответствующей эквивалентной схемой, полностью отображающей свойства этих приборов по переменному току.

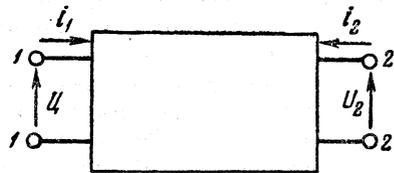


Рис. 183

Полупроводниковый триод, как и электронную лампу, часто представляют также в виде четырехполюсника — устройства, имеющего два входных и два выходных зажима (рис. 183). Входные зажимы обычно обозначаются цифрами 1, выходные — цифрами 2. Стрелки показывают условно принятые направления токов и напряжений на входе и выходе четырехполюсника.

Полупроводниковый триод, как и электронную лампу, часто представляют также в виде четырехполюсника — устройства, имеющего два входных и два выходных зажима (рис. 183). Входные зажимы обычно обозначаются цифрами 1, выходные — цифрами 2. Стрелки показывают условно принятые направления токов и напряжений на входе и выходе четырехполюсника.

Связь между этими токами и напряжениями может быть выражена с помощью следующих уравнений:

$$\begin{aligned} u_1 &= z_{11} i_1 + z_{12} i_2; \\ u_2 &= z_{21} i_1 + z_{22} i_2; \\ i_1 &= y_{11} u_1 + y_{12} u_2; \\ i_2 &= y_{21} u_1 + y_{22} u_2; \\ u_1 &= h_{11} i_1 + h_{12} u_2; \\ i_2 &= h_{21} i_1 + h_{22} u_2. \end{aligned}$$

Все входящие в эти уравнения полные сопротивления  $z$ , проводимости  $y$  и величины  $h$  (имеющие разные размерности), которые связывают между собой указанные токи и напряжения, называются параметрами четырехполюсника.

Исследование четырехполюсника заключается в определении его параметров на заданной частоте, а также, если это требуется, в снятии их частотной характеристики. По полученным значениям параметров находят данные элементов эквивалентной схемы прибора, представленного в виде четырехполюсника, и производят расчет проектируемого устройства. Для полной характеристики четырехполюсника достаточно определить все-

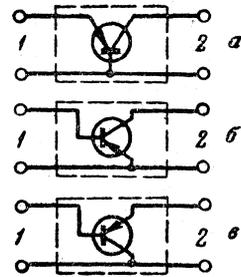


Рис. 184

четыре из его основных параметров, например только параметры  $z$ , только параметры  $y$  или, наконец, параметры  $h$ . Мы рассмотрим все эти три системы параметров, получившие широкое распространение в полупроводниковой технике.

На низких частотах реактивные составляющие параметров полупроводникового триода обычно малы и ими пренебрегают. Это значительно упрощает расчеты схем, не внося в них существенных погрешностей. Поэтому то же самое сделаем и мы.

На рис. 184 даны три основные схемы включения полупроводникового триода в виде эквивалентных четырехполюсников.

Рис. 184, *а* соответствует схеме включения с общим основанием, рис. 184, *б* — с общим эмиттером и рис. 184, *в* — с общим коллектором. Во всех трех случаях общий электрод соединен одновременно с входным и выходным зажимами четырехполюсника.

Рассматривая полупроводниковый триод как четырехполюсник, необходимо иметь в виду следующее. Теория четырехполюсников разработана для линейных систем. Полупроводниковый же триод является системой нелинейной, его параметры зависят от уровня сигнала. Однако при достаточно малых сигналах нелинейностью полупроводникового триода можно пренебречь. Поэтому в этом случае его можно рассматривать как линейный

четыреполюсник. Практически это допущение справедливо при работе триода в усилителе высокой и промежуточной частоты приемника, в предварительных каскадах усилителя низкой частоты и т. п.

Если триод работает при больших сигналах, например в оконечном каскаде усилителя низкой частоты, то приходится применять графический метод расчета по статическим характеристикам, позволяющий учитывать его нелинейность. Однако этот метод пригоден лишь для низкочастотных схем.

Учитывая, что полупроводниковый триод является усилителем мощности, его относят к группе активных четырехполюсников. Поэтому в его эквивалентную схему включают источник энергии — генератор.

**Система  $z$ -параметров. Т-образная эквивалентная схема.** В системе  $z$ -параметров токи и напряжения на входе и выходе триода связаны соотношениями:

$$\begin{aligned} u_1 &= z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2; \\ u_2 &= z_{21} \cdot i_1 + z_{22} \cdot i_2. \end{aligned}$$

Таким образом, в этой системе параметров все параметры триода представляются как полные характеристические сопротивления  $z$  (почему она и носит такое название). Характеристические сопротивления снабжены двузначными индексами, первая цифра которых показывает, между какими зажимами четырехполюсника измеряется напряжение сигнала, а вторая — в какой цепи замеряется ток. Так как мы пока рассматриваем свойства триода только для области низких частот, пренебрежем реактивной составляющей параметров и будем учитывать лишь их активную часть  $r$ . Тогда записанные выше уравнения окажутся более простыми и примут вид:

$$\begin{aligned} u_1 &= r_{11} \cdot i_1 + r_{12} \cdot i_2; \\ u_2 &= r_{21} \cdot i_1 + r_{22} \cdot i_2. \end{aligned}$$

В системе  $z$ -параметров характеристические сопротивления триода удобнее всего определять в режиме холостого хода (по переменному току) на его входе и выходе. Поэтому эту систему часто называют системой параметров холостого хода, а сами параметры — параметрами холостого хода.

Сопротивление

$$r_{11} = \frac{u_1}{i_1}$$

представляет собой входное сопротивление триода при режиме холостого хода на его выходе (выходные зажимы 2 разомкнуты для переменного тока).

При измерении этого сопротивления переменное напряжение от звукового генератора  $ZG$  подводится к зажимам 1 четырехполюсника; ток  $i_1$  и напряжение  $U_1$  замеряются во вход-

ной цепи, как показано на рис. 185, а. Величина сопротивления  $r_{11}$  для плоскостного триода, включенного по схеме с общим основанием, обычно составляет 50÷100 ом.

Сопротивление

$$r_{12} = \frac{U_1}{i_2}$$

измеряется при режиме холостого хода на входе триода. В этом случае сигнал подводится к выходным зажимам 2, ток  $i_2$  измеряется в цепи выхода 2, а напряжение  $U_1$  — между входными зажимами 1 (рис. 185, б).

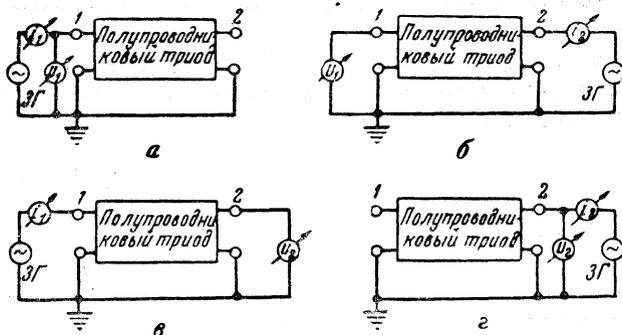


Рис. 185

Через сопротивление  $r_{12}$  в триоде возникает внутренняя паразитная обратная связь. Поэтому его часто называют сопротивлением обратной связи. Величина сопротивления  $r_{12}$  в схеме с общим основанием составляет обычно 50 ÷ 300 ом.

При измерении сопротивления

$$r_{21} = \frac{U_2}{i_1}$$

режим холостого хода осуществляется на выходе триода. Здесь напряжение сигнала подается на входные зажимы 1 (рис. 185, в), ток  $i_1$  измеряется во входной цепи, а напряжение  $U_2$  — на выходе 2.

Этот параметр, показывая связь между током на входе и напряжением на выходе триода, по существу характеризует его усилительные свойства. В схеме с общим основанием сопротивление  $r_{21}$  составляет величину в 1 Мом и более. Это сопротивление называют прямым проходным сопротивлением триода.

Сопротивление

$$r_{22} = \frac{U_2}{i_2}$$

является выходным сопротивлением триода при разомкнутом по переменному току его входе. При определении данного со-

противления сигнал подается на зажимы 2; в этой же цепи измеряются напряжение  $U_2$  и ток  $i_2$  (рис. 185, з). Величина сопротивления  $r_{22}$  составляет около 1 Мом.

Эквивалентную схему полупроводникового триода при системе  $z$ -параметров можно представить в самом различном виде. Однако самой простой и наглядной, а также наиболее удобной для расчета в этом случае является Т-образная эквивалентная схема сопротивлений. На рис. 186 приведены Т-образные схемы триода для всех трех способов его включения.

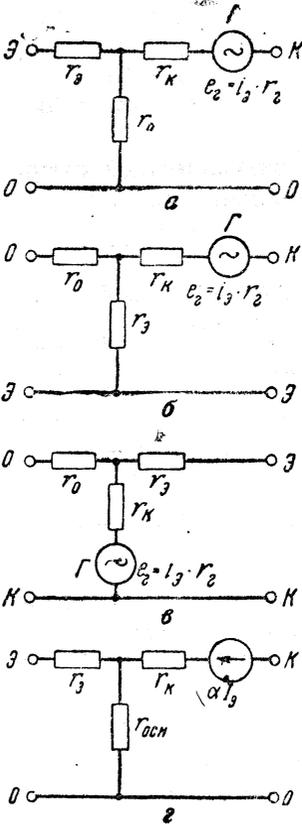


Рис. 186

Сопротивления  $r_э$ ,  $r_о$  и  $r_к$  называются соответственно сопротивлением эмиттера, сопротивлением основания и сопротивлением коллектора. Первое из них представляет собой по существу прямое сопротивление диода эмиттер — основание; второе — сопротивление части германия, образующей основание, и третье — обратное сопротивление диода коллектор — основание. Генератор напряжения  $\Gamma$  указывает на активный характер рассматриваемого четырехполунника и отражает его усилительные свойства. Электродвижущая сила, развиваемая этим генератором, равна произведению протекающего через него тока  $i_э$ , равного току эмиттера, и внутреннего сопротивления генератора  $r_г$ :

$$e_г = i_э \cdot r_г.$$

Сопоставляя уравнения, выражающие параметры триода, с его эквивалентными схемами, получим формулы, связывающие между собой эти параметры и элементы схем.

Для схем с общим основанием:

$$\begin{aligned} r_{11} &= r_э + r_о \\ r_{12} &= r_о \\ r_{21} &= r_г + r_о \\ r_{22} &= r_к + r_о \end{aligned}$$

Для схем с общим эмиттером:

$$\begin{aligned} r_{11} &= r_о + r_э \\ r_{12} &= r_э \\ r_{21} &= r_э - r_г \\ r_{22} &= r_э + r_к - r_г \end{aligned}$$

Для схем с общим коллектором:

$$\begin{aligned} r_{11} &= r_о + r_к \\ r_{12} &= r_к - r_г \\ r_{21} &= r_к \\ r_{22} &= r_э + r_к - r_г \end{aligned}$$

Отсюда легко получить формулы для определения данных элементов эквивалентной схемы.

Для схем с общим  
основанием:

$$r_{\text{э}} = r_{11} - r_{12}$$

$$r_{\text{о}} = r_{12}$$

$$r_{\text{к}} = r_{22} - r_{12}$$

$$r_{\text{г}} = r_{21} - r_{12}$$

Для схем с общим  
эмиттером:

$$r_{\text{э}} = r_{12}$$

$$r_{\text{о}} = r_{11} - r_{12}$$

$$r_{\text{к}} = r_{22} - r_{21}$$

$$r_{\text{г}} = r_{12} - r_{21}$$

Для схем с общим  
коллектором:

$$r_{\text{э}} = r_{22} - r_{12}$$

$$r_{\text{о}} = r_{11} - r_{21}$$

$$r_{\text{к}} = r_{21}$$

$$r_{\text{г}} = r_{21} - r_{12}$$

Средние значения сопротивлений эквивалентной схемы для точечных и плоскостных триодов приведены в табл. 24.

Таблица 24

СРЕДНИЕ ЗНАЧЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЙ  
ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ

Параметр	Точечный триод	Плоскостной триод
$r_{\text{э}}$	150 ом	25 ом
$r_{\text{о}}$	120 ом	200 ом
$r_{\text{к}}$	15 ком	1,0 Мом
$r_{\text{г}}$	35 ком	0,9 Мом

Во многих случаях при практических расчетах в эквивалентной T-образной схеме триода генератор напряжения заменяют генератором тока (рис. 186, з). Этот генератор вырабатывает ток

$$I_{\text{г}} = \alpha I_{\text{э}},$$

где  $\alpha$  — уже рассмотренный нами ранее коэффициент усиления триода по току в схеме с заземленным основанием

$$\alpha = \frac{z_{\text{г}}}{z_{\text{к}} + z_{\text{осн}}}.$$

Внутреннее сопротивление этого генератора равно бесконечности. Никакой принципиальной разницы между схемами с генератором тока и генератором напряжения нет.

В табл. 25 приведены расчетные формулы, позволяющие по данным элементов T-образной эквивалентной схемы определить основные параметры усилительного каскада, выполненного на полупроводником триоде.

Таблица составлена для полных сопротивлений  $z$  и поэтому пригодна для использования в широком диапазоне частот. При расчете в области низких частот вместо полных сопротивлений следует подставить их активную составляющую  $r$ .

РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ

		Общее основание
Параметры	$z_{11}$	$z_э + z_{осн}$
	$z_{12}$	$z_{осн}$
	$z_{21}$	$z_{осн} + z_r = \alpha (z_k + z_{осн})$
	$z_{22}$	$z_k + z_{осн}$
Коэффициент усиления по напряжению	$K_H = \frac{U_2}{U_1}$	$\frac{\alpha z_H}{z_э + (1 - \alpha) z_{осн} + \frac{z_э + z_{осн}}{z_k} z_H} \approx$ $\approx \frac{\alpha z_H}{z_э + (1 - \alpha) z_{осн}}$
Коэффициент усиления по напряжению с учетом входа	$K'_H = \frac{U_2}{E_c}$	$\frac{\alpha z_H}{(z_э + z_{осн} + z_c) \left( 1 + \frac{z_H}{z_k} \right) - \alpha z_{осн}} \approx$ $\approx \frac{\alpha z_H}{z_э + (1 - \alpha) z_{осн} + z_c}$
Коэффициент усиления по току	$K_T = \frac{I_2}{I_1}$	$-\frac{\alpha}{1 + \frac{z_H}{z_k}} \approx -\alpha$

ДЛЯ  $z$ -ПАРАМЕТРОВ

Общий эмиттер	Общий коллектор
$z_э + z_{осн}$	$z_{осн} + z_к$
$z_э$	$z_к - z_г = (1 - \alpha)(z_к + z_{осн})$
$z_э - z_г = z_э + z_{осн} - \alpha(z_к + z_{осн})$	$z_к$
$z_э + z_к - z_г = z_э + (1 - \alpha)(z_к + z_{осн})$	$z_э + z_к - z_г = z_э + (1 - \alpha)(z_к + z_{осн})$
$\frac{-\alpha z_н}{z_э + z_{осн}(1 - \alpha) + \frac{z_э + z_{осн}}{z_к} z_н} \approx$ $\approx \frac{-\alpha z_н}{z_э + z_{осн}(1 - \alpha)}$	$\frac{z_н}{z_н + z_э + z_{осн}(1 - \alpha)} \approx 1$
$\frac{-\alpha z_н}{A + z_с \left(1 + \frac{z_н + z_э}{z_к}\right) - \alpha(z_{осн} + z_с)} \approx$ $\approx \frac{-\alpha z_н}{z_э + (1 - \alpha)(z_{осн} + z_с)},$ <p>где</p> $A = (z_э + z_{осн}) \left(1 + \frac{z_н}{z_к}\right)$	$\frac{1}{\left(1 + \frac{z_э}{z_н}\right) \left(1 + \frac{z_{осн} + z_с}{z_к}\right) + B} \approx$ $\approx \frac{1}{(1 - \alpha) \left(\frac{z_{осн} + z_с}{z_н}\right) + 1 + \frac{z_э}{z_н}},$ <p>где</p> $B = \left(\frac{z_{осн} + z_с}{z_н}\right) (1 - \alpha)$
$\frac{\alpha}{1 - \alpha + \frac{z_н + z_э}{z_к}} \approx \frac{\alpha}{1 - \alpha}$	$-\frac{1}{1 - \alpha + \frac{z_н + z_э}{z_к}} \approx \frac{-1}{1 - \alpha}$

		Общее основание
Входное сопротивление	$z_{вх}$	$z_э + z_{осч} \left( 1 - \frac{\alpha}{1 + \frac{z_H}{z_K}} \right) \approx z_э + z_{осч} (1 - \alpha)$
Выходное сопротивление	$z_{вых}$	$z_K \left( \frac{z_э + z_{осч} (1 - \alpha) + z_c}{z_э + z_{осч} + z_c} \right)$
Коэффициент усиления по мощности при идеальном согласовании входа с источником сигнала	$K_{м\max}$	$\frac{4 R_c R_H  \alpha ^2}{ D + z_э + (1 - \alpha) z_{осч} + z_c ^2} \approx$ $\approx 4 R_c R_H \left  \frac{\alpha}{z_э + (1 - \alpha) z_{осч} + z_c} \right ^2,$ <p>где</p> $D = \frac{z_H}{z_K} (z_э + z_{осч} + z_c)$
Коэффициент усиления по мощности: отношение мощности в нагрузке к мощности, потребляемой на входе четырехполосника	$K_m$	$\frac{R_H}{R_{вх}} \left  \frac{\alpha}{1 + \frac{z_H}{z_K}} \right ^2 \approx \frac{R_H}{R_{вх}}  \alpha ^2$

Здесь  $z_c$  и  $R_c$  — полное сопротивление и активная составляющая тивления нагрузки.

Общий эмиттер	Общий коллектор
$z_{осн} + z_э \left( \frac{z_к + z_н}{z_н + z_э + (1-\alpha) z_к} \right) \approx$ $\approx z_{осн} + \frac{z_э}{1-\alpha}$	$z_{осн} + \frac{1}{\frac{1}{z_к} + \frac{(1-\alpha)}{z_н + z_э}}$
$\frac{z_э z_c}{z_к} + z_э + (z_{осн} + z_c)(1-\alpha) \approx$ $\approx z_к \left( \frac{z_э + (1-\alpha)(z_{осн} + z_c)}{z_э + z_{осн} + z_c} \right)$	$z_э + \frac{1-\alpha}{\frac{1}{z_к} + \frac{1}{z_c + z_{осн}}}$
$\frac{4 R_c R_н   \alpha  ^2}{\left  E + z_c \left( 1 + \frac{z_н + z_э}{z_к} \right) - \alpha (z_{осн} + z_c) \right ^2} \approx$ $\approx 4 R_c R_н \left  \frac{\alpha}{z_э + (1-\alpha)(z_{осн} + z_c)} \right ^2,$ <p>где</p> $E = (z_э + z_{осн}) \left( 1 + \frac{z_н}{z_к} \right)$	$\frac{4 R_н R_c}{\left  z_н \left[ \left( 1 + \frac{z_э}{z_н} \right) \left( 1 + \frac{z_{осн} + z_c}{z_к} \right) + B \right] \right ^2} \approx$ $\approx 4 R_c R_н \left  \frac{1}{z_н \left[ (1-\alpha) \frac{z_{осн} + z_c}{z_н} + 1 + \frac{z_э}{z_н} \right]} \right ^2,$ <p>где</p> $B = (1-\alpha) \left( \frac{z_{осн} + z_c}{z_н} \right)$
$\frac{R_н}{R_{вх}} \left  \frac{\alpha}{1-\alpha + \frac{z_н + z_э}{z_к}} \right ^2 \approx \frac{R_н}{R_{вх}} \left  \frac{\alpha}{1-\alpha} \right ^2$	$\frac{R_н}{R_{вх}} \left  \frac{1}{1-\alpha + \frac{z_н + z_э}{z_к}} \right ^2 \approx \frac{R_н}{R_{вх}} \left  \frac{1}{1-\alpha} \right ^2$

сопротивления источника сигнала,  $z_н$  и  $R_н$  — то же относительно сопро-

Величины параметров триода в большой мере зависят от режима его работы. Поэтому, естественно, что их измерения нужно производить при тех напряжениях смещения на электродах триода, при которых он будет работать в проектируемой установке.

В связи с этим возникает вопрос: как одновременно осуществить режим холостого хода и в то же время иметь замкнутую цепь для постоянного тока, чтобы подать требуемые напряжения на электроды триода? Для этого питающие напряжения нужно подать через такие элементы схемы, сопротивление которых для переменного тока в 30—50 раз больше сопротивления той цепи триода, где требуется создать режим холостого хода. При выполнении этого условия режим холостого хода практически не нарушается и точность измерений получается достаточно высокой.

Входное сопротивление полупроводниковых триодов всех типов мало, поэтому режим холостого хода во входной цепи нетрудно осуществить, подав, например, напряжение смещения на эмиттер через низкочастотный дроссель или сравнительно большое активное сопротивление.

Выходное сопротивление точечного триода не особенно велико, вследствие этого для точечных триодов и на выходе нетрудно создать режим холостого хода. Постоянное напряжение на коллектор здесь можно подать через пентод, который, обладая очень высоким внутренним сопротивлением для переменного тока, хорошо пропускает постоянный ток.

Плоскостные триоды имеют высокое выходное сопротивление, измеряемое мегомами, в связи с чем режим холостого хода для их выходной цепи осуществить чрезвычайно трудно. Последнее делает систему  $z$ -параметров неудобной для плоскостных триодов и является одной из причин вытеснения данной системы другими, более удобными для измерения параметров.

Следует отметить, что все переменные напряжения должны измеряться только высокоомными ламповыми вольтметрами.

Вторым важным условием при измерении параметров полупроводникового триода является правильный выбор уровня подводимого переменного напряжения. Если это напряжение будет чрезмерно велико, проявятся нелинейные свойства триода и полученные в результате измерения значения параметров не будут соответствовать истинным. Если же напряжение сигнала выбрать слишком малым, то возникнут большие затруднения, связанные со сложностью точного измерения малых переменных токов и напряжений.

На практике приходится находить компромиссное решение. Для этого обычно делают несколько измерений при различных уровнях сигнала. В результате этих экспериментов подбирают такой уровень сигнала, при котором нетрудно производить отсчеты показаний по шкалам приборов и в то же время результат

измерений отличается от полученного при самых малых сигналах не более чем на 4—5%.

**Система  $y$ -параметров. П-образная эквивалентная схема.** В системе  $y$ -параметров полупроводниковый триод описывается следующей системой уравнений:

$$i_1 = y_{11} u_1 + y_{12} u_2;$$

$$i_2 = y_{21} u_1 + y_{22} u_2.$$

Так как мы рассматриваем работу триода лишь для области низких частот, учтем только активную составляющую полных

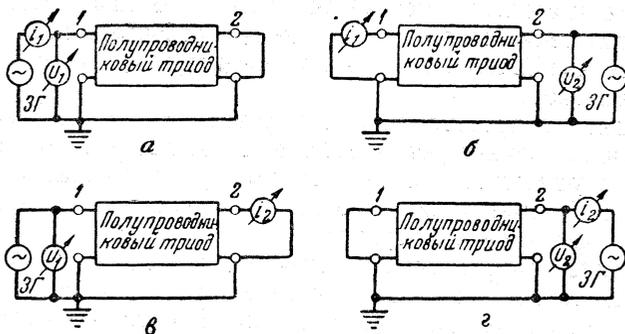


Рис. 187

проводимостей  $y$  — активную проводимость  $g$ . Тогда эти уравнения примут следующий вид:

$$i_1 = g_{11} u_1 + g_{12} u_2;$$

$$i_2 = g_{21} u_1 + g_{22} u_2.$$

$y$ -параметры являются параметрами триода, работающего в режиме короткого замыкания, поэтому их часто называют параметрами короткого замыкания. Для оценки свойств триода нужно измерить в режиме короткого замыкания входную проводимость  $g_{11}$ , проводимость обратной связи  $g_{12}$ , прямую проводимость  $g_{21}$  и выходную проводимость  $g_{22}$ .

**Проводимость**

$$g_{11} = \frac{i_1}{u_1}$$

измеряется при коротком замыкании по переменному току выхода триода (рис. 187, а). В среднем для схемы с общим эмиттером ее величина составляет около 0,025 мО.

Для определения проводимости обратной связи

$$g_{12} = \frac{i_1}{u_2}$$

режим короткого замыкания осуществляется на входе триода (рис. 187, б). Чем меньше эта проводимость, тем слабее паразитная обратная связь в триоде. Для плоскостных триодов значение проводимости  $g_{12}$  составляет в среднем  $10^{-6}$  мо.

Прходная проводимость

$$g_{21} = \frac{i_2}{u_1}$$

находится в режиме короткого замыкания выхода (рис. 187, в). Подобно прямому проходному сопротивлению триода, она характеризует его усилительные свойства. Чем больше  $g_{21}$ , тем

при прочих равных условиях большее усиление может дать триод. Среднее значение  $g_{21}$  для плоскостных триодов составляет 0,03 мо.

Проводимость

$$g_{22} = \frac{i_2}{u_2}$$

определяется в режиме короткого замыкания входа (рис. 187, г). Ее величина для плоскостных триодов составляет около  $10^{-6}$  мо. Значения параметров  $g_{12}$ ,  $g_{21}$  и  $g_{22}$  указаны для схемы с общим основанием.

Для системы  $y$ -параметров наиболее удобной для анализа является

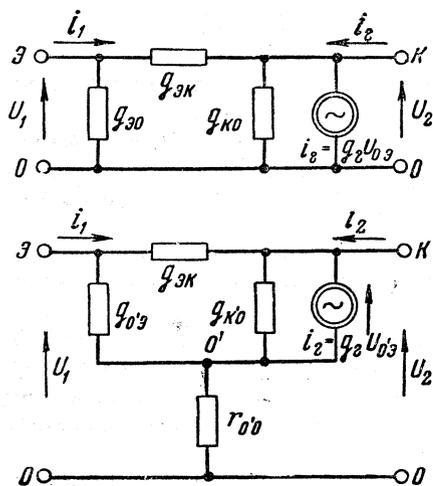


Рис. 188

П-образная эквивалентная схема проводимостей. Такая эквивалентная схема триода для области низких частот, включенного по схеме с общим основанием, изображена на рис. 188, а. Здесь  $g_{эо}$  — активная проводимость эмиттер — основание,  $g_{эк}$  — активная проводимость эмиттер — коллектор и  $g_{ко}$  — активная проводимость коллектор — основание. Усилительные свойства триода отображены посредством генератора тока, развивающего ток

$$i_r = g_r u_{оэ}.$$

В ряде случаев П-образную эквивалентную схему триода несколько усложняют, показывая в ней еще дополнительно распределенное сопротивление основания  $r_{о'о}$  (рис. 188, б). На схеме  $о'$  — внутренняя точка триода. Естественно, что доступа к ней нет. Однако, несмотря на это, величину сопротивления основания  $r_{о'о}$  можно легко найти экспериментально. Оно обычно составляет 50—70 ом.

Упрощенные выражения, связывающие между собой параметры триода и элементы его эквивалентной схемы, для рис. 188, б имеют следующий вид:

$$g_{11} = \frac{g_{o'a} + g_r}{1 + r_{o'o} \cdot g_{o'a}};$$

$$g_{12} = -g_{ka} - g_{o'k} \left( 1 - \frac{1 - r_{o'o} \cdot g_r}{1 + r_{o'o} \cdot g_{o'a}} \right);$$

$$g_{21} = -\frac{g_r}{1 + r_{o'o} \cdot g_{o'a}};$$

$$g_{22} = g_{ka} + g_{o'k} \left( 1 + \frac{r_{o'o} g_r}{1 + r_{o'o} \cdot g_{o'a}} \right).$$

Для эквивалентной схемы рис. 188, а в приведенных формулах нужно приравнять к нулю сопротивление  $r_{o'o}$ .

Средние значения элементов схемы рис. 188, б для плоскостных триодов составляют:  $r_{o'o} = 50 \text{ ом}$ ,  $g_{o'a} = 10^{-3} \text{ ом}$  ( $r_{o'a} = 1000 \text{ ом}$ ),  $g_{o'k} = 2 \cdot 10^{-7} \text{ мо}$  (5 МоМ),  $g_{ka} = 10^{-5} \text{ мо}$  (100 ком),  $g_r = 4 \cdot 10^{-2} \text{ мо}$  (25 ом).

В табл. 26 приведены расчетные формулы, позволяющие определить основные параметры усилительного каскада на полупроводниковом триоде в случае применения П-образной эквивалентной схемы. Как и в табл. 25, здесь для расширения области ее применения использованы полные проводимости  $y$ . В случае расчета низкочастотных каскадов вместо полных проводимостей  $y$  в формулы нужно подставить только активную составляющую этих проводимостей  $g$ .

Достоинство системы  $y$ -параметров состоит в том, что при измерении характеристических проводимостей не нужно создавать режим холостого хода на выходе триода. Режим же короткого замыкания по переменному току здесь нетрудно получить, закоротив выход триода через конденсатор емкостью в несколько десятков микрофард. Чтобы получить режим короткого замыкания на входе, требуется уже конденсатор емкостью в несколько тысяч микрофард.

Недостатком системы  $y$ -параметров является трудность измерения проводимости  $g_{12}$ , связанная с необходимостью иметь при этом режим короткого замыкания на входе триода (внутреннее сопротивление измерительного прибора соизмеримо с входным сопротивлением триода). Кроме того, данный метод неудобен для точечных триодов, так как последние неустойчивы в режиме короткого замыкания.

**Система  $h$ -параметров.** Систему  $h$ -параметров принято называть смешанной, так как составляющие ее элементы разнородны. Этой системе соответствуют уравнения:

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2;$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2.$$

РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ

		Общий эмиттер
Параметры	$Y_{11}$	$Y_{11э} \approx \frac{Y_{0'э}}{A}$
	$Y_{1э}$	$Y_{1э} \approx \frac{-Y_{0'к}}{A}$
	$Y_{21}$	$Y_{21э} \approx \frac{Y_{Г}}{A}$
	$Y_{2э}$	$Y_{2э} \approx Y_{кэ} + Y_{0'к} \left(1 + \frac{r_{00'} Y_{Г}}{A}\right)$
Коэффициент усиления по напряжению	$K_H = \frac{U_2}{U_1}$	$\frac{-Y_{Г}}{A Y_2 + r_{00'} Y_{Г} Y_{0'к}} \approx \frac{-Y_{Г}}{A Y_H}$
Коэффициент усиления по напряжению с учетом входа	$K'_H = \frac{U_2}{E_c}$	$\frac{-Y_{Г} Y_H}{\rho_c (Y_{0'э} Y_2 + Y_{Г} Y_{0'к}) + Y_2} \approx \frac{-Y_{Г}}{Y_H (1 + \rho_c Y_{0'э})}$
Коэффициент усиления по току	$K_T = \frac{I_2}{I_1}$	$\frac{Y_{Г} Y_H}{Y_{0'э} Y_2 + Y_{Г} Y_{0'к}} \approx \frac{Y_{Г}}{Y_{0'э}}$
Входная проводимость	$Y_{вх}$	$\frac{Y_{0'э} Y_2 + Y_{Г} Y_{0'к}}{A Y_2 + r_{00'} Y_{Г} Y_{0'к}} \approx \frac{Y_{0'э}}{1 + r_{00'} Y_{0'э}}$
Коэффициент усиления по мощности при идеальном согласовании входа с источником сигнала	$K'_{м макс}$	$\frac{4R_c G_H  Y_{Г} ^2}{ \rho_c (Y_{0'э} Y_2 + Y_{Г} Y_{0'к}) + Y_2 ^2} \approx \frac{4R_c R_H  Y_{Г} ^2}{ 1 + \rho_c Y_{0'э} ^2}$
Коэффициент усиления по мощности: отношение мощности в нагрузке к мощности, потребляемой на входе четырехполюсника	$K_M = \frac{P_H}{P_{вх}}$	$\frac{G_H}{g_i} \left  \frac{Y_{Г}}{A Y_2 + r_{00'} Y_{Г} Y_{0'к}} \right  \approx \frac{R_H}{G_{вх}} \left  \frac{Y_{Г}}{A} \right ^2 \approx \frac{R_H}{R_{вх}} \left  \frac{Y_{Г}}{Y_{0'э}} \right ^2$

Здесь  $A = 1 + r_{00'} Y_{0'э}$ ;  $Y_2 = Y_{кэ} + Y_{0'к} + Y_H$ ;  $\rho_c = \frac{1}{Y_H} + r_{00'}$ .

ДЛЯ  $y$ -ПАРАМЕТРОВ

Общее основание	Общий коллектор
$Y_{11\text{осн}} \approx \frac{y_{o'э} + y_{\Gamma}}{A}$	$Y_{11\text{к}} \approx \frac{y_{o'э}}{A}$
$Y_{12\text{осн}} \approx -y_{кэ} - y_{o'к} \left( 1 - \frac{1 - r_{oo'} y_{\Gamma}}{A} \right)$	$Y_{12\text{к}} \approx \frac{-y_{o'э}}{A}$
$Y_{21\text{осн}} \approx \frac{-y_{\Gamma}}{A}$	$Y_{21\text{к}} \approx \frac{y_{o'э} + y_{\Gamma}}{A}$
$Y_{22\text{осн}} \approx y_{кэ} + y_{o'к} \left( 1 + \frac{r_{oo'} y_{\Gamma}}{A} \right)$	$Y_{22\text{к}} \approx \frac{y_{o'э} + y_{э}}{A}$
$\frac{y_{\Gamma}}{Ay_2 + r_{oo'} y_{\Gamma} y_{o'к}} \approx \frac{y_{\Gamma}}{AY_{\text{н}}}$	$\frac{y_{o'к} + y_{\Gamma}}{y_{o'э} + y_{\Gamma} + AY_{\text{н}}} \approx 1$
$\frac{y_{\Gamma}}{\rho_c (y_{o'э} y_2 + y_{\Gamma} y_{o'к}) + y_{\Gamma} \frac{Y_{\text{н}}}{Y_c} + y_2} \approx \frac{y_{\Gamma}}{Y_{\text{н}} (1 + \rho_c y_{o'э}) + \frac{y_{\Gamma}}{Y_c}}$	$\frac{(y_{o'к} + y_{\Gamma}) Y_c}{y_{o'э} (y_2 + Y_c + r_{oo'} Y_c Y_{\text{н}}) + y_{\Gamma} (y_{o'к} + Y_c) + Y_c Y_{\text{н}}} \approx \frac{y_{o'э} + y_{\Gamma}}{y_{o'э} (1 + \rho_c Y_{\text{н}}) + y_{\Gamma} + Y_{\text{н}}}$
$\frac{-y_{\Gamma} Y_{\text{н}}}{y_{o'э} y_2 + y_{\Gamma} (Y_{\text{н}} + y_{o'к})} \approx \frac{-y_{\Gamma}}{y_{o'э} + y_{\Gamma}}$	$\frac{-(y_{o'э} + y_{\Gamma}) Y_{\text{н}}}{y_{o'э} y_2 + y_{\Gamma} y_{o'к}} \approx \frac{y_{o'к} + y_{\Gamma}}{y_{o'э}}$
$\frac{y_{o'э} y_2 + y_{\Gamma} (y_{o'к} + Y_{\text{н}})}{Ay_2 + r_{oo'} y_{\Gamma} y_{o'к}} \approx \frac{y_{o'э} + y_{\Gamma}}{1 + r_{oo'} y_{o'э}}$	$\frac{y_{o'э} y_2 + y_{\Gamma} y_{o'к}}{y_{o'э} (1 + r_{oo'} Y_{\text{н}}) + y_{\Gamma} + Y_{\text{н}}}$
$\frac{4R_c G_{\text{н}}  y_{\Gamma} ^2}{\left  \rho_c (y_{o'э} y_2 + y_{\Gamma} y_{o'к}) + y_{\Gamma} \frac{Y_{\text{н}}}{Y_c} + y_2 \right ^2} \approx \frac{4R_c R_{\text{н}}  y_{\Gamma} ^2}{\left  1 + \frac{y_{\Gamma}}{Y_c} + \rho_c y_{o'э} \right ^2}$	$\frac{4G_c G_{\text{н}}  y_{o'э} + y_э ^2}{\left  y_{o'э} (y_2 + Y_c + r_{oo'} Y_c Y_{\text{н}}) + y_{\Gamma} (y_{o'к} + Y_c) + Y_c Y_{\text{н}} \right ^2} \approx \frac{4R_c G_{\text{н}}  y_{o'э} + y_{\Gamma} ^2}{\left  y_{o'э} (1 + \rho_c Y_{\text{н}}) + y_{\Gamma} + Y_{\text{н}} \right ^2}$
$\frac{G_{\text{н}}}{G_{\text{вх}}} \left  \frac{y_{\Gamma}}{Ay_2 + r_{oo'} y_{\Gamma} y_{o'к}} \right ^2 \approx \frac{R_{\text{н}}}{G_{\text{вх}}} \left  \frac{y_{\Gamma}}{A} \right ^2 \approx \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх}}} \left  \frac{y_{\Gamma}}{y_{o'э} + y_{\Gamma}} \right ^2$	$\frac{G_{\text{н}}}{G_{\text{вх}}} \left  \frac{y_{o'э} + y_э}{y_{o'э} + y_{\Gamma} + AY_{\text{н}}} \right ^2 \approx \frac{G_o}{G_{\text{вх}}}$

$Y_c$  и  $G_c$  — соответственно полная и активная составляющая внутренней проводимости источника сигнала,  $Y_{\text{н}}$  и  $G_{\text{н}}$  — то же, но проводимости нагрузки.

Наиболее удобная для системы  $h$ -параметров эквивалентная схема триода, включенного по схеме с общим основанием, приведена на рис. 189. Здесь параметр

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1}$$

представляет собой входное сопротивление триода при коротком замыкании его выхода. Это сопротивление измеряется так же, как и входная проводимость  $g_{11}$  (рис. 190, а), и является обратной к ней величиной  $h_{11} = \frac{1}{g_{11}}$ .

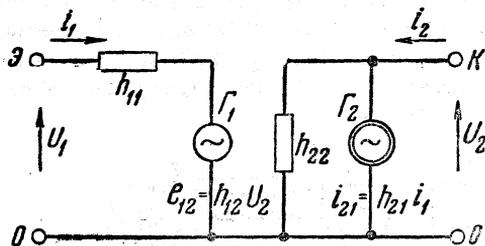


Рис. 189

Эквивалентный генератор  $G_1$  характеризует глубину паразитной обратной связи по напряжению, имеющую место в триоде. Развиваемая этим генератором ЭДС

$e_{12}$  равна произведению параметра  $h_{12}$  и напряжения  $u_2$ , приложенного к выходу триода. Отсюда следует, что параметр  $h_{12}$  представляет собой обратный коэффициент усиления триода по напряжению в режиме холостого хода на входе и не имеет размерности

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2}.$$

Определение его производится так, как показано на рис. 190, б. В литературе этот параметр часто обозначают греческой буквой  $\mu$ . Для плоскостных триодов  $h_{12}$  составляет обычно  $(3 \div 5) \cdot 10^{-5}$ .

Усилительные свойства триода в эквивалентной схеме рис. 189 отображены генератором тока  $G_2$ , который вырабатывает ток  $i_{21} = h_{21} \cdot i_1$ . Этот ток нетрудно измерить при работе триода в режиме короткого замыкания на выходе триода (рис. 190, в), так как тогда  $i_2 = i_{21}$ . Следовательно, параметр

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}$$

представляет собой коэффициент усиления триода по току в режиме короткого замыкания на выходе. Этот параметр упоминался ранее как коэффициент усиления по току триода, включенного по схеме с заземленным основанием —  $\alpha$ .

Параметр  $h_{22}$  является выходной проводимостью триода и измеряется в режиме холостого хода на его входе (рис. 190, г):

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2}.$$

Необходимость такого режима хорошо видна из эквивалентной схемы рис. 189. При холостом ходе на входе триода ток  $i_1 = 0$ . Следовательно, равен нулю также и ток эквивалентного генератора  $I_2$ , вследствие чего влияние этого генератора на измерение параметра  $h_{22}$  полностью исключается. Следует иметь в виду, что проводимость  $h_{22}$  не равна проводимости  $g_{22}$ , так как последняя измеряется в режиме короткого замыкания на выходе триода.

В табл. 27 приведены основные расчетные формулы для системы  $h$ -параметров. Чтобы удобнее было производить расчеты, в таблице все электрические показатели устройства для всех схем включения триода выражены через его параметры, измеренные в схеме с общим эмиттером.

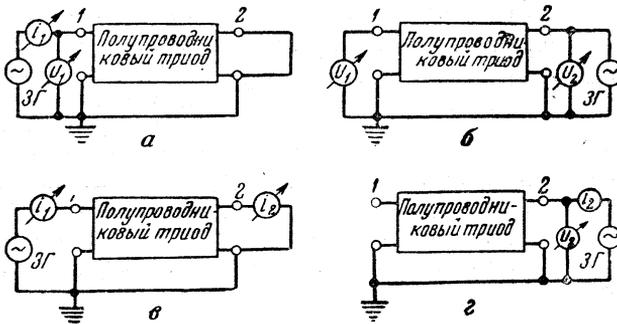


Рис. 190

Достоинство системы  $h$ -параметров состоит в том, что она объединяет положительные стороны систем  $z$ - и  $y$ -параметров. При ней отпадает необходимость в трудно осуществимых режимах холостого хода на выходе и короткого замыкания на входе триода. Благодаря этому все параметры данной системы легко измерить. Кроме того, здесь непосредственно измеряется очень важный для расчетов параметр  $\alpha = -h_{21}$ .

Основной недостаток системы смешанных параметров заключается в том, что она неудобна для практических расчетов.

В настоящее время на практике используются все три рассмотренные системы параметров. Применительно к полупроводниковым триодам первой появилась система  $z$ -параметров, так как она наиболее удобна для триодов точечного типа, выпущенных раньше плоскостных. В связи с широким распространением в последнее время плоскостных триодов система  $z$ -параметров утратила свое преобладающее значение, тем более, что она неудобна для исследования работы триода в широком диапазоне частот.

Система  $y$ -параметров лучше предыдущей для плоскостных триодов, но неудобна для триодов точечно-контактного типа.

РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ

		Общий эмиттер
Параметры	$h_{11}$	$h_{11э}$
	$h_{12}$	$h_{12э} = \mu$
	$h_{21}$	$h_{21э} = \beta$
	$h_{22}$	$h_{22э}$
Коэффициент усиления по напряжению	$K_H = \frac{U_2}{U_1}$	$\frac{-\beta}{h_{11э}(h_{22э} + Y_H) - \mu\beta} \approx \frac{-\beta}{h_{11э} Y_H}$
Коэффициент усиления по напряжению с учетом выхода	$K'_H = \frac{U_2}{E_c}$	$\frac{-\beta}{(h_{11э} + z_c)(h_{22э} + Y_H) - \mu\beta} \approx \frac{-\beta}{(h_{11э} + z_c) Y_H}$
Коэффициент усиления по току	$K_T = \frac{I_2}{I_1}$	$\frac{\beta Y_H}{h_{22э} + Y_H} \approx \beta$
Входное сопротивление	$z_{вх}$	$h_{11э} - \frac{\mu\beta}{h_{22э} + Y_H} \approx h_{11э}$
Выходная проводимость	$Y_{вых}$	$h_{22э} - \frac{\mu\beta}{h_{11э} + z_c}$
Коэффициент усиления по мощности при идеальном согласовании входа с источником сигнала	$K'_M$	$\frac{4 R_c G_H  \beta ^2}{ (h_{11э} + z_c)(h_{22э} + Y_H) - \mu\beta ^2} \approx 4 R_c R_H \left  \frac{\beta}{h_{11э} + z_c} \right ^2$
Коэффициент усиления по мощности: отношение мощности в нагрузке к мощности, потребляемой на входе четырехполюсника	$K_M$	$\frac{G_H}{R_{вх}} \left  \frac{\beta}{h_{22э} + Y_H} \right ^2 \approx \frac{R_H}{R_{вх}}  \beta ^2$

$$\Delta h_{э} = h_{11э} \times h_{22э} - \mu\beta$$

ДЛЯ  $h$ -ПАРАМЕТРОВ

Общее основание	Общий коллектор
$h_{110\text{сн}} = \frac{h_{11\text{э}}}{1 + \beta - \mu + \Delta h_{\text{э}}} \approx \frac{h_{11\text{э}}}{1 + \beta}$	$h_{11\text{к}} = h_{11\text{э}}$
$h_{120\text{сн}} = \frac{h_{11\text{э}} \cdot h_{22\text{э}} - \mu (\beta + 1)}{1 + \beta - \mu + \Delta h_{\text{э}}} \approx$ $\approx \frac{h_{11\text{э}} \cdot h_{22\text{э}} - \mu (\beta + 1)}{(1 + \beta)}$	$h_{12\text{к}} = 1 - \mu \approx 1$
$h_{210\text{сн}} = \frac{-\beta - \Delta h_{\text{э}}}{1 + \beta - \mu + \Delta h_{\text{э}}} \approx \frac{-\beta}{1 + \beta}$	$h_{21\text{к}} = -(1 + \beta)$
$h_{220\text{сн}} = \frac{h_{22\text{э}}}{1 + \beta - \mu + \Delta h_{\text{э}}} \approx \frac{h_{22\text{э}}}{1 + \beta}$	$h_{22\text{к}} = h_{22\text{э}}$
$\frac{\beta}{h_{11\text{э}} (h_{22\text{э}} + Y_{\text{H}}) - \mu \beta} \approx \frac{\beta}{h_{11\text{э}} Y_{\text{H}}}$	$\frac{1 + \beta}{1 + \beta + h_{11\text{э}} (h_{22\text{э}} + Y_{\text{H}})} \approx 1$
$\frac{\beta}{(h_{11\text{э}} + z_{\text{с}})(h_{22\text{э}} + Y_{\text{H}}) + \beta (z_{\text{с}} Y_{\text{H}} - \mu)} \approx$ $\approx \frac{\beta}{[h_{11\text{э}} + z_{\text{с}} (1 + \beta)] Y_{\text{H}}}$	$\frac{1 + \beta}{1 + \beta + (h_{11\text{э}} + z_{\text{с}})(h_{22\text{э}} + Y_{\text{H}})}$
$\frac{-\beta Y_{\text{H}}}{h_{22\text{э}} + (1 + \beta) Y_{\text{H}}} \approx \frac{-\beta}{1 + \beta}$	$\frac{-(1 + \beta) Y_{\text{H}}}{h_{22\text{э}} + Y_{\text{H}}}$
$\frac{h_{11\text{э}} (h_{22\text{э}} + Y_{\text{H}}) - \mu \beta}{h_{22\text{э}} + (1 + \beta) Y_{\text{H}}} \approx \frac{h_{11\text{э}}}{1 + \beta}$	$h_{11\text{э}} + \frac{1 + \beta}{h_{22\text{э}} + Y_{\text{H}}}$
$\frac{h_{22\text{э}} (h_{11\text{э}} + z_{\text{с}}) - \mu \beta}{h_{11\text{э}} + (1 + \beta) z_{\text{с}}}$	$h_{22\text{э}} + \frac{1 + \beta}{h_{11\text{э}} + z_{\text{с}}}$
$\frac{4 R_{\text{с}} G_{\text{H}}  \beta ^2}{ (h_{11\text{э}} + z_{\text{с}})(h_{22\text{э}} + Y_{\text{H}}) + \beta (z_{\text{с}} Y_{\text{H}} - \mu) ^2} \approx$ $\approx 4 R_{\text{с}} R_{\text{H}} \left  \frac{\beta}{h_{11\text{э}} + (1 + \beta) z_{\text{с}}} \right ^2$	$\frac{4 R_{\text{с}} G_{\text{H}}  1 + \beta ^2}{ 1 + \beta + (h_{11\text{э}} + z_{\text{с}})(h_{22\text{э}} + Y_{\text{H}}) ^2}$
$\frac{G_{\text{H}}}{R_{\text{ВХ}}} \left  \frac{\beta}{h_{22\text{э}} + (1 + \beta) Y_{\text{H}}} \right ^2 \approx \frac{R_{\text{H}}}{R_{\text{ВХ}}} \left  \frac{\beta}{1 + \beta} \right ^2$	$\frac{G_{\text{H}}}{R_{\text{ВХ}}} \left  \frac{1 + \beta}{h_{22\text{э}} + Y_{\text{H}}} \right ^2 \approx \frac{R_{\text{H}}}{R_{\text{ВХ}}}  1 + \beta ^2$

Основным достоинством этой системы является то, что при П-образной эквивалентной схеме удобнее всего исследовать схемы с плоскостными триодами, работающие в широком диапазоне частот. Кроме того, она ближе всего подходит к эквивалентной схеме электронной лампы и позволяет в ряде случаев использовать хорошо разработанную методику расчета ламповых схем для расчета аппаратуры, работающей на полупроводниковых триодах. Недостатком системы  $y$ -параметров является трудность измерения параметра  $y_{12}$ .

Смешанная система наиболее пригодна для определения параметров триода. Поэтому в последнее время в паспортах полупроводниковых триодов, выпускаемых отечественными заводами, приводятся преимущественно  $h$ -параметры. Однако это не исключает возможности пользования и другими системами параметров, так как по данным одной системы параметров можно определить их значения и для любой другой. Формулы для перехода от одной системы параметров к другой приведены в табл. 28.

Таблица 28

ФОРМУЛЫ ПЕРЕХОДА ОТ ОДНОЙ СИСТЕМЫ ПАРАМЕТРОВ К ДРУГОЙ

Система параметров	Формулы перехода			
$z$	$z_{11} = \frac{y_{22}}{\Delta y}$	$z_{12} = \frac{-y_{12}}{\Delta y}$	$z_{11} = \frac{\Delta h}{h_{22}}$	$z_{12} = \frac{h_{12}}{h_{22}}$
	$z_{21} = \frac{-y_{21}}{\Delta y}$	$z_{22} = \frac{y_{11}}{\Delta y}$	$z_{21} = \frac{-h_{21}}{h_{22}}$	$z_{22} = \frac{1}{h_{22}}$
$y$	$y_{11} = \frac{z_{22}}{\Delta z}$	$y_{12} = \frac{-z_{12}}{\Delta z}$	$y_{11} = \frac{1}{h_{11}}$	$y_{12} = \frac{-h_{12}}{h_{11}}$
	$y_{21} = \frac{-z_{21}}{\Delta z}$	$y_{22} = \frac{z_{11}}{\Delta z}$	$y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}$	$y_{22} = \frac{\Delta h}{h_{11}}$
$h$	$h_{11} = \frac{\Delta z}{z_{22}}$	$h_{12} = \frac{z_{12}}{z_{22}}$	$h_{11} = \frac{1}{y_{11}}$	$h_{12} = \frac{-y_{12}}{y_{11}}$
	$h_{21} = \frac{-z_{21}}{z_{22}}$	$h_{22} = \frac{1}{z_{22}}$	$h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}}$	$h_{22} = \frac{\Delta y}{y_{11}}$

$$\Delta z = z_{11} z_{22} - z_{12} z_{21} = \frac{1}{\Delta y} = \frac{h_{11}}{h_{22}};$$

$$\Delta y = y_{11} y_{22} - y_{12} y_{21};$$

$$\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21} = \frac{z_{11}}{z_{22}} = \frac{y_{22}}{y_{11}}.$$

Параметры отечественных полупроводниковых триодов приведены в табл. 29, 30, 31, 32, 33 и 34.

Теперь в виде иллюстрации рассчитаем основные данные усилительного каскада низкой частоты, пользуясь, например, системой  $h$ -параметров. Допустим, что наш каскад работает на полупроводниковом триоде типа П6В, включенном по схеме с общим основанием на сопротивление нагрузки  $R_n = 5 \text{ ком}$  от источника сигнала с внутренним сопротивлением  $R_c = 200 \text{ ом}$ . Параметры нашего экземпляра триода при схеме с общим эмиттером имеют следующее значение:

$$h_{11э} = 1066 \text{ ом}, \quad h_{12э} = \mu = 1,9 \cdot 10^{-4}, \quad h_{21э} = \beta = 39,$$

$$h_{22э} = 15,4 \cdot 10^{-6} \text{ мо}.$$

1. Коэффициент усиления каскада по напряжению:

$$K_n = \frac{\beta}{h_{11э}(h_{22э} + G_n) - \mu\beta} =$$

$$= \frac{39}{1066(15,4 \cdot 10^{-6} + 2 \cdot 10^{-4}) - 39 \cdot 1,9 \cdot 10^{-4}} = 180.$$

Здесь

$$G_n = \frac{1}{R_n} = \frac{1}{5000} = 2 \cdot 10^{-4}.$$

2. Полный коэффициент усиления по напряжению, определяемый как отношение напряжения на выходе к ЭДС источника сигнала:

$$K'_n = \frac{\beta}{(h_{11э} + R_c)(h_{22э} + G_n) + \beta(R_c \cdot G_n - \mu)} =$$

$$= \frac{39}{(1066 + 200)(15,4 \cdot 10^{-6} + 2 \cdot 10^{-4}) + 39(200 \cdot 2 \cdot 10^{-4} - 1,9 \cdot 10^{-4})} =$$

$$= 21,3.$$

3. Коэффициент усиления по току:

$$K_T = \frac{-\beta \cdot G_n}{h_{22э} + (1 + \beta)G_n} = \frac{-39 \cdot 2 \cdot 10^{-4}}{15,4 \cdot 10^{-6} + 40 \cdot 2 \cdot 10^{-4}} = -0,975.$$

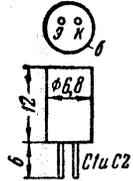
4. Входное сопротивление усилителя:

$$R_{вх} = \frac{h_{11э}(h_{22э} + G_n) - \mu\beta}{h_{22э} + (1 + \beta)G_n} =$$

$$= \frac{1066(15,4 \cdot 10^{-6} + 2 \cdot 10^{-4}) - 39 \cdot 1,9 \cdot 10^{-4}}{15,4 \cdot 10^{-6} + 40 \cdot 2 \cdot 10^{-4}} = 27 \text{ ом}.$$

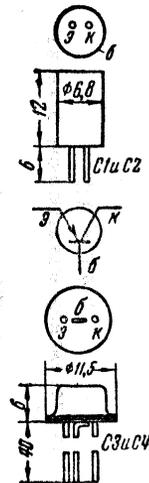
## ТОЧЕЧНЫЕ ГЕРМАНИЕВЫЕ ТРИОДЫ

Таблица 29

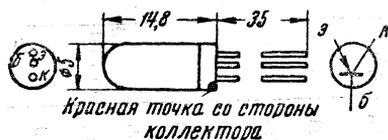
Обозначение триода	Назначение	Режимы измерения		Параметры								Предельно допустимые пиковые значения				Окружающая температура $t_{окр}$ , °C	Габаритный чертеж и схема расположения выводов
		Ток эмиттера $I_{э}$ , ма	Напряжение коллектора $U_{к}$ , в	Входное сопротивление $r_{в}$ , не более ом	Сопротивление обратной связи $r_{об}$ , не более ом	Выходное сопротивление $r_{вх}$ , не менее ком	Коэффициент усиления по току $\alpha$ , не менее	Коэффициент усиления по току на предельной частоте $\alpha_{пред}$ , не менее	Коэффициент усиления по мощности $K_{м}$ , об <sup>1</sup>	Коэффициент усиления по напряжению $K_{н}$ , не менее	Ток эмиттера $I_{э}$ макс, ма	Ток коллектора $I_{к}$ макс, ма	Напряжение коллектора $U_{к}$ макс, в <sup>2</sup>	Мощность, рассеиваемая коллектором, мвт	Р <sub>к</sub> макс, мвт		
C1A	Усиление электрических сигналов до 500 кГц	0,3	-20	750	200	7	1,2	1,0	15—19	—	10	10	-40	100	от -50 до +60		
C3A	Усиление электрических сигналов до 500 кГц	0,3	-20	750	200	7	1,5	1,2	18—22	50	10	6	-40	50			
C1B	Усиление электрических сигналов до 500 кГц	0,3	-20	750	200	7	1,5	1,2	15—19	—	10	10	-40	100			
C3B	Усиление электрических сигналов до 1,5 МГц	0,3	-20	750	200	7	1,5	1,2	18—22	50	10	6	-40	50			
C1Г	Усиление электрических сигналов до 1,5 МГц	0,3	-20	750	200	7	1,5	1,2	15—22	30	10	6	-40	50			
C3Г	Усиление электрических сигналов до 1,5 МГц	0,3	-20	750	200	7	1,5	1,2	≥ 15	30	10	6	-40	50			
C1Д	Усиление электрических сигналов до 5 МГц	0,3	-20	750	200	7	1,5	1,2	—	—	10	10	-30	100			
C3Д	Усиление электрических сигналов до 5 МГц	0,3	-20	750	200	7	1,5	1,2	—	—	10	6	-20	50			
C1E	Усиление электрических сигналов до 10 МГц	0,3	-20	750	200	7	1,5	1,2	—	—	10	6	-20	50			
C3E	Усиление электрических сигналов до 10 МГц	0,3	-20	750	200	7	1,5	1,2	—	—	10	6	-20	50			
C2A	Генерирование колебаний до 500 кГц	0,3	-10	1500	1000	7	1,5	1,2	—	—	10	10	-30	100			
C4A	Генерирование колебаний до 1,5 МГц	0,3	-10	1500	700	7	1,6	1,5	—	—	10	6	-20	50			
C2B	Генерирование колебаний до 1,5 МГц	0,3	-10	1500	1000	7	1,6	1,5	—	—	10	6	-20	50			
C4B	Генерирование колебаний до 5 МГц	0,3	-10	1500	1000	7	1,6	1,5	—	—	10	6	-20	50			
C2Г	Генерирование колебаний до 10 МГц	0,3	-10	1500	1000	7	1,6	1,5	—	—	10	6	-20	50			
C4Г	Генерирование колебаний до 10 МГц	0,3	-10	1500	1000	7	1,6	1,5	—	—	10	6	-20	50			

<sup>1</sup> При внутреннем сопротивлении источника сигналов 500 ом и сопротивлении нагрузки 10 ком.

<sup>2</sup> При окружающей температуре свыше 40°С мощность, рассеиваемая коллектором, должна быть у C1A, C1B и C2A не более 50 мвт, а у C1B, C1Г, C1Д, C1E, C2B, C2В и C2Г не более 30 мвт. Напряжение коллектора у C1A, C1B, C1Г, C1Д и C1E должно быть не более минус 20 в, а у C2A, C2B, C2В и C2Г — не более минус 15 в. Диоды C3 и C4 отличаются от C1 и C2 цельнометаллической сварной конструкцией.



ТИПА П5  
(в стеклянном миниатюрном баллоне)



Параметры	Обозначение триода				
	П5А	П5Б	П5В	П5Г	П5Д
<b>Рабочие значения (при окружающей температуре <math>20 \pm 5^\circ \text{C}</math>)</b>					
Ток эмиттера $I_э$ , ма . . . . .	1	1	1	1	1
Напряжение коллектора — $U_к$ , в . . . . .	2	2	2	2	2
Входное сопротивление $h_{11}$ , не более ом . . . . .	40	40	40	40	40
Коэффициент обратной связи $h_{12}$ , не более . . . . .	$5 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$
Выходная проводимость $h_{22}$ , не более $мкмо$ . . . . .	3,3	2,6	2,6	2,6	2,6
Коэффициент усиления по току $h_{21}$ . . . . .	$\geq 0,93$	От 0,95 до 0,975	От 0,97 до 0,995	От 0,97 до 0,995	От 0,95 до 0,975
Обратный ток коллектора <sup>1</sup> $I_{к-обр}$ , не более $мка$ . . . . .	30	15	15	15	10
Предельная частота усиления по току $f_a$ , $Мгц$ . . . . .	0,1	0,3	0,5	0,5	0,3
Фактор шума $F_{ш}$ , не более $дб$ . . . . .	—	—	—	18 <sup>3</sup>	10 <sup>3</sup>
Фактор шума $F_{ш}$ (среднее значение), $дб$ . . . . .	—	—	—	—	6
<b>Предельно допустимые значения</b>					
Ток эмиттера $I_э$ макс, ма . . . . .	10	10	10	10	10
Ток коллектора $I_к$ макс, ма . . . . .	10	10	10	10	10
Напряжение коллектора $U_к$ макс, в . . . . .	10	10	10	10	10
Мощность, рассеиваемая коллектором $P_к$ макс, $мвт^2$ . . . . .	25	25	25	25	20
Окружающая температура $t_{окр}$ макс, $^\circ\text{C}$ . . . . .	От -60 до +50	От -60 до +50	От -60 до +50	От -60 до +50	От -60 до +50

<sup>1</sup> При напряжении коллектора минус 5 в.

<sup>2</sup> При температуре окружающей среды  $+25^\circ \text{C}$ .

<sup>3</sup> При токе эмиттера 0,2 ма и напряжении коллектора минус 1 в на частоте 1  $кц$  при внутреннем сопротивлении источника сигнала 600 ом.

ПЛОСКОСТНЫЕ ГЕРМАНИЕВЫЕ ТРИОДЫ ДЛЯ УСИЛЕНИЯ МОЩНОСТИ  
ТИПОВ П2 и П3

Таблица 31

Обозначение триода	Режимы измерения		Параметры					Предельно допустимые значения					
	Напряжение коллектора $U_k, \text{в}$	Ток коллектора $I_k, \text{мА}$	Коэффициент усиления по току $\alpha$ , не менее	Мощность отдаваемая нагрузке $P_n$ , не менее $\text{вт}$	Сопrotивление нагрузки $R_n, \text{ом}$	Коэффициент усиления по мощности $K_M$ , не менее $\text{дБ}$	Обратный ток коллектора при выключенном эмиттере $I_k \text{ обр.}$ , не более $\text{мА}$	Ток эмиттера $I_{\text{э макс.}}$ , $\text{мА}$	Ток коллектора $I_k \text{ макс.}$ , $\text{мА}$	Напряжение коллектора $U_k \text{ макс.}$ , $\text{в}$	Мощность рассеиваемая коллектором, $P_k \text{ макс.}$ , $\text{вт}$	Окружающая температура $t_{\text{окр. макс.}}$ , $^{\circ}\text{C}$	Температура корпуса $t_{\text{корп. макс.}}$ , $^{\circ}\text{C}$
П2А	-50	5	0,9	0,1 <sup>1</sup>	10 000	17 <sup>1</sup>	—	10	10	-100	0,25 <sup>2</sup>	От -60 до +50	—
П2Б	-25	10	0,9	0,1 <sup>1</sup>	4 000	17 <sup>1</sup>	—	25	25	-50	0,25 <sup>2</sup>	От -60 до +50	—
П3А	-25	130	2,0 <sup>3</sup>	1,0 <sup>4</sup>	220 <sup>0</sup>	17 <sup>4</sup>	—	—	150	-50	3,5 <sup>7</sup> 1,0 <sup>8</sup>	—	От -60 до +50
П3Б	-25	130	2,0 <sup>3</sup>	1,0 <sup>4</sup>	220	20 <sup>4</sup>	0,25 <sup>5</sup>	—	250	-50	3,5 <sup>7</sup> 1,0 <sup>8</sup>	—	От -60 до +50
	-12	250	—	1,0 <sup>4</sup>	50	17	5,0 <sup>6</sup>						
П3В	-25	130	2,0 <sup>3</sup>	1,0 <sup>4</sup>	220	25 <sup>4</sup>	0,25 <sup>5</sup>	—	450	-50	3,5 <sup>7</sup> 1,0 <sup>8</sup>	—	От -60 до +50
	-12	250	—	1,0 <sup>4</sup>	50	20 <sup>4</sup>	3,0 <sup>8</sup>						

<sup>1</sup> В схеме с заземленной базой при внутреннем сопротивлении источника сигнала 100 ом на частоте 1 кГц при окружающей температуре свыше 40° С мощность, рассеиваемая коллектором, должна быть не более 120 мвт, а напряжение коллектора не более минус 50 в для П2А и не более минус 25 в для П2Б.

<sup>2</sup> В режиме короткого замыкания в схеме с заземленным эмиттером при напряжении коллектора минус 10 в для П3А и П3Б и минус 7 в для П3В и предельно допустимом токе коллектора на частоте 1 кГц.

<sup>3</sup> В схеме с заземленным эмиттером в режиме усиления класса А на частоте 1 кГц при внутреннем сопротивлении источника сигнала 5 ом.

<sup>4</sup> При напряжении коллектора минус 10 в.

<sup>5</sup> При напряжении коллектора минус 50 в.

<sup>6</sup> С дополнительным внешним радиатором для теплоотвода площадью не менее 50 см².

<sup>7</sup> Без дополнительного внешнего теплоотвода.

Габаритный чертеж  
и схема расположения  
выводов

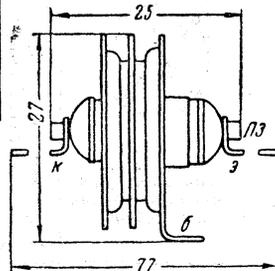
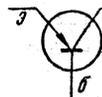
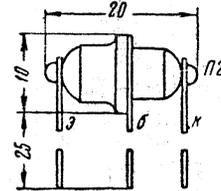


Таблица 32

ТИПОВ П4 (В МЕТАЛЛИЧЕСКОМ СВАРНОМ БАЛЛОНЕ СО СТЕКЛЯННЫМИ ИЗОЛЯТОРАМИ)  
И П7 (В СТЕКЛЯННОМ МИНИАТЮРНОМ БАЛЛОНЕ)

Обозначение триода	Назначение триода	Режимы измерения			Параметры (при температуре корпуса 30° С)							Предельно допустимые значения			
		Напряжение кол-лектора $U_k, в$	Ток базы $I_b, ма$	Ток коллектора $I_k, а$	Коэффициент уси-ления по току $\beta$	Мощность, отда-ваемая нагрузке, $P_n$ , не менее <i>вт</i>	Коэффициент уси-ления по мощности $K_m$ , не менее <i>дб</i>	Обратный ток кол-лектора $I_{кобр}$ , не более <i>ма</i>	Коэффициент нели-нейных искажений $K_n, \%$	Напряжение между эмиттером и кол-лектором $U_{э-к}, в$	Ток коллектора $I_k$ макс, <i>а</i>	Напряжение кол-лектора $U_k$ макс, <i>в</i>	Мощность, расцен-ваемая коллекто-ром $P_k$ макс, <i>вт</i>	Температура кор-пуса $t_{корп. макс.}$ <i>С</i>	
П4А <sup>1</sup>	УМНЧ	-26	—	1	8,2,3	10 <sup>3</sup>	20 <sup>3</sup>	0,5	15	—	3	-50 <sup>4</sup>	20	+30 <sup>5</sup>	
П4Б <sup>1</sup>	УМНЧ+ +ППН <sup>7</sup>	-26	—	1	8-20,2,3	10 <sup>3</sup>	23	0,4	10	0,5 <sup>4</sup>	3	-60 <sup>4</sup>	25	+30 <sup>5</sup>	
П4В <sup>1</sup>	ППН <sup>7</sup>	-26	—	1	$\geq 10$ ,2,3	10 <sup>3</sup>	—	0,4	10	0,5 <sup>4</sup>	3	-35 <sup>4</sup>	25	+30 <sup>5</sup>	
П4Г <sup>1</sup>	УМНЧ	-26	—	1	10-12	10 <sup>3</sup>	27	0,4	10	—	3	-50 <sup>4</sup>	25	+30 <sup>5</sup>	
П4Д	УМНЧ	-26	—	1	$\geq 20$	10 <sup>3</sup>	30	0,4	10	—	3	-50 <sup>4</sup>	25	+30 <sup>5</sup>	
П7	УМНЧ	-4,5 <sup>8</sup>	0,15 <sup>8</sup>	0,01 <sup>8</sup>	см. <sup>9</sup>	0,21 <sup>9</sup>	—	0,015 <sup>11</sup>	—	—	0,045	-13	0,045 <sup>11</sup>	см. <sup>10</sup>	

<sup>1</sup> Все разновидности триода П4 в режиме класса В в двухтактной схеме с заземленным эмиттером при токе кол-лектора от 1,5 до 2 а и напряжении коллектора минус 26 в отдают на нагрузке 200 ом мощность не менее 30 вт.

<sup>2</sup> При токе коллектора 2 а.

<sup>3</sup> В схеме с заземленным эмиттером в режиме класса А при внутреннем сопротивлении источника сигнала 15 ом, сопротивлении нагрузки 25 ом, на частоте 1 кГц.

<sup>4</sup> В схеме с заземленной базой.

<sup>5</sup> При температуре корпуса + 50° С мощность, рассеиваемая коллектором, должна быть снижена до 20 вт.

<sup>6</sup> В схеме постоянного тока при токе эмиттера 300 ма и токе коллектора 2 а.

<sup>7</sup> Преобразование постоянного напряжения.

<sup>8</sup> В схеме с заземленным эмиттером.

<sup>9</sup> Коэффициент усиления по току  $\beta_{21} = 0,97 \div 0,995$  при токе эмиттера 1 ма и напряжении коллектора минус 2 в в схеме с заземленной базой.

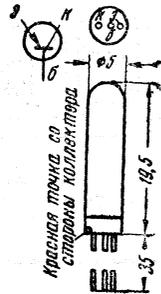
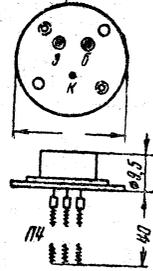
<sup>10</sup> Отдаваемая подобранной парой триодов в двухтактной схеме в режиме класса В при напряжении коллектора не менее минус 6,5 в и при наличии теплоотводящего радиатора в виде металлической пластинки, свернутой вокруг стеклянного баллона триода.

<sup>11</sup> При напряжении коллектора минус 5 в; при напряжении коллектора минус 10 в обратный ток коллектора не более 30 мка.

<sup>12</sup> При окружающей температуре + 25° С.

<sup>13</sup> Окружающая температура  $t_{окр. макс.}$  от - 60 до + 50° С.

Габаритный чертёж и схема расположения выводов



Красная линия со-  
стараны коллектора

## ПАРАМЕТРЫ ТРИОДОВ ТИПА П6

Параметры	Обозначение триода				
	П6А	П6В	П6В	П6Г	П6Д
Рабочие значения (при окружающей температуре $20 \pm 5^\circ \text{C}$ )					
Ток эмиттера $I_3$ , ма . . . . .	1	1	1	1	1
Напряжение коллектора — $U_k$ , в . . . . .	5	5	5	5	5
Входное сопротивление $h_{11}^1$ , ом . . . . .	40	40	40	40	40
Коэффициент обратной связи <sup>1</sup> $h_{12}$ . . . . .	От $1 \cdot 10^{-4}$ до $5 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-4}$	$2,5 \cdot 10^{-4}$
Входная проводимость $h_{22}^1$ , мкмо . . . . .	2	1	1	1	1
Коэффициент усиления по току $h_{21}^1$ . . . . .	0,92	0,92	0,955	0,98	0,92
Обратный ток коллектора — $i_k$ обр, мка . . . . .	20	10	10	10	10
Коэффициент усиления по мощности $K_M, \text{дб}^2$ . . . . .	35	38	39	40	38
Предельная частота усиления по току $f_{\alpha_0}$ , Мгц . . . . .	0,5	1	1	От 1 до 2,5	1

Параметры	Обозначение триода				
	П6А	П6Б	П6В	П6Г	П6Д
Фактор шума $F_{ш}$ , $дб^3$ . . . . .	22	22	22	22	< 12
Емкость коллекторного перехода $C_k$ , $пф^4$ . . . . .	40	40	40	40	40
Предельно допустимые значения					
Мощность, рассеиваемая коллектором, $P_{к макс}$ , $вт^5$ . . . . .	150	150	150	150	150
Напряжение коллектора — $U_{к макс}$ , $в$ . . . . .	30	30	30	30	30
Ток коллектора $I_{к макс}$ , $ма$ в режиме усиления . . . . .	10	10	10	10	10
В режиме переключения . . . . .	50	50	50	50	50
Ток эмиттера $I_{э макс}$ , $ма$ . . . . .	10	10	10	10	10
Температура коллекторного перехода $t_{к макс}$ , $°C$ . . . . .	+100	+100	+100	+100	+100

<sup>1</sup> В диапазоне частот 0,2—1  $кГц$ .

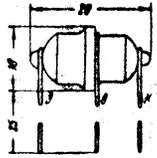
<sup>2</sup> В схеме с заземленным эмиттером, в режиме усиления класса А при сопротивлении источника сигнала 600  $ом$  и сопротивлении нагрузки 30  $ком$ .

<sup>3</sup> При напряжении коллектора минус 1,5  $в$  и токе эмиттера 0,5  $ма$  на частоте 1  $МГц$ .

<sup>4</sup> На частоте 465  $кГц$ .

<sup>5</sup> Без дополнительного теплоотвода при температуре окружающей среды  $20 \pm 5^{\circ}C$ .

ПАРАМЕТРЫ ПЛОСКОСТНЫХ ГЕРМАНИЕВЫХ ТРИОДОВ  
ДЛЯ УСИЛЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ТИПА ПИ

Обозначение триода	Предельная частота усиления, кГц	П а р а м е т р ы						Предельно допустимые значения (для всех триодов)	Габаритный чертеж и схема расположения выводов
		Сопротивление коллектора $R_k$ , $Мом$	Сопротивление основания $R_o$ , не более $ом$	Коэффициент усиления по току $\alpha^1$	Коэффициент усиления по мощности $K_M$ , не менее $дб^2$	Фактор шумов $F_{ш}$ , не более $дб^2$	Обратный ток коллектора при выключенном эмиттере $I_{ко}$ , $мкА$		
ПИА	100	$\geq 0,3$	—	$\geq 0,9$	30	—	$\leq 30$	—	<p>Ток эмиттера 5 ма Ток коллектора 5 ма Напряжение коллектора — 20 в<sup>3</sup></p> 
ПИБ	100	$\geq 0,5$	400	0,93—0,97	33	35	$\leq 30$	—	
ПІВ	100	$\geq 1,0$	400	0,93—0,97	37	35	$\leq 15$	—	
ПІГ	100	$\geq 0,5$	600	$\geq 0,96$	37	—	$\leq 30$	—	
ПІД	100	$\geq 0,5$	600	$\geq 0,94$	33	18	$\leq 15$	—	
ПІЕ	465	—	1 000	$\geq 0,94$	30	35	$\leq 30$	60	<p>Мощность, рассеиваемая коллектором, 50 <math>мвт^3</math> Окружающая температура от —60 до +50° С</p> 
ПІЖ	1 000	—	1 500	$\geq 0,95$	35	35	$\leq 20$	40	
ПІИ	$\geq 1 600$	$\geq 0,5$	1 500	$\geq 0,96$	30	35	$\leq 20$	35	

<sup>1</sup> При токе эмиттера 1 ма и напряжении коллектора минус 10 в.

<sup>2</sup> В схеме с заземленным эмиттером в режиме усиления класса А на частоте 1 кГц, при внутреннем сопротивлении источника сигнала 600  $ом$  и сопротивлении нагрузки 30  $ом$ .

<sup>3</sup> При окружающей температуре свыше 30° С мощность, рассеиваемая коллектором, должна быть не более 30  $мвт$ , а напряжение коллектора не более минус 15 в.

<sup>4</sup> Коэффициент усиления по току на предельной частоте равен не менее 0,7.

### 5. Выходная проводимость:

$$G_{\text{вых}} = \frac{h_{22_0}(h_{11_0} + R_c) - \mu\beta}{h_{11_0} + (1 + \beta)R_c} =$$

$$= \frac{15,4 \cdot 10^{-6} (1066 + 200) - 39 \cdot 1,9 \cdot 10^{-4}}{1066 + 40 \cdot 200} = 1,225 \cdot 10^{-6} \text{ мО},$$

откуда

$$R_{\text{вых}} = \frac{1}{G_{\text{вых}}} = \frac{1}{1,225 \cdot 10^{-6}} = 815 \text{ ком}.$$

### 6. Коэффициент усиления по мощности:

$$K_M = \frac{G_n}{R_{\text{вх}}} \left( \frac{\beta}{h_{22_0} + (1 + \beta)G_n} \right)^2 = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{27} \times$$

$$\times \left( \frac{39}{15,4 \cdot 10^{-6} + 40 \cdot 2 \cdot 10^{-4}} \right)^2 = 175.$$

По такому же методу можно рассчитать основные данные каскада при любой другой схеме включения триода, пользуясь любой из его систем параметров.

### Зависимость параметров от режима

Большинство параметров плоскостных триодов сильно зависит от режима их работы. Так, например, с увеличением тока эмиттера быстро падает входное сопротивление короткозамкнуто-го на выходе триода (параметра  $h_{11} = \frac{1}{y_{11}}$ ) и выходное сопротивление триода, разомкнутого на входе (параметра  $z_{22} = \frac{1}{h_{22}}$ ). С увеличением напряжения на коллекторе сильно изменяются значения параметров  $h_{12}$  и  $h_{22}$ .

На рис. 191 в качестве примера показаны зависимости значений  $h$ -параметров триода П1А от тока эмиттера и напряжения на коллекторе. Для расширения возможностей применения графиков по вертикальной оси отложено изменение величины параметров в процентах относительно исходного режима. За исходный принят режим при токе эмиттера 1 ма и напряжении на коллекторе равном —5 в. Зависимость от режима работы параметров триодов других типов носит примерно такой же характер.

## Зависимость параметров триода от температуры

Значения параметров триода зависят не только от положения рабочей точки, но также и от температуры. Так, например,

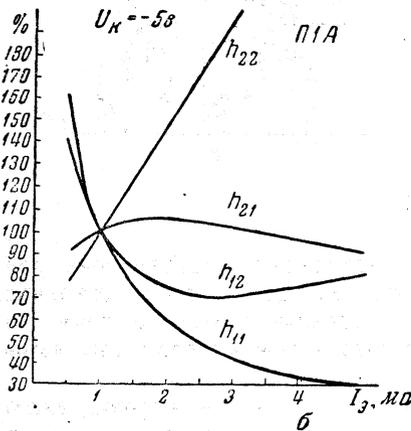
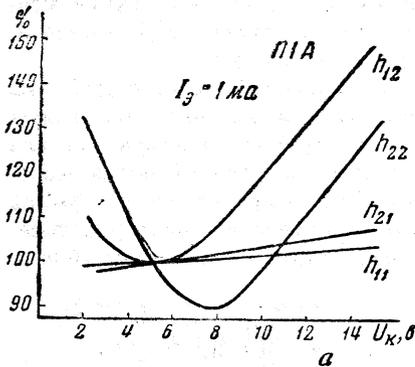


Рис. 191

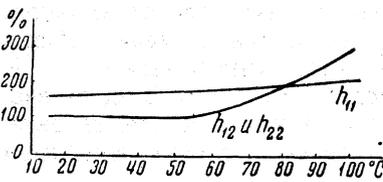


Рис. 192

с изменением температуры быстро изменяются величины параметров  $h_{12}$  и  $h_{22}$ , увеличиваясь примерно в три раза при изменении температуры от +25 до +100 (рис. 192).

Но наиболее сильно влияет температура на величину тока коллектора  $I_{к0}$  при нулевом токе эмиттера. При том же интервале изменения температуры ток  $I_{к0}$  может возрасти в десятки раз. Такое увеличение тока  $I_{к0}$  может вызвать очень значительное изменение режима работы триода в устройстве, где он применяется, а следовательно, и характеристики этого устройства.

Для уменьшения влияния температуры на работу устройств с полупроводниковыми триодами применяют специальные методы стабилизации. Простейшим способом стабилизации режима триода является включение в цепь эмиттера сравнительно большого сопротивления (2÷5 ком). Так как сопротивление постоянному току цепи эмиттера мало, то ток в цепи эмиттера будет в основном определяться не свойствами триода, а величиной этого сопротивления и напряжением источника питания.

Сопротивления в цепи основания для повышения стабильности работы триода необходимо выбирать возможно меньшими — порядка нескольких килоом. В тех случаях, когда это по каким-либо причинам осуществить нельзя, приходится мириться с понижением температурной стабильности работы устройства.

## УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Выпускаемые в настоящее время полупроводниковые триоды позволяют построить усилители низкой частоты с большим коэффициентом усиления и мощностью до 20—50 *вт*. Такие усилители могут быть использованы как усилители НЧ приемников, модуляторы маломощных передатчиков и т. п.

Остановимся на некоторых особенностях усилителей на полупроводниковых триодах. При построении многокаскадных усилителей возникает проблема согласования каскадов, так как выходное сопротивление триода велико, а входное очень мало.

В многокаскадных усилителях на сопротивлениях выход каждого предшествующего каскада фактически непосредственно соединен со входом последующего. Таким образом каждый про-

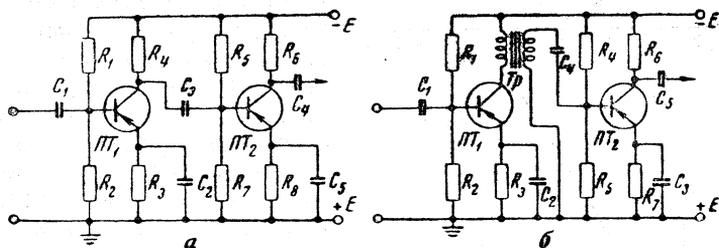


Рис. 193

межуточный каскад нагружен на небольшое сопротивление, равное его входному сопротивлению. Вследствие этого усиление, даваемое таким каскадом, равно усилению триода по току, которое близко к его усилению по току в режиме короткого замыкания.

Из этого можно сделать вывод, что плоскостной триод, включенный по схеме с общим основанием, в промежуточном каскаде применять нельзя. Так как коэффициент усиления триода по току в этом случае меньше единицы, то такой каскад никакого усиления не дает. Зато при включении триода по схеме с общим эмиттером коэффициент усиления каскада будет близок к  $\beta$ , т. е. составит в зависимости от типа триода от 10 до 100. Следовательно, в промежуточных каскадах реостатных усилителей целесообразно применять схему включения с общим эмиттером (рис. 193, а).

Если в усилителе применяются точечные триоды, целесообразно использовать схему включения с общим основанием. Такой каскад может дать усиление примерно от 2 до 4.

Значительно более высокий коэффициент усиления можно получить от промежуточного каскада, если для согласования выходного сопротивления одного каскада с входным сопротивлением следующего применить трансформатор (рис. 193, б).

Междукаскадный трансформатор должен быть понижающим с коэффициентом трансформации порядка 0,1—0,2.

При построении усилителя мощности (выходной каскад) желательно применять возможно более высокое напряжение для питания цепи коллектора. Повышение этого напряжения позволяет увеличить мощность, отдаваемую каскадом, и уменьшить высшие им искажения. Однако из этого не следует, что

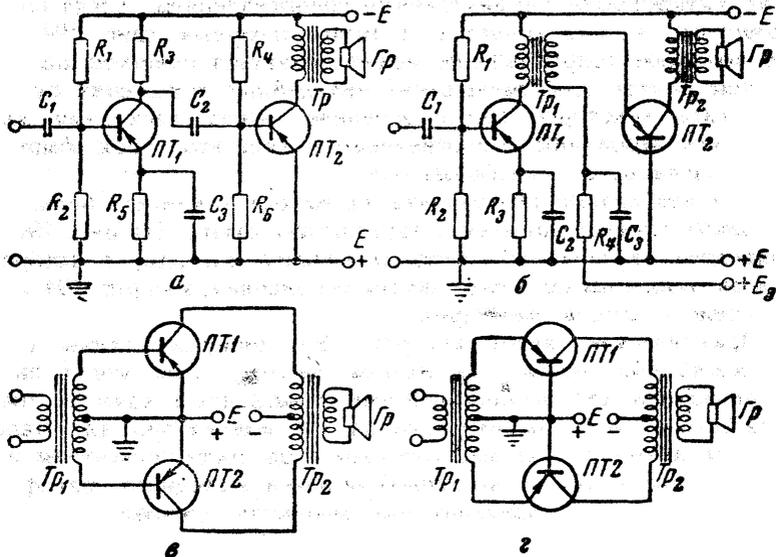


Рис. 194

оконечный каскад нельзя питать от источника с низким напряжением. Просто в этом случае не удастся получить ту максимальную мощность, которую способен отдать триод.

Усилительный каскад, выполненный по схеме с общим эмиттером, обладает более высоким коэффициентом усиления по мощности, чем каскад, собранный по схеме с общим основанием. Следовательно, применение первого из них позволяет упростить схему усилителя, сделать его значительно дешевле и экономичнее. Однако каскад с общим эмиттером вносит большие нелинейные искажения, чем каскад с общим основанием. Поэтому в тех случаях, когда необходимо получить очень малые нелинейные искажения, следует применять схему с общим основанием. Схемы рассмотренных выходных каскадов приведены соответственно на рис. 194, а и б.

Одной из причин появления нелинейных искажений в выходном каскаде является нелинейность входного сопротивления полупроводникового триода. Для сохранения линейности нужно сохранять линейность тока. Следовательно, чем меньше будет

внутреннее сопротивление источника сигнала, тем большими будут нелинейные искажения. Поэтому для уменьшения нелинейных искажений нужно увеличить внутреннее сопротивление источника сигнала, мирясь с некоторой потерей усиления.

Если предоконечный каскад собран по реостатной схеме (рис. 194, а), то никаких специальных мер для уменьшения нелинейных искажений можно не применять, так как такой каскад обладает большим внутренним сопротивлением. Когда предоконечный каскад является трансформаторным (рис. 194, б), его выходное сопротивление может оказаться слишком малым. В этом случае для уменьшения нелинейных искажений нужно допустить некоторое рассогласование между каскадами или включить небольшое сопротивление в цепь вторичной обмотки междукаскадного трансформатора.

При необходимости получить на выходе усилителя большую мощность следует применять двухтактные схемы. На рис. 194, в приведена двухтактная схема оконечного каскада, в котором триоды включены по схеме с общим основанием, а на рис. 194, г — по схеме с общим эмиттером.

**Практические схемы.** На рис. 195 приведены схемы двух трехкаскадных усилителей низкой частоты. Они могут быть использованы для воспроизведения грамзаписи в качестве низкочастотной части радиоприемника, как модуляторы для мало-мощных любительских передатчиков (при соответствующем изменении числа витков вторичной обмотки выходного трансформатора) и т. п. Отдаваемая ими мощность составляет около 50 мвт.

В усилителе (рис. 195, а) триод первого каскада ПТ<sub>1</sub>, так же как и остальные два, включен по схеме с общим эмиттером. Вследствие этого входное сопротивление усилителя невелико и составляет 700—1 500 ом (в зависимости от данных применяемого триода). Поэтому непосредственно он может быть присоединен лишь к источнику сигнала с малым внутренним сопротивлением, например к динамическому микрофону, линии и т. п. При использовании электромагнитного звукоснимателя необходимо согласующий трансформатор. Такой трансформатор можно выполнить на сердечнике из пластин Ш-9 или Ш-12, набранных в пакет толщиной соответственно 16 или 12 мм. Первичная обмотка должна содержать 1 700 витков, а вторичная 480 про- вода ПЭЛ 0,1.

Во втором усилителе (рис. 195, б) первый каскад собран по схеме с общим коллектором и поэтому имеет высокое входное сопротивление. Данный усилитель можно непосредственно присоединить к детектору приемника, пьезоэлектрическому микрофону, звукоснимателю и т. п. Если в них имеется свой регулятор громкости, то регулятор R<sub>2</sub> из усилителя можно исключить.

Рассмотрим принципиальную схему первого усилителя (рис. 195, а). Сопротивление R<sub>3</sub> в цепи эмиттера триода ПТ<sub>1</sub>

является стабилизирующим: оно уменьшает влияние на параметры каскада изменения окружающей температуры и смены триодов. Аналогичную роль играет сопротивление  $R_8$  в цепи эмиттера второго триода ПТ<sub>2</sub>.

Режим триода ПТ<sub>1</sub> — постоянный ток в цепи его эмиттера — устанавливается с помощью сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ , режим триода ПТ<sub>2</sub> — с помощью сопротивления  $R_6$ .

Регулятор усиления  $R_5$  установлен между первым и вторым каскадами. Это сделано с целью получения наиболее высокого

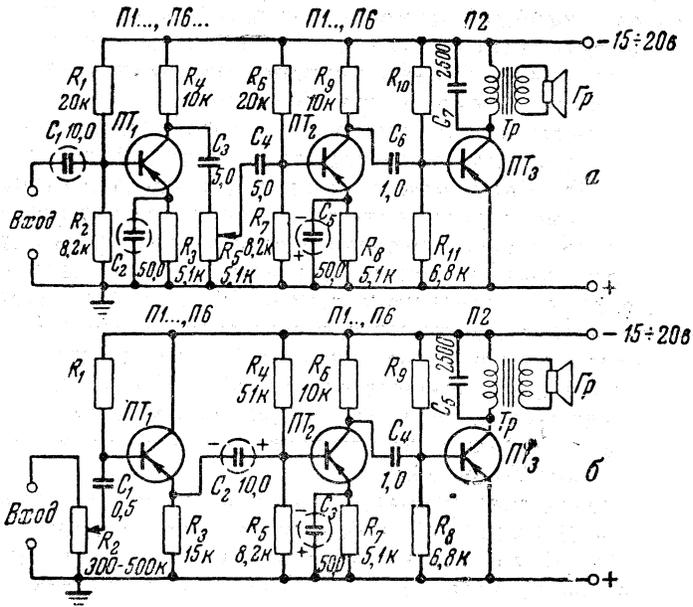


Рис. 195

соотношения между уровнем сигнала и уровнем шумов. Если напряжение сигнала достаточно велико (более 0,05 в), то регулятор лучше перенести на вход усилителя.

Как в первом, так и во втором каскаде могут быть использованы триоды типа П1 и П6. Наибольшее усиление и наиболее широкая полоса пропускания получаются в случае применения триодов типа П6Г. Так как различные типы триодов значительно отличаются друг от друга, то при налаживании усилителя придется уточнить данные сопротивлений  $R_1$  и  $R_6$ . Их величина подбирается такой, чтобы ток в цепи эмиттера была равен 1 ма. Определение тока в цепи эмиттера удобнее всего производить косвенным методом — измеряя высокоомным вольтметром напряжения на сопротивлениях  $R_3$  и  $R_8$ . При указанных на схеме

значениях этих сопротивлений падение напряжения на них при токе в  $1 \text{ ма}$  равно  $5,1 \text{ в}$ .

Оконечный каскад выполнен на триоде ПТ<sub>3</sub> типа П2Б. Исходный ток в цепи эмиттера этого триода равный  $10 \text{ ма}$  устанавливается подбором величины сопротивления  $R_{10}$ . Выходной трансформатор  $Tr$ , рассчитанный на работу с электродинамическим громкоговорителем 0,5-ГД-7 с звуковой катушкой сопротивлением в  $6 \text{ ом}$ , изготавливается с сердечником из пластин Ш-9 (сталь ХВП-0,35), набранных в пакет толщиной  $12 \text{ мм}$ . Его первичная обмотка содержит  $3500$  витков провода ПЭЛ I  $0,1$ , а вторичная —  $60$  витков провода ПЭЛ I  $0,51$ . При работе усилителя на громкоговоритель, имеющий звуковую катушку с другим сопротивлением, головные телефоны или при использовании его в качестве модулятора нужно соответствующим образом изменять число витков вторичной обмотки трансформатора.

Мощность данного усилителя можно увеличить до  $0,5—0,8 \text{ вт}$ , заменив в его окончательном каскаде триод типа П2Б триодом типа П3А или П3Б. Связь между окончательным и предоконечным каскадами в этом случае придется сделать трансформаторной. Так как сопротивление первичной обмотки трансформатора для постоянного тока во много раз меньше сопротивления  $R_9$ , стоящего в цепи коллектора триода ПТ<sub>2</sub>, то для сохранения прежним режима работы этого триода сопротивление  $R_8$  в цепи его эмиттера придется увеличить до  $13 \text{ ком}$ , а сопротивления  $R_6$  и  $R_7$  изменить соответственно на  $20$  и  $10 \text{ ком}$ . Желательно также между окончательным и первыми двумя каскадами включить развязывающий фильтр из сопротивления в  $1 \text{ ком}$  и конденсатора емкостью  $30—50 \text{ мкф}$ .

Переходной трансформатор можно выполнить на сердечнике из пластин Ш-9 или Ш-12, набранных в пакет толщиной соответственно  $15—12 \text{ мм}$ . Первичная обмотка его должна содержать  $2500$  витков провода ПЭЛ I  $0,08—0,1$ , а вторичная —  $200—250$  витков провода ПЭЛ I  $0,1—0,12$ . Число витков вторичной обмотки должно быть уточнено применительно к установленному в каскаде экземпляру триода. Наивыгоднейшее сопротивление нагрузки в цепи коллектора триода П2 для данного случая составляет  $200—220 \text{ ом}$ . В соответствии с этим и нужно сделать для усилителя выходной трансформатор.

Исходный ток в цепи эмиттера должен быть установлен в  $100—105 \text{ ма}$ .

Второй усилитель (рис. 195, б) отличается от первого лишь своим первым каскадом. Режим триода ПТ<sub>1</sub> ( $I_s = 1 \text{ ма}$ ) устанавливается подбором сопротивления  $R_1$ . В остальном эта схема ничем не отличается от предыдущей.

На рис. 196 приведена схема усилителя мощностью  $3 \text{ вт}$ . В данном случае его входной каскад выполнен по схеме с общим коллектором, однако, если источник сигнала имеет низкое входное сопротивление, этот каскад лучше построить по схеме с об-

щим эмиттером. Трансформатор  $Tr_1$  имеет сердечник из пластин Ш-12, набранных в пакет толщиной 12 мм. Его первичная обмотка содержит 1700 витков, а вторичная —  $2 \times 170$  витков провода ПЭМ 0,12. Трансформатор  $Tr_2$  имеет сердечник из та-

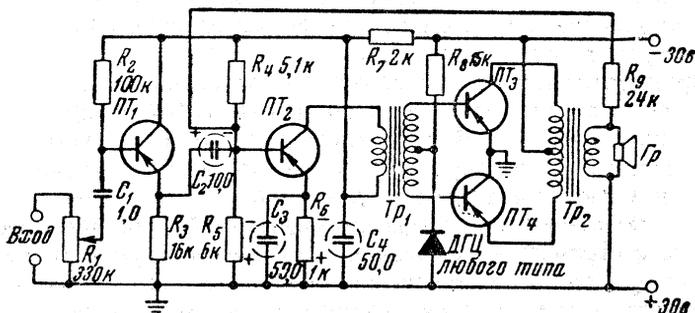


Рис. 196

ких же пластин; толщина пакета 16 мм. Его первичная обмотка содержит  $2 \times 500$  витков провода ПЭМ 0,2, а вторичная для громкоговорителя с звуковой катушкой сопротивлением в 6 ом — 140 витков провода ПЭМ 0,47.

### ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДОВ

До сих пор мы рассматривали свойства полупроводниковых триодов, их параметры и эквивалентные схемы для области низких частот, где их основные показатели почти не зависят от частоты. Это дало нам возможность описать триод очень несложной эквивалентной схемой, а также легко решить ряд вопросов при построении практических схем многокаскадных усилителей. Однако уже на частотах, превышающих несколько килогерц, параметры триода отличаются от тех, которые он имеет на частотах в несколько сот герц. Дальнейшее повышение частоты приводит к быстрому изменению параметров триода, а также образованию значительных фазовых сдвигов между напряжениями и токами на его входе и выходе. При этом коэффициент усиления триода быстро падает, особенно в схемах с общим эмиттером и коллектором. Все это значительно затрудняет использование полупроводниковых триодов в высокочастотных каскадах приборов и особенно в аппаратуре, работающей в широком диапазоне частот.

Следует также отметить, что, в отличие от ламповой техники, при расчете высокочастотной аппаратуры, работающей на полупроводниковых триодах, нельзя пользоваться их статическими характеристиками.

Высокочастотные свойства полупроводникового триода удобнее всего исследовать, пользуясь его эквивалентной схемой для данной области частот. Поэтому мы сначала рассмотрим основные факторы, влияющие на работу триода на высоких частотах, и составим его полную эквивалентную схему. Затем, пользуясь этой эквивалентной схемой, определим зависимость основных параметров триода от частоты.

Принципиально для широкого диапазона частот эквивалентная схема триода может быть построена любой конфигурации: Т-образной, П-образной или какой-либо другой. Однако наименее сложной и потому наиболее удобной для различных исследований и расчетов в данном диапазоне частот является П-образная эквивалентная схема проводимостей, соответствующая системе  $y$ -параметров. Эквивалентные схемы других типов, составленные из такого же числа элементов, что и П-образная, получаются менее точными. Увеличение же числа элементов для повышения точности схем делает их слишком сложными и поэтому фактически непригодными для практических целей. В связи со всем вышеизложенным мы рассмотрим только П-образные эквивалентные схемы.

Эквивалентная схема для широкого диапазона частот. На рис. 197, а схематически изображен плоскостной полупроводниковый триод типа  $p-n-p$ . Его первый (нижний по схеме) слой, обладающий дырочной проводимостью  $p$ , выполняет роль эмиттера. Второй слой с электронной проводимостью  $n$  является основанием триода. Как уже говорилось ранее, отличается он от первого не только типом проводимости, но еще и тем, что его удельное сопротивление во много раз (примерно в 100) больше удельного сопротивления первого слоя. Вследствие этого распределенное сопротивление основания  $r_{o'o}$ , действующее между выводом триода  $O$  и эмиттерным ЭП и коллекторными КП переходами (рис. 197, б), имеет довольно большую величину, порядка 40—70 ом. Поэтому оно играет существенную роль в работе триода, особенно на высоких частотах, и должно быть учтено при составлении его эквивалентной схемы.

Третий слой, являющийся коллектором (рис. 197, а), обладает, как и первый, дырочной проводимостью  $p$  и имеет примерно такое же, как и он, удельное сопротивление. Распределенное сопротивление этих слоев невелико и поэтому с ним в большинстве случаев не считаются.

Область каждого  $p-n$  перехода, обедненная носителями зарядов, напоминает собой диэлектрик конденсатора, обкладками которого являются слои  $p$  и  $n$  германия, образующие переход. Отличительной чертой этого своеобразного конденсатора является то, что через него проходит значительный постоянный ток.

Емкость  $C_{эп}$  эмиттерного перехода (рис. 197, б) обычно составляет около 150 пф, а емкость  $C_{кп}$  коллекторного перехода

лежит в пределах от 5—7 до 40—50  $nф$ , в зависимости от типа и конструкции триода. Несмотря на то что емкость эмиттерного перехода довольно значительна, она не оказывает существенного влияния на свойства триода, так как шунтирована во много раз превышающей ее диффузионной емкостью эмиттер—основание. В то же время емкость коллекторного перехода, хотя она и невелика, играет большую роль в работе триода на высоких частотах, особенно при больших сопротивлениях нагрузки.

Емкость  $C_{кп}$  в большой степени зависит от величины постоянного напряжения на коллекторном переходе. При повышении этого напряжения емкость коллекторного перехода уменьшается, а при понижении возрастает.

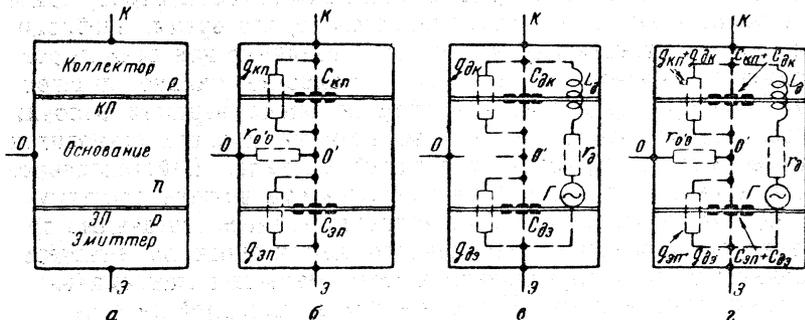


Рис. 197

Обе рассмотренные выше емкости шунтированы проводимостями, которые учитывают соответственно электронную проводимость участка эмиттер—основание и обратное сопротивление коллекторного перехода.

Но наибольшее влияние на частотные свойства триода оказывают не эти емкости, а сам механизм переноса зарядов от эмиттера к коллектору.

Электрическое поле внутри основания триода очень мало. Поэтому поступающие из эмиттера в основание носители зарядов — дырки — распространяются в нем сравнительно медленно по закону диффузии, образуя в нем объемный заряд. Переменное напряжение, приложенное к эмиттеру, вызывает изменение числа поступающих из него носителей зарядов, а следовательно, и величину этого заряда. Последнее приводит к возникновению емкостного тока между эмиттером и основанием. Таким образом, наличие объемного заряда в основании проявляется так, как будто между эмиттером и основанием существует емкость (рис. 197, в). Эта емкость  $C_{дэ}$ , называемая диффузионной, примерно пропорциональна току эмиттера и может достигать значительной величины. При токе эмиттера в 1  $ма$  у триодов типа П1А, П1Б, П6А, П6Б и др. емкость  $C_{дэ}$  доходит до

10 000—12 000 пф, а у триодов типа ПИИ, П6Г и т. п. — до 2 500—3 500 пф.

Аналогичная картина имеет место и у коллекторного перехода. Поэтому параллельно коллекторному переходу так же действует диффузионная емкость  $C_{\partial k}$  коллектор — основание (рис. 197, в). Однако последняя относительно мала и на высоких частотах не превышает нескольких пикофард. Она значительно меньше присоединенной к ней емкости коллекторного перехода  $C_{кп}$  и в связи с этим не оказывает большого влияния на работу триода в этой области частот.

Следующим фактором, связанным с диффузионным движением носителей зарядов и оказывающим влияние на работу триода в области высоких частот, является то, что время, необходимое для достижения ими коллектора, различно для всех дырок, вводимых в основание эмиттера. Наиболее сильно действие этого фактора проявляется в области самых верхних рабочих частот триода, когда разница во времени пролета становится соизмеримой с периодом колебаний сигнала. Действительно, в тот момент, когда ток в цепи коллектора должен достигнуть амплитудного значения, не все носители зарядов, введенные при амплитудном значении переменного напряжения на эмиттере, успевают достигнуть коллектора. Это уменьшает максимальную величину тока в цепи. Когда же ток в выходной цепи триода должен приобрести минимальное значение, к коллектору дополнительно приходят запоздавшие носители зарядов, препятствуя уменьшению тока. Таким образом, разброс во времени пролета носителей зарядов приводит к дополнительному уменьшению коэффициента усиления триода по току в области его самых высоких рабочих частот.

Последнее явление, а также некоторые другие диффузионные процессы, происходящие в триоде, можно учесть в его эквивалентной схеме, включив последовательно с генератором напряжения  $\Gamma$  и сопротивлением  $r_{\partial}$ , характеризующими усилительные свойства триода, индуктивность  $L_{\partial}$ , как показано на рис. 197, в.

Генератор  $\Gamma$  создает ЭДС, которая пропорциональна напряжению  $u_{o'z}$ , действующему непосредственно на эмиттерном переходе. Именно это напряжение вызывает изменение (модуляционно) потока эмиттируемых дырок, а следовательно, и влияет на ток в выходной цепи триода. Та часть напряжения сигнала, которая падает на распределенном сопротивлении основания  $r_{o'o}$ , не оказывает влияния на выходной ток, а поэтому и на усилительные свойства триода. Таким образом, на сопротивлении  $r_{o'o}$  бесполезно расходуется энергия, вызывая уменьшение коэффициента усиления триода.

Некоторые дырки по пути к коллекторному переходу рекомбинируют с имеющимися в основании электронами. Другая не-

большая их часть достигает поверхности основания и рекомбинирует там. Естественно, что ни те, ни другие дырки не достигают коллектора. В эквивалентной схеме эту утечку носителей зарядов можно учесть, включив проводимости между эмиттером и основанием, а также коллектором и основанием ( $g_{\partial\partial}$  и  $g_{к\partial}$  на рис. 197, в).

Сочетание всех рассмотренных нами составляющих эквивалентной схемы показано на рис. 197, г. Соответственно на рис. 198, а дана полная эквивалентная схема триода, достаточно точно отражающая его свойства для малых сигналов в широ-

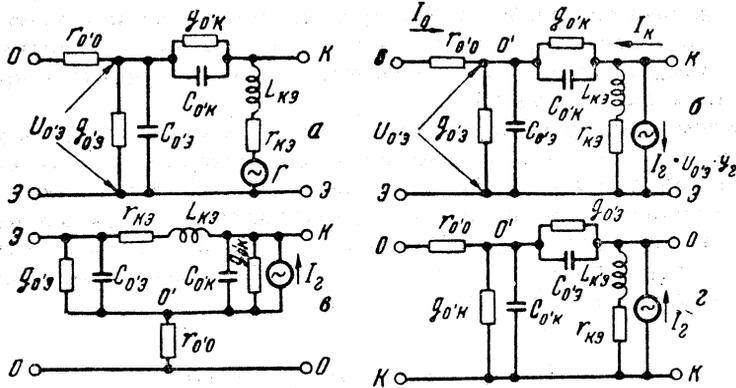


Рис. 198

ком диапазоне частот. На схеме индексы, сопровождающие ее элементы, показывают, между какими электродами триода эти элементы действуют. Проводимость

$$g_{o'z} = g_{\partial n} + g_{\partial z}, \quad g_{o'k} = g_{кп} + g_{кz},$$

емкости

$$C_{o'z} = C_{\partial n} + C_{\partial z}, \quad C_{o'k} = C_{кп} + C_{кz}$$

и, наконец,

$$L_{кз} = L_{\partial}; \quad r_{кз} = r_{\partial}.$$

На практике вместо рассмотренной схемы чаще пользуются несколько видоизмененной эквивалентной схемой рис. 198, б, в которой генератор напряжения  $\Gamma$  заменен генератором тока  $I_{\Gamma}$ . Последний создает ток  $I_{\Gamma} = u_{o'z} \cdot y_{\Gamma}$ , пропорциональный напряжению  $u_{o'z}$  на эмиттерном переходе. Полная проводимость  $y_{\Gamma}$  связывает величину тока  $I_{\Gamma}$  с напряжением  $u_{o'z}$ , а также определяет фазовый угол между ними. Она представляет собой

цепь из соединенных последовательно между собой сопротивлений  $r_r$  и индуктивности  $L_r$ . Эту проводимость не следует смешивать с внутренним сопротивлением генератора тока, которое бесконечно велико. По своим свойствам обе эквивалентные схемы (рис. 198, а и б) совершенно одинаковы.

На рис. 198, в и г приведены эквивалентные схемы триода, включенного соответственно по схеме с общим основанием и общим коллектором. Они получены в результате преобразования схемы рис. 198, б.

При расчетах или различных исследованиях иногда бывает удобнее какую-либо проводимость триода представить в виде сопротивления или наоборот. Все проводимости и соответствующие им сопротивления для одного и того же участка цепи принято сопровождать одинаковыми индексами, как это сделано в приведенном выше примере.

Кроме того, необходимо иметь в виду, что полные проводимости и сопротивления являются комплексными и поэтому просто арифметически их складывать нельзя. Абсолютное значение полной проводимости или сопротивления (так называемый модуль этих величин) равен квадратному корню из суммы квадратов их активной и реактивной части. Например, модуль проводимости цепи  $O'Э$  равен:

$$|y_{O'Э}| = \sqrt{g_{O'Э}^2 + b_{O'Э}^2} = \sqrt{g_{O'Э}^2 + (\omega C_{O'Э})^2},$$

где  $|y_{O'Э}|$  — модуль проводимости участка цепи  $O'Э$ ;  
 $b_{O'Э} = \omega C_{O'Э} = 2\pi f_{O'Э} C_{O'Э}$  — проводимость конденсатора  $C_{O'Э}$  на частоте  $f$ ;  
 $\omega = 2\pi f$  — круговая частота. Проводимость  $b_{O'Э}$  конденсатора  $C_{O'Э}$  обратна его реактивному сопротивлению

$$x_c = \frac{1}{\omega C_{O'Э}}.$$

Данные элементов эквивалентной схемы в большой степени зависят от режима работы триода. Кроме того, вследствие технологического разброса параметров у триодов одного и того же типа они меняются в некоторых пределах внутри каждой группы от образца к образцу. В связи с этим значение элементов эквивалентной схемы для каждого триода необходимо определять в том режиме, при котором он будет работать в аппаратуре. В табл. 35 в качестве иллюстрации приведены данные элементов эквивалентной схемы трех триодов типа П6, измеренные при токе эмиттера в 1 ма и напряжении на коллекторе равном —5 в.

Таблица 35

## ДАННЫЕ ЭЛЕМЕНТОВ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ

	$\beta_0$	$f_{\beta}$ , кГц	$a_0$	$f_a$ , кГц	$r_{o'o}$ , ом	$g_{o'э}$ , мо · 10 <sup>-13</sup>	$r_{o'э}$ , ом	$C_{o'э}$ , Т пф
П6Б	22,7	20,1	0,958	480	39	1,67	600	13,3
П6В	37,75	14,6	0,975	560	46	0,98	1020	11,0
П6Г	55	30,6	0,983	1710	45	0,73	1360	3,82

	$g_{o'к}$ , мо · 10 <sup>-6</sup>	$r_{o'к}$ , мом	$C_{o'к}$ , пф	$r_{кэ}$ , ком	$L_{кэ}$ , мгн	$r_g$ , ом	$L_g$ , мкгн
П6Б	0,345	2,9	34,4	170	8,45	25,8	1,26
П6В	0,188	5,3	36,8	125	5,7	26,2	1,1
П6Г	0,28	3,55	32,8	35,4	0,475	24,8	0,34

**Частотные зависимости основных параметров триода.** Проследить зависимость свойств полупроводникового триода от частоты, а также определить экспериментально данные элементов его эквивалентной схемы легче всего, когда триод включен по схеме с общим эмиттером. Поэтому основное внимание здесь будет сосредоточено именно на этой схеме.

Рассмотрим прежде всего частотную зависимость коэффициента усиления триода по току (параметр  $h_{21}$ ), наиболее наглядно характеризующую его усилительные свойства.

Как уже указывалось выше, коэффициент усиления по току триода в схеме с общим эмиттером

$$\beta = \frac{I_k}{I_o}$$

Так как коэффициент усиления по току определяется в режиме короткого замыкания на выходе триода, то цепь  $L_{кэ} r_{кэ}$  оказывается замкнутой накоротко (рис. 199) и никакого влияния на ток  $I_k$  не оказывает. Сопротивление цепочки  $C_{o'к} g_{o'к}$  в рабочем диапазоне частот триода велико и поэтому в данном случае с нею также можно не считаться. Таким образом,  $I_k$  определяется только током эквивалентного генератора  $I_k = I_r = u_{o'э} \cdot y_r$ .

Остановимся вначале на области средних рабочих частот триода. Так как индуктивность  $L_r$  очень мала, то на этих частотах ее сопротивление во много раз меньше активного сопротивления  $r_r$ . Поэтому здесь  $L_r$  можно не учитывать и считать, что  $y_r = g_r$ . Из всего сказанного выше следует, что на средних рабочих частотах триода ток в цепи коллектора

$$I_k = I_r = u_{o'э} \cdot g_r,$$

прямо пропорционален напряжению  $u_{o'э}$  на эмиттерном переходе и изменяется с частотой сигнала так же, как и это напряжение.

При исследовании частотной зависимости коэффициента  $\beta$  амплитуда тока  $I_0$  на входе триода поддерживается постоянной, а изменяется только частота сигнала: Поэтому напряжение

$$u_{o'э} = I_0 \cdot z_{o'э} = \frac{I_0}{y_{o'э}}$$

изменяется с частотой так же, как и сопротивление участка цепи  $O'Э$ .

Сопротивление конденсатора  $C_{o'э}$  с ростом частоты уменьшается. Следовательно, при повышении частоты понижается результирующее сопротивление  $z_{o'э}$  всего участка цепи  $O'Э$

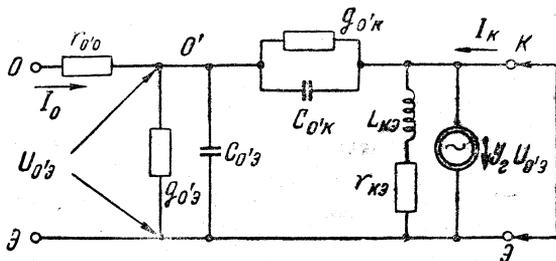


Рис. 199

и падает напряжение  $u_{o'э}$ . В результате этого уменьшаются ток  $I_к$  в цепи коллектора и коэффициент усиления по току  $\beta$ . Таким образом, с повышением частоты коэффициент усиления триода по току падает.

Итак, ток в цепи коллектора:

$$I_к = u_{o'э} \cdot g_г = \frac{I_0 g_г}{\sqrt{g_{o'э}^2 + (2\pi f C_{o'э})^2}}$$

Отсюда коэффициент усиления по току:

$$\beta = \frac{I_к}{I_0} = \frac{g_г}{\sqrt{g_{o'э}^2 + (2\pi f C_{o'э})^2}}$$

На самых низких частотах проводимость  $b_{o'э} = 2\pi f C_{o'э}$  конденсатора  $C_{o'э}$  близка к нулю и ее в выражении для  $\beta$  можно не учитывать. Исходя из этого получим, что коэффициент усиления по току  $\beta_0$  для области низких частот равен:

$$\beta_0 = \frac{g_г}{g_{o'э}}$$

или, что то же самое,

$$\beta_0 = \frac{r_{o'э}}{r_r}$$

У плоскостных триодов  $\beta_0$  лежит обычно в пределах от 20 до 100 в зависимости от типа триода.

На определенной частоте  $f_\beta$  активная и реактивная проводимости цепи  $O'Э$  по абсолютной величине становятся равными между собой, т. е.

$$g_{o'э} = 2\pi f_\beta \cdot C_{o'э}$$

Из выражения для  $\beta$  нетрудно видеть, что на этой частоте коэффициент усиления триода по току уменьшается в  $\sqrt{2}$  раза, т. е. падает до 0,707 (на 3 дб) от своего значения  $\beta_0$  при низкой частоте. Частота  $f_\beta$  называется граничной частотой триода. Ею принято характеризовать частотные свойства триода для схемы с общим эмиттером. У триодов типа П6 она лежит в пределах примерно от 14 до 30—35 кГц (табл. 35).

Граничная частота  $f_\alpha$  триода, включенного по схеме с общим основанием, значительно выше частоты  $f_\beta$  и для триодов типа П6 обычно превышает 500 кГц (табл. 35). Связаны эти частоты между собой следующим образом:

$$f_\alpha = f_\beta (\beta_0 + 1)$$

или

$$f_\beta = f_\alpha (1 - \alpha_0),$$

где  $\alpha_0$  — коэффициент усиления по току на низкой частоте триода, включенного по схеме с общим основанием.

Если в уравнение для  $\beta$  вместо  $C_{o'э}$  подставить его значение, выраженное через  $g_{o'э}$  и граничную частоту

$$C_{o'э} = \frac{g_{o'э}}{2\pi f_\beta},$$

то получим очень удобную для практических целей формулу, связывающую коэффициент  $\beta$  с частотой подводимых колебаний:

$$\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}},$$

где  $f$  — частота сигнала. Для схемы с общим основанием в этой формуле все буквы  $\beta$  нужно заменить  $\alpha$ .

На верхних рабочих частотах триода, близких к  $f_\alpha$  и превышающих ее, сказывается влияние индуктивности  $L_r$ , вызывающее дополнительное уменьшение коэффициента усиления триода по току. Поэтому на этих частотах необходимо учитывать индуктивность  $L_r$ , заменив в приведенных формулах  $g_r$  на  $Y_r$ .

Зависимость от частоты коэффициента усиления по току триода П6В, приведенного в таблице, показана на рис. 200.

Итак, наличие эквивалентной емкости  $C_{o'э}$ , включенной параллельно эмиттерному переходу, и индуктивности  $L_r$  приводит к тому, что коэффициент усиления триода по току уменьшается с повышением частоты. Действие первого из этих факторов начинает проявляться уже на частотах в несколько килогерц, а второго — только на верхних рабочих частотах триода. Чем меньше  $C_{o'э}$  и  $L_r$ , тем на более высоких частотах может работать триод. Это подтверждается результатами измерений элементов эквивалентной схемы триода (табл. 35).

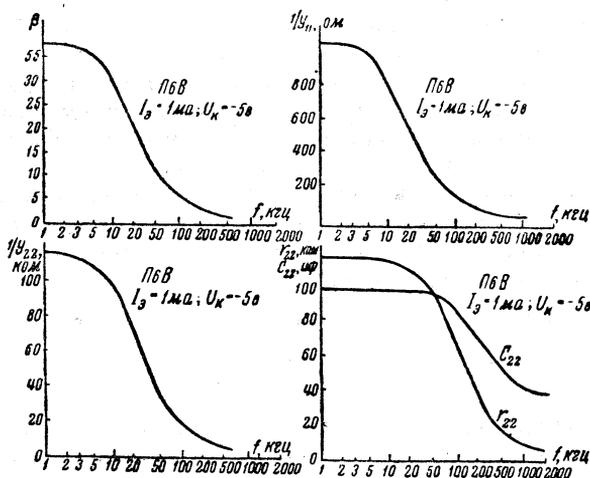


Рис. 200

Для того чтобы понизить диффузионную емкость эмиттерного перехода и индуктивность  $L_r$ , нужно соответственно уменьшить объемный заряд в основании триода и разброс по времени, в течение которого носители заряда достигают коллектора. Осуществление того и другого требует сокращения времени пролета носителей зарядов от эмиттера до коллектора. Добиться этого можно, лишь уменьшив толщину слоя основания. Поэтому с целью расширения рабочего диапазона частот плоскостных триодов слой их основания стремятся сделать как можно тоньше.

Зная данные элементов эквивалентной схемы, можно рассчитать с помощью формулы табл. 26 значения и всех остальных параметров триода для любой его рабочей частоты.

Проводимость  $y_{11}$  носит емкостный характер (рис. 201, а) и возрастает с повышением частоты. На рис. 200 для большей наглядности показана зависимость от частоты полного

входного сопротивления  $h_{11} = \frac{1}{y_{11}}$  короткозамкнутого триода.

С повышением частоты это сопротивление уменьшается, стремясь в пределе к распределенному сопротивлению основания  $r_{o'o}$ . Уменьшение сопротивления  $h_{11}$  объясняется понижением с частотой сопротивления емкости  $C_{o'e}$  эмиттерного перехода. Все это хорошо видно из эквивалентной схемы рис. 198, б.

Проводимость  $y_{12}$  также носит емкостный характер и с повышением частоты возрастает. Ее можно представить как цепь, состоящую из параллельно соединенных сопротивления большой величины и конденсатора малой емкости (рис. 201, б). Значение этих элементов полу-

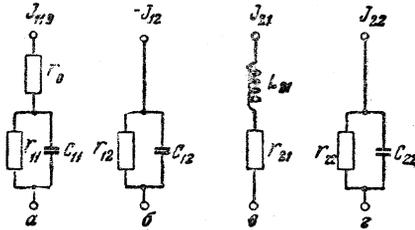


Рис. 201

чается различным для различных частот.

Проводимость  $y_{21}$  носит индуктивный характер. С частотой она меняется мало, заметно уменьшаясь лишь в области верхних рабочих частот триода. Эквивалентная этой проводимости цепь представляет собой последовательно соединенные сопро-

тивление в 25—35 ом и индуктивность 10—20 мкГн (рис. 201, в).

Проводимость  $y_{22}$  носит емкостный характер и возрастает с повышением частоты. Для большей наглядности рассмотрим полное выходное сопротивление короткозамкнутого со стороны

выхода триода равно  $\frac{1}{y_{22}}$ . Выходная цепь такого триода эквива-

лентна цепи, состоящей из параллельно соединенных сопротивления  $r_{22}$  и конденсатора  $C_{22}$  (рис. 201, г). С повышением частоты полное выходное сопротивление триода довольно быстро понижается. Одновременно уменьшаются активная составляющая его выходного сопротивления  $r_{22}$  и выходная емкость  $C_{22}$  (рис. 201). То, что  $r_{22}$  и  $C_{22}$  изменяются с частотой, всегда нужно учитывать при проектировании устройств на полупроводниковых триодах.

Аналогичным образом, пользуясь полными эквивалентными схемами, приведенными на рис. 198, можно составить выражения, связывающие параметры триода с элементами его эквивалентной схемы, и исследовать характер зависимости параметров от частоты.

Рассмотренные полные эквивалентные схемы достаточно точно отражают свойства плоскостных полупроводниковых триодов для малых сигналов во всем их рабочем диапазоне частот. Поэтому они могут быть использованы для различных исследований и расчета аппаратуры, работающей в широком диапазоне

частот. Так как эти схемы связаны с системой  $Y$ -параметров, то при расчетах удобнее всего пользоваться упомянутой системой параметров (табл. 26). Не исключена возможность применения и других систем параметров (табл. 25 и 27), однако при этом придется производить соответствующие перерасчеты. Расчет аппаратуры можно также производить и по общим формулам четырехполюсников, приведенным в табл. 36.

Использовать полные эквивалентные схемы, приведенные на рис. 198, целесообразно лишь при работе в области верхних рабочих частот триода, превышающих  $(0,4 \div 0,7) f_a$ . На средних частотах, лежащих в пределах от  $(0,4 \div 0,7) f_a$  до  $(0,3 \div 0,5) f_\beta$ ,

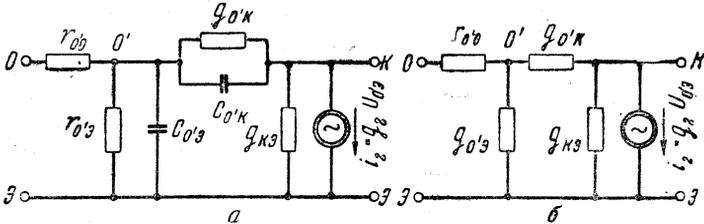


Рис. 202

можно не учитывать влияние индуктивностей  $L_{kz}$  и  $L_r$ . Последнее позволяет упростить эквивалентные схемы триода, исключив из них эти индуктивности, как показано на рис. 202, *a*, в виде примера для схемы включения с общим эмиттером. Наконец, на самых низких частотах, не превышающих  $0,3 f_\beta$ , из полной эквивалентной схемы можно вообще исключить все реактивные элементы. В результате получим рассмотренные ранее низкочастотные схемы (например, рис. 202, *б*).

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДАННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ

Значение элементов  $\Pi$ -образных схем можно найти, пользуясь любой из систем параметров триода. Для этого достаточно знать модуль и фазу всех параметров данной системы на какой-либо частоте. Однако экспериментально наиболее удобно это сделать с помощью системы  $h$ -параметров или комплексно, применяя одновременно системы  $h$ -и  $y$ -параметров.

В любительских условиях измерение фазового угла параметров на высоких частотах является почти невыполнимой задачей. Поэтому в данном случае приходится идти по другому пути — измерить параметры на низкой и некоторых характерных для триода частотах и затем, сопоставляя полученные результаты, подсчитать значение элементов эквивалентной схемы. Получаемая при этом степень точности вполне достаточна для подавляющего большинства практических применений.

ОБЩИЕ РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ

		Параметры $z$
Коэффициент усиления по напряжению	$K_H = \frac{U_2}{U_1}$	$\frac{z_{21} \cdot z_H}{\Delta z + z_{11} \cdot z_H}$
Коэффициент усиления по напряжению с учетом входа	$K'_H = \frac{U_2}{E_c}$	$\frac{z_{21} \cdot z_H}{\Delta z + z_{11} z_H + z_{22} \cdot z_c + z_c \cdot z_H}$
Коэффициент усиления по току	$K_T = \frac{I_2}{I_1}$	$\frac{-z_{21}}{z_{22} + z_H}$
Входное сопротивление или проводимость		$z_{11} - \frac{z_{12} \cdot z_{21}}{z_{22} + z_H}$
Выходное сопротивление или проводимость		$z_{22} - \frac{z_{12} \cdot z_{21}}{z_{11} + z_c}$
Коэффициент усиления по мощности при идеальном согласовании входа с источником сигнала	$K'_{M \text{ макс}}$	$4R_H R_C \left  \frac{z_{21}}{\Delta z + z_{11} z_H + z_{22} z_c + z_c z_H} \right ^2$
Коэффициент усиления по мощности: отношение мощности в нагрузке к мощности, потребляемой на входе четырехполюсника	$K_M = \frac{P_H}{P_{\text{вх}}}$	$\frac{R_H}{R_{\text{вх}}} \left  \frac{z_{21}}{z_{22} + z_H} \right ^2$
Обратный коэффициент усиления по напряжению	$K''_H = \frac{U_1}{U_2}$	$\frac{z_{12} z_c}{\Delta z + z_{22} z_c}$
Обратный коэффициент усиления по току	$K'_T = \frac{I_1}{I_2}$	$\frac{-z_{12}}{z_{11} + z_c}$

$$\Delta z = z_{11} \cdot z_{22} - z_{12} \cdot z_{21}; \quad \Delta y = y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21};$$

## ДЛЯ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Параметры $y$	Параметры $h$
$\frac{-y_{21}}{y_{22} + Y_H}$	$\frac{-h_{21}}{\Delta h + h_{11} Y_H}$
$\frac{-y_{21} Y_C}{\Delta y + y_{11} Y_H + y_{22} Y_C + Y_C Y_H}$	$\frac{-h_{21}}{\Delta h + h_{11} Y_H + h_{22} z_C + z_C Y_H}$
$\frac{y_{21} Y_H}{\Delta y + y_{11} Y_H}$	$\frac{h_{21} Y_H}{h_{22} + Y_H}$
$y_{ВХ} = y_{11} - \frac{y_{12} \cdot y_{21}}{y_{22} + Y_H}$	$z_{ВХ} = h_{11} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{22} + Y_H}$
$y_{ВВХ} = y_{22} - \frac{y_{12} \cdot y_{21}}{y_{11} + Y_C}$	$y_{ВВХ} = h_{22} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{11} + z_C}$
$4 G_C \cdot G_H \left  \frac{y_{21}}{\Delta y + y_{11} Y_H + y_{22} Y_C + Y_H Y_C} \right ^2$	$4 R_C G_H \left  \frac{h_{21}}{\Delta h + h_{11} Y_H + h_{22} z_C + z_C Y_H} \right ^2$
$\frac{G_H}{G_C} \left  \frac{y_{21}}{y_{22} + Y_H} \right ^2$	$\frac{G_H}{R_C} \left  \frac{h_{21}}{h_{22} + Y_H} \right ^2$
$\frac{-y_{12}}{y_{11} + Y_C}$	$\frac{h_{12} z_C}{h_{11} + z_C}$
$\frac{y_{12} \cdot z_C}{\Delta y + y_{22} Y_C}$	$\frac{-h_{12}}{\Delta h + h_{22} z_C}$

$$\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$$

Для определения данных элементов эквивалентной схемы по последнему методу нужно измерить в схеме с общим эмиттером низкочастотное значение параметра  $h_{110} = \frac{1}{y_{110}}$ , которое мы здесь условно обозначим через  $r_{110}$ , выходную проводимость  $h_{220}$ , коэффициент усиления триода по току  $\beta_0 = h_{210}$ , обратный коэффициент усиления по напряжению  $\mu_0 = h_{120}$ , граничную частоту  $f_\beta$ , частоту  $f_\mu$ , на которой обратный коэффициент усиления триода по напряжению  $\mu$  возрастает до 1,41 своего значения на низкой частоте ( $\mu' = 1,41 \mu_0$ ), коэффициент усиления по току  $\beta'$  и входную проводимость  $h'_{11} = \frac{1}{y_{11}}$  на граничной частоте  $f_\beta$ .

Распределенное сопротивление основания  $r_{o'o}$  находится из выражения:

$$r_{o'o} = r_{110} \cdot \sqrt{\frac{2}{r_{110}^2 (y'_{11})^2 - 1}}.$$

Для получения точного значения  $r_{o'o}$  определение  $y'_{11}$  необходимо производить с особой тщательностью. Распределенное сопротивление основания  $r_{o'o}$  можно найти также и путем измерения значения параметра  $y_{11\text{вч}}$  на высокой частоте (1,5 ÷ ÷ 2, 5 Мгц для триодов типа П1 и П6)

$$r_{o'o} = \frac{1}{y_{11\text{вч}}}.$$

Последний способ проще и дает более точные результаты. Элементы участка  $o'a$  (рис. 198) равны:

$$r_{o'a} = \frac{1}{g_{o'a}} = r_{110} - r_{o'o}; \quad C_{o'a} = \frac{10^9}{2\pi f_\beta \cdot r_{o'a}} = \frac{159 \cdot 10^6}{f_\beta \cdot r_{o'a}},$$

где  $C_{o'a}$  — в пф,  $f_\beta$  — в кГц и  $r_{o'a}$  — в ом.

Активная взаимная проводимость:

$$g_{o'k} = \frac{1}{r_{o'k}} = \mu_0 g_{o'a}.$$

Если частота  $f_\mu$  значительно ниже граничной частоты триода  $f_\beta$ , что в большинстве случаев имеет место, то  $C_{o'k}$  можно определить по формуле:

$$C_{o'k} = \frac{159 \cdot 10^6 \cdot g_{o'k}}{f_\mu},$$

где  $C_{o'k}$  — в пф,  $f_\mu$  — в кГц и  $g_{o'k}$  — в мо.

Если же упомянутые выше условия не выполняются, то эта емкость должна быть найдена из выражения:

$$C_{o'к} = \frac{159 \cdot 10^6 \sqrt{\mu^2 g_{o'э}^2 - g_{o'к}^2}}{f_{\beta}}$$

пригодного для всех случаев. Коэффициент  $\mu$  здесь должен быть измерен на частоте  $f_{\beta}$ .

Сопротивление  $r_r$  и индуктивность  $L_r$  находятся из выражения:

$$r_r = \frac{r_{o'э}}{\beta_0}$$

и

$$L_r = \frac{159 \cdot r_{o'э}}{n \beta_0^2 f_{\beta}}$$

где  $L_r$  — в мкГн,  $f_{\beta}$  — в кГц,  $r_{o'э}$  — в Ом и  $n$  — коэффициент, равный 7 для триодов типа П6.

Данные элементов цепи коллектор—эмиттер равны:

$$\frac{1}{r_{кэ}} = h_{110} - \mu_0 \frac{\beta_0 + 1}{r_{o'э}}$$

и

$$L_{кэ} = \frac{r_{кэ}}{2\pi n f_{\beta} \cdot \beta_0},$$

где  $r_{кэ}$  и  $r_{o'э}$  — в Ом,  $L_{кэ}$  — в мГн,  $f_{\beta}$  — в кГц и  $n$  — тот же коэффициент, что и для определения  $L_r$ .

### ИЗМЕРЕНИЕ $h$ - И $y$ -ПАРАМЕТРОВ

Измерение параметров триода, необходимых для определения данных эквивалентных схем, нетрудно произвести по схемам, приведенным на рис. 203. Первая из них (рис. 203, а) предназначена для измерения параметров  $h_{11}$ ,  $h_{21} = \beta$ ,  $f_{\beta}$ , а также  $y_{11}$  и  $y_{21}$ . Рабочий режим триода в ней устанавливается потенциометрами  $R_3$  и  $R_4$ . Посредством потенциометра  $R_3$ , изменяющего отрицательное напряжение смещения на основании триода, устанавливается исходный ток  $I_э$  в цепи эмиттера. Этот ток определяется либо с помощью миллиамперметра, который включается непосредственно в цепь эмиттера последовательно с сопротивлением  $R_6$ , или путем измерения высокоомным вольтметром падения напряжения  $u_э$  на этом сопротивлении. В последнем случае ток равен  $I_э = u_э : R_6$ .

Потенциометром  $R_4$  регулируется напряжение на коллекторе. Напряжение сигнала от звукового генератора ЗГ или генератора стандартных сигналов ГСС подается на основание триода

через разделительный конденсатор  $C_1$  и сопротивление  $R_1$ . Последнее предназначено для определения переменной составляющей тока в цепи основания  $I_{o\sim}$ . Это сопротивление по своей величине выбирается обычно в 30—50 раз больше, чем входное сопротивление триода (30—50 ком при измерении на низкой частоте и около 10 ком при измерении на высокой частоте).

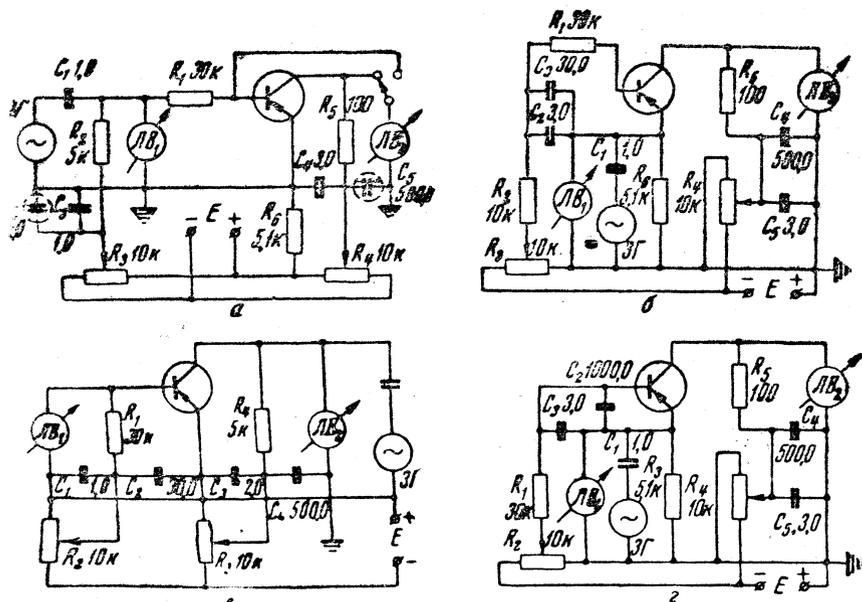


Рис. 203

Поэтому при определении тока  $I_{o\sim}$  входным сопротивлением триода можно пренебречь и считать, что

$$I_{o\sim} = \frac{u_{c\sim}}{R_1},$$

где  $u_{c\sim}$  — переменное напряжение сигнала, подводимое от генератора.

Выход триода закорочен по переменному току через сопротивление  $R_5$  в 100 ом. Так как это сопротивление в несколько сотен раз меньше выходного сопротивления триода, то практически в его выходной цепи имеется режим короткого замыкания. С помощью сопротивления  $R_5$  производится измерение переменной составляющей тока  $I_{k\sim}$  в цепи коллектора:

$$I_{k\sim} = \frac{u_2\sim}{R_5},$$

где  $u_{2\sim}$  — переменное напряжение на сопротивлении  $R_6$ , измеренное ламповым вольтметром  $ЛВ_2$  (для всех измерений можно пользоваться одним и тем же вольтметром, пересоединяя его в необходимую цепь. Такой вольтметр должен иметь шкалы с пределами от 1—5  $\mu\text{в}$  до 5—10  $\text{в}$ ).

Конденсаторы  $C_2$ ,  $C_3$  и  $C_4$ ,  $C_5$  — блокировочные. Большой из них по емкости действует на низких частотах, меньший — на высоких.

Определение параметров  $y_{11}$  и  $h_{11}$  производится следующим образом. На вход устройства от генератора подается напряжение сигнала  $u_{c\sim}$ . С помощью лампового вольтметра  $ЛВ_2$  измеряется напряжение  $u_{o\sim}$  между основанием и эмиттером. Затем по приведенной ниже формуле подсчитываются  $y_{11}$  и  $h_{11}$ :

$$h_{11} = \frac{1}{y_{11}} = \frac{u_{o\sim}}{I_{o\sim}} = \frac{u_{o\sim}}{u_{c\sim}} \cdot R_1.$$

На низких частотах  $y_{11} = g_{11}$ . Нужное для определения элементов эквивалентной схемы сопротивление

$$r_{110} = \frac{1}{g_{11}} = h_{110}$$

находится на частоте 300—500  $\text{гц}$ . Изменяя частоту сигнала, можно снять частотную зависимость параметров  $y_{11}$  и  $h_{11}$ .

Распределенное сопротивление основания  $r_{o'o}$  измеряется на частоте 1,5—2,5  $\text{Мгц}$ . При этом  $R_1$  нужно уменьшить до 10  $\text{ком}$ . Очень важно, чтобы параллельно сопротивлению  $R_1$  не действовала какая-нибудь паразитная емкость:

$$r_{o'o} \approx \frac{1}{y_{11}} = \frac{u_{o\sim}}{u_{c\sim}} \cdot R_1.$$

Для определения коэффициента усиления по току  $\beta$  нужно измерить напряжение  $u_{2\sim}$  на сопротивлении  $R_2$ . Тогда:

$$\beta = \frac{I_{к\sim}}{I_{o\sim}} = \frac{u_{г\sim}}{u_{c\sim}} \cdot \frac{R_1}{R_2}.$$

Коэффициент  $\beta_0$  находится на частоте 500—1000  $\text{гц}$ . Затем нужно найти граничную частоту  $f_\beta$ , на которой коэффициент усиления триода по току  $\beta' = 0,707 \beta_0$ . С этой целью, поддерживая напряжение сигнала  $u_{c\sim}$  постоянным, изменяют его частоту до тех пор, пока значение коэффициента  $\beta$  не упадет до указанного выше значения. Частота, при которой это условие выполнится, и есть граничная.

С помощью рассматриваемой схемы можно найти также и параметр  $y_{21}$ . Для этого нужно измерить напряжения  $u_{0\sim}$  и  $u_{2\sim}$ :

$$y_{21} = \frac{I_{k\sim}}{u_{0\sim}} = \frac{u_{2\sim}}{R_5 u_{0\sim}}.$$

Чтобы измерить параметр  $h_{22}$ , представляющий собой выходное сопротивление триода в режиме холостого хода на его входе, следует собрать схему рис. 203, б. Рабочий режим триода здесь устанавливается так же, как и в первом случае, с помощью потенциометров  $R_3$  и  $R_4$ . Режим холостого хода на входе обеспечивается включением в цепь основания большого сопротивления  $R_1$ .

Особенностью схемы рис. 203, б является то, что напряжение сигнала  $u_c \sim$  здесь подается на эмиттер триода. Вызвано это тем, что генератор сигнала и ламповый вольтметр имеют по одному заземленному, а следовательно, и общему зажиму. При подаче напряжения сигнала непосредственно на коллектор это обстоятельство исключило бы возможность измерения переменной составляющей тока в цепи коллектора. То, что напряжение сигнала подано на эмиттер, не изменяет условий измерений, так как источник сигнала и в этом случае остается включенным непосредственно между эмиттером и коллектором. Блокировочные конденсаторы  $C_2$ ,  $C_3$  служат для того, чтобы между основанием и эмиттером не было непосредственно приложено переменное напряжение от источника сигнала. Назначение конденсаторов  $C_4$  и  $C_5$  такое же, как и остальных конденсаторов в схеме рис. 203, а.

Для определения параметра  $h_{22}$  ламповым вольтметром ЛВ<sub>1</sub> измеряются напряжение сигнала  $u_{c\sim}$ , действующее между эмиттером и коллектором (оно соответствует напряжению  $u_2$  в схеме рис. 191, з), и ток в цепи коллектора  $I_{k\sim}$ . Последний определяется по падению напряжения  $u_2$  на сопротивлении  $R_5$ . Таким образом,

$$h_{22} = \frac{I_{k\sim}}{u_{c\sim}} = \frac{u_2}{R_5 \cdot u_{c\sim}}.$$

Значение этого параметра  $h_{220}$  можно найти на частоте в 500—1 000 гц.

Обратный коэффициент усиления триода по напряжению  $\mu = h_{12}$  измеряется по схеме рис. 203, в. Здесь напряжение сигнала  $u_{c\sim}$  подается на выход триода и, следовательно, соответствует напряжению  $u_2$  схемы рис. 190, б. Напряжение  $u_{0\sim}$  на входе отсчитывается посредством лампового милливольтметра ЛВ<sub>1</sub>. Параметр  $\mu$  находится из выражения:

$$\mu = h_{12} = \frac{u_{0\sim}}{u_{c\sim}}.$$

Этот параметр начинает заметно изменяться уже на частотах в несколько сот герц. Поэтому его значение  $\mu_0$  нужно измерить на частоте не выше 50—100 гц. Частоте  $f_\mu$  соответствует такая частота, при которой  $\mu = 1,41 \mu_0$ . Следует иметь в виду, что для многих триодов эта частота не превышает 3—4 кГц.

Наконец, чтобы найти параметр  $y_{22}$ , нужно собрать схему рис. 203, а.

$$y_{22} = \frac{I_{k\sim}}{u_{k\sim}} = \frac{u_{2\sim}}{R_5 \cdot u_{k\sim}}.$$

На низких частотах  $y_{22} = g_{22}$ .

Как уже отмечалось раньше, непосредственно измерить параметр  $y_{12}$  чрезвычайно трудно. Поэтому его лучше подсчитать по уже полученным ранее другим параметрам:

$$y_{12} = - \frac{h_{12}}{h_{11}} = - \mu \cdot y_{11}.$$

На низких частотах  $y_{12} = g_{12}$ . Знак минус в этой формуле объясняется условным выбором напряжений и токов на входе и выходе четырехполюсника.

По абсолютному значению параметр  $y_{12} = |\mu| \cdot |y_{11}|$ . Например, на низкой частоте:

$$|g_{12}| = \mu_0 g_{11}.$$

При необходимости иметь еще и  $z$ -параметры триода их можно подсчитать по формулам перехода, приведенным в табл. 24. Непосредственное их измерение затруднительно и поэтому нецелесообразно.

## УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ И ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Проектирование усилителей высокой и промежуточной частоты на полупроводниковых триодах во многом отличается от проектирования таких усилителей на электронных лампах. Например, в отличие от электронной лампы, входное сопротивление полупроводникового триода мало. Поэтому для получения достаточно высокого усиления входное сопротивление триода последующего каскада всегда приходится в той или иной степени согласовывать с выходным сопротивлением предыдущего каскада или источником сигнала (например, с антенной). Кроме того, по этой же причине входная цепь триода вносит большие потери в контур и значительно снижает его избирательность.

Чтобы повысить избирательность усилителя до желаемой, часто приходится делать связь триода с контуром очень слабой, во много раз меньше той, которая необходима для получения максимального усиления. Таким образом, здесь почти всегда приходится искать компромиссное решение между коэффициентом усиления и избирательностью.

Кроме того, в усилителе высокой и промежуточной частоты на полупроводниковых триодах, в отличие от ламповых усилителей, всегда нужно стремиться применять колебательные контуры максимально возможной добротности. Подбирая связь триода с контуром, всегда можно снизить его добротность до необходимой для получения заданной полосы пропускания. Однако чем выше была начальная добротность контура, тем больше будет связь с ним триода, а следовательно, и выше коэффициент усиления всего усилителя.

Далее, выход и вход каждого каскада в усилителе на полупроводниковых триодах связаны между собой через триод. Вследствие этого изменение режима работы триода последнего каскада или изменение настройки его контуров влияет на все предыдущие каскады. Это значительно затрудняет регулировку усилителя.

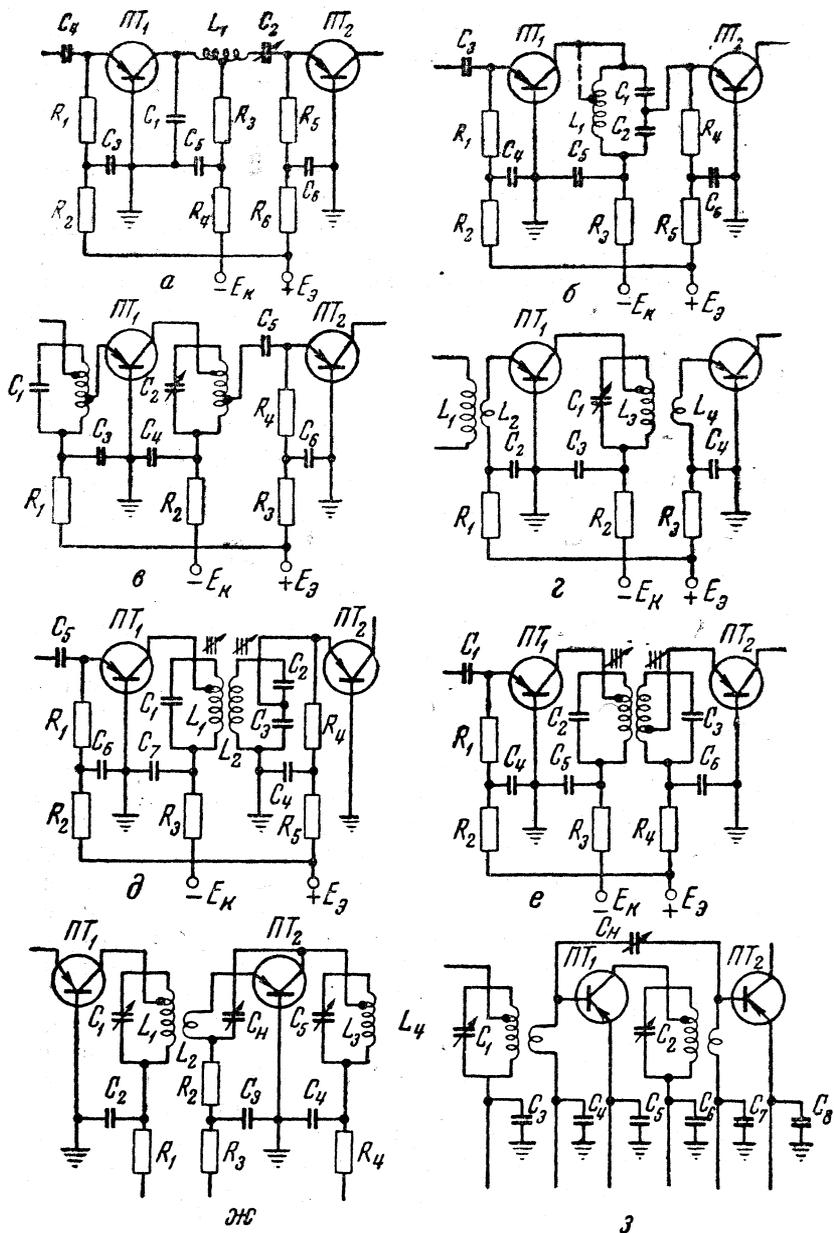
В силу всего изложенного выше междукаскадные связи усилителей высокой частоты на полупроводниковых триодах существенно отличаются от междукаскадных связей в ламповых усилителях.

При конструировании усилителей на полупроводниковых триодах следует иметь в виду, что на частотах ниже граничной  $f_x$  выгоднее применять схемы включения с общим эмиттером, а на частотах выше граничной — схемы с общим основанием.

Наиболее часто встречающиеся схемы усилителей высокой частоты приведены на рис. 204. В схеме рис. 204, а нагрузкой первого каскада, работающего на триоде ПТ<sub>1</sub>, служит параллельный колебательный контур  $C_1L_1C_2$ , настроенный на частоту сигнала. Входное сопротивление следующего каскада введено в этот контур последовательно. Наибольшее усиление здесь получается при вполне определенной емкости конденсатора  $C_1$ , поэтому ее нужно подобрать экспериментально. Настройка усилителя на требуемую частоту осуществляется с помощью конденсатора  $C_2$ . Изменяя соотношение между индуктивностью  $L_1$  и емкостью  $C_2$ , можно получить желаемую добротность контура, а следовательно, и полосу пропускания.

Рассмотренная схема дает возможность получить довольно большое усиление даже на частотах, превышающих граничную частоту триода  $f_x$ . Однако она неудобна в регулировке, так как требует для получения желаемой полосы подбора индуктивности катушки  $L_1$ .

На рис. 204, б приведена схема с емкостной связью. В этой схеме триод ПП<sub>2</sub> подключен к средней точке двух последователь-



но соединенных конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ , являющихся элементами параллельного резонансного контура  $L_1C_1C_2$ . Меняя соотношение между емкостями конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ , можно в широких пределах изменять связь триода ПТ<sub>2</sub> с контуром.

Выходное сопротивление полупроводниковых триодов на высоких частотах хотя и во много раз превышает входное, но все же сравнительно невелико. Поэтому очень часто, особенно при необходимости иметь узкую полосу пропускания, бывает полезно осуществить неполную связь контура также и с выходом (коллектором) триода, как показано на рис. 204, б пунктиром. Подбирая одновременно связь с контуром выхода предшествующего (ПТ<sub>1</sub>) и входа последующего (ПТ<sub>2</sub>) триодов, нередко удается получить желаемую полосу пропускания при достаточно большом коэффициенте усиления. Интересно отметить, что, подбирая одновременно обе эти связи, можно в известных пределах менять полосу пропускания каскада, почти не изменяя его коэффициент усиления.

Недостаток схемы рис. 204, б состоит в том, что в ней неудобно производить перестройку контура на разные частоты. Поэтому такую схему целесообразно использовать только в усилителях, имеющих фиксированную настройку, например в усилителях промежуточной частоты.

Указанный выше недостаток отсутствует в схемах с автотрансформаторной и индуктивной связью, приведенных соответственно на рис. 204, в и г. В них, как и в предыдущей схеме, легко можно подобрать наиболее выгодную связь триодов с контуром. Обе эти схемы следует признать наиболее удобными для диапазоновых усилителей высокой частоты. Выбор той или иной из них диктуется конструктивными соображениями.

На рис. 204, д и е показаны схемы усилителей, в которых связь между каскадами осуществляется с помощью двухконтурных полосовых фильтров. И тот и другой усилители имеют такие же достоинства, как и соответствующие усилители на электронных лампах. Они с успехом могут быть использованы в усилителях промежуточной частоты.

Все приведенные выше схемы могут быть использованы при любой схеме включения триода.

Повысить устойчивость работы усилителей высокой частоты и увеличить их коэффициент усиления можно, применив в них нейтрализацию, компенсирующую вредное действие обратной связи, возникающей через триод. Способы нейтрализации для схем включения с общим основанием и общим эмиттером показаны соответственно на рис. 204, ж и з. В первой схеме нейтрализующая цепь состоит из конденсатора  $C_n$  и сопротивления  $R_2$ . Во второй схеме для нейтрализации использован только один конденсатор  $C_n$ . Здесь необходимо правильно подобрать включение концов катушек связи. В противном случае усилитель может самовозбудиться.

## ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

В приемнике на полупроводниковых триодах, как и в ламповом, с успехом может быть применен диодный детектор (рис. 205, а). Так как такой детектор имеет относительно высокое выходное сопротивление, то следующий за ним каскад лучше всего включить по схеме с общим коллектором.

На полупроводниковых триодах можно также построить детекторы, аналогичные по схемам анодному (рис. 205, б), сеточному (рис. 205, в) и катодному (рис. 205, г) детекторам на электронных лампах. В детекторе, выполненном по схеме рис. 205, б, триод работает в режиме класса В. Эмиттерный пере-

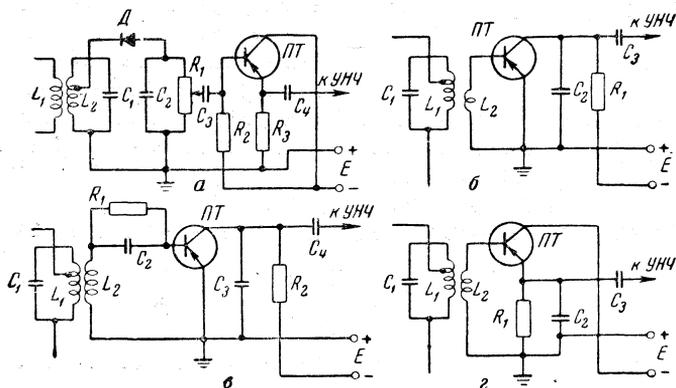


Рис. 205

ход здесь детектирует ток как диод; затем выпрямленный ток усиливается и создает на нагрузочном сопротивлении  $R_1$  напряжение низкой частоты. На практике часто бывает необходимо подать на основание небольшое отрицательное напряжение смещения.

В схеме рис. 205, в во входной цепи триода осуществляется детектирование, эквивалентное обычному диодному детектированию. Нагрузкой такого диодного детектора служит сопротивление  $R_1$ . Продетектированный сигнал усиливается триодом. В этой схеме также полезно подать на основание небольшое отрицательное напряжение.

Детектор, схема которого приведена на рис. 205, г, как и катодный, обладает большим входным сопротивлением. Объясняется это тем, что триод здесь включен по схеме с общим коллектором.

Следует отметить, что на высоких частотах такой детектор работает неустойчиво.

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Любой из рассмотренных выше детекторов может быть использован в качестве преобразователя частоты. Для этого на вход триода нужно, кроме напряжения сигнала, подать еще и напряжение гетеродина, а в его выходную цепь вместо активного сопротивления включить одиночный колебательный контур или полосовой фильтр, настроенный на промежуточную частоту. Однако несколько лучших результатов можно добиться, если

напряжение сигнала подать на основание, а напряжение от гетеродина — на эмиттер, как показано на рис. 206.

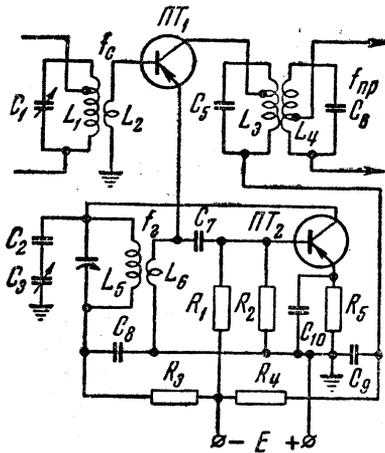


Рис. 206

В преобразователе частоты, схема которого приведена на рис. 206, смеситель выполнен на триоде  $ПТ_1$ , а гетеродин — на триоде  $ПТ_2$ . Фактически функции смесителя здесь выполняет эмиттерный переход первого триода, поэтому смесительная часть преобразователя представляет собой диодный смеситель, за которым следует полупроводниковый усилитель.

Рассмотренный преобразователь частоты дает примерно в два раза меньшее усиление, чем усиление, которое может дать триод  $ПТ_1$  в режиме усиления. С увеличением частоты коэффициент

усиления преобразователя понижается. Однако, несмотря на это, удовлетворительное преобразование может быть получено на частотах, значительно превышающих граничную частоту  $f_a$ . Наивыгоднейшее напряжение от гетеродина составляет  $0,1 \div 0,3$  в и в каждом отдельном случае должно быть подобрано экспериментально.

Можно построить схему преобразователя частоты, в которой и смеситель и гетеродин выполнены на одном триоде. Однако применять такую схему в первом преобразователе нецелесообразно, так как она дает худшие результаты, чем преобразователь с отдельным гетеродином. Кроме того, практически она не обеспечивает выигрыша в отношении повышения экономичности и снижения габаритов аппаратуры. В то же время ее с успехом можно использовать во втором преобразователе приемника с двойным преобразованием частоты.

## ГЕНЕРАТОРЫ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Все обычные схемы генераторов на электронных лампах могут быть использованы также и для полупроводниковых триодов. При этом нужно уподобить эмиттер катоду лампы, основание — ее сетке и коллектор — аноду. Принципиальные схемы таких генераторов приведены на рис. 207.

На рис. 207, *а* приведена схема генератора с индуктивной обратной связью. Колебательный контур  $L_1C_1$  настраивается на ту частоту, колебания которой нужно получить. С помощью

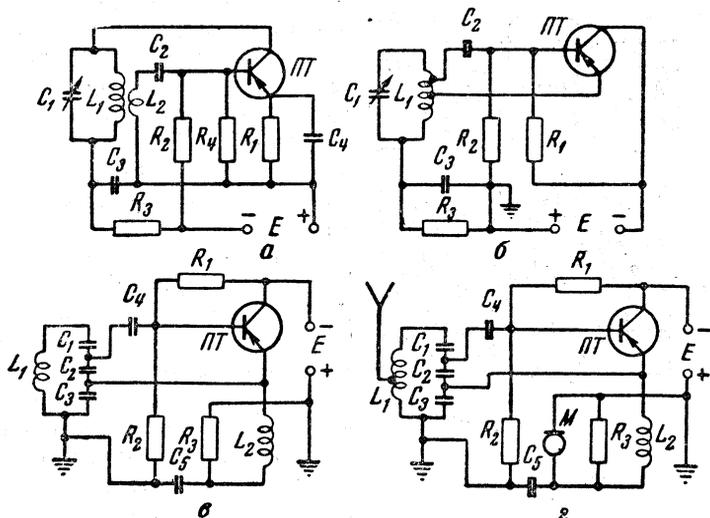


Рис. 207

катушки  $L_2$  осуществляется положительная обратная связь. Здесь, как и в ламповом генераторе, чтобы устройство самовозбудилось, необходимо подобрать соответствующее направление витков катушки обратной связи. Сопротивление  $R_1$  в цепи эмиттера служит для стабилизации режима триода.

На рис. 207, *б* и *в* показаны трехточечные схемы генераторов, выполненных соответственно с индуктивной и емкостной обратной связью. По своему построению и принципу действия они аналогичны генераторам, собранным по трехточечным схемам на электронных лампах.

Описанные генераторы можно модулировать по амплитуде или по частоте. Простейшую амплитудную модуляцию можно осуществить, подавая колебания низкой частоты в цепь основания или эмиттера (рис. 207, *г*) полупроводникового триода. Связав, как показано на рис. 207, *г*, колебательный контур такого генератора с антенной, можно получить миниатюрный мало-

мощный передатчик. Качество модуляции такого передатчика, конечно, невысокое, но в то же время вполне достаточное для хорошей, разборчивой передачи речи.

Следует отметить, что в последней схеме амплитудная модуляция сопровождается одновременно и частотной. Это вполне естественно, так как в процессе модуляции со звуковой частотой меняется режим работы триода, а следовательно, и его параметры, влияющие на частоту генерируемых колебаний.

В полупроводниковых генераторах, как и в ламповых, может быть применена кварцевая стабилизация частоты. Схемы генераторов с кварцевой стабилизацией частоты приведены на

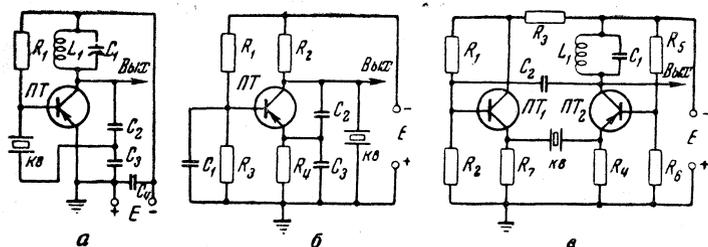


Рис. 208

рис. 208. В генераторе рис. 208, а триод включен по схеме с общим эмиттером. Колебательный контур  $L_1C_1C_2C_3$ , настроенный на частоту кварцевого резонатора, находится в цепи коллектора. Часть развиваемого на этом контуре напряжения снимается с него с помощью емкостного делителя  $C_2C_3$  и подается через кварц на основание триода. В генераторе, выполненном по схеме рис. 208, б, отсутствует колебательный контур. Поэтому такой генератор дает колебания, богатые гармониками. Обратная связь здесь осуществляется с помощью емкостного делителя  $C_3C_2$ .

На рис. 208, в дана схема высокостабильного кварцевого генератора, выполненного на двух триодах. Положительная обратная связь в схеме осуществляется через кварц. В связи с этим частота генерируемых колебаний близка к частоте последовательного резонанса кварцевого резонатора.

На полупроводниковых триодах можно также собрать RC-генераторы синусоидальных колебаний, блокинг-генераторы, мультивибраторы и т. п. В качестве примера на рис. 209, а и б приведены соответственно схемы RC-генератора синусоидальных колебаний и мультивибратора. Данные элементов последнего подобраны так, что он генерирует колебания звуковой частоты и может быть использован для обучения приему на слух. При использовании триодов П1 или П6 развиваемая этим генератором мощность вполне достаточна для занятий группы в 5 —

7 человек. Если применить в нем более мощные триоды (П2 или П3), то такой генератор можно будет установить в зуммерном классе на 20—30 рабочих мест. В этом случае вместо телефонов следует включить понижающий трансформатор с коэффициентом трансформации 1 : 2 и напряжение с его вторичной обмотки подвести к коммутатору класса.

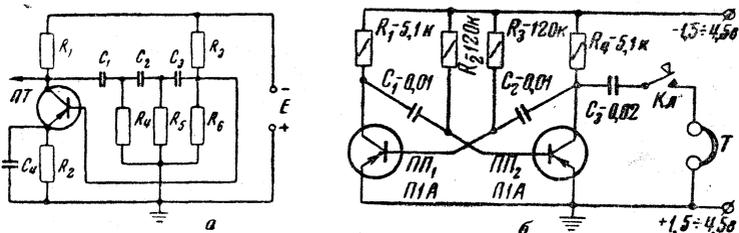


Рис. 209

Принцип действия этих генераторов аналогичен принципу действия подобных генераторов на электронных лампах и поэтому мы здесь его не рассматриваем.

### ПРИЕМНИКИ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Каждый радиоприемник, особенно супергетеродинный, сосредоточивает в себе целый комплекс различных радиотехнических устройств. В него входят усилители высокой, низкой и промежуточной частот, детектор, преобразователь частоты, гетеродины и т. п. Только освоив в надлежащей степени эти отдельные узлы и накопив необходимый практический опыт, радиолюбитель сможет перейти к построению схем приемников средних и длинных, а затем и коротких волн.

**Коротковолновый супергетеродин на любительских диапазонах.** На рис. 210 приведена принципиальная схема несложного связанного коротковолнового приемника, выполненного полностью на полупроводниковых триодах. Приемник имеет преобразователь частоты с отдельным гетеродином, два каскада усиления промежуточной частоты, диодный детектор, два каскада усиления низкой частоты и гетеродин для приема телеграфных радиостанций. Он рассчитан для приема радиостанций, работающих на 80-, 40-, 20- и 14-метровом любительских диапазонах.

Связь между антенной и входными контурами выбрана емкостной. Связь же триода ПТ<sub>1</sub> смесителя с этими контурами взята индуктивной.

Смеситель и гетеродин (триод ПТ<sub>2</sub>) выполнены по схеме с общим эмиттером. Напряжение от гетеродина вводится в цепь эмиттера смесительного триода. Это напряжение снимается с

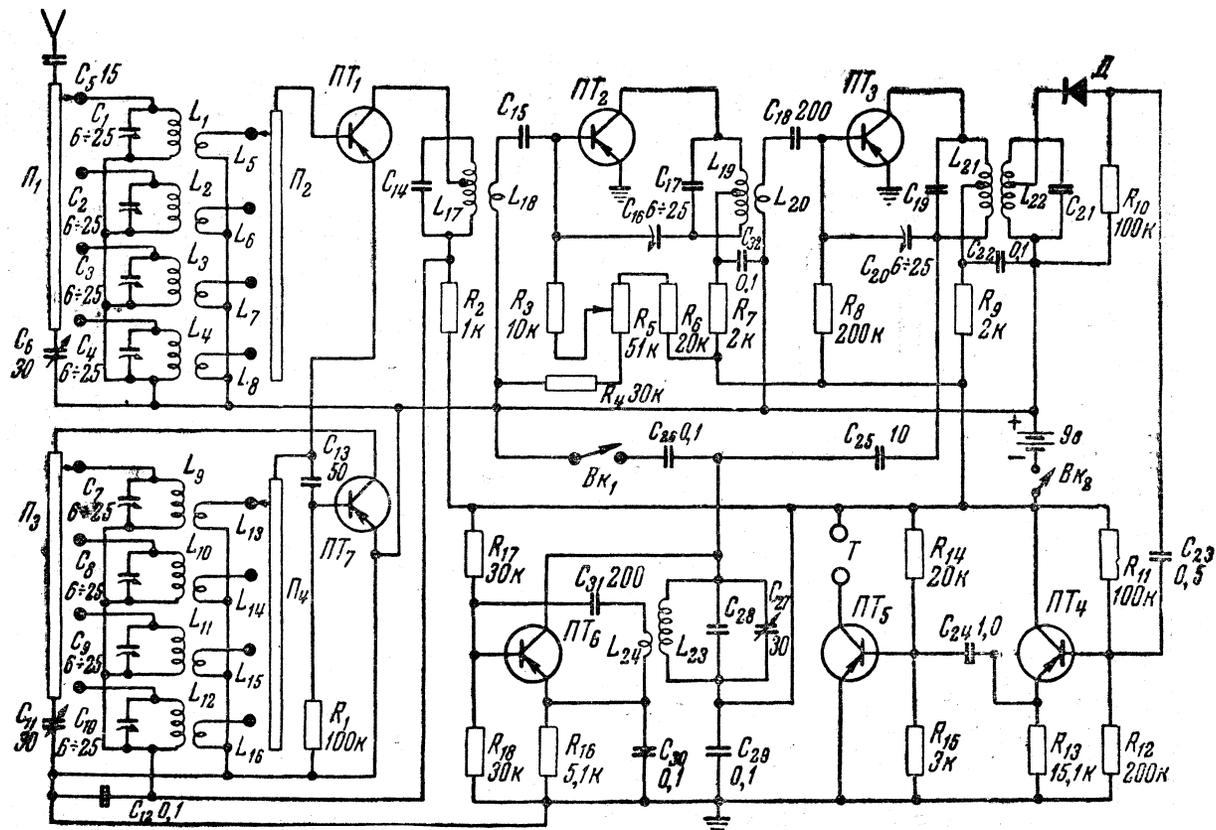


Рис. 210

помощью одной из катушек связи  $L_{13}$ ,  $L_{14}$ ,  $L_{15}$ ,  $L_{16}$ , которые служат одновременно и для создания положительной обратной связи в гетеродине. Так как перекрываемые приемником участки диапазонов узки, никакого специального сопряжения настроек входных и гетеродинных контуров не производится. Данные контурных катушек приведены в табл. 37.

В смесителе и гетеродине должны быть применены поверхностно-барьерные или диффузионные полупроводниковые триоды с граничной частотой не ниже  $18 \div 20$  Мгц. При наличии более высокочастотных триодов в приемник можно будет ввести еще и 10-метровый диапазон. Если же граничная частота имеющихся триодов окажется ниже указанной, придется исключить 14-метровый диапазон.

Усилитель промежуточной частоты работает на триодах ПТ<sub>2</sub> и ПТ<sub>3</sub>. В первом его каскаде использован одноконтурный фильтр, а во втором — двухконтурный, настроенные на частоту 465 кгц. Между коллектором и шасси включено примерно три четверти витков контурной катушки (по переменному току). Нижний (по схеме) конец катушки каждого контура связан через подстроечный конденсатор небольшой емкости ( $C_{16}$  и  $C_{19}$ ) с основанием того же триода. Таким путем в каждом каскаде осуществляется нейтрализация вредного действия паразитной емкости коллектор — основание. Связь между контурами принята индуктивной.

Таблица 37

ДАнные КОНТУРНЫХ КАТУШЕК ПРИЕМНИКА

Диапазон волн, м	Катушки выходных контуров			Провод	Катушки связи			Провод	Катушки контуров гетеродина			Провод	Катушки связи			Провод
	$L_1$	$L_2$	Число витков		$L_5$	Число витков	$L_9$		Число витков	$L_{13}$	Число витков		$L_{16}$			
14	$L_1$	8	ПЭ 0,8	$L_5$	3	ПЭ 0,2	$L_9$	8	ПЭ 0,8	$L_{13}$	4	ПЭ 0,2				
20	$L_2$	12	ПЭ 0,5	$L_6$	4	ПЭ 0,2	$L_{10}$	11	ПЭ 0,5	$L_{14}$	5	ПЭ 0,2				
40	$L_3$	22	ПЭ 0,3	$L_7$	7	ПЭ 0,2	$L_{11}$	19	ПЭ 0,3	$L_{15}$	6	ПЭ 0,2				
80	$L_4$	50	ПЭ 0,17	$L_8$	10	ПЭ 0,17	$L_{12}$	45	ПЭ 0,17	$L_{16}$	10	ПЭ 0,17				

Примечание. Диаметр каркасов всех катушек равен 12 мм.

Регулировка усиления приемника производится изменением напряжения смещения на основании триода ПТ<sub>2</sub> первого каскада усиления промежуточной частоты. При перемещении подвижного контакта потенциометра  $R_5$  вправо отрицательное напряжение смещения на основании увеличивается и громкость приема возрастает.

В усилителе могут быть использованы контуры от полосовых фильтров любой конструкции, настроенных на промежуточную частоту. Желательно, чтобы добротность этих контуров была

как можно более высокой. Число витков катушек связи должно составлять примерно 20% общего числа витков контурных катушек.

Гетеродин для приема телеграфных сигналов выполнен на триоде ПТ<sub>6</sub> по схеме с индуктивной обратной связью. Напряжение от него подается через конденсатор  $C_{25}$  на первый контур  $C_{19}L_{21}$  полосового фильтра  $C_{19}L_{21}L_{22}C_{21}$ . Во время приема телефонных радиостанций контур гетеродина замыкается через конденсатор  $C_{26}$  переключателем  $Bк_1$ . Этот контур имеет такие же данные, как и контуры полосовых фильтров. Число витков катушки связи  $L_{24}$  составляет 10÷12% числа витков катушки контура.

Детектор в приемнике — диодный. Усилитель низкой частоты содержит два каскада. Первый из них, работающий на триоде ПТ<sub>4</sub>, собран по схеме с общим коллектором, а второй, в котором применен триод ПТ<sub>5</sub>, — по схеме с общим эмиттером. Головные телефоны включены непосредственно в цепь коллектора оконечного каскада усилителя низкой частоты.

В усилителе промежуточной и низкой частоты могут быть применены триоды типа П1 и П6, имеющие соответственные граничные частоты. Питание приемника производится с помощью двух соединенных последовательно батареек от карманного фонаря; потребляемый ток не превышает 4—5 ма.

---

---

## Глава V

### ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

В настоящее время наиболее удобным с технической точки зрения и выгодным в экономическом отношении является питание аппаратуры от сети переменного тока. С помощью соответствующих трансформаторов и выпрямительных устройств легко можно получить все необходимые напряжения для питания как накальных, так и анодных цепей радиостанции любой мощности.

В настоящей главе рассматриваются вопросы питания приемных и передающих устройств от осветительной сети переменного тока.

#### ВЫПРЯМИТЕЛИ

**Однополупериодные выпрямители.** Однополупериодные выпрямители являются простейшими. Они обычно используются для питания несложных маломощных приемников и других устройств, потребляющих ток не более 40—50 *ма*, в которых допускается несколько повышенная пульсация переменного тока.

На рис. 211, *а* приведена схема простейшего однополупериодного бестрансформаторного выпрямителя, в котором в качестве вентиля используется кенотрон с высоковольтным накалом 30Ц1С. Нити накала всех остальных ламп питаемой выпрямителем установки в этом случае соединяются последовательно с нитью накала кенотрона и через гасящее сопротивление  $R_1$ , величина которого зависит от количества включенных ламп, подключаются к питающей сети.

На рис. 211, *б* показана схема однополупериодного выпрямителя, в котором для повышения напряжения сети, а также для питания нитей накала ламп используется силовой трансформатор. В выпрямителе, схема которого приведена на рис. 211, *в*, для повышения напряжения сети применен автотрансформатор. Следует иметь в виду, что к установкам, питаемым от бестрансформаторных выпрямителей или от выпрямителей с автотрансформаторами, заземление можно подключать только через раз-

делительный конденсатор емкостью 5 000—10 000  $n\phi$ , рассчитанный на утроенное напряжение питающей сети.

В любой из рассмотренных схем кенотрон можно заменить селеновым столбиком или полупроводниковыми диодами. Схема такого однополупериодного выпрямителя с силовым трансформатором изображена на рис. 211, 2.

Основные параметры некоторых кенотронов приведены в табл. 38, полупроводниковых силовых диодов — в табл. 39 и селеновых шайб — в табл. 40.

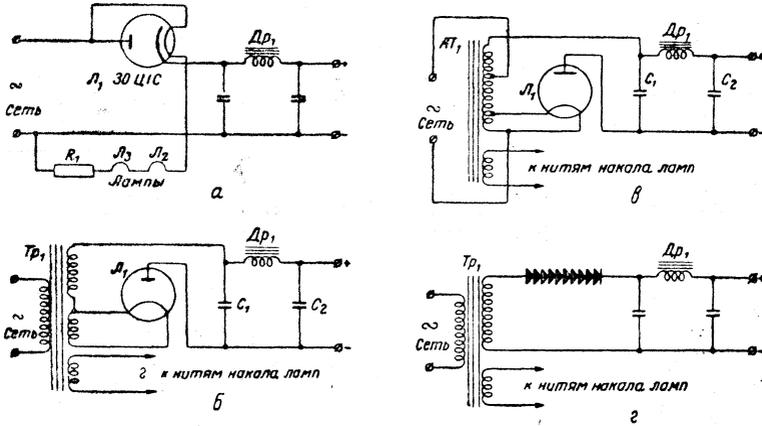


Рис. 211

Максимальная амплитуда обратного напряжения в однополупериодных выпрямителях равна почти утроенному напряжению на их выходе:

$$U_{обр} = 2,7 U_0,$$

где  $U_{обр}$  — обратное напряжение;

$U_0$  — выпрямленное напряжение на выходе выпрямителя.

Если в выпрямителе в качестве вентиля применяются полупроводниковые диоды и допустимое обратное напряжение имеющегося диода меньше действующего обратного напряжения на вентиле, то соединяют последовательно несколько диодов. Число их подбирают таким, чтобы сумма допустимых обратных напряжений диодов была не меньше, чем действующее обратное напряжение на вентиле выпрямителя. При этом каждый из полупроводниковых диодов шунтируют сопротивлением порядка 100  $ком$ . Назначение этих сопротивлений состоит в том, чтобы действующее обратное напряжение распределить равномерно между диодами. Если указанные сопротивления не включить, то вследствие того, что обратные сопротивления диодов неодинаковы, обратное напряжение между ними распределится неравномерно и тот диод, на котором это напряжение окажется

Таблица 38

## ОСНОВНЫЕ ДАННЫЕ КЕНОТРОНОВ

Обозначение лампы	Габаритные размеры, мм	Количество анодов	Накал			Максимально допустимый выпрямленный ток, ма	Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения, в	Максимально допустимый импульс тока анода, ма	Среднее внутреннее сопротивление (на 1 анод), ом	Максимальное выпрямленное напряжение, в
			род накала	напряжение, в	ток, а					
1Ц1С	32,3×90	1	Прямой	0,7	0,185	0,5	15 000	5	7 500	5 000
1Ц7С	32×105	1	»	1,25	0,2	2,0	30 000	17	14 000	10 000
1Ц11П	19×65	1	»	1,2	0,2	0,3	20 000	2	20 000	6 700
2Ц2С	40×114	1	»	2,5	1,75	7,0	12 500	100	4 500	4 200
5Ц3С	52×140	2	»	5,0	3,0	125×2	1 700	750×2	200	570
5Ц4М	33×92	2	Косвенный	5,0	2,0	70×2	1 550	415×2	150	520
5Ц4С	42×115	2	»	5,0	2,0	62,5×2	1 350	375×2	150	450
5Ц8С	52×134	2	»	5,0	5,0	210×2	1 700	1 200×2	200	570
5Ц9С	45,3×93	2	»	5,0	3,0	102×2	1 700	600×2	300	570
6Х2П	19×48	2	»	6,3	0,3	10×2	450	90×2	250	150
6Х6С	33×85	2	»	6,3	0,3	9×2	465	50×2	500	150
6Ц4П	19×62	2	»	6,3	0,6	37×2	1 000	300×2	250	400
6Ц5С	32,3×75	2	»	6,3	0,6	37×2	1 375	300×2	250	460
6Ц10П	22,5×75	1	»	6,3	1,05	120	4 500	450	100	1 500
3Ц6С	42×115	2	»	30,0	0,3	60×2	500	500×2	150	200
В1-0,03/13	32,3×120	1	Прямой	2,5	4,65	30	13 000	300	1 000	4 500
В1-0,02/20	40×125	1	»	2,5	3,2	20	20 000	100	2 000	7 000
В1-0,1/30	59×129	1	»	5	5	100 (150)	30 000 (15 000)	400 (600)	1 000	10 000 (5 000)

## ОСНОВНЫЕ ДАННЫЕ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

Обозначение диода	Электрические данные при температуре 20—5°С						Предельно допустимые эксплуатационные данные	
	выпрям- ленный ток, ма	Прямой ток		Обратный ток		пробивное обратное напряже- ние, в	наибольшая амплитуда обратного напряжения, в	кратковре- менный ток через диод, а
		при нап- ряжении, в	на менее, ма	при обрат- ном нап- ряжении, в	не более, ма			
ДГ-Ц21 . . . . .	300	0,5	300	50	0,5	75	50	25
ДГ-Ц22 . . . . .	300	0,5	300	100	0,5	150	100	25
ДГ-Ц23 . . . . .	300	0,5	300	150	0,5	225	150	25
ДГ-Ц24 . . . . .	300	0,5	300	200	0,5	300	200	25
ДГ-Ц25 . . . . .	100	0,3	100	300	0,3	450	300	25
ДГ-Ц26 . . . . .	100	0,3	100	350	0,3	525	350	25
ДГ-Ц27 . . . . .	100	0,3	100	400	0,3	600	400	25

Таблица 40

## ПАРАМЕТРЫ СЕЛЕНОВЫХ ШАЙБ

Наружный диаметр селеновых шайб, мм	5	6,5	7,2	10	18	20	25	30	35	45	50	67	80	84	100	112	130
Максимально допустимый выпрямленный ток, ма . . . . .	2	3,5	4,5	10	25	35	75	125	140	275	330	670	1 000	1 150	1 700	2 200	3 000
Внутреннее сопротивление одного диска, ом	450	250	200	80	35	25	10	6	5	2,5	2	0,9	0,55	0,47	0,3	0,23	0,17
Максимально допустимый выпрямленный ток в нагрузке выпрямителя при однополупериодном выпрямлении, ма . . . . .	2	3,5	4,5	10	25	35	75	125	140	275	330	670	1 000	1 150	1 700	2 200	3 000
Максимально допустимый выпрямленный ток в нагрузке выпрямителя при двухполупериодном выпрямлении, ма . . . . .	4	7	9	20	50	70	150	250	280	550	660	1 340	2 000	2 300	3 400	4 400	6 000

большим, пробьется. Пробой одного из диодов вызовет повышение обратного напряжения на остальных диодах, и они также пробьются. Таким образом, отсутствие распределительных сопротивлений может привести к пробую цепочки диодов.

При использовании в качестве выпрямительных элементов селеновых столбиков количество селеновых шайб в столбике должно быть равным:

$$N = \frac{U_{\text{обр}}}{25}.$$

Максимальный импульс тока  $I_m$  через выпрямительный элемент равен:

$$I_m = 7I_0.$$

Чтобы определить, какое напряжение необходимо иметь на вторичной обмотке силового трансформатора для получения на нагрузке требуемого выпрямленного напряжения, необходимо подсчитать внутреннее сопротивление выпрямителя  $R_g$ :

$$R_g = R_i + r_{\text{тр}},$$

где  $R_i$  — внутреннее сопротивление выпрямительного элемента;  
 $r_{\text{тр}}$  — полное сопротивление вторичной обмотки силового трансформатора. Его можно подсчитать по формуле:

$$r_{\text{тр}} = 0,09 \cdot A.$$

Значение коэффициента  $A$  зависит от величины выпрямленного тока и напряжения и находится по графику, приведенному на рис. 212.

Напряжение на вторичной обмотке трансформатора должно быть равным:

$$U_2 = 0,75 U_0 + 3,8 I_0 \cdot R_B.$$

Очевидно, что при определении  $U_0$  следует учитывать падение напряжения на дросселе фильтра:

$$U_0 = U_{\text{он}} + I_0 R_{\Phi},$$

где  $U_{\text{он}}$  — напряжение на нагрузке;

$R_{\Phi}$  — сопротивление дросселя фильтра в ом.

Ток во вторичной обмотке трансформатора  $I_2$  равен:

$$I_2 = 2I_0 + 0,01 \frac{U_0}{R_B}.$$

Ток в первичной обмотке трансформатора составляет:

$$I_1 = 1,2 \frac{U_2}{U_1} \sqrt{I_2^2 - I_0^2} + I_3 \frac{u_3}{u_1} + I_4 \frac{u_4}{u_1} + \dots,$$

где  $u_3$ ,  $u_4$ ,  $I_3$  и  $I_4$  — соответствующие токи и напряжения дополнительных (накальных) обмоток.

Минимальное значение входной емкости фильтра в мкф:

$$C_1 = \frac{62800 I_0}{U_0}$$

Двухполупериодные выпрямители. Двухполупериодные выпрямители получили наиболее широкое распространение в радиолюбительской практике. Они применяются для питания

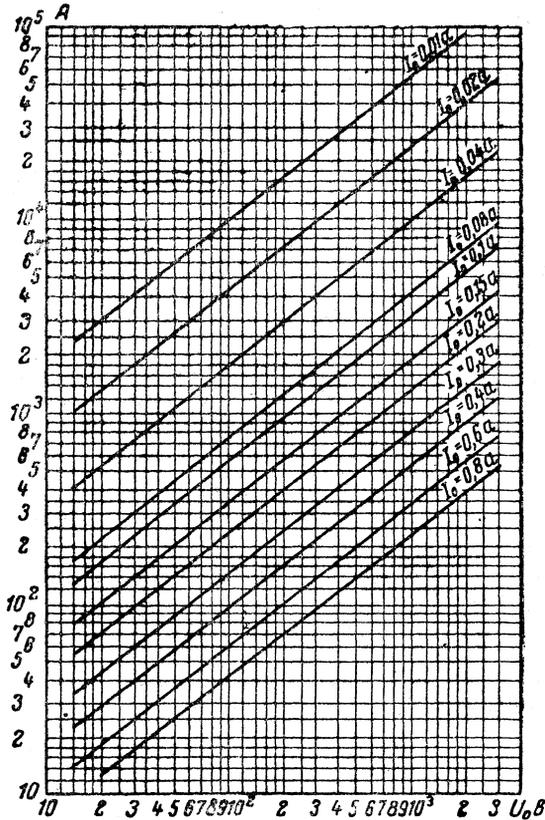


Рис. 212

приемной и усилительной аппаратуры средней мощности, измерительных приборов, любительских радиостанций и т. д. Принципиальная схема кенотронного двухполупериодного выпрямителя приведена на рис. 213, а, а селенового — на рис. 213, б.

Преимущество двухполупериодных выпрямителей заключается в том, что в них вследствие использования обоих полупериодов переменного напряжения частота пульсации выпрямленного напряжения получается в два раза выше частоты пульсации

при однополупериодном выпрямлении (частота пульсации в два раза выше частоты питающего переменного напряжения). Благодаря этому при одном и том же сглаживающем фильтре величина пульсации на выходе двухполупериодного выпрямителя будет значительно меньше, чем однополупериодного.

Недостатком двухполупериодного выпрямителя является необходимость применения силового трансформатора со сравнительно высоким напряжением на вторичной обмотке равным почти двойному выпрямленному напряжению. В кенотронных двухполупериодных выпрямителях удобнее всего применять двуханодные кенотроны.

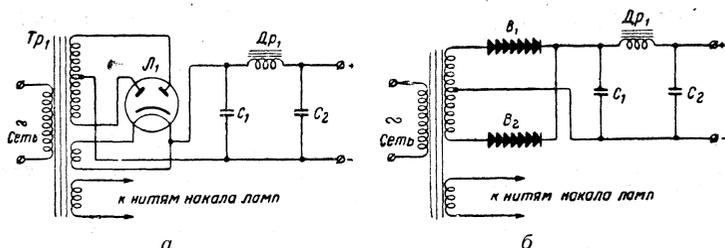


Рис. 213

Максимальная амплитуда обратного напряжения при двухполупериодной схеме равна почти утроенному напряжению на выходе выпрямителя:

$$U_{обр} = 2,7 U_0.$$

Максимальный импульс тока, проходящего через выпрямительный элемент, равен:

$$I_m = 3,5 I_0.$$

Выпрямленный ток, протекающий через каждый выпрямительный элемент:

$$I'_0 = \frac{1}{2} I_0.$$

Внутреннее сопротивление одной фазы (половины) выпрямителя составляет:

$$R'_B = R_i + 0,18 A.$$

(Коэффициент  $A$  находится по графику, приведенному на рис. 212.) Полное внутреннее сопротивление выпрямителя  $R_B = \frac{1}{2} R'_B$ .

Напряжение на каждой половине вторичной обмотки силового трансформатора должно быть равным:

$$U_2 = 0,75 U_0 + 1,9 I_0 R_B.$$

Полное напряжение на вторичной обмотке:

$$U_{2 \text{ полн}} = 2 \cdot U_2.$$

Ток во вторичной обмотке трансформатора составляет:

$$I_2 = I_0 + 0,01 I_4 \frac{U_0}{R_B}.$$

Ток в первичной обмотке трансформатора равен:

$$I_1 = 1,7 I_2 \cdot \frac{U_2}{U_1} + I_3 \frac{U_3}{U_1} + I_4 \frac{U_4}{U_1} + \dots$$

Минимальное значение входной емкости фильтра в мкф:

$$C_1 = \frac{31\,400 I_0}{U_0}.$$

**Мостовая схема выпрямителя.** Собирать выпрямители по мостовым схемам (рис. 214) наиболее удобно при использовании в качестве вентилях селеновых столбиков и полупроводниковых диодов. Работает схема следующим образом. Когда на нижнем конце вторичной обмотки силового трансформатора, обозначенном на схеме рис. 214, *a* буквой *a*, появляется положительный потенциал переменного напряжения, то в цепи, состоящей из вентиля  $B_1$ , низкочастотного дросселя  $Dp_1$ , нагрузки, вентиля  $B_4$  и вторичной обмотки силового трансформатора, пойдет ток. Направление этого тока показано на схеме стрелками, помеченными буквами  $I_a$ . В следующий полупериод переменного напряжения, когда положительный потенциал появится в верхнем конце вторичной обмотки силового трансформатора, ток пойдет через цепь, состоящую из вентиля  $B_2$ , того же низкочастотного дросселя  $Dp_1$ , нагрузки, вентиля  $B_3$  и вторичной обмотки силового трансформатора. Направление этого тока показано на схеме стрелками, помеченными буквами  $I_b$ . Таким образом, токи  $I_a$  и  $I_b$  проходят через нагрузку в одном направлении и, следовательно, в этой схеме для выпрямления используются оба полупериода выпрямленного напряжения. Частота пульсаций здесь получается равной удвоенной частоте переменного напряжения питающей сети.

Преимуществом рассмотренной схемы по сравнению с обычной двухполупериодной схемой является снижение почти вдвое напряжения на вторичной обмотке трансформатора при одинаковых выпрямленных напряжениях. Кроме того, при одинаковых выпрямленных напряжениях и токах размеры силового трансформатора при мостовой схеме могут быть несколько меньшими, чем при обычной двухполупериодной.

Если от вторичной обмотки силового трансформатора выпрямителя, собранного по мостовой схеме, вывести среднюю точку (рис. 214, *b*), то, кроме нормального выпрямленного напряже-

ния  $U_0$ , можно получить еще и половинное напряжение, равное  $\frac{1}{2} U_0$ . Оно создается обычной двухполупериодной схемой, в которой в качестве вентилей используются селеновые столбики (или диоды)  $B_3$  и  $B_4$ .

В случае применения в выпрямителе, собранном по мостовой схеме, в качестве вентилей кенотронов для питания их нитей накала на силовом трансформаторе необходимо иметь три отдельные хорошо изолированные друг от друга накальные обмотки.

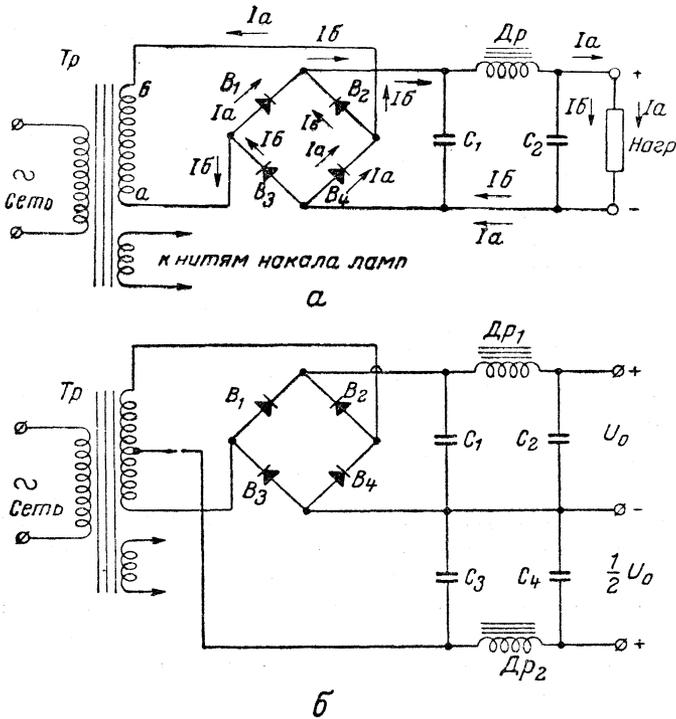


Рис. 214

Максимальная амплитуда обратного напряжения при мостовой схеме равна:

$$U_{\text{обр}} = 1,4 U_0.$$

Максимальный импульс выпрямленного тока составляет:

$$I_m = 3,5 I_0.$$

Выпрямленный ток, протекающий через каждый выпрямительный элемент, равен:

$$I'_0 = \frac{1}{2} I_0.$$

Внутреннее сопротивление одной фазы:

$$R_B = 2R_i + 0,15 A.$$

(Коэффициент  $A$  находится по графику, приведенному на рис. 212.)

Полное внутреннее сопротивление выпрямителя:

$$R'_B = \frac{1}{2} R_B.$$

Напряжение на вторичной обмотке силового трансформатора должно быть равным:

$$U_2 = 0,75 U_0 + I_0 R_B.$$

Ток во вторичной обмотке силового трансформатора:

$$I_2 = I_0 + 0,005 \frac{U_0}{R_B}.$$

Ток в первичной обмотке трансформатора:

$$I_1 = \frac{1}{2} I_2 \frac{U_2}{U_1} + I_3 \frac{U_3}{U_1} + I_4 \frac{U_4}{U_1} + \dots$$

Минимальное значение входной емкости фильтра в  $\mu\text{кф}$ :

$$C_1 = \frac{31\,400 \cdot I_0}{U_0}.$$

**Схемы с удвоением напряжения.** Действие выпрямителей с умножением напряжения основано на использовании для этого умножения свойств конденсаторов накапливать и в течение некоторого времени сохранять электрическую энергию. Чем больше емкость входящих в выпрямитель конденсаторов, тем большее количество электрической энергии они сохраняют и тем выше при одной и той же нагрузке получается выпрямленное напряжение. Поэтому в таких выпрямителях удобнее всего применять электролитические конденсаторы, которые, имея небольшие размеры, обладают значительной емкостью.

Схемы выпрямителей с удвоением напряжения, получивших наиболее широкое распространение в радиолюбительской практике, приведены на рис. 215, *а* и *б*. В первой из них в качестве вентилей используется кенотрон 30Ц6С, а во второй — селеновые столбики.

Выпрямитель, собранный по схеме с удвоением напряжения, можно рассматривать как состоящий из двух последовательно соединенных однополупериодных выпрямителей, каждый из которых имеет свой вентиль и создает на своей выходной емкости напряжение, равное половине полного выпрямленного напряжения. В одном из этих выпрямителей работает вентиль

$B_1$  (рис. 215, б) с конденсатором  $C_1$ , а в другом — вентиль  $B_2$  с конденсатором  $C_2$ . Так как катод вентиля  $B_2$  соединен с анодом вентиля  $B_1$ , то они работают поочередно. Во время одного полупериода переменного напряжения, когда положительный потенциал имеет место на аноде вентиля  $B_1$  и катоде вентиля  $B_2$ , ток проходит через вентиль  $B_1$  в направлении, показанном стрелкой на чертеже, и заряжает конденсатор  $C_1$ . Во время другого полупериода на аноде вентиля  $B_1$  действует отрицательный потенциал и этот вентиль оказывается запертым.

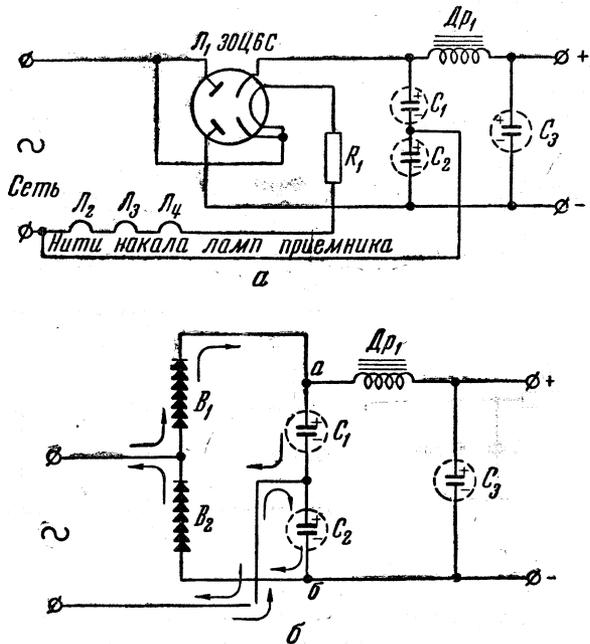


Рис. 215

Но в то же время на аноде второго вентиля  $B_2$  появляется положительный потенциал, он открывается и ток, проходящий через него, заряжает конденсатор  $C_2$ . Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  соединены последовательно, вследствие чего напряжение на выходе выпрямителя между точками  $a$  и  $b$ , равное сумме напряжений на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$ , получается примерно в два раза больше, чем при однополупериодном выпрямлении.

В рассмотренной схеме используются оба полупериода переменного напряжения, вследствие чего частота пульсации равна удвоенной частоте напряжения питающей сети.

При использовании в выпрямителе кенотронов прямого накала или кенотронов косвенного накала, не имеющих отдельных изолированных от нити накала катодов, для питания

их нитей приходится применять накальный трансформатор, имеющий две отдельные хорошо изолированные друг от друга обмотки. Если выпрямитель собран по бестрансформаторной схеме, то заземление к питаемой установке можно подключать только через конденсатор небольшой емкости — 500—1 000 *пф*.

### СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Как уже отмечалось ранее, для уменьшения пульсации выпрямленного напряжения служат сглаживающие фильтры. Фильтры выпрямителей, работающих на емкостную нагрузку, представляют собой обычно одно или несколько Г-образных звеньев типа *LC*, состоящих из низкочастотных дросселей и конденсаторов большой емкости. Схема такого однозвенного фильтра приведена на рис. 216, *а*, а двухзвенного на рис. 216, *б*.

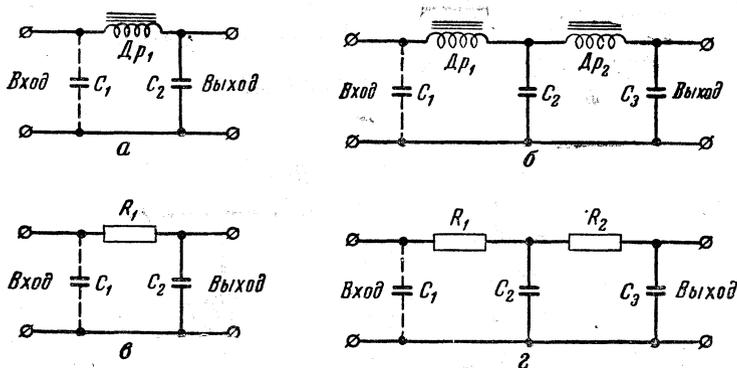


Рис. 216

Второе звено добавляется к фильтру обычно в тех случаях, когда по тем или иным соображениям требуется повышенная фильтрация или когда элементы однозвенного фильтра получаются слишком громоздкими и неудобными в конструктивном отношении.

Фильтры с дросселями применяются для сглаживания токов, превышающих 15—20 *ма*. При меньших токах целесообразнее применять фильтры, в которых вместо дросселей используются активные сопротивления (фильтры *RC*, рис. 216, *в* и *г*), так как такие фильтры дешевле, имеют меньший вес и размеры. В ряде случаев применяют комбинированные фильтры, состоящие из одного звена типа *LC* и одного-двух звеньев типа *RC*. После первого звена такого фильтра включается нагрузка, потребляющая сравнительно большой ток и не требующая очень высокой степени сглаживания (например, выходной каскад усилителя низкой частоты приемника), а после второго звена — каскады, потребляющие меньший ток и требующие более высокой

фильтрации (например, каскады предварительного усиления низкой частоты).

Чем больше индуктивность дросселя фильтра (или сопротивления  $R$ ) и емкость его конденсаторов, тем меньшую пульсацию имеет напряжение на его выходе. Однако применение дросселей слишком большой индуктивности и конденсаторов слишком большой емкости значительно повышает стоимость фильтра и увеличивает его размеры. Поэтому при определении данных элементов фильтра обычно исходят не из того, чтобы получить идеальное сглаживание, а из соображения допустимого уровня пульсации выпрямленного напряжения для питаемой от данного выпрямителя аппаратуры.

Допустимый коэффициент пульсации  $S$ , показывающий в процентном выражении, какую часть от постоянной слагающей выпрямленного напряжения составляет амплитуда переменной слагающей, для мощных двухтактных усилителей низкой частоты составляет 0,5—2, одноктактных выходных каскадов приемников и усилителей низкой частоты — 0,1—0,5, промежуточных каскадов усиления низкой частоты и каскадов усиления высокой и промежуточной частоты приемника — 0,1—0,05, цепей смещения — 0,005—0,001% и т. д.

При расчете данных рассмотренных однозвенных фильтров однополупериодных выпрямителей, работающих от 50-периодной сети переменного тока, можно пользоваться следующим соотношением:

$$L_1 (\text{гн}) \cdot C_2 (\text{мкф}) = \frac{100}{S} \text{ — для однополупериодного выпрямления;}$$

$$L_1 (\text{гн}) \cdot C_2 (\text{мкф}) = \frac{25}{S} \text{ — для двухполупериодного.}$$

Для двухзвенных фильтров:

$$L_1 \cdot C_2 = L_2 \cdot C_3 = \frac{32}{\sqrt{S}} \text{ — при однополупериодном выпрямлении}$$

и

$$L_1 \cdot C_2 = L_2 \cdot C = \frac{8}{\sqrt{S}} \text{ — при двухполупериодном.}$$

В этих формулах  $L_1$  и  $L_2$  — индуктивности дросселей в гн,  $C_1$  и  $C_2$  — емкости конденсаторов в мкф.

Для иллюстрации рассчитаем фильтр двухполупериодного выпрямителя, питающего одноктактный выходной каскад приемника.

Примем коэффициент пульсации  $S = 0,1$ . Тогда произведение  $L_1 C_2$  должно быть равно:

$$L_1 C_2 = \frac{25}{0,1} = 250.$$

Если в фильтре установить дроссель индуктивностью 10 гн, то емкость конденсатора  $C_2$  должна быть равной:

$$C_2 = \frac{250}{10} = 25 \text{ мкф.}$$

При расчете фильтров, состоящих из сопротивлений и конденсаторов, следует пользоваться соотношениями:

$$R_1 \cdot C_2 = \frac{30\,000}{S} \text{ — при однополупериодном выпрямлении}$$

и

$$R_1 \cdot C_2 = \frac{15\,000}{S} \text{ — при двухполупериодном.}$$

Для двухзвенных фильтров:

$$R_1 \cdot C_2 = R_2 \cdot C_3 = \frac{10\,000}{\sqrt{S}} \text{ — при однополупериодном. вы-}$$

прямлении,

и

$$R_1 \cdot C_2 = R_2 \cdot C_3 = \frac{5\,000}{\sqrt{S}} \text{ — при двухполупериодном.}$$

Здесь, как и в предыдущих формулах,  $C$  — емкость конденсаторов в мкф, а  $R$  — сопротивление фильтра в ом.

### УПРОЩЕННЫЙ КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Для того чтобы определить, какие размеры должен иметь сердечник трансформатора, нужно прежде всего подсчитать его мощность. Общая мощность силового трансформатора складывается из суммы мощностей, потребляемых от всех его вторичных обмоток (повышающей и накальных), и расхода энергии на потери в сердечнике.

Потребляемая во вторичных цепях трансформатора мощность равна:

$$P_1 = P_2 + P_3 + P_4 + \dots,$$

где  $P_2$  — мощность, расходуемая в цепи повышающей обмотки;  $P_3$ ,  $P_4$  и т. д. — мощности, расходуемые в цепях соответствующих накальных обмоток.

$$P_3 = U_3 I_3; \quad P_4 = U_4 I_4 \text{ и т. д.}$$

При подсчетах мощности, расходуемой в цепи повышающей обмотки, следует иметь в виду, что

## ТИПОВЫЕ ДАННЫЕ Ш-ОБРАЗНЫХ ПЛАСТИН И СЕРДЕЧНИКОВ

Тип сердечника	Ширина среднего выступа $l_c$	Окно			Средняя длина магнитной силовой линии $l_m$	Типовые пакеты				Средняя длина витка на обмотку $l_v$	Ширина боковых выступов и перемычек $l_6$	Ширина (длина) перемычки $l$	Высота $A$
		ширина $l_0$	высота $h_0$	площадь $Q_0$		толщина $d_c$	сечение среднего выступа $Q_c$	чистое сечение стали $Q_{жс}$	общий объем стали $V_c$				
Ш-16 . .	16	8	24	1,92	9,7	16	2,56	2,25	21,5	8,85	8	48	40
Ш-18 . .	18	9	27	2,43	10,9	18	3,24	2,85	31,0	10,05	9	54	45
Ш-19 . .	19	17	46	7,81	14,3	19	3,62	3,07	57,1	12,95	11	75	68
Ш-19 . .	19	17	46	7,81	14,3	27	5,12	4,36	81,5	14,55	11	75	68
Ш-19 . .	19	17	56	9,52	16,3	19	3,62	3,07	62,0	12,95	11	75	78
Ш-20 ук.	20	18	30	5,40	10,86	20	4,00	3,40	59,5	13,1	13	82	56
Ш-20 . .	20	18	30	5,40	10,86	30	6,00	5,10	89,5	15,65	13	82	56
Ш-20 . .	20	18	56	10,07	15,46	20	4,00	3,40	80,0	13,1	13	82	82
Ш-20 . .	20	18	56	10,07	15,46	30	6,00	5,10	120,0	15,65	13	82	82
Ш-20 . .	20	10	30	3,00	12,1	20	4,00	4,0	43,0	11,14	10	60	50
Ш-20 . .	20	17	46	7,81	16,2	20	4,00	3,6	60,0	13,35	11	75	68

III-20 . .	20	17	46	7,81	16,2	20	6,00	5,4	90,0	15,35	11	75	68
III-21 . .	21	19	38	7,22	11,8	27	5,68	4,93	119,9	15,72	16	91	70
III-21 . .	21	19	38	7,22	11,8	43	9,03	7,85	181,5	18,95	16	91	70
III-22 . .	22	11	33	3,63	13,4	22	4,84	4,55	58,0	12,3	11	66	55
III-24 . .	24	12	36	4,32	14,6	24	5,76	5,3	78,0	13,4	12	72	60
III-25 . .	25	31,5	58	18,2	23,0	25	6,25	5,4	152,0	19,9	16	120	90
III-25 . .	25	25	60	15,0	18,75	25	6,25	5,4	137,0	17,85	15	105	90
III-25 . .	25	25	60	15,0	18,75	35	8,75	7,44	192,0	19,85	15	105	90
III-25 . .	25	25	60	15,0	18,75	40	10,0	8,50	219,0	20,85	15	105	90
III-25 . .	25	25	60	15,0	18,75	50	12,5	10,63	274,0	22,85	15	105	90
III-25 . .	25	25	60	15,0	18,75	65	16,2	13,81	356,0	25,85	15	105	90
III-26 . .	26	13	39	5,07	15,8	26	6,76	6,3	99,0	14,5	13	78	65
III-28 . .	28	14	42	5,88	17,0	28	7,84	6,9	116,2	15,6	14	84	70
III-28 . .	28	23,5	50	11,7	19,6	40	11,2	10,0	206,0	21,0	15	105	80
III-30 . .	30	15	45	6,75	18,2	30	9,0	7,9	142,0	16,7	15	90	75
III-30 . .	30	15	45	6,75	18,2	60	18,0	15,8	284,0	22,7	15	90	75

Тип сердечника	Ширина среднего выступа $l_c$	Окно			Средняя длина магнитной силовой линии $l_M$	Типовые пакеты				Средняя длина витка обмотки $l_B$	Ширина боковых выступов и перемычек $l_6$	Ширина (длина) перемычки $l$	Высота $h$
		ширина $l_0$	высота $h_0$	площадь $Q_0$		толщина $d_c$	сечение среднего выступа $Q_c$	чистое сечение стали $Q_{ж}$	общий объем стали $V_c$				
Ш-30 . .	30	27	54	14,6	16,7	38	11,4	9,7	282,0	21,9	20	124	94
Ш-30 . .	30	27	54	14,6	16,7	60	18,0	15,3	446,0	26,45	20	124	94
Ш-32 . .	32	16	48	7,68	19,4	32	10,24	9,0	173,0	17,8	16	96	80
Ш-32 . .	32	36	72	25,9	28,4	35	11,20	10,0	295,0	24,7	18	140	108
Ш-36 . .	36	18	54	9,72	21,9	36	12,96	11,5	280,0	20,1	18	108	90
Ш-40 . .	40	20	60	12,0	24,3	40	16,0	15,0	410,0	22,3	20	120	100
Ш-40 . .	40	30	70	21,0	28,0	40	16,0	14,5	400,0	25,4	—	—	—
Ш-40 . .	40	30	70	21,0	28,0	80	32,0	29,0	800,0	33,5	—	—	—

$P_2 = 0,95 U_2 I_2$  — для схемы однополупериодного выпрямления;

$P_2 = 1,7 U_2 I_2$  — для схемы двухполупериодного выпрямления;

$P_2 = U_2 I_2$  — для мостовой схемы и схемы с удвоением напряжения.

Как правило, потери в сердечнике силового трансформатора любительских радиоприемников и усилителей колеблются в пределах от 10 до 15%. Поэтому мощность, потребляемая из сети  $P_{\text{перв}}$ , будет на 10—15% больше, чем мощность  $P$ , подсчитанная по приведенной выше формуле, и определится из следующего выражения:

$$P_{\text{перв}} = 1,15 \cdot P.$$

Далее следует определить сечение сердечника  $Q_{\text{ж}}$  в  $\text{см}^2$  для трансформатора:

$$Q_{\text{ж}} = 1,2 \sqrt{P_{\text{перв}}}.$$

Под сечением сердечника  $Q_{\text{ж}}$  подразумевается произведение ширины пластины сердечника (или средней части пластины при Ш-образном сердечнике) на толщину всей пачки пластин.

Когда сечение будет определено, необходимо рассчитать число витков  $N$ , приходящееся на 1 в напряжения, пользуясь следующей упрощенной формулой:

$$N = \frac{50}{Q_{\text{ж}}}.$$

Число витков первичной обмотки  $w_1$  должно быть равным:

$$w_1 = U_1 \cdot N,$$

где  $U_1$  — напряжение электросети.

Число витков любой из вторичных (в том числе и начальных) обмоток подсчитывается по формуле:

$$w_2 = 1,1 U_2 N.$$

Следующим этапом расчета трансформатора является определение диаметров проводов обмоток. Диаметр провода обмотки  $d$  (по меди) в  $\text{мм}$  находится из выражения:

$$d = 0,8 \sqrt{I} (a).$$

В первичной обмотке трансформатора часто делают отводы для включения ее в сеть, имеющую различные напряжения, или чтобы поддерживать постоянное напряжение на вторичных обмотках трансформатора при изменении напряжения питающей сети. В ряде случаев часть обмотки, рассчитанную на вклю-

чение в сеть с напряжением 100—200 в, выполняют в виде двух отдельных одинаковых обмоток из провода половинного сечения (но не диаметра). При включении в сеть с напряжением 100 в эти обмотки соединяют параллельно, а при включении в сеть с напряжением 200 в — последовательно. Для включения трансформатора в сеть с напряжением в 110—120, 127 и 220 в к этим обмоткам последовательно подключаются еще дополнительные обмотки, рассчитанные на  $10 + 10 + 7$  в.

В табл. 41 приведены типовые данные Ш-образных пластин и сердечников, изготовленных для силовых трансформаторов и дросселей.

### ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПЯЖЕНИЯ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Применение в преобразователе напряжения полупроводниковых триодов и диодов вместо вибратора и кенотрона значительно повышает КПД и надежность работы преобразователя. Кроме того, использование повышенной частоты переменного тока в процессе преобразования (4—5 кгц вместо 100 гц) позволяет в 5—10 раз уменьшить размеры и вес его трансформатора и фильтров, а следовательно, и всего преобразователя в целом.

Принцип построения таких преобразователей состоит в следующем. На полупроводниковых триодах собирается какой-либо достаточно мощный генератор переменного тока звуковой или сверхзвуковой частоты. Так как коэффициент полезного действия полупроводникового генератора довольно высок, то почти вся энергия, подводимая от источника постоянного тока к генератору, превращается в энергию переменного тока. Далее напряжение переменного тока повышается трансформатором генератора, а затем выпрямляется и фильтруется, как в обычном выпрямителе.

На рис. 217 приведена схема преобразователя напряжения, разработанного Л. Собещанским и М. Власовым (см. журнал «Радио» № 1 за 1957 г.). Он представляет собой по существу двухтактный блокинг-генератор, выполненный на мощных полупроводниковых триодах  $ПП_1$  и  $ПП_2$  типа П-4, совмещенный с двухполупериодным выпрямителем, собранным по мостовой схеме на полупроводниковых диодах  $ПП_3$ ,  $ПП_4$ ,  $ПП_5$  и  $ПП_6$  типа ДГ-Ц25. Для понижения гармоник блокинг-генератора во входной цепи включен фильтр, состоящий из дросселя  $Dr_1$  и конденсаторов  $C_2$  и  $C_3$ . Фильтр  $R_3C_4C_5$  является сглаживающим, а фильтр  $Dr_2C_6$  служит для предотвращения проникновения помех в приемник со стороны источников питания.

Сердечник трансформатора  $Tr_1$  изготовлен из оксифера с начальной проницаемостью 2000 гс/эрс и состоит из двух Ш-образных половин. Площадь сечения сердечника  $7 \times 7$  мм. Обмотка I имеет  $59 + 59$  витков провода ПЭЛ 1 0,49, обмотка

*II* — 1 230 витков провода ПЭЛ 1 0,15, обмотка обратной связи *III* — 12 + 12 витков провода ПЭЛ 1 0,25.

Дроссели *Др<sub>1</sub>* и *Др<sub>2</sub>* содержат по 36 витков провода ПЭЛ 1 1,25.

При отсутствии оксиферовых сердечников магнитопровод трансформатора может быть выполнен из обычной трансформаторной стали Ш-9 (пластины с уширенным окном); толщина пакета 18 мм. Обмотка *I* в этом случае содержит 49 + 49 витков ПЭЛ 1 0,60, обмотка *II* — 1 080 витков провода ПЭЛ 1 0,18, обмотка *III* — 24 + 24 витка провода ПЭЛ 1 0,25. В этом случае частота блокинг-генератора будет 300—400 гц (частота пульсаций 600—800 гц). Поэтому емкость конденсаторов *C<sub>4</sub>* и *C<sub>5</sub>* следует увеличить до 5—10 мкф.

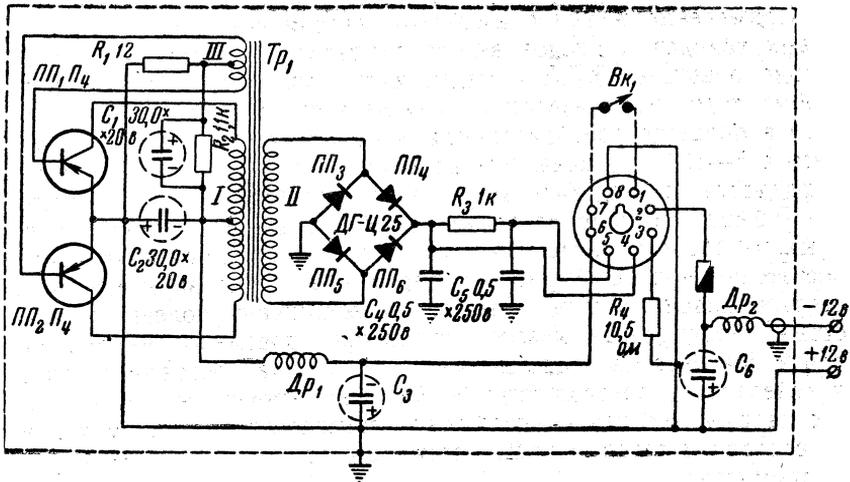


Рис. 217

При отсутствии триодов типа П-4 могут быть использованы триоды типа ПЗВ (по два триода в плече параллельно). В этом случае хорошие результаты будут давать только те триоды, у которых в схеме с общим эмиттером напряжение между коллектором и эмиттером не будет превышать 0,4 в при токе в цепи основания — 0,3 а и токе в цепи коллектора — 0,75 а. Величины напряжений между основаниями и эмиттерами всех триодов должны быть примерно одинаковыми.

При отсутствии возбуждения плечи обмоток обратной связи следует поменять местами.

Зависимость выходного напряжения и КПД преобразователя от тока нагрузки и величины входного напряжения графически показана на рис. 218, а и б. КПД преобразователя составляет 75—80%.

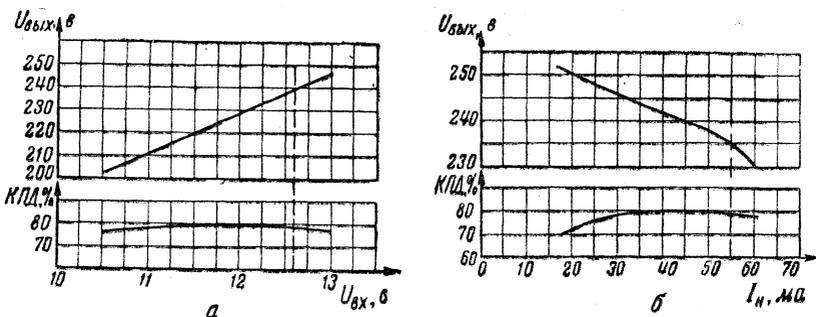


Рис. 218

### ГАЗОТРОННЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

В высоковольтных выпрямителях, используемых для питания радиопередающих устройств, широкое применение получили газотроны.

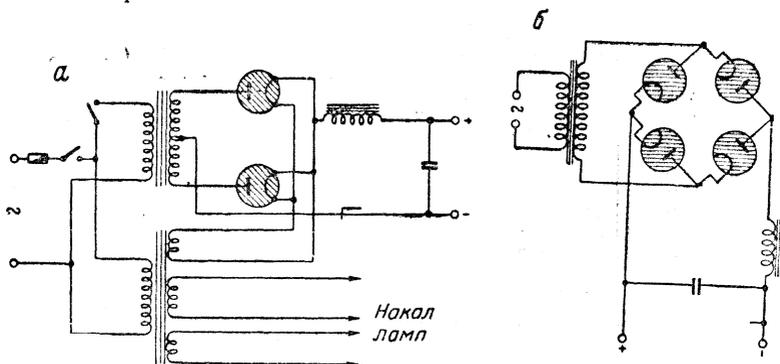


Рис. 219

Схемы газотронных выпрямителей переменного тока ничем не отличаются от аналогичных схем кенотронных выпрямителей. На рис. 219, а и б изображены схемы выпрямителей с использованием газотронов.

Данные некоторых газотронов отечественного производства сведены в табл. 42.

### Расчет фильтра газотронного выпрямителя

Газотронные выпрямители целесообразно применять только в случае, если передатчик имеет мощность не менее 50—100 и более ватт. Такую мощность имеют любительские передатчики первой категории, которые являются телефонно-телеграфными.

Требования, предъявляемые к выпрямителю в отношении фильтрации фона переменного тока, различны. Если для ра-

## ГАЗОТРОНЫ ОТЕЧЕСТВЕННОГО ПРОИЗВОДСТВА

Тип	Род газа	Количество анодов	Накал		Анод			Время прогрева катода в эксплуатации	Время прогрева после хранения	Падение напряжения в газотроне	Срок службы	Габариты	
			напряжение	ток	максимальное напряжение зажигания	максимальный импульсный анодный ток	максимальный средний выпрямленный ток					высота	диаметр
ВГ-129 . . . . .	Пары ртути	1	2,5	9	5 000	1,5	0,5	3	45	15	1 500	205	85
ГР1-0,25/1,5 . . . . .	» »	2	5	3,3	1 650	0,8	0,35	0,1	20	18	500	137	53
ГГ1-05/5 . . . . .	Смесь ксенона и криптона	1	2,5	8,5	5 000	1,5	0,5	1	—	20	800	190	67

боты телеграфом допускается коэффициент пульсаций 1—5%, то для телефонии необходимо лучшее сглаживание и коэффициент пульсаций выше 0,1—0,5% недопустим. Кроме того, при телеграфировании приходится учитывать нестационарные явления в фильтрах, которые приводят к перенапряжениям на элементах фильтра и к искажению формы сигналов.

Исходя из этих условий для телеграфирования фильтр выпрямителя должен быть одноячеечный, а для телефонии необходим двухячеечный фильтр.

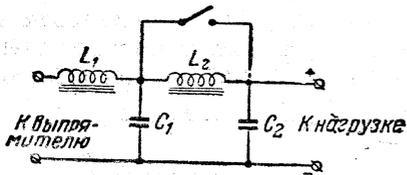


Рис. 220

220. При работе передатчика в телеграфном режиме дроссель  $L_2$  замыкается накоротко. Замыкание дросселя лучше всего осуществлять посредством реле.

Порядок расчета фильтра следующий:

1. Определяем величину выходного конденсатора фильтра

$$L_1 (\text{гн}) \geq 1,2 \frac{E_a (b)}{I_n (\text{ма})}.$$

2. Определяем величину емкости конденсатора фильтра для телеграфной манипуляции  $C_{\text{тг}} = C_1 + C_2$

$$C_{\text{тг}} (\text{мкф}) = \frac{144}{L_1 P},$$

где  $P$  — допустимый коэффициент пульсаций в процентах (для телеграфирования  $P = 1 \div 5\%$ , а для телефонирования —  $0,1 \div 0,5\%$ ).

3. Задаемся емкостью конденсатора  $C_2 = 5 \text{ мкф}$ . Емкость этого конденсатора определяется низшей звуковой частотой модуляции при телефонии и для частоты 100 гц лежит в пределах  $4 \div 8 \text{ мкф}$ .

4. Определяем величину емкости конденсатора  $C_1$

$$C_1 = C_{\text{тг}} - C_2.$$

5. Определяем величину индуктивности дросселя

$$L_2 = \frac{780}{L_1 (C_1 + C_2 S)} \text{ гн},$$

где  $S$  — коэффициент пульсаций, допустимый при телефонии, в процентах.

Величина рабочего напряжения конденсаторов фильтра должна быть на 20—30% выше величины выходного напряжения фильтра.

6. Величина балластного сопротивления  $R_{\phi}$  определяется из такого расчета, чтобы ток, протекающий по нему, составлял не более 10% суммарного тока нагрузки выпрямителя, т. е.

$$R_{\phi (ом)} = 1000 \frac{E_a (в)}{I (ма)},$$

где  $I$  — ток через  $R_{\phi}$ .

Последним этапом должна быть проверка на отсутствие последовательного резонанса на частоте пульсаций при выбранных данных дросселя  $L_1$  и конденсатора  $C_1$ . При наличии резонанса резко возрастает пиковое значение тока через газотрон, а также возникают опасные напряжения на элементах фильтра.

Элементы фильтра можно считать рассчитанными правильно, если имеет место условие:

$$L_1 C_1 \geq 5,1.$$

---

---

Глава VI  
АНТЕННЫ ДЛЯ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИХ  
ЛЮБИТЕЛЬСКИХ РАДИОСТАНЦИЙ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АНТЕННАХ

Бегущая волна

В двухпроводной линии (рис. 221), состоящей из двух параллельных проводов, замкнутых накоротко или, наоборот, разомкнутых на ее конце, происходит полное отражение волн от конца такой линии. Если конец этой линии замкнуть на сопротивление, то некоторая доля энергии, дошедшая до конца, будет расходоваться в этом сопротивлении и поэтому отразится только часть энергии. Теперь отраженная волна не сможет компенсировать полностью прямую волну и поэтому на проводе не будет точек с нулевыми значениями тока или напряжения. Тем не менее действующее значение тока или напряжения по длине линии не будет одинаковым. Оно будет изменяться от некоторого минимального до максимального значения, и расстояние между двумя соседними минимумами по-прежнему будет равно половине длины волны.

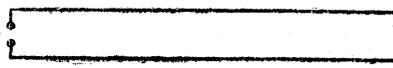


Рис. 221

В случае если сопротивление нагрузки линии равно ее волновому сопротивлению, отраженных волн не будет. Вся энергия, проходящая по линии, будет целиком поглощаться сопротивлением нагрузки. При этом во всех точках линии действующие значения тока и напряжения будут одинаковыми. Такой режим передачи энергии вдоль линии носит название режима бегущей волны. С точки зрения наилучшей передачи энергии по линии от источника к нагрузке режим бегущей волны является наиболее выгодным. Кроме того, величины токов и напряжений в линии при наличии бегущей волны значительно меньше, чем при стоячих волнах. Уменьшение напряжения происходит вследствие падения напряжения на сопротивлениях и индуктивностях, распределенных вдоль линии.

Однако отношение напряжения к току во всех точках линии остается одинаковым. Эта постоянная величина называется волновым сопротивлением линии.

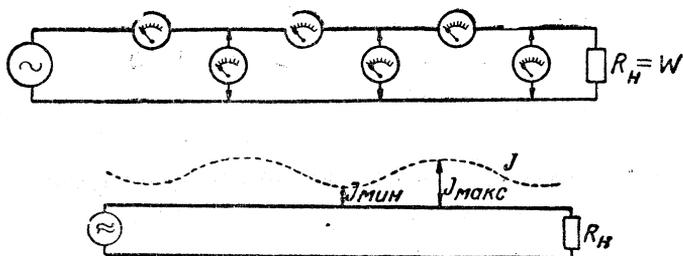


Рис. 222

Для получения бегущей волны необходимо, чтобы  $R_H = W$  (рис. 222), где  $W$  — волновое сопротивление.

В практике радиолюбителей-коротковолнников чаще всего применяется режим бегущей волны.

### Коэффициент бегущей волны

Если сопротивление нагрузки не равно точно волновому сопротивлению, в линии наблюдается неравномерность тока и напряжения. Для количественной оценки этой неравномерности нужно измерить минимальные и максимальные значения тока (или напряжения) и взять их отношение, т. е.

$$K_B = \frac{I_{\text{мин}}}{I_{\text{макс}}}.$$

Чем больше коэффициент бегущей волны, тем меньше отражение от конца линии. При полном отсутствии отражения (чисто бегущая волна) коэффициент бегущей волны равен 1.

Величина коэффициента бегущей волны может быть определена несложным расчетом. Нужно взять сопротивление нагрузки и волновое сопротивление и меньшую величину разделить на большую, т. е.

$$K_B = \frac{R_{\text{нагр}}}{W} \quad \text{или} \quad \frac{W}{R_{\text{нагр}}}.$$

В данном случае рассмотрен пример с чисто активной нагрузкой линии, как имеющей большое практическое значение в работе коротковолнников.

Если измерять эффективные значения силы тока вдоль линии, то можно увидеть, что у самого конца линии ток равен нулю, так как линия разомкнута. По мере передвижения измерительного прибора вдоль линии, начиная от ее конца, эффектив-

ное значение тока будет постепенно увеличиваться, а затем опять уменьшаться. В какой-то точке линии ток опять станет равным нулю. При дальнейшем перемещении прибора к началу линии точки с наибольшими и нулевыми значениями тока будут чередоваться через равные промежутки. Это происходит потому, что направления токов прямой и отраженной волны в определенных точках линии точно совпадают по фазе; в других же точ-

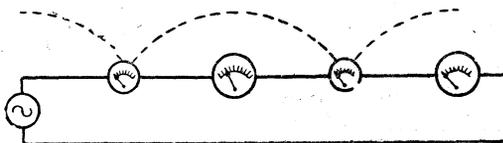


Рис. 223

ках они противоположны, т. е. находятся в противофазе. В первом случае токи складываются и получается увеличение действующего значения тока, во втором случае токи вычитаются. При равенстве амплитуд токи могут полностью компенсировать друг друга. В такой точке прибор не обнаруживает тока.

На рис. 223 показана величина действующего значения силы тока вдоль линии (пунктирная линия). Амперметры, включенные в те же точки второго провода линии, покажут то же самое, что и в первом проводе.

Такое распределение тока в линии называется стоячей волной.

Точки линии, где значения тока максимальны, называются пучностями тока, а точки, где ток равен нулю, — узлами тока. Измерения и расчеты показывают, что расстояние между двумя соседними узлами (или пучностями) равно половине длины волны. Длина волны подсчитывается по формуле:

$$\lambda \text{ (м)} = \frac{C \text{ (мсек)}}{f \text{ (Гц)}},$$

где  $C$  — скорость распространения радиоволн;

$f$  — частота;

$\lambda$  — длина волны.

Таким же способом можно измерить напряжение между проводами в различных точках линии. Прибор (вольтметр) опять обнаружит неравномерность напряжения вдоль линии. В линии будут точки, где напряжение равно нулю, и точки, где напряжение максимально, т. е. будут узлы и пучности напряжения. Однако узлы тока и напряжений в линии не совпадают. В тех точках, где имелись узлы тока, будут пучности напряжения и наоборот.

На самом конце разомкнутой линии будет пучность напряжения. Рис. 223 показывает распределение действующей величины напряжения вдоль разомкнутой линии.

Линия может быть и замкнута на своем конце. В этом случае также будут наблюдаться стоячие волны, но их пучности и узлы будут расположены в других точках по сравнению с разомкнутой линией. На замкнутом конце линии будут пучность тока и узел напряжения. Далее при перемещении вдоль линии от ее конца к началу узлы и пучности будут располагаться точно на расстояниях, равных полуволне. Нужно учитывать, что на участках линии, равно отстоящих от ее начала, токи в обоих проводах в любой момент времени направлены в противоположные стороны. Следовательно, магнитные поля, которые образуются вокруг каждого из проводников, будут иметь противоположные направления. Поэтому если провода линии расположены близко один к другому, то их магнитные поля почти полностью компенсируют друг друга. Следовательно, не будет излучения радиоволн.

В разомкнутой или закороченной линии, не имеющей потерь, энергия не расходуется, и поэтому считают, что такая линия не оказывает активного сопротивления источнику тока.

Если описанную выше линию вытянуть в один прямой провод, как это показано на рис. 224, в ней могут существовать

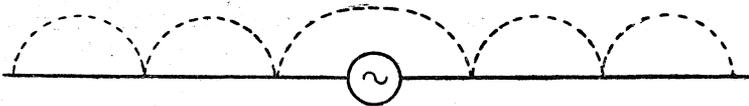


Рис. 224

стоячие волны тока и напряжения, причем на концах этого провода будут расположены узлы тока и пучности напряжения. Магнитные же поля этих проводов не будут компенсировать друг друга, так как оба провода разнесены в пространстве в противоположные стороны. Поэтому вокруг провода будет существовать переменное электрическое поле и оно будет излучаться.

Описанное устройство и является антенной. Длина антенны обычно определяется не в метрах, а в длинах волн, т. е. количеством волн тока, укладываемых по длине антенны.

### Стоячие волны

Возьмем двухпроводную линию, к одному концу которой подключен источник переменного тока, причем провода на втором конце этой линии разомкнуты. Длина этой линии может быть больше длины волны. Известно, что длину волны  $\lambda$  можно определить по ее частоте  $f$  и скорости распространения  $C$ , пользуясь вышеприведенной формулой (см. стр. 420).

Скорость распространения радиоволн вдоль линии с воздушной изоляцией между ее проводами близка к скорости распространения света и равна 300 000 000 м/сек.

Линию, отношение длины которой к длине волны больше единицы, принято называть длинной линией.

Будем считать сопротивление проводов линии настолько малым, что его можно не учитывать и что поэтому в линии не происходит потерь энергии.

Если длину линии подобрать так, чтобы импульсы тока от источника посылались как раз тогда, когда к нему вернется отраженный импульс, то оба импульса сложатся. При этом суммарная амплитуда импульса становится значительно больше, чем амплитуда одного импульса. Такое явление говорит о том, что линия настроена в резонанс с генератором импульсов и что в ней существуют стоячие волны.

### Сопротивление излучения

В антенне часть энергии источника переменного тока переходит в энергию электромагнитного поля и в виде радиоволн излучается в пространство. Поскольку имеется затрата энергии, следовательно, антенна представляет для источника тока некоторое активное сопротивление. Излучаемую мощность, как и всякую электрическую мощность, можно выразить формулой:

$$P_{из} (вт) = i^2 (a) R_{из} (ом),$$

где  $P_{из}$  — излучаемая мощность;

$i^2$  — действующее значение тока;

$R_{из}$  — сопротивление, на котором расходуется излучаемая мощность.

Из этой же формулы определим:

$$R_{из} = \frac{P_{из}}{i_0^2}.$$

$R_{из}$  называется сопротивлением излучения. Следует учитывать, что действующее значение тока неодинаково по длине антенны. Под  $i_0$  необходимо понимать силу тока в пучности.

Зная сопротивление излучения, которое в ряде случаев не трудно определить, и измерив силу тока в пучности, можно подсчитать излучаемую мощность.

### Волновое сопротивление

При некоторой величине сопротивления нагрузки можно полностью устранить стоячие волны в линии. Для этого сопротивление нагрузки нужно сделать активным и равным величине:

$$W = \sqrt{\frac{\bar{E}}{C}},$$

где  $L$  — индуктивность линии в  $гн$  на единицу длины линии;  
 $C$  — емкость линии в фарадах на единицу длины.

Величина  $W$ , называемая волновым сопротивлением, имеет очень важное значение для работы линий.

### Входное сопротивление

Сопротивление, оказываемое линией переменному току, называется входным сопротивлением. Знать его важно для подбора оптимальной связи с передатчиком, для учета влияния антенны на настройку выходного контура и т. д.

Для определения величины входного сопротивления необходимо знать действующие величины напряжения и силы тока в начале линии и в соответствии с законом сопротивлений разделить одно на другое, т. е.

$$Z = \frac{U}{i}.$$

Распределение тока и напряжения вдоль линии при наличии стоячей волны определяется нагрузкой на конце линии. Если измерять сопротивление в различных точках линии, то величина его будет различной. Сопротивление в пучности тока будет мало по величине (напряжение мало, ток велик); наоборот, сопротивление в узле тока будет велико (напряжение максимально, ток мал). В точках между узлом и пучностью сопротивление будет иметь промежуточные значения.

Входное сопротивление линии зависит от того, какие величины тока и напряжения будут в начале линии. А это в свою очередь определяется длиной линии и нагрузкой на ее конце. Величина входного сопротивления определяет и вид связи линии с передатчиком.

В общем случае входное сопротивление линии может иметь как активную, так и реактивную составляющую. При регулировке приходится принимать специальные меры, чтобы входное сопротивление было чисто активным.

Наиболее важным для практики является случай, когда в линии установилась чисто бегущая волна. При этом входное сопротивление линии становится чисто активным и не зависит от длины волны. Величина входного сопротивления равна волновому сопротивлению линии.

### КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ АНТЕННЫ

При сравнении различных типов антенн, определении эффективности действия, выборе соответствующего типа антенны к данной радиостанции руководствуются так называемыми качественными показателями действия антенн.

## Коэффициент полезного действия

Коэффициентом полезного действия  $\eta$  антенны называется число, показывающее, какая часть подводимой от передатчика мощности излучается в пространство в виде радиоволн. Коэффициент полезного действия (КПД) определяется из выражения:

$$\eta = \frac{P_{\text{из}}}{P_{\text{под}}},$$

где  $P_{\text{из}}$  — мощность, излучаемая антенной;  
 $P_{\text{под}}$  — мощность, подводимая к антенне.

КПД выражается в процентах. Часть энергии, поступающей в антенну, расходуется на нагревание ее проводов и проводов фидерной линии. С точки зрения эффективности антенны эта энергия расходуется бесполезно. Из электротехники известно, что потери на нагревание проводов пропорциональны величине  $i^2R$ . Поэтому для уменьшения потерь желательно уменьшить сопротивление проводов антенны и силу тока в них.

Второй вид потерь энергии — нагревание индуктированными токами окружающих предметов и земли. Этот вид потерь особенно значителен, если металлические предметы (оттяжки, проводные линии, железные крыши, металлические конструкции, другие антенны и т. д.) находятся в непосредственной близости от антенны, т. е. на расстоянии длины волны или ближе. Уменьшить эти потери можно надлежащим выбором места установки антенны.

Третий вид потерь — нагревание изоляции, находящейся вблизи проводов антенны и соединительных линий. В изоляторах, расположенных в переменном электрическом поле, выделяется тепло, на образование которого и затрачивается часть энергии. Потери в изоляции пропорциональны квадрату напряжения ( $U^2$ ) и квадрату частоты ( $f^2$ ). Поэтому потери последнего вида особенно значительны на высоких частотах (любительские диапазоны 10, 14, 20 м) и сильно возрастают при повышении рабочих напряжений в антенне и соединительной линии. Применение бегущей волны в соединительных линиях с точки зрения снижения этих потерь является выгодным потому, что рабочее напряжение при этом может быть относительно небольшим.

## Коэффициент направленного действия

Коэффициент направленного действия характеризует направленные свойства антенны; он обозначается сокращенно КНД, или  $D$ . Направленная антенна сравнивается с абсолютно ненаправленной антенной, расположенной высоко от поверхности земли. Для того чтобы создать одинаковую слышимость,

мощность, излучаемая ненаправленной антенной, должна быть в несколько раз большей, чем при направленной антенне.

Число, показывающее, во сколько раз следует увеличить мощность излучения при замене данной антенны антенной, абсолютно ненаправленной, и есть коэффициент направленного действия.

Современные сложные антенны дают КНД до 700—800.

КНД полуволнового вибратора (без учета влияния земли) равен 1,64.

### Коэффициент усиления

Коэффициент усиления, обозначаемый буквой  $\epsilon$ , сравнивает любую антенну с полуволновым вибратором в направлении максимального его излучения. Коэффициент усиления учитывает коэффициент полезного действия антенны. Он представляет собой произведение коэффициентов направленного и полезного действия антенны.

Этот коэффициент показывает, во сколько раз можно уменьшить подводимую мощность, если полуволновый вибратор заменить данной антенной для обеспечения той же напряженности поля в месте приема. При этом коэффициент полезного действия полуволнового вибратора принимается равным единице и влияние земли на полуволновый вибратор не учитывается.

Коэффициент усиления будет тем больше, чем больше КНД антенны и ее КПД. Подсчитать его можно по формуле:

$$\epsilon = \frac{D \cdot \eta}{1,64}.$$

Коэффициент усиления современных сложных антенн достигает 400—500.

### Диаграмма направленности

О том, как измеряется сила приема при несовпадении направления максимального излучения передающей антенны на приемную станцию, в каких направлениях излучение получается максимальным и в каких минимальным или отсутствует, наиболее наглядное представление дают диаграммы направленности антенны.

Такие диаграммы показывают зависимость напряженности электрического поля, создаваемого антенной, от направления излучения. Полную картину излучения могут дать только объемные диаграммы, выполненные в трех координатах. Однако вычерчивание и пользование такими диаграммами довольно сложно. Поэтому на практике пользуются двумя плоскими диаграммами дающими вполне достаточное представление о направленности антенн.

Диаграммы направленности большинства типов антенн имеют симметричные формы: одна половина диаграммы повторяет другую.

Диаграммы направленности снимаются как для горизонтальной, так и вертикальной плоскости излучения.

Диаграмма направленности излучения в вертикальной плоскости обычно вычерчивается в направлении максимального излучения, так как это направление для практики наиболее интересно.

Диаграммы направленности могут быть вычерчены как в полярных, так и в прямоугольных координатах. В полярной диаграмме направленности по окружности наносятся градусы, а по радиусам — относительная величина напряженности поля.

При вычерчивании прямоугольной системы координат по горизонтальной оси откладывается угол в градусах, а по вертикальной — относительная величина напряженности поля.

Сопоставляя диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях, можно создать представление об общем характере излучения антенны в пространстве.

### Действующая высота

Диаграммы направленности в различных плоскостях, давая картину относительного распределения электромагнитного поля вокруг антенны, не позволяют судить об абсолютной напряженности электрического поля в той или другой точке пространства, окружающего антенну.

Для полной характеристики передающей антенны необходимо ввести еще понятие о так называемой действующей ее высоте.

На значительном расстоянии от антенны электромагнитная волна переходит в плоскую. Напряженность поля такой волны уменьшается обратно пропорционально расстоянию  $n$  от антенны.

Напряженность поля, создаваемого антенной в направлении ее наибольшего излучения, может быть определена по следующей формуле:

$$E = \frac{30 m h i}{\Pi},$$

где  $E$  — напряженность поля,  $\text{мкв}$ ;

$$m = \frac{2\Pi}{\lambda},$$

где  $\lambda$  — длина волны;

$i$  — ток у основания антенны,  $\text{а}$ ;

$h$  — «действующая высота» в  $\text{м}$ , определяемая как частотой, так и данными антенны.

Под действующей высотой антенны подразумевается длина вертикального провода, излучающего вдоль горизонта такое же поле, как и рассматриваемая антенна, и несущего по всей своей длине одинаковый ток, равный току у основания рассматриваемой антенны.

Действующая высота может быть найдена построением прямоугольника (рис. 225), у которого основание равно силе тока в пучности, а площадь равна площади действительного распределения тока. Высота полученного прямоугольника будет действующей высотой антенны.

При применении вертикального провода, работающего на собственной волне, действующая его высота равна:

$$h = 0,65h_1,$$

где  $h_1$  — высота над землей середины луча.

При применении антенн с большим удлинением, когда  $\frac{\lambda}{h} > 4$ , действующая высота антенны равна ее геометрической высоте. Обычно действующая высота антенны несколько меньше геометрической ее высоты.

Действующая высота является параметром, связывающим напряженность электрического поля, создаваемого антенной в направлении наибольшего излучения, с силой тока в антенне.

Зная ток в антенне и действующую высоту, можно легко определить напряженность поля на любом расстоянии вдоль направления наибольшего излучения, а по диаграммам направленности антенны — напряженность поля в любом направлении.

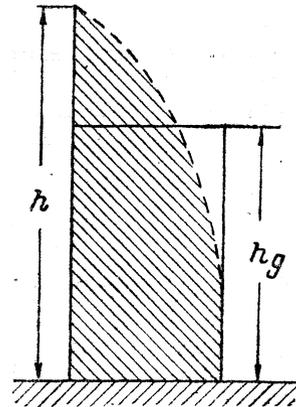


Рис. 225

## ДИПОЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

Одним из самых распространенных типов антенн является симметричный вибратор, длина каждого плеча которого равна 0,25 длины волны. Общая длина антенны будет равна половине длины волны, поэтому и сама антенна получила название полуволнового диполя. Могут, конечно, применяться симметричные вибраторы и другой длины.

### Диаграмма направленности полуволнового диполя

Диаграмма направленности полуволнового диполя в плоскости расположения антенн имеет форму восьмерки (рис. 226, а), а в плоскости, перпендикулярной антенне, — форму круга (рис. 226, б). Влияние земли здесь не учитывается.

Из диаграммы видно, что в направлениях, совпадающих с направлением проводов диполя, излучение отсутствует. Уединенный полуволновый диполь (без учета влияния земли) имеет коэффициент направленного действия равный 1,64. Сопротивление излучения полуволнового диполя равно 73,1 *ом*.

### Расчетные данные

Общая длина вибратора должна равняться половине длины волны. При этом ток на концах вибратора принимается равным нулю, а скорость прохождения волн вдоль проводника — равной скорости света. Практически эти условия точно не выполняются, так как ток на концах вибратора вследствие наличия некоторой емкости конечных элементов провода относительно земли не равен нулю, а скорость распространения электромагнитных волн вдоль провода немного меньше скорости света.

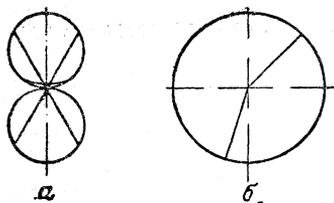


Рис. 226

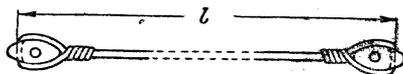


Рис. 227

Это приводит к тому, что длину полуволнового вибратора следует брать короче полуволны. Коэффициент сокращения несколько зависит от рабочей длины волны и размеров (диаметра) провода. Для любительских условий длина полуволнового вибратора берется равной 0,475 $\lambda$ .

Измерение длины провода следует производить с учетом заделки его концов на изоляторах (рис. 227).

В любительских условиях диаметр провода может быть взят до 3—4 мм. Вместо медного провода можно использовать антенный канатик или биметаллический провод со стальной сердцевиной и медным покрытием. Такой провод по своим электрическим данным равноценен медному, но имеет большую механическую прочность.

Полуволновый вибратор соединяется с приемником или передатчиком при помощи соединительной линии.

Соединительная линия может быть подключена к антенне в промежуточных точках (между узлами и пучностью). От расположения этих точек по длине антенны зависит ее входное сопротивление. Обычно стремятся сделать входное сопротивление равным волновому сопротивлению линии и выбирают его в пределах 600—700 *ом*.

Если применена двухпроводная линия, то соединение ее с антенной выполняется, как показано на рис. 228, а (так назы-

ваемая «дуплет»-антенна, или антенна шунтового питания); при однопроводной линии антенна подключается согласно рис. 228, б. Последний способ присоединения диполя весьма распространен среди радиолюбителей,

Общая длина вибратора во всех случаях берется равной  $0,475\lambda$ . Основные размеры для вариантов, приведенных на рис. 228, а и б, определяются по следующим формулам:

$$a = 0,13\lambda,$$

$$b = 0,15\lambda,$$

$$D = 75d,$$

где  $d$  — диаметр провода линии, мм;

$$C = 0,171\lambda,$$

$$K = 0,15\lambda,$$

где  $K$  — расстояние, на котором линия должна подходить перпендикулярно к антенне.

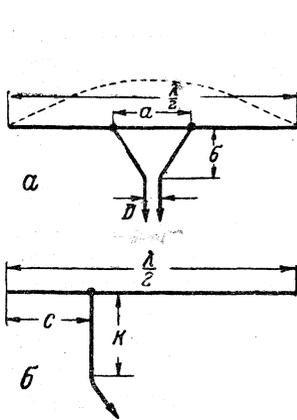


Рис. 228

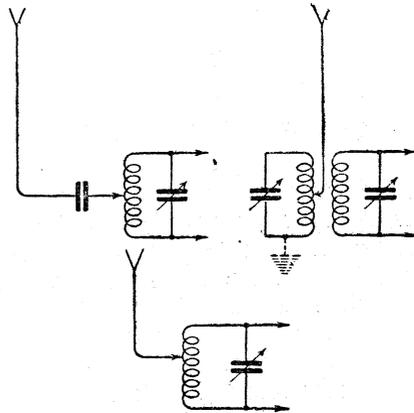


Рис. 229

Антенна с одиночной линией, несмотря на простоту устройства, дает удовлетворительные результаты при установлении радиосвязей как на дальних, так и на ближних расстояниях.

Наиболее подходящей антенной с питанием бегущей волной будет антенна с основной волной на 40-метровом диапазоне. Она вполне удовлетворительно будет работать и на 20-, 14- и 10-метровых диапазонах без каких-либо перестроек ее. Такие антенны применяются многими советскими радиолюбителями.

Соединительная линия рассматриваемой антенны может иметь длину до 100—150 м. Примерно на расстоянии трети длины она должна идти перпендикулярно к излучающей части. Перегибы под острым углом недопустимы.

Геометрические размеры упомянутой антенны могут быть следующие:

$$l = 0,475 \cdot 42,5 = 20,20 \text{ м};$$

$$C = 0,171 \cdot 42,5 = 7,25 \text{ м}$$

(расчет взят для волны в 42,5 м, т. е. середины любительского 40-метрового диапазона).

Связь с выходным контуром передатчика может быть различной. Для уменьшения излучения гармоник более подходящей является индуктивная связь. Виды связи приведены на рис. 229.

Величину связи необходимо подобрать. При автотрансформаторной связи антенны с передатчиком величина этой связи подбирается перестановкой щипка (ползунка) вдоль обмотки катушки, начиная с «холодного» (т. е. заземленного) ее конца вплоть до момента, когда спадание анодного тока выходного каскада не покажет, что антенна отбирает максимум мощности.

Ток в антенне с питанием бегущей волной достигает незначительной величины. Сильное возрастание тока в антенне будет означать, что последняя работает ненормально и что соединительная линия излучает.

В любительской практике применяются такие антенны и с питанием стоячей волной.

### Подвеска полуволновой антенны

Полуволновый вибратор может быть подвешен вертикально и горизонтально.

Вертикальный вибратор не обладает направленностью в горизонтальной плоскости: он будет излучать одинаково по всем направлениям. Горизонтальный вибратор имеет явно выраженную двухстороннюю направленность.

Вертикальная антенна при сравнительно небольшой высоте подвеса дает более «прижатое» к земле излучение, что имеет преимущество при дальних связях.

При одинаковой высоте мачт излучения горизонтальной антенны создают меньшие потери в окружающих предметах, чем излучения вертикальной антенны.

Когда антенна используется для приема, лучше остановиться на горизонтальной подвеске. На коротких волнах поляризация электрического поля передающих радиостанций (направление вектора напряженности электрического поля) бывает смешанной. Поэтому при горизонтальном расположении приемной антенны величина ЭДС от принимаемого сигнала будет несколько большей. В то же время большинство местных помех (от электроприборов) имеет вертикальную поляризацию поля, и поэтому при горизонтальной подвеске антенны их влияние будет минимальным.

Вертикальная антенна, или луч, не имеющая направленного действия в горизонтальной плоскости, является весьма ценной для любителей-коротковолновиков, которым необходима простая, дешевая, легко выполняемая антенна для связей в любых направлениях. Лучшие результаты такая антенна дает при работе на основной своей волне и на второй гармонике.

В простейшем виде эта антенна представляет собой луч длиной около полуволны, укрепленный так, чтобы антенна по отношению к земле была перпендикулярна примерно на  $\frac{1}{2}$  или  $\frac{3}{4}$  своей длины. Ввод к передатчику не должен иметь острых углов и должен быть предельно коротким.

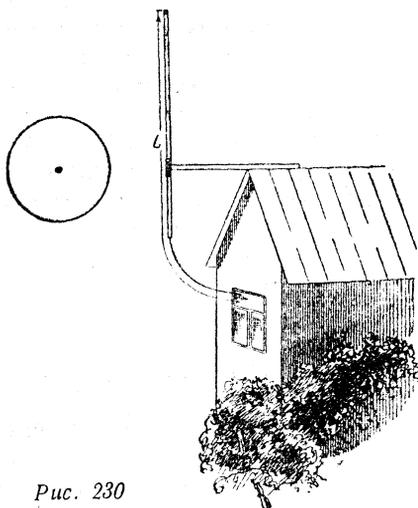


Рис. 230

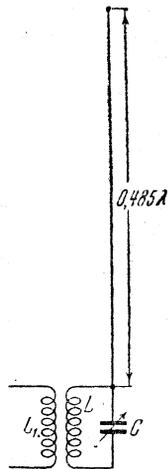


Рис. 231

Вертикальная часть антенны (рис. 230) может быть жесткой и состоять из медной трубки диаметром 3—5 мм; отвод можно сделать из более тонкого провода или канатика диаметром 2—2,5 мм.

Длина антенны (включая и ввод) рассчитывается по формуле:

$$l = 0,485\lambda.$$

Точную длину надо подобрать по максимуму тока в антенне опытным путем, так как расчетные данные из-за влияния окружающих антенну предметов могут оказаться не совсем верными.

Вертикальный луч длиной в половину волны можно присоединить к колебательному контуру  $CL$  (рис. 231), индуктивно связанному с выходным контуром передатчика. В этом случае точность длины луча роли не играет.

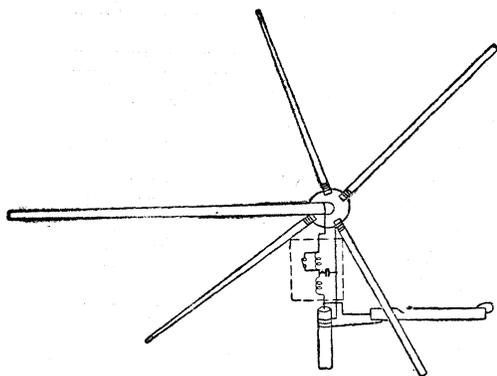
Для диапазонов 7 и 14 Мгц катушка  $L$  содержит 2—6 витков провода диаметром 1,5—2 мм и конденсатор  $C$  равен 150—250 пф.

Диаметр катушки  $L$  равен диаметру катушки выходного контура передатчика  $L_1$ .

Эта антенна излучает во все стороны равномерно и не требует ни противовеса, ни заземления. Необходимо только помещать ее вертикальную часть как можно дальше от зданий, железных массивов, проводов и т. д.

### Антенна «Ground plane»

В практике радиолюбителей-коротковолнников часто бывает необходимость иметь антенну ненаправленного действия.



К числу таких антенн, дающих лучшие результаты при проведении дальних радиосвязей, относится антенна типа «Ground plane». Эта антенна состоит из свободно стоящего штыря и шлейфа; вертикальный штырь и горизонтальные элементы антенны (рис. 232) заземляются.

Антенна выполняется из металлических трубок. Шлейф дает возможность согласования антенны с фидером, изготовленным из коаксиального кабеля.

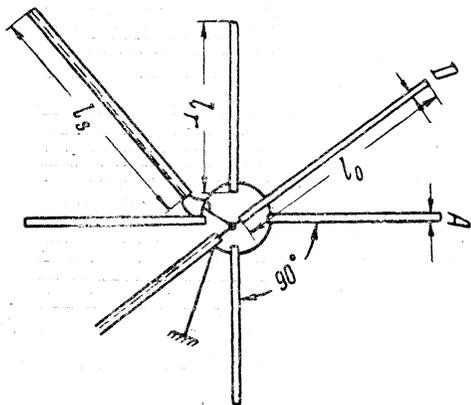


Рис. 232

Антенна со шлейфом излучает электромагнитную энергию под небольшим углом к земной поверхности, что дает преимущества при проведении дальних радиосвязей.

Конструктивные данные этой антенны весьма зависят от отношения длины вертикального штыря к его диаметру. Ниже приводится типовой расчет такой антенны.

Прежде всего определяется значение отношения свободно стоящего штыря к его диаметру, причем длина штыря берется

равной  $0,5\lambda$

$$M = \frac{15000}{fD},$$

где  $f$  — рабочая частота, на которую рассчитывается антенна, в Мгц;

$D$  — диаметр штыря в см.

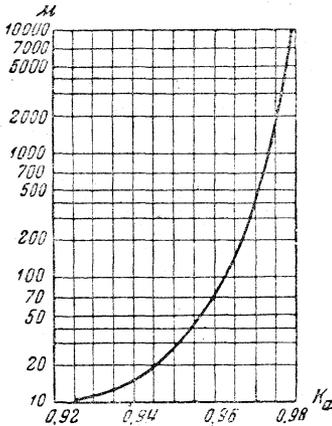


Рис. 233

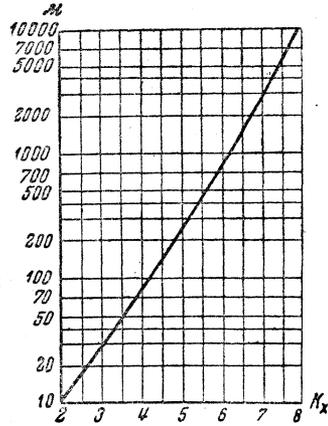


Рис. 234

Определив значение  $M$ , по графику рис. 233 находим фактор длины  $K_a$ , затем по графику рис. 234 определяем величину  $K_x$  — изменение сопротивления штыря на 1% изменения его длины и, наконец, по графику рис. 235 находим сопротивление его излучения  $R_{из}$ .

В этой конструкции антенны применен вертикальный штырь несколько короче полуволны. Сопротивление излучения такого штыря находится по формуле:

$$R_o = R_{из} - \frac{Z_1}{4R_{из}},$$

где  $Z_1$  — волновое сопротивление фидера, с которым должна быть согласована антенна.

Кроме того, необходимо знать величину емкостного сопротивления  $X_a$  антенны (в ом) при укороченном штыре:

$$X_a = SR_o,$$

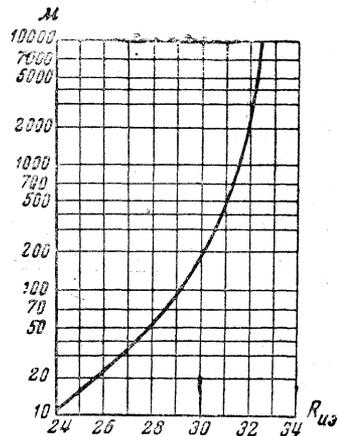


Рис. 235

где

$$S = \sqrt{\frac{Z_1}{R_0} - 1}.$$

Теперь можно определить длину вертикального штыря антенны в см:

$$l_0 = \frac{75K_0 K_b}{f},$$

где

$$K_b = 1 - \frac{X_a}{100K_x}.$$

Для того чтобы определить размеры индуктивности шлейфа и длину горизонтальных элементов, необходимо найти величину сопротивления  $X$  шлейфа в ом:

$$X = \frac{Z_1}{S}.$$

Тогда длина закороченного шлейфа в см:

$$l_d = \frac{820 VL}{f},$$

где  $V$  — частотная характеристика кабеля, используемого для шлейфа (для 75-омного примерно равна 0,66);

$L$  — длина шлейфа в электрических градусах при данном  $X_s$  (величина эта эквивалентна углу, тангенс которого равен отношению  $\frac{X_s}{Z_s}$ );

$Z_s$  — волновое сопротивление шлейфа.

Длина одного горизонтального элемента в м определяется по формуле:

$$l_r = \frac{75 \cdot K_a}{f}.$$

Если вертикальный и горизонтальные элементы будут изготовляться из труб разного диаметра, то значение  $M$  и  $K_a$  определяется для каждого из них отдельно.

Рассмотренная антенна с одинаковым успехом может быть использована и для работы на УКВ.

### Вертикальная антенна для четырех диапазонов

Польский коротковолновик З. Каглицкий (SP3PK) предложил вертикальную антенну для работы на 10-, 14-, 20- и 40-метровых любительских диапазонах. Схематическое изображение такой антенны приведено на рис. 236. Вертикальный вибратор имеет длину 5,3 м и диаметр 20 мм. Горизонтальные лучи изго-

товляются из металлических труб или медного провода сечением 4—5 мм. Катушки  $L_1$  и  $L_2$  наматывают медным проводом сечением 2 мм. Катушка  $L_1$  имеет 3 витка диаметром 30 мм, а катушка  $L_2$  — 8 витков диаметром 50 мм.

Катушка  $L_2$  работает только в диапазоне 40 м; при работе на других диапазонах она закорачивается при помощи реле  $P$ . Конденсатор  $C$  — полупеременный, на рабочее напряжение не менее чем 750—1 000 в. Для согласования антенны с фидером применяется отрезок коаксиального кабеля с волновым сопротив-

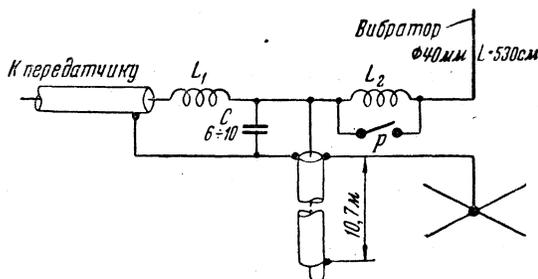


Рис. 236

лением 70—72 ом, длиной 10,7 м. Передатчик соединяется с антенной при помощи коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 70—72 ом.

Связь фидера с передатчиком — индуктивная. Антенна настраивается по максимальному току в основании штыря при помощи изменения индуктивности катушек  $L_1$  и  $L_2$  и конденсатора  $C$ . Катушки  $L_1$  и  $L_2$ , конденсатор  $C$  и реле  $P$  помещаются в деревянный ящик, который укрепляется около основания антенны.

### Угловая антенна

Антенна типа «угловая» была предложена А. А. Пистолькорсом. Чаще всего она представляет собой два полуволновых вибратора, расположенных не по одной прямой линии, а под углом  $90^\circ$  друг к другу (рис. 237). Такая антенна в горизонтальной плоскости дает почти равномерное излучение во все стороны. В вертикальной плоскости диаграмма направленности получается такой же, как для обычного полуволнового вибратора.

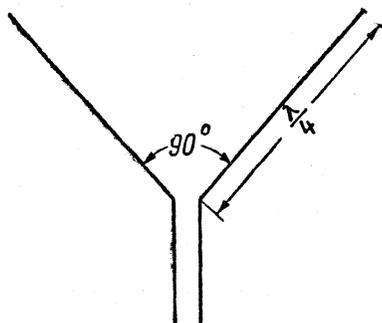


Рис. 237

## Диполь Надененко

Для того чтобы симметричный вибратор можно было использовать в широком диапазоне волн, применяется специальная конструкция плеч этого вибратора, предложенная С. И. Надененко. Каждое плечо состоит не из одного, а из нескольких проводов, расположенных в виде цилиндра. Диаметр такого цилиндра около 1 м. На рис. 238 показано схематическое устройство антенны Надененко.

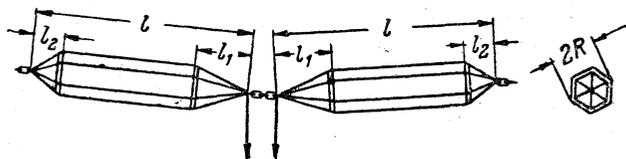


Рис. 238

Приводим размеры такой антенны для работы на любительских диапазонах 40, 20, 14 и 10 м соответственно:  $l = 8$  м;  $l_1 = 3$  м;  $l_2 = 1$  м;  $2R = 1$  м.

Диаметр проводов 1,5 — 3 мм.

Входное сопротивление такой антенны равно примерно 300 ом.

Распорки, определяющие форму сечения, могут быть как металлические, так и деревянные. Провода привязываются к распоркам проволочными вязками. Никакой изоляции проводов от распорок не требуется. Металлические распорки делаются в виде колец, а деревянные удобнее всего изготовить в виде шестиугольника из реек сечением  $40 \times 40$  мм. Деревянные распорки необходимо пропитать парафином или олифой для предохранения от гниения. Сходящиеся провода на середине вибратора тщательно спаиваются в один жгут, к которому присоединяются провода от соединительной линии. В качестве последней для диполя Надененко должна быть применена двухпроводная линия, соединенная с антенной через отрезок экспоненциальной линии с волновым сопротивлением от 300 до 600 ом.

Такая линия сложна в изготовлении и поэтому диполь Надененко широкого применения среди коротковолнников не получил.

Диаграмма направленности диполя Надененко примерно такая же, как у полуволнового вибратора из одиночного провода.

## Заземленная антенна

Для 160-метрового диапазона геометрические размеры полуволнового вибратора становятся слишком большими. В этом случае удобнее использовать заземленную антенну, длина которой берется равной приблизительно четверти волны, т. е.

земля заменит собой половину вибратора. В точке соединения с землей будет пучность тока.

На диапазоне 160 м наиболее эффективное излучение дает вертикальная часть антенны; она излучает вдоль земли и под малыми углами к горизонту, что как раз и важно для работы поверхностной волной и пространственной волной в ночное время. Горизонтальная часть антенны способствует излучению под большими углами к горизонту, что имеет значение для связи пространственной волной на сравнительно близкие расстояния. На рис. 239 показаны устройство заземленной антенны и схема связи ее с передатчиком.

Общая длина антенны, включая провод, идущий к заземлению, несколько меньше четверти длины волны и определяется по формуле:

$$l = 0,24\lambda.$$

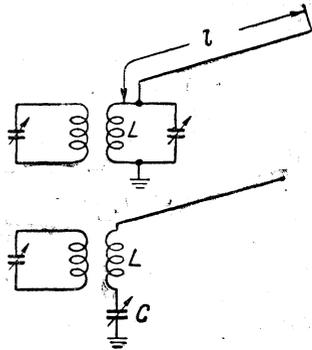


Рис. 239

Точное определение ее длины в данном случае не является обязательным, так как отклонение на 15—20% может быть скомпенсировано настройкой.

Антенна связывается с контуром передатчика при помощи катушки  $L$  и подстраивается конденсатором  $C$  с максимальной емкостью до 250—500 пф. Настройка производится по максимальному току в антенне.

### НАПРАВЛЕННЫЕ АНТЕННЫ

Значительно лучшие результаты дают сложные антенны с направленным действием.

Фазы токов в отдельных вибраторах, называемых элементами антенны, подбирают таким образом, чтобы излучение в нужном направлении усиливалось, а в остальных — ослаблялось. КНД системы возрастает с увеличением числа вибраторов.

Направленная антенна дает одинаковый эффект как при передаче, так и приеме.

#### Антенна из двух полуволновых вибраторов в фазе

Наиболее простым типом направленной антенны является антенна, состоящая из двух полуволновых вибраторов (рис. 240).

Как видно из рис. 240, токи в обоих горизонтальных плечах антенны совпадают по фазе. Максимум излучения будет в плоскости, перпендикулярной оси антенны (как у обычного полуволнового вибратора), но направленность в данном случае бу-

дет резко выражена, так как действие одной части антенны будет усиливать действие другой ее половины. Участок из двух вертикальных проводов не излучает потому, что токи в них всегда противоположны по направлению и одинаковы по величине.

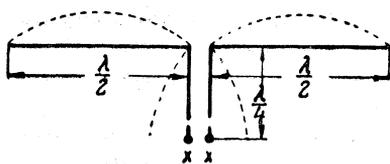


Рис. 240

Коэффициент усиления такой системы (в сравнении с полуволновым вибратором) равен примерно 1,5.

К точкам антенны, отмеченным на рисунке буквами  $x-x$ , присоединяется обычная двухпроводная соединительная линия.

## МНОГОЭЛЕМЕНТНЫЕ АНТЕННЫ

### Антенны с пассивными вибраторами

Большое распространение получили антенны с применением пассивных элементов, т. е. когда питание подводится только к одному вибратору. Остальные, не подключенные к линии вибраторы называются пассивными. В этих вибраторах благодаря явлению индукции возникают переменные токи высокой частоты, наводимые от вибратора, питаемого соединительной линией. Когда в вибраторе появятся токи высокой частоты, он будет излучать радиоволны. Излучение всей антенной системой будет складываться из излучения отдельных ее элементов. По тем направлениям, где волны окажутся в одинаковой фазе, общее излучение усиливается; если фазы оказываются противоположными, излучение ослабляется. Полной компенсации излучения обычно не происходит потому, что ток в пассивных элементах меньше тока в активном вибраторе.

Действие пассивного элемента на диаграмму направленности антенны зависит от расстояния между ним и активным вибратором, а также от фазы тока в нем, что в свою очередь определяется настройкой пассивного вибратора. Наиболее распространенный способ настройки вибратора — это изменение его длины.

Пассивные вибраторы обычно располагаются в одной плоскости с активным и параллельно ему. Пассивный вибратор, ослабляющий излучение в направлении, противоположном активному вибратору, называется рефлектором.

Пассивный вибратор, усиливающий излучение в направлении расположения активного вибратора, называется директором.

Антенная система может состоять из одного активного и нескольких пассивных элементов, например одного рефлектора и одного директора, одного рефлектора и двух директоров и т. д. Больше число элементов (больше четырех) радиолюбители не

используют ввиду громоздкости антенны. На ультракоротких волнах применяются более сложные антенны.

Для уменьшения размеров антенны расстояние между активным вибратором (к которому присоединен фидер) и рефлектором в любительских условиях обычно берется равным  $0,15\lambda$ . Расстояние до директора и между директорами, если их несколько, равно  $0,1\lambda$ .

Для обеспечения необходимой фазы токов в пассивных элементах берется рефлектор длиннее активного излучателя на 5%, а директор — короче на 4%. Ориентировочная длина элементов антенны подсчитывается по формулам:

$$\text{длина активного вибратора } l = 0,475\lambda;$$

$$\text{длина рефлектора } l_p = 0,499\lambda;$$

$$\text{длина первого директора } l_{d_1} = 0,456\lambda;$$

$$\text{длина второго директора } l_{d_2} = 0,438\lambda.$$

На рис. 241 показана схема антенны, состоящей из трех элементов. Стрелка указывает направление максимального излучения такой антенны.

Антенна с пассивными вибраторами сравнительно невелика по размерам и дает одностороннюю направленность. Эти преимущества дали возможность использовать ее в качестве вращающейся антенны.

Характерной особенностью антенн с пассивными вибраторами является малая величина сопротивления излучения, а следовательно, и входного сопротивления антенны. Антенна, имеющая один пассивный элемент — рефлектор, при расположении его на  $0,15\lambda$  от директора обладает сопротивлением излучения около 25 ом; если же она имеет только директор без рефлектора, то сопротивление излучения равно 14 ом. Трехэлементная антенна (излучатель, рефлектор и директор) имеет сопротивление излучения около 10 ом, а четырехэлементная — около 8 ом.

Токи в антенне достигают сравнительно большой величины, поэтому вибраторы следует изготавливать из толстых проводов, лучше всего из трубок. Точный расчет размеров антенны весьма сложен. Поэтому изготовленную (по приведенным размерам) антенну следует подстроить, уточнив длину пассивных элементов для получения лучших результатов.

Коэффициент усиления двухэлементной антенны может достигать 3, а трехэлементной — 5.

Наиболее простой конструкцией будет трехэлементная неподвижная антенна (рис. 242), имеющая рефлектор  $L_p$ , активный вибратор  $L_a$  и директор  $L_d$ .

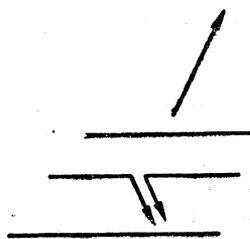


Рис. 241

Для 20-метрового диапазона эта антенна имеет сравнительно небольшие габариты. Расстояние между проводами линии берется порядка 0,15 м при сечении провода фидера в 2 мм<sup>2</sup>. При

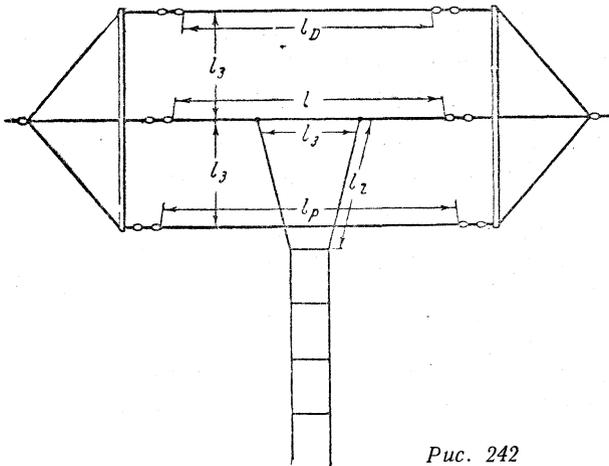


Рис. 242

применении проводов другого сечения расстояние между ними рассчитывается по формуле:

$$D = 75d,$$

где  $D$  — расстояние между проводами фидера;  
 $d$  — сечение провода в мм<sup>2</sup>.

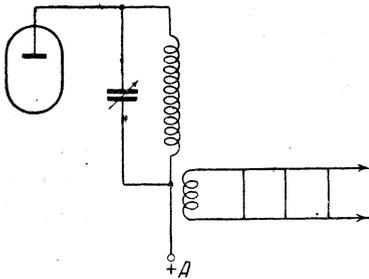


Рис. 243

Антенная система подвешивается на двух мачтах высотой 10—12 м так, чтобы излучению антенны не мешали здания, железобетонные конструкции и т. д. Ее фидер не излучает энергии.

Геометрические размеры такой антенны на 20-метровый диапазон следующие:

$$\begin{aligned} l &= 10,05 \text{ м}; & l_1 &= 2,7 \text{ м}; \\ l_0 &= 9,57 \text{ м}; & l_2 &= 3,1 \text{ м}; \\ l_p &= 10,77 \text{ м}; & l_3 &= 2,1 \text{ м}. \end{aligned}$$

Эта антенна связывается с передатчиком индуктивно катушкой связи  $L_c$ . Диаметр катушки равен диаметру катушки выходного контура передатчика или несколько меньше его (рис. 243).

### ВРАЩАЮЩИЕСЯ НАПРАВЛЕННЫЕ АНТЕННЫ

Коротковолновики ведут радиосвязи с корреспондентами, находящимися в различных направлениях. Применение одной антенны с узкой направленностью в таких условиях не приме-

сет значительной пользы. Лучшим решением является применение антенны с управляемой диаграммой излучения. Такие антенны дают возможность принимать любую станцию с наибольшей слышимостью и обеспечивать концентрацию излучаемой мощности в любом нужном направлении.

Изменение диаграммы направленности в любительской практике обычно достигается за счет механического поворачивания антенны. Однако это можно применять только на диапазонах 10, 14 и 20 м, когда размеры самой антенны, пропорциональные длине волны, не очень велики. На волнах же выше 20 м антенны получаются очень громоздкими.

В радиолюбительской практике широко распространены главным образом вращающиеся направленные антенны с использованием пассивных элементов. По принципу работы и по электрическим параметрам вращающиеся антенны не отличаются от неподвижных.

Чаще всего применяются антенны с горизонтальным расположением вибраторов, как более легко выполнимые в конструктивном отношении.

### Размеры и конструкция вибраторов

Формулы для расчета размеров вибраторов и расстояния между ними были приведены выше. На рис. 244 показана схема трехэлементной антенны с рефлектором и директором.

Основные размеры антенны обозначены на этой схеме буквами. В табл. 43 приводятся размеры антенн, предназначенные для работы на любительских диапазонах 10, 14 и 20 м. При настройке антенны эти размеры подлежат некоторому уточнению.

Если антенна состоит не из трех вибраторов, а из двух, то следует брать размеры, относящиеся к имеющимся элементам.

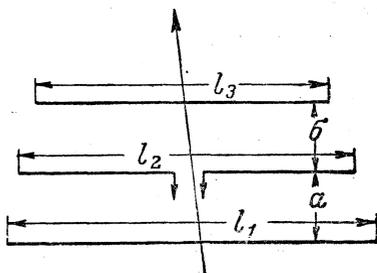


Рис. 244

Таблица 43

Диапазоны, м	Размеры, см				
	$l_1$	$l_2$	$l_3$	$a$	$b$
10	535	505	490	160	105
14	720	670	655	215	145
20	1 070	1 010	980	322	215

Вибраторы выполняются из дюралевых, медных или стальных (с медным покрытием) трубок диаметром 8—12 мм.

Для настройки антенны следует предусмотреть возможность изменения длины пассивных вибраторов в пределах +15%. Для этого на концах вибраторов нужно сделать выдвижные секции, так называемые телескопические звенья (рис. 245).

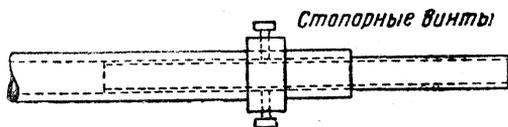


Рис. 245

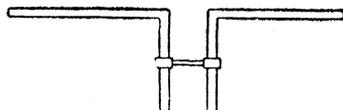


Рис. 246

Пассивные вибраторы надо делать не сплошными, а с разрывом посередине, который замыкается подвижной закорачивающей перемычкой (рис. 246). Настройка производится передвижением этой перемычки.

В активном вибраторе регулирующих устройств делать не нужно.

#### Соединение антенны с линией

Антенна с пассивными вибраторами обладает небольшим входным сопротивлением. Если пренебречь активным сопротивлением вибраторов, то входное сопротивление может лежать в пределах от 25 до 8 ом. Непосредственное согласование с линией в этом случае, очевидно, невозможно, так как линии с таким низким волновым сопротивлением не изготавливаются. Для согласования чаще всего применяют четвертьволновую секцию из высокочастотного кабеля или, в крайнем случае, из шнура.

При использовании в качестве активного вибратора шлейф-антенны может быть осуществлено непосредственное включение линии. При одинаковых диаметрах верхнего и нижнего проводов шлейф-антенны входное сопротивление увеличивается в четыре раза, а если диаметр верхнего провода взять вдвое больше, то входное сопротивление увеличивается в девять раз.

Если антенна имеет один пассивный элемент — рефлектор, то при использовании шлейф-антенны из одинаковых проводов входное сопротивление будет вместо 25 ом равно  $25 \times 4 = 100$  ом.

При четырехэлементной антенне и шлейф-антенне с диаметром верхнего провода вдвое большим диаметра нижнего провода входное сопротивление будет равно  $8 \times 9 = 72$  ом. Такое входное сопротивление дает возможность непосредственного включения широко распространенного высокочастотного кабеля РК-1.

Значительную трудность в конструкции вращающихся антенн вызывает обычно соединение вибраторов с соединительной линией.

Чаще всего применяют гибкое соединение (рис. 247).

Кабель или шнур пропускают внутри поддерживающей антенну трубы и при повороте антенны он испытывает некоторое скручивание. Такую конструкцию можно применять только при условии, что антенна будет делать не более одного оборота.

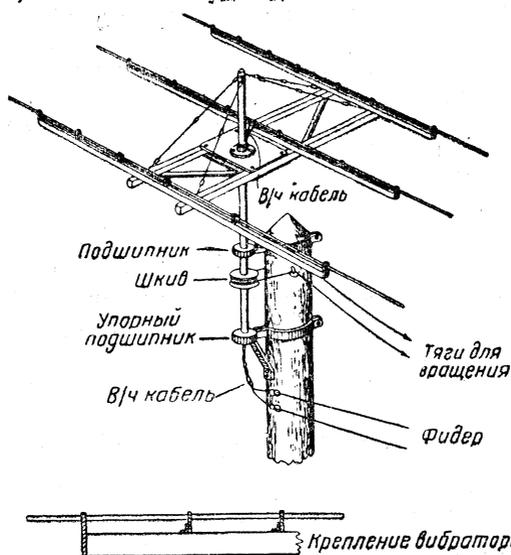


Рис. 247

Более редко применяется соединение антенны с линией при помощи контактных колец, укрепленных на вращающейся части конструкции. Эти кольца входят в пружинящие губки, находящиеся на неподвижной опоре. Линия присоединяется к губкам (рис. 248).

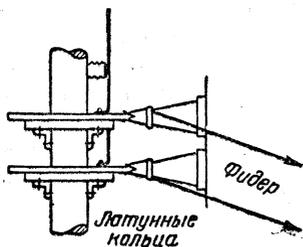


Рис. 248

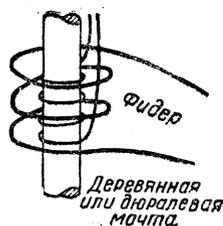


Рис. 249

Трудной в налаживании, а поэтому и реже применяемой является индуктивная связь (рис. 249). При этой связи на вращающейся конструкции укрепляется одна катушка, подключенная к vibratorу, а вторая катушка, соединенная с линией, укрепляется неподвижно. Здесь требуется сложный расчет и подбор связи, что и затрудняет широкое распространение этого способа.

## Трехэлементная антенна на 14 Мгц

Американские коротковолновики WØVZC и WØQFG предложили новый тип малогабаритной антенны для работы в диапазоне 14 Мгц. Антенна состоит из горизонтального основания, крепящегося к мачте, директора, вибратора и рефлектора. Элементы антенны изготавливаются из металлических трубок длиной 1250 мм каждая. Каждый элемент состоит из шести трубок 1—6, входящих одна в другую (рис. 250, а) 1, 6 — выдвинутые трубки диаметром 15 мм, с помощью которых осуществляется настройка каждого элемента антенны, 2, 5 — алюминиевые трубки диаметром 20 мм, 3, 4 — алюминиевые трубки

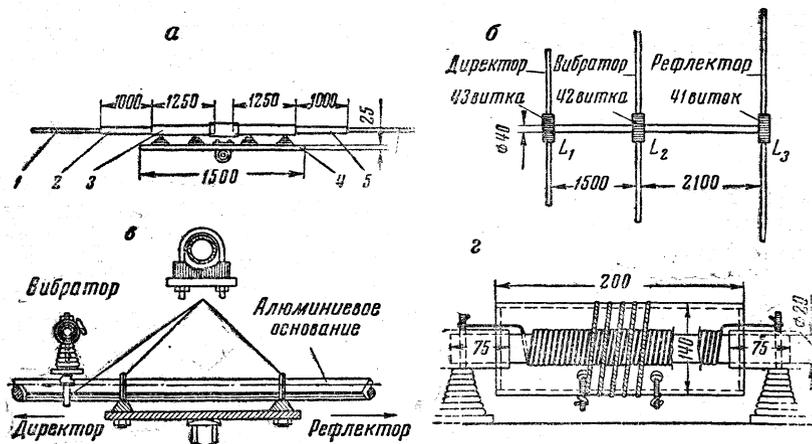


Рис. 250

диаметром 25 мм. Директор, вибратор и рефлектор укрепляются на деревянных планках размером 1500 × 60 × 25 мм на изоляторах, два из которых крепятся на концах планки, а два — на расстоянии 150—200 мм от центра планки.

Удлинительные катушки  $L_1$ ,  $L_2$  и  $L_3$  (рис. 250, б) наматываются на полистироловых каркасах диаметром 20 и длиной 330 мм. Концы каркасов на 60—75 мм входят в металлические трубки 3 и 4 (рис. 250, а). Наматываются катушки голым медным проводом диаметром 2 мм, шаг намотки 4 мм. Катушки для защиты от сырости покрываются лаком и размещаются в центре защитных цилиндров диаметром 40 мм и длиной 200 мм, изготовленных из органического стекла. Поверх защитного каркаса катушки  $L_2$  наматывается катушка связи с фидером (рис. 250, г). Для кабеля с волновым сопротивлением 52 ом катушка связи содержит пять витков провода диаметром 2 мм, а для кабеля с волновым сопротивлением 73—75 ом — семь витков того же провода. Собранные элементы монтируются на горизонтальном основании с по-

мощью V-образных зажимов. Основание для монтажа антенны изготавливается из алюминиевой трубы диаметром 40 мм и длиной 3 650 м (рис. 250, в). Антенна настраивается на рабочие частоты при помощи моста для измерений коэффициента стоячих волн, гетеродинного индикатора резонанса и индикатора напряженности поля. Вибратор настраивается на частоту 14,1 Мгц, директор — на частоту 14,8 и рефлектор — на 13,6 Мгц. Точная настройка антенны производится по наибольшему отношению излучения «вперед — назад», по показаниям индикатора напряженности поля. Вначале на максимум излучения «вперед» настраивается директор, затем рефлектор. Затем проверяется резонансная частота вибратора. После этого антенна поворачивается рефлектором по направлению к индикатору напряженности поля и рефлектор настраивается на минимум излучения.

### Комбинированная антенна G4ZU на три диапазона

Английский коротковолновик G4ZU предложил новый вид малогабаритной антенны с изменяющейся диаграммой направленности на три любительских диапазона 14, 21 и 28 Мгц с автоматическими переключателями в виде длинных линий.

Антенна состоит из трех элементов — вибратора, директора и рефлектора, размеры которых приведены на рис. 251. Директор нагружен на катушку, рассчитанную для работы в диапазоне 21 Мгц. При замыкании катушки директор оказывается наст-

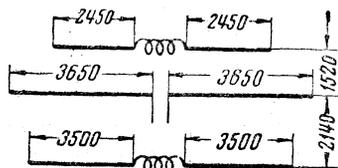


Рис. 251

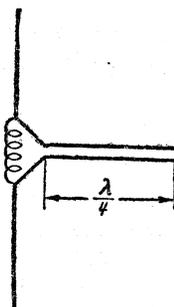


Рис. 252

роенным для работы на диапазоне 28 Мгц. В качестве переключателя применена четвертьволновая разомкнутая линия длиной 1,5 м, электрически замкнутая на частоте 28 Мгц. На частоте 21 Мгц эта линия перестает быть короткозамкнутой и электрически является как бы небольшой емкостью. Такая линия (рис. 252), присоединенная параллельно катушке, автоматически будет выполнять функции переключателя. В центре рефлектора длиной 700 мм (350 × 2 мм) включена катушка для работы в диапазоне 14 Мгц. Четвертьволновая линия длиной 2,3 м автоматически закорачивает его в диапазоне 21 Мгц. Эти линии размещаются внутри горизонтального основания (рис. 253).

В диапазоне 28 Мгц действие рефлектора аналогично действию двух синфазных полуволновых рефлекторов. В системе применен вибратор длиной 730 мм ( $365 \times 2$ ) без укорачивающих катушек.

Согласующее устройство (рис. 254) включается в фидер, выполненный в виде открытой параллельной линии длиной 12 м и с волновым сопротивлением 300—450 ом. Последовательный контур, образованный катушками  $L_1$ ,  $L_2$  и конденсатором  $C_1$  и подключенный к концам фидера, настраивается на частоту 21 Мгц.

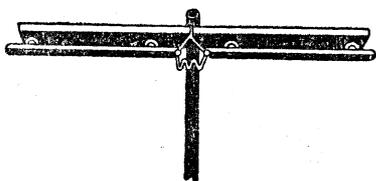


Рис. 253

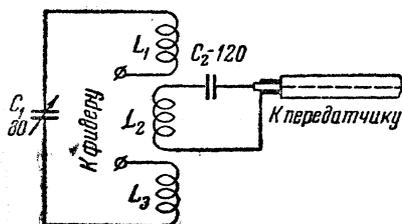


Рис. 254

Поскольку настройка согласующего устройства наиболее критична в диапазоне 14 Мгц, то она ведется не на диапазон 21 Мгц, а на середину диапазона 14 Мгц, т. е. на 14,2 Мгц.

Катушки  $L_1$  и  $L_3$  имеют по 4 витка диаметром 3,75 см, катушка  $L_2$  — 3 витка.

Антенна имеет коэффициент усиления на диапазоне 28 Мгц — 9,5 дб, 7,5—8 дб на 21 Мгц и 4—4,5 дб на 14 Мгц.

### Вращающаяся антенна «QUAD»

В последние годы получила распространение вращающаяся антенна, называемая «QUAD». Она состоит из вибратора и рефлектора квадратной формы. Внешний вид антенны приведен на рис. 255. Основание антенны изготавливается из бамбука. Вибратор представляет собой квадрат со сторонами, равными 5110 мм (для диапазона 14 Мгц), что соответствует  $0,25\lambda$ . Рефлектор имеет такие же размеры. Длина согласующей линии 1800 мм. Расстояние между вибратором и рефлектором составляет  $0,18\lambda$ , или 3650 мм, что соответствует волновому сопротивлению порядка 75 ом. Связь фидера с передатчиком — индуктивная. Катушка связи имеет 4 витка того же диаметра, как и катушка передатчика.

Размеры всех остальных элементов и деталей антенны приведены на рисунке.

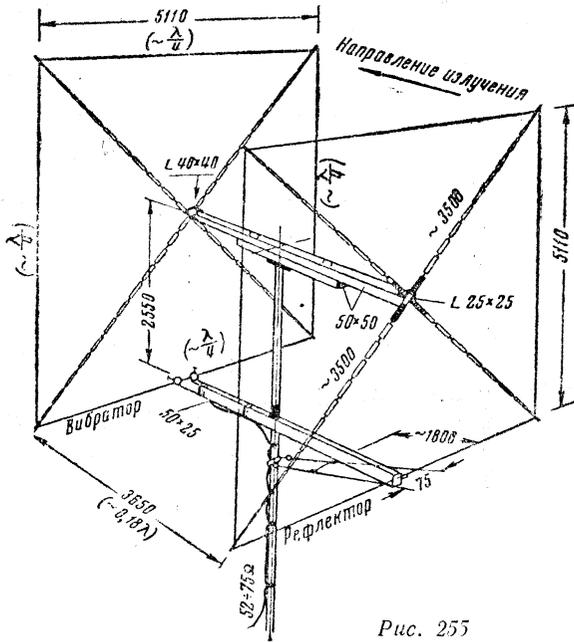


Рис. 255

### Шлейф-антенна

На рис. 256 показано схематическое устройство так называемой шлейф-антенны, состоящей из двух полуволновых вибраторов, соединенных последовательно. Пунктиром указано распределение тока в антенне. Общая длина шлейф-антенны, т. е.  $2(l_1 + l_2)$ , берется на 5% меньше рабочей длины волны.

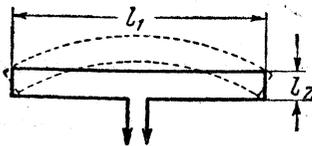


Рис. 256

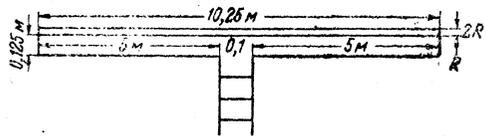


Рис. 257

Длина  $l_2$  выбирается равной 20—50 см. Для фиксации положения верхнего вибратора по отношению к нижнему между ними ставятся изоляционные распорки. На рис. 257 приведен эскиз конструктивного выполнения шлейф-антенны.

Входное сопротивление такой антенны в четыре раза больше, чем у обычного симметричного вибратора, и равно приблизительно 300 ом. Это намного упрощает связь с соединительной линией бегущей волны и является большим преимуществом дан-

ного типа антенн. Для того чтобы входное сопротивление было еще больше, верхний провод делается большего сечения, чем нижний, например вместо одного верхнего провода применяются два того же диаметра. При этом входное сопротивление по сравнению с одиночным вибратором возрастает в девять раз и составляет 650 ом.

Шлейф-антенна предназначается для работы в пределах одного диапазона. Ее диаграмма направленности такая же, как и у полуволнового вибратора.

### ГАРМОНИКОВЫЕ АНТЕННЫ

Иногда на любительских радиостанциях применяются антенны, состоящие из одиночного провода, длина которого в несколько раз больше рабочей длины волны. На таком проводе наблюдается несколько узлов и пучностей тока и напряжения, т. е. по длине провода распределяется несколько полуволн.

Работа такой антенны происходит на волнах, в несколько раз превышающих ее собственную волну, т. е. на ее гармониках, отчего такие антенны и получили название гармониковых.

Большим преимуществом таких антенн является возможность их использования на нескольких диапазонах.

Диаграмма направленности гармониковой антенны будет зависеть от соотношения

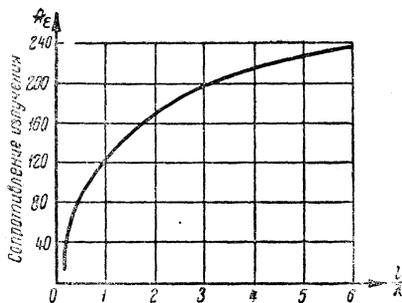


Рис. 258

между длиной антенны и рабочей длиной волны. Обычно антенна имеет несколько направлений максимального излучения.

По мере увеличения номера гармоники максимум направленности прижимается к оси провода. Ориентировав соответствующим образом антенны на местности, можно совместить максимум излучения (или приема) с желаемым направлением.

Так как диаграмма направленности антенны имеет несколько максимумов и целую серию побочных «лепестков», то помехи, приходящие со всех сторон, будут сильно сказываться.

Благодаря более узкой направленности гармониковая антенна дает большую силу приема по сравнению с полуволновым вибратором. К сожалению, коротковолновики не могут полностью использовать это преимущество, так как их корреспонденты находятся в самых различных направлениях.

Следует помнить, что при переходе с диапазона на диапазон направленность антенны изменяется.

Гармониковая антенна может быть непосредственно подключена к передатчику или приемнику. Можно также соединять

антенну с передатчиком и с помощью соединительной линии, которая подключается или к концу антенны (в пучности напряжения), или к любой пучности тока (желательно в середине антенны). Нельзя подключать линию к точкам, соответствующим узлам тока антенны, так как при этом нарушится правильное соотношение фаз в обоих ее плечах.

Сопротивление излучения гармониковой антенны зависит от соотношения длины антенны и длины волны. Приблизительную величину его можно определить по графику рис. 258, в котором не учитывается влияние земли и окружающих предметов.

Величину сопротивления излучения необходимо знать для расчета соединительной линии и связи с передатчиком.

Гармониковая антенна является составной частью более сложных систем, широко применяемых в профессиональной радиосвязи. Такой системой является V-образная антенна.

### V-образная антенна

Эта антенна состоит из двух гармониковых антенн, установленных под углом друг к другу таким образом, что их максимумы излучения совпадают (рис. 259).

В результате сложения направленных свойств двух длинных проводов общая направленность системы в направлении биссектрисы угла  $\alpha$  возрастает. Антенна является двухнаправленной.

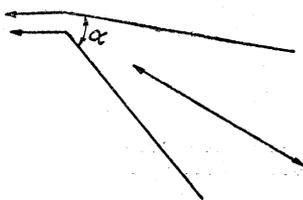


Рис. 259

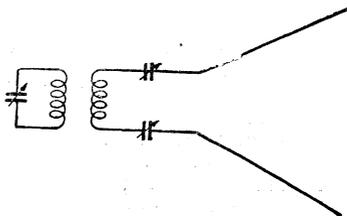


Рис. 260

Диаграмма направленности и величина угла  $\alpha$  зависит от длины проводов антенны. Последнюю нужно сделать однонаправленной, обеспечив в ней бегущую волну или установив сзади рефлектор — вторую такую же соответственно настроенную антенну. Однако в любительских условиях это усложнение будет неоправданным.

Расчет V-образной антенны сводится практически к определению величины угла максимального излучения в вертикальной плоскости при высоте подвеса равной  $\frac{\lambda}{2}$ .

Антенны с более длинными сторонами дают более острую направленность и меньший угол излучения в вертикальной плоскости.

Так, при длине стороны равной  $8\lambda$  коэффициент направленности может достигать 15. При меньших размерах значения коэффициента уменьшаются. Такую антенну можно использовать на нескольких диапазонах, хотя ее показатели при этом изменяются.

Для удобства эксплуатации V-образную антенну желательно связывать с передатчиком непосредственно. На рис. 260 показан один из вариантов связи антенны с передатчиком.

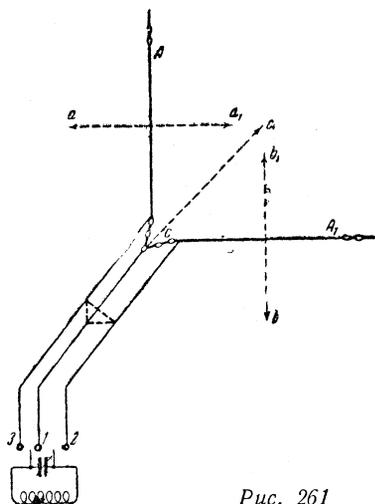


Рис. 261

В любительской практике применяются антенны по типу V-образных, но состоящие из двух полуволновых вибраторов. В отличие от V-образных антенн, они не имеют в диаграмме направленности лепестков.

Для изготовления антенны берутся две полуволновые антенны  $A$  и  $A_1$  (рис. 261), расположенные под углом  $90^\circ$  по отношению друг к другу. При питании каждой антенны отдельными парами соединительных линий наибольшее излучение будет в направлении  $C - C_1$ .

Однолучевая полуволновая антенна при малом влиянии окружающих ее предметов дает наибольшее излучение под пря-

мым углом в направлении ее оси  $a - a_1$  — для антенны  $A$  и  $b - b_1$  — для антенны  $A_1$ .

Включив оба луча антенны на тройную линию и сделав соответствующий переключатель, дающий возможность питать либо каждый луч в отдельности, либо оба вместе, можно получить наибольшее излучение в любом из указанных направлений.

Провода линии располагаются треугольником на равном расстоянии друг от друга в 15—25 см. Ножи переключателя во избежание емкостного влияния между ними должны быть расположены не ближе 15 см один от другого.

Длина провода излучающей части антенны рассчитывается по формуле:

$$l = 0,475\lambda.$$

Длина каждого провода линии определяется формулой:

$$l = 0,9 \frac{\lambda n}{4},$$

где  $n$  — нечетное число.

Оператор радиостанции UA0UA С. Гулиев (Чита) предложил подобную же антенну, но с несколько другими геометрическими данными. На высоте 10—12 м им были подвешены под углом  $60^\circ$  друг к другу две антенны (рис. 262). Длина горизонтальной части составляла 63 м. Соединительная линия

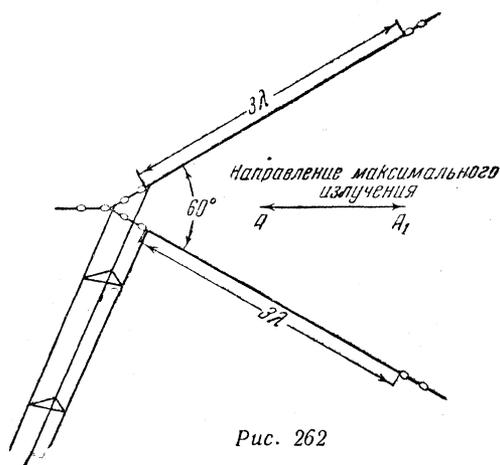


Рис. 262

применена трехпроводная, длина каждого ее провода 12 м. Настраивается эта антенна двумя конденсаторами переменной емкости, включаемыми либо параллельно, либо последовательно. Максимальное излучение получается в направлении  $A-A_1$ .

### Антенна «Наклонный луч»

Нередко на любительских станциях имеется возможность непосредственно подключать антенну к передатчику. Так как при этом не ставится задача получения направленного действия

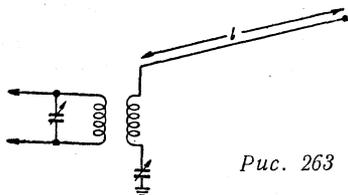


Рис. 263

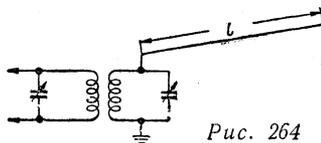


Рис. 264

и выигрыша по мощности, то можно ограничиться подвеской антенны из наклонного провода. Длину провода следует выбирать с учетом работы на нескольких диапазонах.

«Наклонный луч» длиной 39,5 м может работать на диапазонах 40, 20, 14 и 10 м. Схема связи такой антенны с передатчиком показана на рис. 263.

Эту же антенну можно использовать для работы на 160-метровом диапазоне, применив схему связи, изображенную на рис. 264. В этом случае она будет заземленным четвертьволновым вибратором.

Если не предполагается работать на 160-метровом диапазоне, то длину луча можно взять вдвое меньшую, т. е. 19,8 м.

Следует иметь в виду, что при применении схемы, приведенной на рис. 264, на нижнем конце антенны будет пучность напряжения и узел тока. Поэтому применять для настройки ее индикатор тока (тепловой амперметр, лампу накаливания) здесь невозможно и нужно пользоваться индикатором напряжения (неоновая лампа, ламповый вольтметр).

## СОЕДИНИТЕЛЬНЫЕ ЛИНИИ

### Назначение линии

Назначение соединительной линии — передать электрическую энергию токов высокой частоты от передатчика к антенне или от антенны к приемнику. Принципиальной разницы между соединительными линиями приемных и передающих антенн нет. Имеется лишь конструктивное различие, связанное с разной величиной передаваемой мощности.

Исходя из назначения соединительной линии перед ней ставят следующие основные требования: передача энергии по линии должна производиться с наибольшей эффективностью, потери в самой линии должны быть минимальны.

Кроме того, соединительная линия сама не должна ни излучать, ни принимать. Излучающая линия исказит диаграмму направленности антенны, создаст дополнительные потери в окружающих предметах, что снизит общую эффективность передачи. Если соединительная линия будет принимать, то местные помехи будут сильно сказываться, так как соединительные линии обычно проходят по соседству с различными электропроводками.

### Конструкция соединительных линий

Чаще всего соединительная линия состоит из двух проводов. Для того чтобы линия не излучала, необходимо, чтобы оба провода создавали в окружающем пространстве равные и противоположные по направлению магнитные поля. Тогда вокруг линии не будет магнитного поля, а следовательно, не будет и излучения.

Для осуществления этого условия применяется несколько конструкций соединительных линий.

Двухпроводная линия представляет собой два параллельных провода, подвешенных на небольшом расстоянии друг от друга. Для постоянного сохранения этого расстояния между проводами

поставлены изоляционные распорки (рис. 265). Такая линия наиболее проста в изготовлении и получила широкое распространение, несмотря на то, что вследствие некоторого разноса проводов не получается полной компенсации полей и имеется небольшое излучение. Разновидностью этой двухпроводной линии являются два изолированных провода, свитых в виде шнура. Такая линия может применяться на приемных и на маломощных передающих радиостанциях. Применять ее для мощных передатчиков нежелательно ввиду резкого возрастания потерь в изоляции проводов.

Концентрическая линия (рис. 266) представляет собой металлическую трубку, внутри которой (вдоль ее оси) укреплен проводник. Этот проводник является прямым проводом, а сама

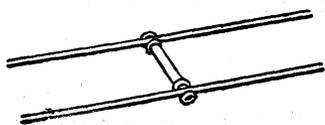


Рис. 265

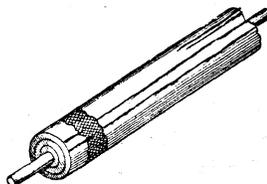


Рис. 266

трубка — обратным. Для фиксации положения внутреннего проводника применяются изоляционные шайбы, расположенные на определенных расстояниях одна от другой, а также сплошное заполнение изоляцией всего внутреннего пространства трубки.

Концентрические линии обычно изготавливаются гибкими, со свинцовой или специально сплетенной оболочкой. В этом случае они называются высокочастотными кабелями. Высокочастотные кабели очень удобны для монтажа, особенно в городе, где прокладка воздушной линии связана с затруднениями. Кабели же укрепляются непосредственно на стене здания. К внутренней изоляции высокочастотных кабелей предъявляются особые требования в смысле потерь, но, несмотря на это, потерь энергии в кабельной линии все же больше, чем в воздушной. Излучение кабельной линии практически отсутствует, внешний ее проводник действует как экран.

Скорость распространения тока по высокочастотному кабелю меньше, чем по воздушной линии; в некоторых случаях это весьма важно для расчета длины линии.

### Волновое сопротивление соединительной линии

Важной характеристикой всякой линии, в том числе и соединительной, является ее волновое сопротивление. Волновое сопротивление зависит от конструкции линии, диаметра проводов и расстояния между ними и не зависит от длины самой линии.

Волновое сопротивление измеряется в омах и может быть определено по следующим формулам.

Для двухпроводной линии:

$$W = 276 \lg \frac{D}{r},$$

где  $W$  — волновое сопротивление, *ом*;

$D$  — расстояние между центрами проводов;

$r$  — радиус провода.

Величины  $D$  и  $r$  должны быть выражены в одинаковых единицах, например в миллиметрах.

Если между проводами линии нет воздушной изоляции, то величина волнового сопротивления изменится. Для подсчета (при полном заполнении промежутка между проводами изоляцией) вводится поправочный коэффициент, равный  $\frac{1}{\sqrt{\epsilon}}$ , где  $\epsilon$  — диэлектрическая постоянная изоляции.

Определить волновое сопротивление двухпроводной воздушной линии можно также по графику, приведенному на рис. 267.

Волновое сопротивление однопроводной линии определяется с приближенной точностью по следующей формуле (земля предполагается идеальным проводником):

$$W = 138 \lg \frac{4h}{d},$$

где  $W$  — волновое сопротивление, *ом*;

$h$  — высота подвеса, *мм*;

$d$  — диаметр провода, *мм*.

В среднем волновое сопротивление однопроводной линии равно 600—700 *ом*.

### Электрическая длина соединительной линии

Электрическая длина есть расстояние в длинах волн, когда учитывается фактическое распределение пучностей и узлов и фактическая скорость распространения электромагнитных волн вдоль линии. Скорость распространения в линии с воздушной изоляцией почти равна скорости света и длина волны определяется формулой:

$$\lambda (м) = \frac{300\ 000}{f (кГц)}.$$

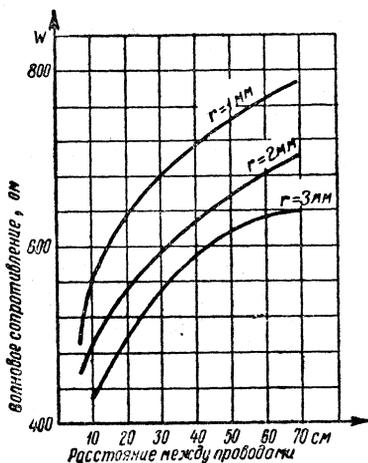


Рис. 267

При наличии изоляции скорость распространения уменьшается в  $\frac{1}{\sqrt{\epsilon}}$  раз.

Приблизительные значения этого поправочного коэффициента приведены в табл. 44.

Таблица 44

Тип фидера	Поправочный коэффициент
Двухпроводная и четырехпроводная воздушные линии . . . . .	0,975
Высокочастотный кабель со сплошным заполнением (полнэтилен) . . . . .	0,65
Шнур с резиновой изоляцией . . . . .	0,56—0,65

### Соединительная линия бегущей волны

Для создания наилучших условий передачи энергии по соединительной линии она должна быть согласована с сопротивлением нагрузки, которым является передающая антенна или вход приемника. Согласование будет достигнуто при равенстве сопротивления нагрузки волновому сопротивлению линии. При этом в линии будет чисто бегущая волна без отражения от конца линии, без узлов и пучностей тока и напряжения. Кроме увеличения коэффициента полезного действия линии, облегчается и конструкция самой линии: длина ее может быть любой, а необходимость в настройке отпадает. Согласовать следует линию с передатчиком так, чтобы передаваемая мощность была максимальной.

Согласование линии с антенной осуществляется различными способами.

Наиболее простой способ сводится к подбору по входному сопротивлению антенны размеров линии и применению непосредственного ее включения. Связь с передатчиком и приемником в этом случае надо рассчитать и подобрать под сопротивление линии.

Этот способ согласования применим для большинства типов антенны, за исключением антенн с малым входным сопротивлением, для которых конструкция линии получается трудно выполнимой, так как токи в ней достигают больших значений и сильно возрастают потери в проводах. Наиболее оптимальные значения волновых сопротивлений для воздушных линий составляют 200—600 ом и для высокочастотных кабелей — 70—100 ом.

Если соединительная линия имеет волновое сопротивление, отличное от входного сопротивления антенны, то между ними включается согласующая секция. Разберем наиболее употребительные методы согласования.

**Подбор точек включения линии в антенну.** Этот способ применяется в системах с однопроводным питанием антенн и антеннами шунтового питания. При перемещении точек присоединения линии по длине полуволнового вибратора входное сопротивление антенны будет различно по величине. Волновое сопротивление линии для этих антенн берется равным 600 ом. Точки соединения с линией подбираются так, чтобы входное сопротивление антенны тоже было равно 600 ом.

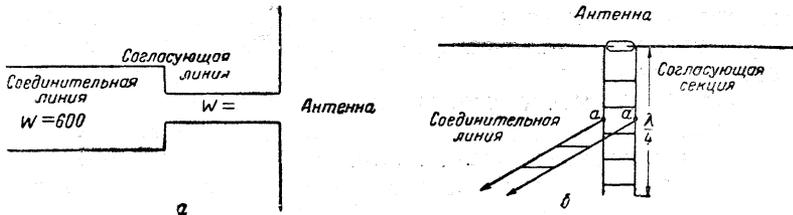


Рис. 268

**Четвертьволновая линия.** Линия длиной в  $1/4$  рабочей длины волны, нагруженная на сопротивление, имеет входное сопротивление с противоположного конца равное:

$$R_{\text{вх}} = \frac{W^2}{R_{\text{нагр}}},$$

где  $R_{\text{вх}}$  — входное сопротивление четвертьволновой линии;  
 $R_{\text{нагр}}$  — сопротивление нагрузки четвертьволновой линии.

Если эту четвертьволновую согласующую линию включить между соединительной линией и антенной, то в качестве  $R_{\text{нагр}}$  будет служить входное сопротивление антенны, а линию следует согласовывать с  $R_{\text{вх}}$  (рис. 268). Это согласование легко выполнить подбором волнового сопротивления четвертьволновой линии. Для получения согласования  $R_{\text{вх}} = W_{\lambda}$  ( $W_{\lambda}$  — волновое сопротивление соединительной линии) волновое сопротивление согласующей секции должно равняться:

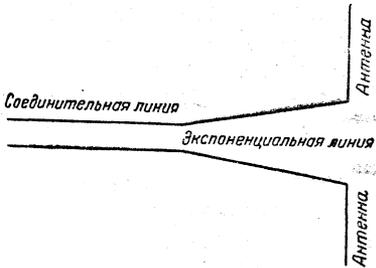


Рис. 269

$$W = \sqrt{W_{\lambda} \cdot R_{\text{нагр}}}.$$

**Согласование с помощью шлейфа.** При этом способе между антенной и соединительной линией включается четвертьволновая согласующая секция, но ее волновое сопротивление может быть взято таким же, как и для линии, т. е. согласующая секция

делается из того же провода и с таким же расстоянием между проводами, как и вся линия. Если теперь соединительную линию подключить к согласующей секции так, как это показано на рис. 268, б, то степень согласованности будет зависеть от положения точек  $a-a$ . Точки присоединения линии подбираются обычно экспериментально.

**Экспоненциальная линия.** Часто в качестве согласующего звена используется участок линии с плавно меняющимся волновым сопротивлением. Расстояние между проводами такой линии постепенно увеличивается. Применяются также линии, у которых расстояние между проводами остается неизменным, но каждый провод состоит из двух постепенно расходящихся проводов, что эквивалентно увеличению его диаметра.

На одном конце такой экспоненциальной линии волновое сопротивление делается равным волновому сопротивлению фидера, а на другом — сопротивлению антенны. Схема устройства экспоненциальной линии дана на рис. 269.

### Соединительная линия со стоячей волной

Соединительную линию со стоячей волной можно рассматривать как часть самой антенны, сложенной так, что токи в обоих проводах противоположны и поэтому создаваемые ими поля компенсируют друг друга. Распределение силы тока и напряжения по линии определяется типом антенны. Применяются два способа соединения линии стоячей волны с антенной: а) линия подключения к антенне в пучности напряжения — питание антенны напряжением и б) линия включена в антенну в пучности тока — питание током.

Длину линии нельзя брать любой. Она должна равняться целому числу четвертей волны. Практически допустимо некоторое отклонение от точной длины (лучше в сторону увеличения), но оно компенсируется подстройкой линии. Для этого в каждый ее провод включается конденсатор переменной емкости.

Длина линии (число четвертей волн) и выбранный способ питания антенны (током или напряжением) определяют собой и схему связи с передатчиком.

Если в месте подхода линии к передатчику получается пучность напряжения, то применяется параллельная схема выхода передатчика, а если пучность тока, — последовательная схема.

Схему параллельного выхода можно выбирать как исключение, если антенна используется только на передачу, так как все радиоприемники имеют последовательную схему входа. Кроме того, измерение тока в линии при параллельной схеме затруднительно.

Если антенна возбуждается током, то длина линий должна равняться четному числу четвертей волн ( $2/4\lambda$ ,  $4/4\lambda$ ,  $6/4\lambda$  и т. д.).

При возбуждении напряжением длина линии должна равняться нечетному числу четвертей волн ( $1/4\lambda$ ,  $3/4\lambda$ ,  $5/4\lambda$  и т. д.).

Распределение тока в линии и антенне показано на рис. 270. В случае параллельной схемы питания линии приведенное выше правило применяется в обратном порядке, т. е. при антенне, возбуждаемой током, соединительная линия имеет длину, равную нечетному числу четвертей волн.

При определении длины соединительной линии следует считать электрическую, а не фактическую длину. Расстояние между проводами определяет волновое сопротивление линии и обычно берется порядка 15—25 см.

Для выполнения симметричной антенны с питающей линией со стоячей волной необходимо рассчитать длину собственно антенны, т. е. излучающего вибратора, определить длину проводов фидера и тип настройки последнего для каждого из необходимых диапазонов.

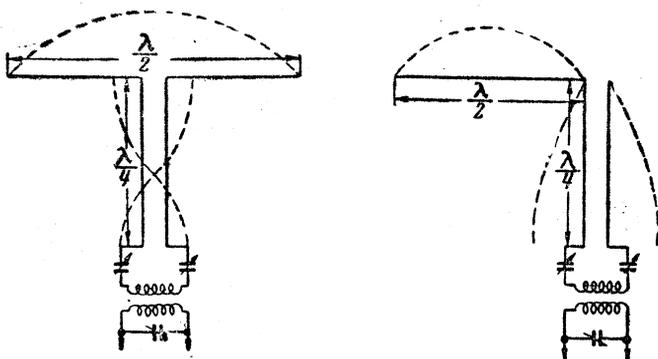


Рис. 270

Длина провода антенны рассчитывается по формуле:

$$l = 0,47\lambda.$$

Длина линии должна составлять целое нечетное число четвертей волны и рассчитываться по формуле:

$$l = 0,9 \frac{\lambda n}{4},$$

где  $n$  — нечетное число;

0,9 — коэффициент для учета влияния на линию близлежащих предметов и наличия катушек связи.

Чаще всего линия связывается с передатчиком индуктивно.

В случае одноплатного передатчика расположение катушки связи оказывает влияние на уменьшение паразитных емкостных связей; ее надо располагать со стороны «холодного» конца. У двухтактного передатчика связь должна быть симметричной, для чего катушки связи помещают точно в середине катушки выходного контура передатчика (рис. 271, а) или же катушка связи делится пополам и каждая половина катушки связывается

с соответствующим концом катушки выходного контура (рис. 271, б).

Линия должна быть настроена на собственную волну антенны или любую нечетную гармонику рабочей волны.

Рассчитаем для примера антенну для работы на 10-, 14-, 20- и 40-метровом диапазонах. Антенной наименьшей длины будет полноволновая 40-метровая антенна, рассчитанная на середину диапазона, т. е. на 42 м. Ее длина определяется по формуле:

$$l = 0,47\lambda; \quad l = 0,47 \times 42 = 19,74 \text{ м.}$$

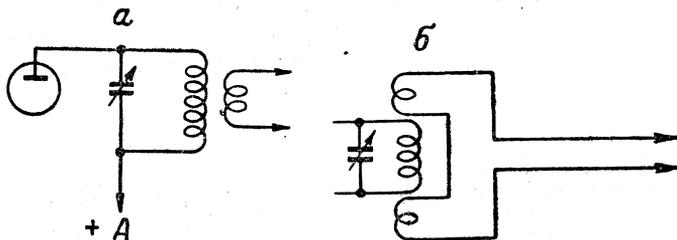


Рис. 271

Длину провода фидера рассчитаем так, чтобы она не превышала 30 м, так как при большей длине увеличиваются потери:

$$l = 0,9 \frac{\lambda}{4} \cdot n;$$

при

$$n = 1 \quad l = \frac{0,9 \cdot 42 \cdot 1}{4} = 9,45 \text{ м;}$$

при

$$n = 3 \quad l = \frac{0,9 \cdot 42 \cdot 3}{4} = 27,35 \text{ м.}$$

Для работы на 20-метровом диапазоне придется несколько изменить длину линии:

при

$$n = 1 \quad l = \frac{0,9 \cdot 21 \cdot 1}{4} = 4,72 \text{ м;}$$

при

$$n = 3 \quad l = \frac{0,9 \cdot 21 \cdot 3}{3} = 14,16 \text{ м.}$$

Для работы на 14-метровом диапазоне длина линии будет  $l = 3,15$  и  $15,45$  м соответственно.

На 10-метровом диапазоне длину линий можно взять равной 2,2; 6,6 или 11 м.

Для быстрого перехода с диапазона на диапазон без укорачивания длины линии применяется последовательная или параллельная настройка ее переменными конденсаторами (емкостью 200—400 пф).

Если собственная длина волны соединительной системы несколько выше собственной волны антенны или ее нечетной гармоники (больше  $\lambda$ ,  $3\lambda$ ,  $5\lambda$ ), то применяется последовательная настройка (рис. 272).

В том случае, когда собственная длина волны соединительной системы больше четной гармоники волны антенны (больше  $2\lambda$ ,  $4\lambda$ ,  $6\lambda$ ), но меньше ее нечетной ( $\lambda$ ,  $3\lambda$ ,  $5\lambda$ ), то применяется

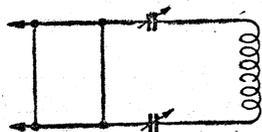


Рис. 272

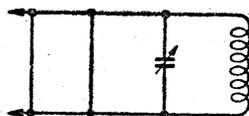


Рис. 273

параллельная настройка (рис. 273). Это дает возможность подогнать линию под необходимый диапазон тем или другим видом настройки ее.

В табл. 45 приведены оптимальные значения длины линий и указаны способы их настройки для каждого из любительских диапазонов.

Таблица 45

НАСТРОЙКА ЛИНИИ ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ ДИАПАЗОНОВ

Длина каждого провода, м	7 000 кГц (40 м)	14 000 кГц (20 м)	21 000 кГц (14 м)	28 000 кГц (10 м)
28,5	Последовательно	Параллельно	Параллельно	Последовательно и параллельно
15,45	Параллельно	»	»	Последовательно
9,45	Последовательно	»	»	Параллельно и последовательно
4,72	Параллельно	Последовательно	Последовательно и параллельно	Параллельно
2,2	»	Параллельно	Параллельно	Последовательно

При постройке соединительной линии необходимо выбирать для нее такую длину, чтобы линию можно было подстраивать параллельным или последовательным присоединением конденсаторов переменной емкости.

Важным требованием при постройке является симметричность линии: оба ее провода должны быть одинаковой длины. Даже при небольшом отклонении в размерах проводов наблюдается несимметричность распределения тока и напряжения и нарушается основное преимущество соединительной системы — отсутствие излучения.

Расстояние между проводами берется таким, чтобы магнитные поля каждого из проводов взаимно ослабляли друг друга и чтобы изменение междупроводной емкости при вибрации соединительной системы не оказывало заметных влияний на настройку линии и не снижало излучаемой мощности. Как показывает практика, расстояние между проводами лучше всего брать порядка 20—25 см.

Распорки для линии делаются из пропарафинированного дерева, эбонита или стекла и ставятся через каждые 80—100 см. Провод для линий и антенны берется медный, диаметром 2—3 мм, обладающий достаточной жесткостью. Линия между вводами и антенной должна быть укреплена жестко, чтобы ее вибрации были минимальными.

Настройку линии осуществляют следующим порядком. Отсоединив ее от излучающей части, антенну вновь натягивают и линию слабо связывают с передатчиком. Потом подстраивают линию в резонанс и замечают положения указателей на шкалах подстроечных конденсаторов. Затем снова спускают антенну, подключают линию к излучающей части, после чего поднимают антенну и линию вверх и вторично подстраивают в резонанс.

Если резонанс получается при том же положении подстроечных конденсаторов, то значит антенна рассчитана точно. Наоборот, если емкость увеличилась, значит излучающая часть коротка, а если уменьшилась — длинна.

### ПРИЕМНЫЕ АНТЕННЫ

В настоящее время даже при наличии высококачественных приемников приемной антенне уделяется значительное внимание. Применение высококачественной антенны в значительной степени улучшит прием, уменьшит индустриальные помехи и несколько повысит избирательность приемника.

Основными параметрами приемных антенн являются действующая высота, зависящая в основном от высоты подвеса антенны, индуктивность и емкость, зависящие от геометрических размеров антенны.

Для приема коротких волн в радиолюбительских условиях обычно применяется антенна длиной не больше 10—15 м и высотой 8—10 м.

Антенны для коротковолнового приемника можно применять любые: однолучевую Г-образную, однолучевую Т-образную, вертикальную и наклонную, антенны с сосредоточенной емкостью (метелочные антенны) и, наконец, специальные антенны.

Для большей оперативности при связях, особенно при работе во время соревнований, когда время, затрачиваемое на каждое переключение антенны, существенно сказывается на ходе соревнований, необходимо применять для приема отдельные специальные антенны.

Хотя лучшим типом является наружная антенна, но высокий уровень помех в городах не дает возможности полностью использовать преимущества этих антенн. Тем не менее открытые антенны и в городских условиях могут дать большой эффект, если при их устройстве будут приняты специальные меры для понижения уровня помех на входе приемника. Такого рода антенны называются антишумовыми.

Все разновидности антишумовых антенн можно разделить на две следующие основные группы:

1) антенны, снижения которых невосприимчивы к любым электромагнитным волнам и защищены от емкостных связей с источниками помех;

2) антенны, в которых снижение уровня помех достигается путем компенсации последних.

К числу антишумовых антенн можно отнести и рамочные антенны.

Выигрыш в качестве приема при антишумовых антеннах получается исключительно за счет значительного снижения уровня помех. Вместе с тем антишумовые антенны понижают и уровень полезного сигнала и не уменьшают уровня атмосферных помех. Применение антишумовых антенн в сельских местностях и вообще там, где уровень промышленных помех невелик, не дает улучшения качества приема, а, наоборот, может привести к ухудшению его в результате понижения уровня сигнала на входе приемника. По этой же причине нежелательно применение антишумовых антенн для малочувствительных приемников, поскольку они будут снижать качество приема (снижать уровень сигнала).

Наиболее простой по конструкции является антишумовая антенна, снижение которой выполнено из высокочастотного экранированного гибкого кабеля. Такая антенна при длине снижения в 10—15 м обычно дает заметное уменьшение помех. Однако при более длинном снижении экранирующее действие оболочки кабеля сильно уменьшается, и при длине снижения в 25—30 м не удастся получить сколько-нибудь заметного улучшения качества приема. Кроме того, помехи воздействуют не только на снижение, а также и на провода заземления. При этом, чем меньшие размеры имеет активная часть антенны, тем более благоприятные получаются результаты.

Более совершенную защиту от промышленных помех обеспечивают антишумовые антенны с двухпроводным снижением.

В тех случаях, когда район насыщен особенно сильными промышленными помехами (интенсивное трамвайно-троллейбусное

движение, наличие по соседству электролечебниц, предприятий со сварочными аппаратами и т. д.) и, особенно, когда в этих условиях невозможно расположить горизонтальную часть антенны в достаточном удалении от различных проводов и линий, может оказаться более целесообразным применение короткой вертикальной штыревой антенны с экранированным снижением или антенны с сосредоточенной емкостью.

Штыревая антенна может быть изготовлена из бамбукового или простого деревянного шеста длиной 3—6 м, на который на-

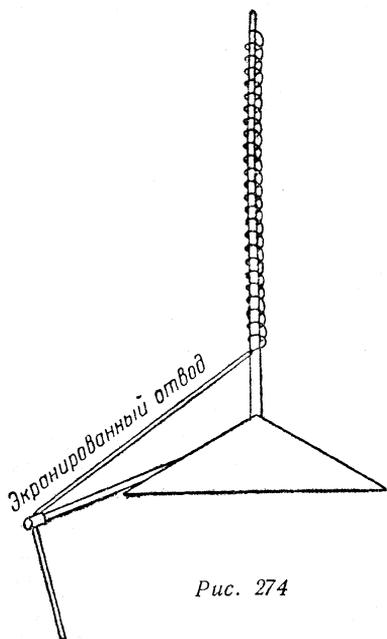


Рис. 274

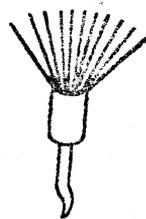


Рис. 275

матывается изолированный провод диаметром около 1 мм; длина намотки этого провода может быть 2—4 м (рис. 274). Для активной части можно использовать провод марки ПЭЛ, провод марки ПРГН, применяемый для наружных осветительных линий, или осветительный шнур марки ШР, который надо лишь предварительно расплести и пропитать в парафине, церезине или смоле.

Активная часть антенны с сосредоточенной емкостью может быть выполнена в виде «метелки» или «звездочки», состоящей из нескольких жестких проводов, расположенных так, как это показано на рис. 275.

Для устройства экранированного снижения антишумовых антенн лучше всего применять гибкий высокочастотный кабель. Центральная его жила одним концом присоединяется к активной части антенны, а вторым (нижним) концом — к зажиму «Антенна». Экранирующая оболочка кабеля соединяется с зажимом «Земля». На другом конце кабеля у антенны внешнюю оболочку можно попытаться соединить с металлической крышей здания. Если соединение оболочки кабеля с крышей увеличивает помехи, то под антенной на высоте около 1 м над крышей следует натянуть трех-четырёхлучевую противовес, к которому присоединяется оболочка кабеля у верхнего его конца. Кабель вводится в помещение через отверстие в оконной раме. Он должен

быть подведен к самому приемнику и подключен непосредственно к его антенному зажиму. Оболочка кабеля здесь же соединяется с корпусом приемника.

Лучше всего применить коаксиальный кабель марки РК-24. Могут быть также использованы кабели марок РК-20, РК-6 и другие. Вместо указанных кабелей можно использовать экранированный провод «Магнето» при условии, что длина снижения невелика. При длине снижения больше 7—10 м экранирующее действие оболочки провода «Магнето» становится ничтожно малым, а сигнал в кабеле сильно затухает.

### Упрощенные коротковолновые антишумовые антенны

Такие антенны целесообразно применять в тех случаях, когда при приеме коротковолновых радиостанций постоянно наблюдаются помехи от автомобилей и бытовых электроприборов.

Схема упрощенной антишумовой коротковолновой антенны для диапазона волн от 16 до 50 м приведена на рис. 276. Эта

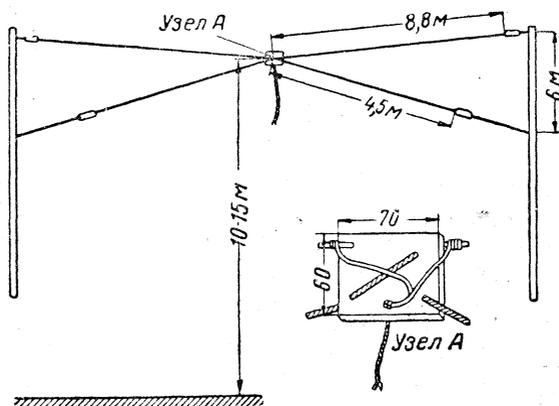


Рис. 276

антенна представляет собой систему из двух накрест расположенных проводов, находящихся в одной плоскости. Снижение выполняется из скрученных наподобие осветительного шнура двух проводов марки ПРГН. Может быть применен и обычный осветительный шнур, но наиболее желательным является применение специального двухпроводного гибкого высокочастотного кабеля. Такой кабель марки РД-16 выпускается нашей промышленностью. Конструкция закрепления шнура в горизонтальной части антенны показана на рисунке (узел А). Эти антенны обладают слабо выраженным направленным действием: станции, находящиеся в направлениях, близких к перпендикуляру относительно плоскости, которую составляют провода горизон-

тальной части антенны, принимаются лучше; станции же, лежащие за пределами сектора, составляющего угол  $\pm 75^\circ$  от указанного перпендикуляра, будут приниматься слабее. Эти свойства необходимо иметь в виду при установке антенны.

Соединение описанных антенн с приемниками, имеющими несимметричный вход, осуществляется с помощью переходного трансформатора.

Весьма неплохие результаты при сильных помехах от трамваев, троллейбусов и т. д. дает антенна, изображенная на рис. 277.

Провод этой антенны длиной 20—40 м подвешивается между двумя мачтами высотой 10—12 м. Схема присоединения соединительной линии приведена на рис. 277.

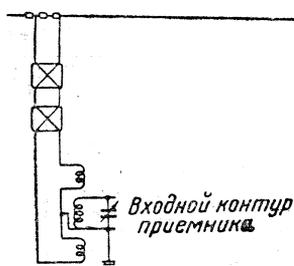


Рис. 277

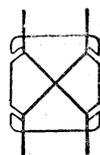


Рис. 278

На расстоянии 8—10 м от антенны линия натягивается на специальные распорки (рис. 278) и перекрещивается в целях уничтожения в обоих проводах линии индуктированных токов. Наиболее подверженная действию помех часть линии в 10—15 м длиной скручивается наподобие осветительного шнура.

Эта антенна связывается с приемником специальной катушкой связи, располагаемой симметрично по обеим сторонам катушки входного контура приемника. Такая катушка связи имеет 2—4 витка провода диаметром 0,5—0,8 мм.

Особенно значительное снижение помех эта антенна дает на 80- и 160-метровых диапазонах.

Значительное улучшение приема получается при применении дипольных антенн; уровень местных помех резко снижается, а при соответствующей ориентировке антенны уменьшаются помехи от радиостанций и повышается громкость приема работы корреспондента. Для любительских условий можно взять горизонтальный диполь, представляющий собой провод, разделенный точно по середине цепочкой изоляторов. Общая длина каждого провода дипольной антенны берется несколько меньше четверти длины рабочей волны; практически она должна быть равна  $l = 0,238 \lambda$ .

Соединительная линия в целях наименьших потерь должна иметь волновое сопротивление порядка 70—100 ом. Лучше всего

применять высокочастотный кабель с таким сопротивлением, например типа РК-1, РК-3. Примерно такое же сопротивление имеет линия из провода ПР сечением 2,5 мм<sup>2</sup>, свитого шнуром. Применение для соединительной линии осветительного шнура нежелательно, так как качество его изоляции снижается под действием влаги и при колебаниях температуры.

Приемник, к которому подключается дипольная антенна, должен иметь симметричный антенный вход.

Дипольная антенна рассчитывается на один любительский диапазон. На других волнах ее можно использовать как несимметричную Г- или Т-образную антенну, присоединив оба провода соединительной линии к антенному зажиму приемника.

### УКВ АНТЕННЫ

Все типы антенн, пригодные для коротких волн, могут быть использованы и для работы на ультракоротких волнах. Кроме того, так как размеры антенн, применяемых для диапазона метровых волн, сравнительно незначительны, то на УКВ можно применять ряд таких антенн, которые неприменимы на коротких волнах из-за их чрезмерно больших размеров.

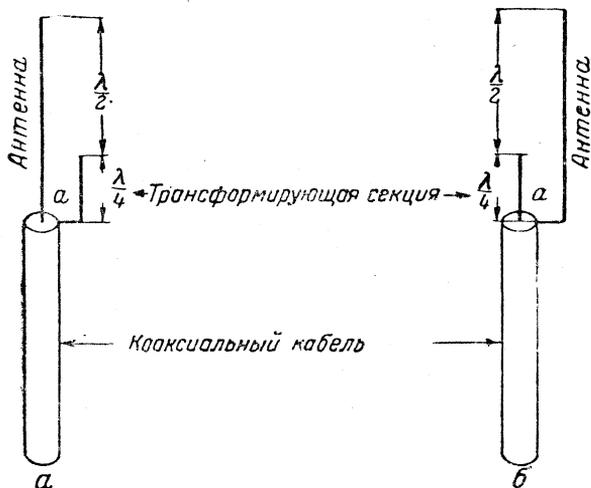


Рис. 279

Сюда относятся антенны с близкорасположенными пассивными вибраторами, антенны с плоскими зеркалами, конусные, турникетные и многие другие.

Чаще всего на УКВ, особенно в передвижках, применяется штыревая антенна, которая представляет собой стержень длиной в полволны, питаемый через коаксиальную линию. Согласуется эта антенна с питающей линией следующим образом.

Средний провод коаксиального кабеля выступает над концом внешнего проводника на три четверти волны. Верхняя часть его длиной в полволны является вибратором. Четвертьволновая часть, прилегающая к концу кабеля, вместе с проводником *a* (рис. 279, *a*), связанным с внешним проводником кабеля, выполняет роль четвертьволнового трансформатора. Полуволновый вибратор возбуждается в пучности напряжения. Подбором надлежащего расстояния между проводами четвертьволнового согласующего трансформатора можно подогнать нагрузку для коаксиального кабеля, равную его волновому сопротивлению.

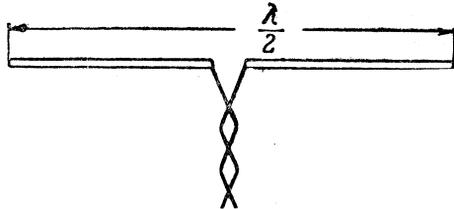


Рис. 280

В целях придания большей жесткости вибратору предпочтительнее поменять местами вибратор и провод *a* (рис. 279, *b*).

Большое распространение получила и антенна — симметричный полуволновый вибратор (рис. 280). Для получения работы в диапазоне метровых волн, отведенном для радиолюбителей (7,0—7,50 м), такой симметричный вибратор должен иметь длину  $l = \frac{1}{2} \lambda = 3,51 \text{ м}$ , а каждый луч — по 1,75 м.

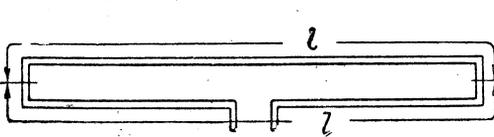


Рис. 281

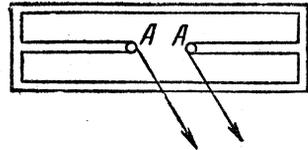


Рис. 282

Удобна также для применения на УКВ диапазоне шлейф-антенна А. А. Пистолькорса (рис. 281). При ее общей длине  $2l$ , не превышающей полволны, сопротивление излучения равно 282,4 ом.

Такое большое сопротивление излучения упрощает задачу согласования антенны с симметричной соединительной линией.

В некоторых случаях применяется сдвоенный шлейф-вибратор, показанный на рис. 282. Входное сопротивление этого вибратора составляет 1440 ом. Так как согласование такого большого входного сопротивления с волновым сопротивлением обычных кабелей затруднительно, подобный вибратор в качестве одиночного излучателя не применяется. В сложных антеннах, у которых благодаря реакции пассивных диполей волновое сопротивление активного вибратора резко падает, шлейф-вибратор может найти широкое применение.

Для работы на УКВ можно применять и однофидерную антенну (рис. 283). Размеры такой антенны указаны на рисунке.

Направленное действие полуволнового диполя, шлейф-антенны и однофидерной антенны лежит в плоскости, перпендикулярной к вибраторам (рис. 284).

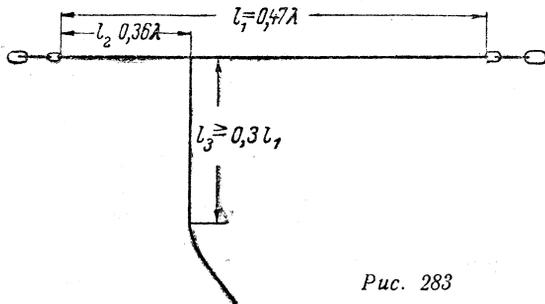


Рис. 283

Одиночные вибраторы, описание которых приведено выше, имеют незначительную направленность. Коэффициент направленности у них равен всего лишь 1,64. Значительно большими коэффициентами направленности обладают многоэлементные антенны. Применяя их, можно получить большую дальность действия.

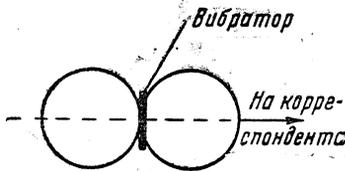


Рис. 284

В простейшем виде такая многоэлементная антенна состоит из полуволнового вибратора, рефлектора и нескольких директоров (рис. 285).

Настройка такой антенны производится следующим образом.

Изготавливается набор из нескольких директоров, часть из которых имеет длину, точно равную половине волны, а часть несколько короче или длиннее. Затем опытным путем находят такую длину директора, при которой получаются оптимальные результаты; опытным же путем определяются и точные расстояния между вибратором и директором и соседними директорами.

Лучи можно изготовить из алюминиевой или медной трубки диаметром 15—20 мм. Диполь соединяется с передатчиком или приемником при помощи соединительной линии, сплетенной из двух проводов диаметром до 1,5 мм. Согласование такой антенны с соединительной линией достигается одним из способов, приведенных на стр. 452.

Диполь крепится на мачте высотой 3—4 м. Оттяжки мачты должны быть изолированы от крыши. Если оттяжки длинные, то каждая из них делится изоляторами на участки длиной не более 1 м. Линию желательно делать возможно более короткой.

Симметричный диполь может быть ориентирован как горизонтально, так и вертикально. При вертикальном расположении вибратора излучение получается равномерное во всех направлениях.

Необходимо также иметь в виду, что на приемных радиостанциях антенны должны быть расположены так же, как и на передающих (горизонтально или вертикально).

Для соединения УКВ антенны с передатчиком обычно применяется коаксиальный кабель, так как двухпроводная линия

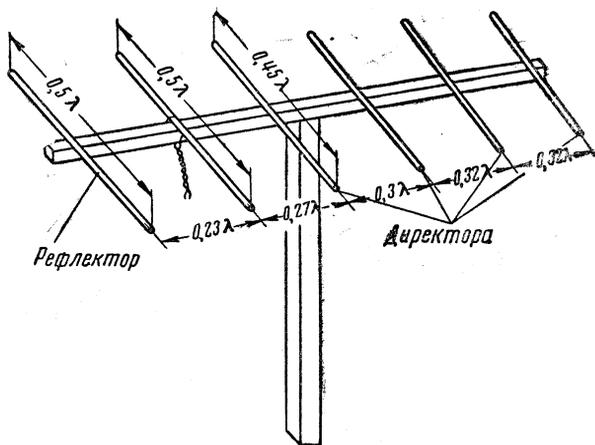


Рис. 285

вследствие заметного (по сравнению с длиной волны) расстояния между ее проводниками превращается на УКВ в излучающую систему, искажающую характеристику направленности антенны и вызывающую добавочные потери энергии.

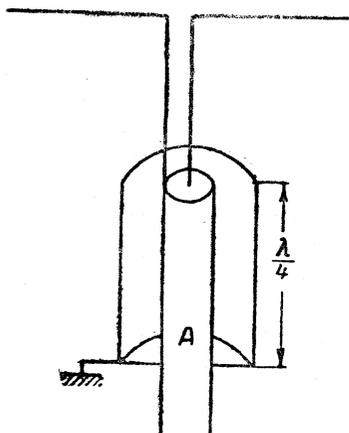
Применяется ряд схем для соединения симметричных антенн с несимметричной линией, какой является коаксиальный кабель. Простейшие из них — так называемые «стакан» и «U-колени».

«Стакан» представляет собой добавочный четвертьволновый экран (чехол), надеваемый поверх экрана коаксиального кабеля (рис. 286) и тщательно заземляемый.

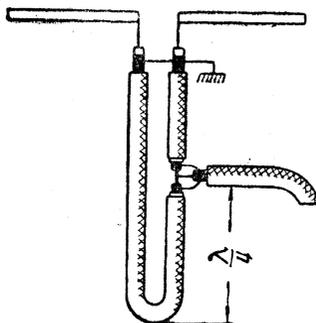
Схема «U-колени» приведена на рис. 287. Здесь имеется разветвление питающего несимметричного кабеля на две ветви с удлинением одной из них до половолны.

Весьма простая четырехэлементная антенна с вибратором Пистолькорса показана на рис. 288.

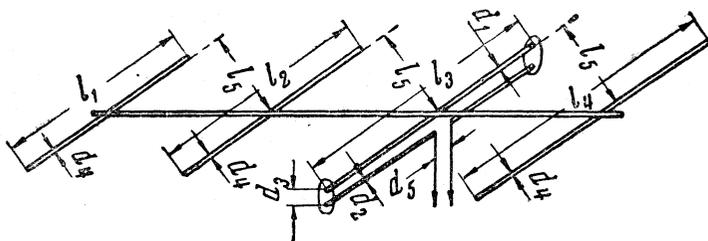
Размеры элементов такой антенны для диапазонов 144 и 420 Мгц приведены в табл. 46.



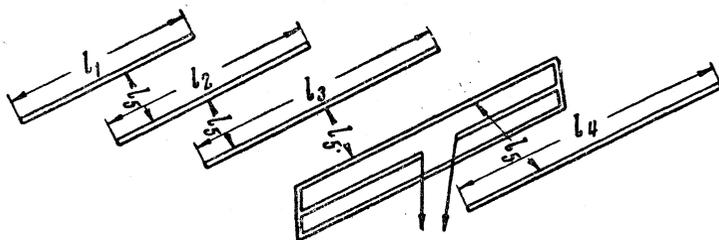
*Puc. 286*



*Puc. 287*



*Puc. 288*



*Puc. 289*

Таблица 46

Диапазон, Мгц	Размеры, мм									
	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$L_5$	$d_1$	$d_2$	$d_3$	$d_4$	$d_5$
144—146	915	920	970	1 010	405	12	2	17	8	20
420—425	305	307	320	333	133	6	1	7	8	20

Данные пятиэлементной антенны с двойным вибратором Дистолькорса (рис. 289) для тех же диапазонов приведены в табл. 47.

Таблица 47

Диапазон, Мгц	Размеры, мм				
	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$L_5$
144—146	900	910	920	1 020	392
420—425	310	313	316	350	135

Питание такой антенны производится при помощи двухпроводного кабеля типа РД-16 или РД-24. Вместо этих кабелей можно использовать и открытую двухпроводную линию с волновым сопротивлением 200 ом. Вид вибратора приведен на рис. 290, а размеры — в табл. 48. Элементы антенны изготавливаются из латунных или алюминиевых трубок диаметром 8—20 мм.

Таблица 48

Диапазон частот, Мгц	Размеры, мм				
	$L_1$	$d_1$	$d_2$	$d_3$	$d_4$
144—146	965	7,9	4	7,9	69
420—435	333	4	2	4	29

Значительное увеличение направленности может быть получено при применении двухэтажной антенны (рис. 291), состоящей из двух пятиэлементных антенн, расположенных одна над другой. Входное сопротивление такой антенны 200 ом.

Все описанные выше антенны являются узкодиапазонными. Для радиолюбителей целесообразнее применять широкодиапазонные антенны, к числу которых относится вибраторная антенна, предложенная В. Д. Кузнецовым. Вид такой антенны приведен на рис. 292. Антенна может работать без какой-либо перестройки в диапазоне частот от 38 до 146 Мгц. Коэффициент усиления этой антенны достигает 8 дб. Питание осуществляется при помощи кабеля РК-3, который присоединяется к антенне через

отрезок кабеля типа РК-6 длиной 70 см. Антенна с успехом может быть применена и для дальнего приема телевидения.

Для диапазонов 144 и 420 Мгц целесообразно применять уголковую антенну, представляющую собой обычный полуволновый вибратор, расположенный в пересечении двух отражающих плоскостей (рис. 293). Антенна очень проста в изготовлении и при правильном выборе размеров дает очень незначительное обратное излучение. Размеры  $L_1$  и  $L_2$  не критичны. Параметры

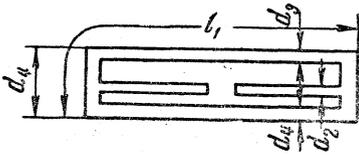


Рис. 290

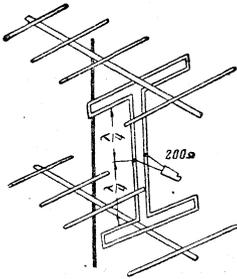


Рис. 291

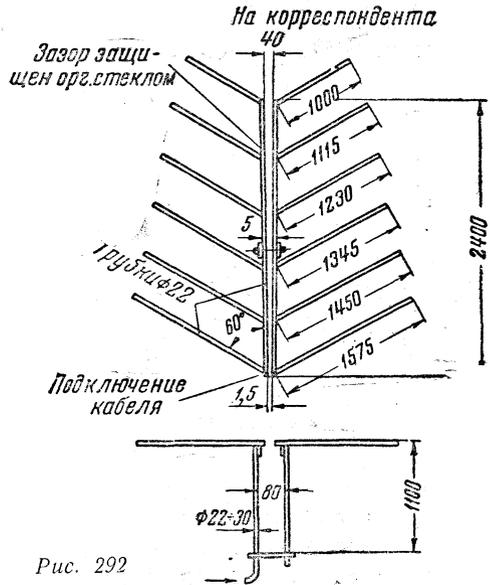


Рис. 292

такой антенны зависят от размеров  $L_1$  и угла раствора рефлектора  $\alpha$ . На рис. 294 приведена зависимость коэффициента усиления и входного сопротивления антенны от угла раствора  $\alpha$  и размеров  $L_1$ . С уменьшением угла увеличивается коэффициент усиления, но одновременно падает величина входного сопротивления антенны. Чаще всего угол раствора выбирается в пределах  $60-90^\circ$ . При увеличении  $L_1$  входное сопротивление антенны растет, но одновременно увеличивается ее габариты.

Размеры отдельных элементов уголковой антенны на любительские диапазоны приведены в табл. 49.

Таблица 49

Диапазон частот, Мгц	Угол $\alpha$	Размеры, мм		
		$L$	$L_1$	$L_2$
144—146	$60^\circ$	2 030	995	1 730
420—425	$60^\circ$	700	340	590

В качестве излучателя применен полуволновый диполь, изготовленный из трубок диаметром 10—15 мм. Питается антенна коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением порядка 60—70 ом. Для диапазона 144 Мгц рефлектор может быть изго-

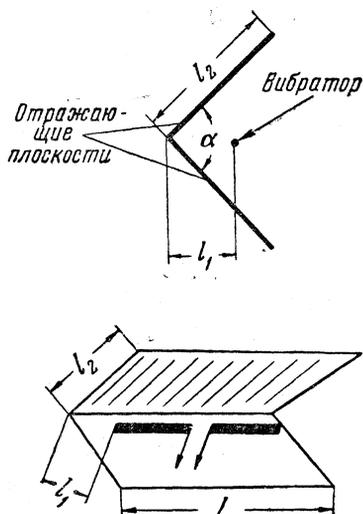


Рис. 293

товлен из латунной сетки или ряда вибраторов диаметром 5 мм, установленных на расстоянии 8—10 см друг от друга параллельно к вибратору. Коэффициент усиления такой антенны около 12 дб.

Для установления дальних радиосвязей в диапазонах 144—146 Мгц и особенно на 420—425 Мгц необходимо сконцентрировать излучение электромагнитной энергии в виде узкого луча и направить его возможно ближе к горизонту. При этом также необходимо иметь возможность устанавливать радиосвязи с корреспондентами, находящимися в различных направлениях от радиостанции при неподвижной антенне. Для такого случая антенна должна иметь в вертикальной плоскости диаграмму направленности в виде вытянутой восьмерки, а в горизонтальной — в виде окружности. Подобную диаграмму можно получить при исполнении биконической антенны (рис. 295), представляющей собой два металлических конуса, к одному из которых присоединена средняя жила кабеля, а к другому — его оплетка. Недо-

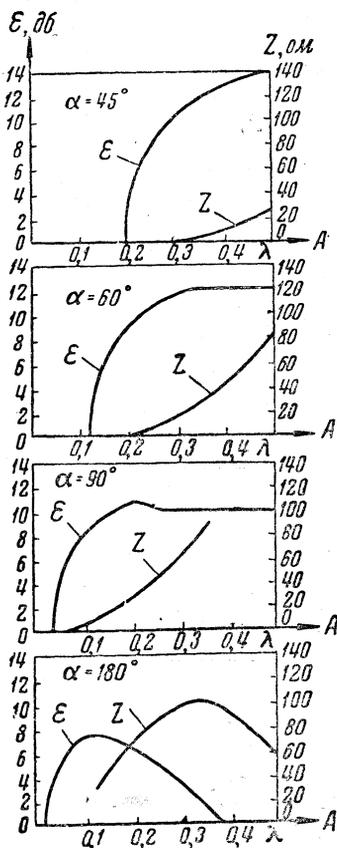


Рис. 294

статком такой антенны является необходимость симметричного возбуждения. Широкополосная биконическая дискоконусная антенна (рис. 296), в которой роль верхнего конуса выполняет диск, не требует симметричного возбуждения. В табл. 50 приведены размеры дискоконусных антенн, рассчитанных для работы в любительских диапазонах.

Таблица 50

Рабочий диапазон частот, Мгц	Размеры, мм			
	A	B	B	г
30—90	1 500	1 820	1 520	40
90—450	550	685	555	30
900—1 800	80	125	85	10

При выбранных размерах антенны работу желательно вести в области наиболее низких рабочих частот, так как при повышении рабочей частоты угол между направлением максимального излучения и горизонтом увеличивается. Питание антенны про-

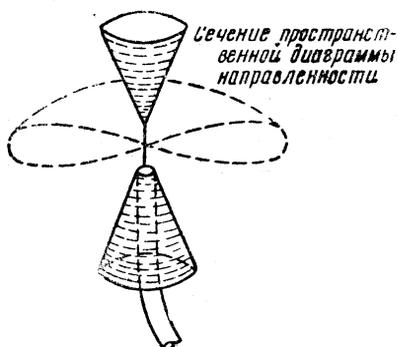


Рис. 295

изводится кабелем с волновым сопротивлением порядка 60—70 ом без согласующих устройств. Диск изолируется от конуса, который может быть заземлен. Для работы в диапазоне 38—40 Мгц конус и диск выполняются из штырей диаметром 3—5 мм (рис. 297). Максимальное расстояние между штырями не должно превышать  $0,05\lambda$ .

Для работы в диапазонах 1 500 и 5 600 Мгц могут быть применены рупорные антен-

ны, представляющие собой металлические прямоугольные или круглые рупоры. Такие антенны просты в изготовлении, легки в настройке и широкополосны. Простейшая конструкция прямоугольной рупорной антенны приведена на рис. 298. Диаграмма направленности таких антенн при приведенных ниже размерах (табл. 51) имеет вид довольно узкого лепестка.

Таблица 51

Рабочий диапазон частот, Мгц	Размеры, мм				
	$l_1$	$l_2$	$l_3$	$l_4$	$l_5$
1 470—1 520	280	164	267	20	140
5 650—6 850	150	45	65	22	32

Для питания рупорных антенн используется коаксиальный кабель. Его внутренняя жила введена в волноводную секцию, продолжением которой является рупор. Внутренняя жила коаксиального кабеля, соединенного с передатчиком или приемником, вводится через отверстие в середине широкой стенки волновода. Длина внутренней жилы, введенной в волновод, берется порядка

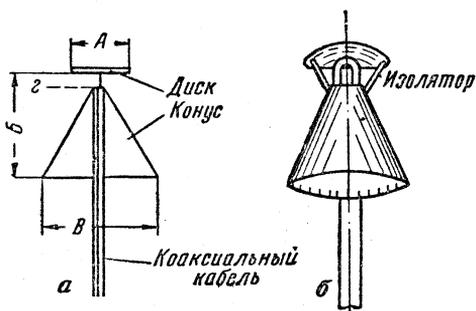


Рис. 296

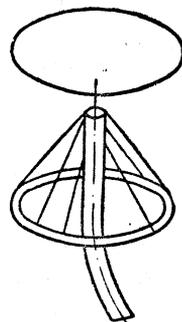


Рис. 297

0,3 ширины узкой стенки волновода. Оплетка кабеля припаивается снаружи к широкой стенке волновода, вокруг проходной изоляционной втулки. Согласование антенны достигается регулировкой длины участка провода, введенного в волновод (рис. 299).

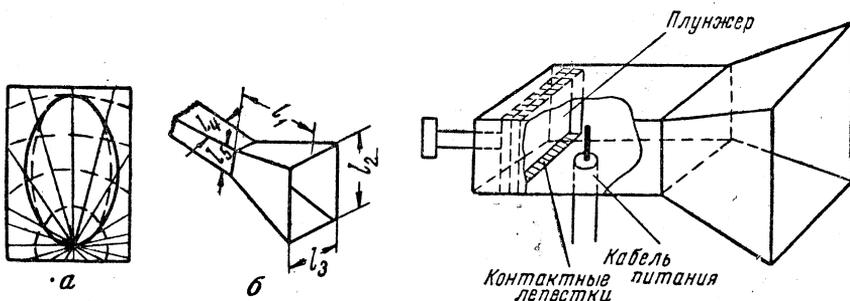


Рис. 298

Рис. 299

Для обеспечения полной передачи энергии из кабеля к рупору сзади штыря на расстоянии  $0,5\lambda$  в волноводе устанавливается короткозамыкающий плунжер в виде металлической пластинки, размеры которой равны внутренним размерам волновода. Для обеспечения надежного контакта плунжера с волноводом на гранях его крепятся контактные лепестки из какого-либо упругого и хорошо проводящего электрический ток материала, например гартованной латуни или фосфористой бронзы. Изме-

няя положение плунжера и длину вибратора, легко добиться наилучшей передачи энергии по тракту. Длина хода плунжера должна быть порядка  $0,5\lambda$  в волноводе. Ширина диаграммы направленности в вертикальной плоскости при применении рупоров, изготовленных по приведенным размерам, получается порядка  $45^\circ$  в горизонтальной плоскости и около  $50^\circ$  в вертикальной плоскости.

Для работы в диапазонах от 1 470 Мгц и выше могут быть использованы щелевые антенны, представляющие собой узкую щель длиной около  $0,5\lambda$ , прорезанную в металлической пластинке, обтекаемой током. Подобные антенны применяются только на высоких частотах, так как на низких частотах (менее 1 500 Мгц) размеры питающего щель волновода получаются очень большими. Конструкция

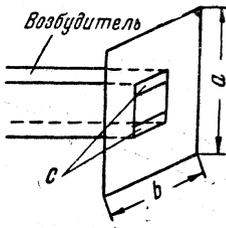


Рис. 300

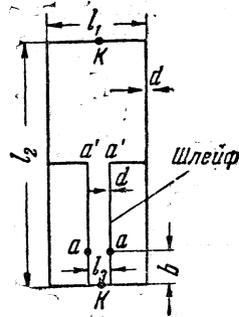


Рис. 301

сравнительно простой щелевой антенны показана на рис. 300. В качестве возбудителя может быть взято устройство для возбуждения рупорной антенны (рис. 299).

Для диапазона 1 470—1 520 Мгц размеры волноводной секции  $90 \times 140$  мм, а для диапазона 5 650—5 850 Мгц —  $22 \times 32$  мм. Длина волновой секции особой роли не играет и может быть взята порядка  $0,5-1\lambda$ . Согласование щели производится регулировкой ширины щели при помощи симметричных шторок *c*. Перед регулировкой шторки устанавливаются так, чтобы закрывали с каждой стороны выходное отверстие возбуждающей секции на 8—10%. Толщина шторок должна быть взята возможно меньшей — 0,1—0,2 мм. После окончания регулировки шторки припаиваются к волноводу. Размеры *a* и *b* не критичны и выбираются из конструктивных соображений. Для диапазона 1 470—1 580 Мгц они составляют 20—30 см и 10—15 см для диапазона 5 650—5 850 Мгц. Ширина диаграммы направленности у подобной антенны составляет около  $60^\circ$ .

В настоящее время созданы проволочные антенны щелевого типа, которые более всего подходят для диапазонов дециметровых волн. Конструкция такой проволочной щелевой антенны приведена на рис. 301, а размеры ее — в табл. 52.

Диапазон частот, Мгц	Размеры, мм					
	$l_1$	$l_2$	$l_3$	$e$	$d$	$\delta$
420—425	130	330	50	35	6—8	5

Входное сопротивление антенны в точках  $a$ — $a$  равно 600 ом. При применении в качестве фидера симметричного кабеля типа РД-13 (волновое сопротивление 85 ом) согласование производится при помощи четвертьволнового короткозамкнутого шлейфа. В этом случае кабель подключается в точках  $a'$ — $a'$ . При использовании кабеля типа РК подключение его производится в точках  $a$ — $a$ , причем для согласования применяется U-колесо. В целях более

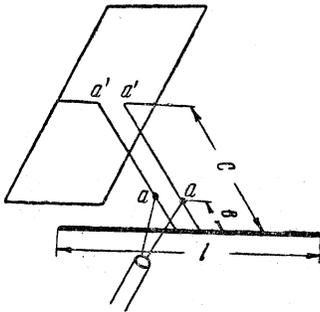


Рис. 302

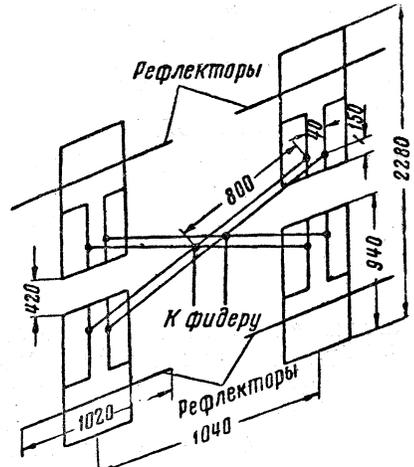


Рис. 303

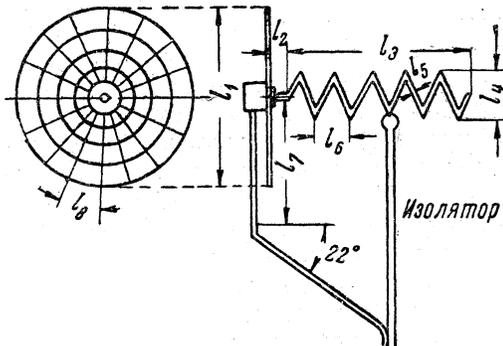


Рис. 304

точного согласования опытным путем подбирается положение точек подключения фидера к шлейфу. Антенна крепится к опорам в точках  $K - K$  без изоляторов.

Антенна имеет большую направленность; коэффициент усиления ее порядка 12 дБ, что равноценно шестиэлементной вибраторной антенне.

Увеличить коэффициент усиления этой антенны можно путем добавления рефлектора (рис. 302). Длина рефлектора равна 370 мм, расстояние  $b - 40$  мм и  $c - 180$  мм. Коэффициент усиления в этом случае повышается на 2—3 дБ.

При применении системы из четырех проволочных щелевых антенн можно получить коэффициент усиления в 20 дБ и более. Антенна такого типа для диапазона 144—146 МГц приведена на рис. 303. Элементы антенны изготавливаются из 4-миллиметровой проволоки. В качестве соединительной линии используется кабель типа КАТВ. Согласование достигается подбором точек присоединения соединительной линии к шлейфу. Для фидера используется 75-омный кабель с симметрирующим U-коленом.

В последние годы в качестве диапазонных антенн стали широко применяться спиральные антенны. Благодаря сравнительно небольшим размерам эти антенны особенно удобны для полевых условий. Внешний вид антенны приведен на рис. 304, а размеры элементов для диапазонов 420, 1 470 и 5 650 МГц приведены в табл. 53. Ширина диаграммы направленности таких антенн достигает 40°. Питается антенна коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 75 ом. Центральная жила присоединяется к спирали, а оплетка кабеля — к рефлектору.

Таблица 53

Диапазон частот, Мгц	Размеры, мм							
	$l_1$	$l_2$	$l_3$	$l_4$	$l_5$	$l_6$	$l_7$	$l_8$
420—425	800	90	1 020	210	7	170	480	3,5 Рефлектор Сплошной диск
1 470—1 520	300	26	290	60	3	50	140	
5 650—5 850	200	6	70	28	2	12	35	

## СОДЕРЖАНИЕ

Введение . . . . .	Стр. 3
--------------------	-----------

### Глава I

#### Общие положения

Радилюбительские диапазоны волн и их распространение . . . . .	7
Ведение радиосвязей и наблюдений . . . . .	14
Ведение аппаратного журнала . . . . .	18
Заполнение QSL-карточки . . . . .	19
Подготовка к соревнованиям . . . . .	20
Как стать коротковолновиком . . . . .	23
Изучение телеграфной азбуки . . . . .	28
Радиокоды . . . . .	34
Позывные радилюбительских станций . . . . .	49
Условные буквенные обозначения стран . . . . .	52
Как получить позывной коротковолновика-наблюдателя . . . . .	57
Как получить разрешение на любительский передатчик . . . . .	58

### Глава II

#### Коротковолновые и ультракоротковолновые приемники

Основные параметры приемников . . . . .	60
Требования, предъявляемые к любительскому приемнику . . . . .	62
Приемники прямого усиления . . . . .	64
Супергетеродины . . . . .	91
Борьба с помехами . . . . .	136
Особенности УКВ приемников . . . . .	145
Сверхрегенеративные приемники . . . . .	151
Супергетеродинные УКВ приемники . . . . .	156
Приемники частотно-модулированных сигналов . . . . .	161
Порядок проектирования любительских приемников . . . . .	174
Конструктивное выполнение коротковолновых приемников . . . . .	177
Практические схемы коротковолновых приемников . . . . .	179
Практические схемы УКВ приемников . . . . .	190

### Глава III

#### Радиопередающие устройства

Усилитель мощности . . . . .	200
Промежуточные каскады передатчика . . . . .	215
Возбудители для любительских радиопередатчиков . . . . .	218
Модуляция и манипуляция в любительских передатчиках . . . . .	234

	Стр.
Практические конструкции передатчиков . . . . .	263
Простейший передатчик начинающего коротковолновика . . . . .	263
Передатчик второй категории . . . . .	264
Передатчик первой категории . . . . .	270
Особенности генерирования на УКВ . . . . .	281
Конструкции УКВ передатчиков . . . . .	281
Передатчик на 38—40 Мгц . . . . .	281
Передатчик на 144—146 Мгц . . . . .	285
Передатчик на 420—425 Мгц . . . . .	287
Автоматика и блокировка в любительских передатчиках . . . . .	289
Стабилизаторы напряжения . . . . .	294

## Глава IV

### Полупроводниковые триоды

Принцип действия полупроводниковых диодов и триодов . . . . .	304
Устройство плоскостных полупроводниковых диодов и триодов . . . . .	319
Схемы включения . . . . .	320
Статические характеристики . . . . .	324
Параметры и эквивалентные схемы для области низких частот . . . . .	326
Усилители низкой частоты . . . . .	357
Высокочастотные свойства полупроводниковых триодов . . . . .	362
Определение данных элементов эквивалентных схем . . . . .	373
Измерение $h$ - и $y$ -параметров . . . . .	377
Усилители высокой и промежуточной частоты . . . . .	381
Детектирование . . . . .	385
Преобразователи частоты . . . . .	386
Генераторы на полупроводниковых триодах . . . . .	387
Приемники на полупроводниковых триодах . . . . .	389

## Глава V

### Источники питания

Выпрямители . . . . .	393
Сглаживающие фильтры . . . . .	405
Упрощенный конструктивный расчет силовых трансформаторов . . . . .	407
Преобразователь напряжения на полупроводниковых триодах . . . . .	412
Газотронные выпрямители . . . . .	414

## Глава VI

### Антенны для приемо-передающих любительских радиостанций

Общие сведения об антеннах . . . . .	418
Качественные показатели антенны . . . . .	423
Дипольные антенны . . . . .	427
Направленные антенны . . . . .	437
Многоэлементные антенны . . . . .	438
Вращающиеся направленные антенны . . . . .	440
Гармониковые антенны . . . . .	448
Соединительные линии . . . . .	452
Приемные антенны . . . . .	461
УКВ антенны . . . . .	466
Приложения — вклейка	

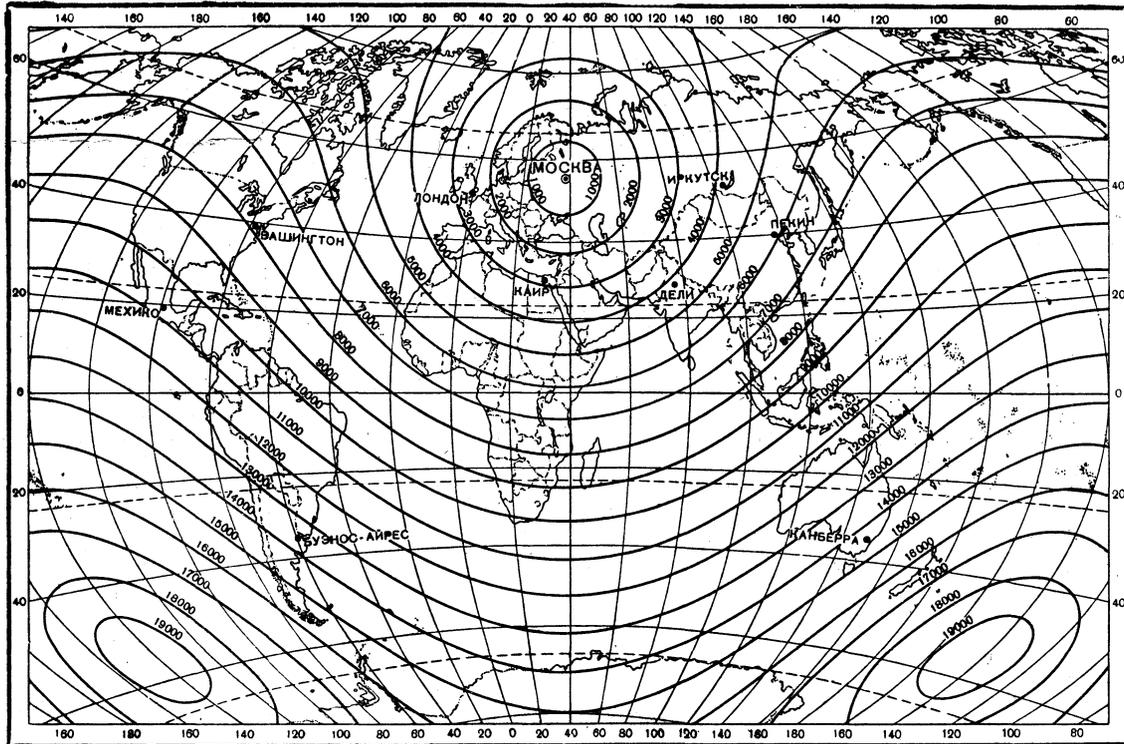
## ОПЕЧАТКИ

Страница	Строка	Напечатано	Следует читать
12	6 снизу	контингентов	континентов
45	13 снизу	Trasmitter	Transmitter
208	Шапка табл. 13:		
	графа 1	$\cos \psi$	$\psi$
	графа 2	$\psi$	$\cos \psi$
230	3 снизу	кварцевые лампы генераторов	кварцевые генераторы
347	17 сверху	$G_H = \frac{1}{R_H} = \frac{1}{500} =$ $= 2.10^{-4}$	$G_H = \frac{1}{R_H} =$ $= \frac{1}{5000} =$ $= 2.10^{-4}$

Все опечатки в скане книги исправлены, данная страница оставлена как память о бумажной вклейке в книгу

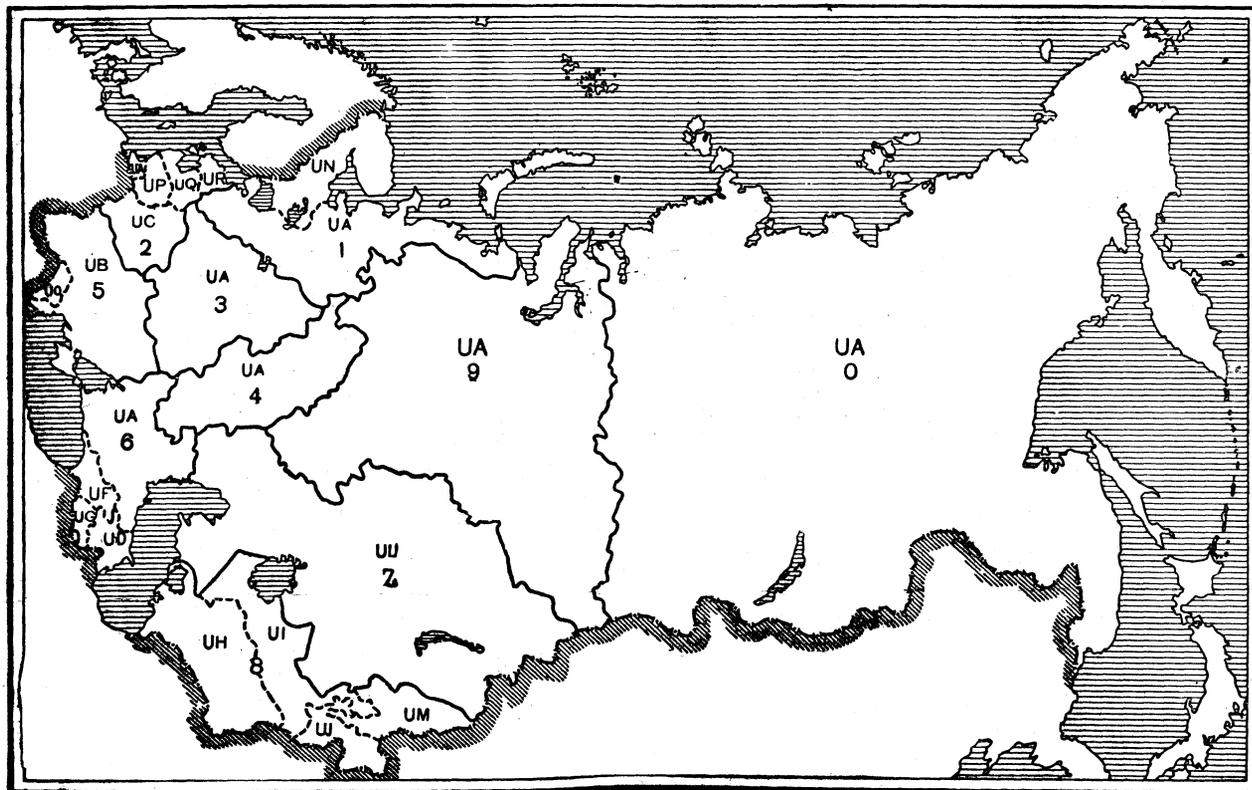


## КАРТА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАССТОЯНИЙ



По карте можно определить примерное расстояние между корреспондентами, один из которых проживает в Москве. Например, коротковолновик, живущий в Москве, установил двухстороннюю радиосвязь с радиолюбителем Иркутска. Для определения расстояния следует положить линейку между точками расположения Москвы и Иркутска. Линейка пересечет вблизи Иркутска условную красную линию, на которой указано расстояние от Москвы до этого города. В данном случае определим, что Иркутск отстоит от Москвы на расстоянии 5000 км.

# РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ПЕРВЫХ ТРЕХ ЗНАКОВ ПОЗЫВНЫХ СИГНАЛОВ ЛЮБИТЕЛЬСКИХ РАДИОСТАНЦИЙ СССР



10 p

10  

---

2 11/60